

UNIVERSIDADE DO VALE DO RIO DOS SINOS – UNISINOS
UNIDADE ACADÊMICA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
NÍVEL MESTRADO PROFISSIONAL

MAURÍCIO CARLOTTO RIBEIRO

DESENVOLVIMENTO DE UMA ANTENA IMPRESSA SUB-GHZ
ENCAPSULADA COM DIMENSÕES REDUZIDAS

São Leopoldo

2021

Maurício Carlotto Ribeiro

Desenvolvimento de uma Antena Impressa Sub-GHz Encapsulada com Dimensões Reduzidas

Dissertação apresentada como requisito parcial
para obtenção do título de Mestre em
Engenharia Elétrica, pelo Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade do Vale do Rio dos Sinos -
UNISINOS.

Orientador: Sandro Binsfeld Ferreira

SÃO LEOPOLDO

2021

R484d Ribeiro, Maurício Carlotto.
Desenvolvimento de uma antena impressa sub-GHz
encapsulada com dimensões reduzidas / por Maurício Carlotto
Ribeiro. – 2021.
96 f. : il. ; 30 cm.

Dissertação (mestrado) — Universidade do Vale do Rio dos
Sinos, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, São
Leopoldo, RS, 2021.
“Orientador: Dr. Sandro Binsfeld Ferreira”.

1. Antena encapsulada. 2. Ultra high frequency (UHF).
3. Fractal. 4. Miniaturização. 5. Internet das coisas. 6. Sub-GHz.
7. Antena impressa. I. Título.

CDU: 621.396.67

Maurício Carlotto Ribeiro

Desenvolvimento de uma Antena de Impressa Sub-GHz Encapsulada com Dimensões Reduzidas

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade do Vale do Rio dos Sinos – UNISINOS.

Aprovado em 30 de julho de 2021.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Cesar David Paredes Crovato – MPEE UNISINOS
Avaliador

Prof. Dr. Rodrigo Marques de Figueiredo – MPEE UNISINOS
Avaliador

Prof. Dr. Giovani Bulla - UFRGS
Avaliador Externo

Prof. Dr. Sandro Binsfeld Ferreira (Orientador)

Visto e permitida a impressão
São Leopoldo

Prof. Dr. Paulo Ricardo da Silva Pereira
Coordenador PPG em Engenharia Elétrica

AGRADECIMENTOS

A realização deste Mestrado foi uma jornada na qual muitas foram as contribuições, sejam em forma de conhecimentos ou na forma de uma palavra amiga, as quais foram essenciais na concretização deste trabalho. Desta forma, gostaria de agradecer:

- À Deus pela vida cheia de desafios e alegrias, pela saúde, pela família maravilhosa, pelos amigos e por todas as oportunidades de crescer intelectualmente e profissionalmente.
- À minha mãe Clénira e meu irmão Fabrício pelo carinho, suporte e apoio nos bons e maus momentos e ao meu pai Paulo que, de onde estiver, tenho certeza de que está sempre torcendo por mim.
- À minha esposa Sabrina pelo amor, paciência, conhecimentos, pela ajuda em tantos momentos desafiadores que se sucederam e simplesmente por compartilhar essa jornada comigo.
- Ao meu orientador Prof. Dr. Sandro Binsfeld pelos inúmeros conhecimentos compartilhados e pela motivação que foram imprescindíveis na realização deste trabalho.
- À HT Micron, por fornecer através do programa PADIS, a bolsa de estudos que permitiu a realização deste mestrado.
- Aos meus colegas de trabalho Willyan Hasenkamp, Felipe Kalinski, Vilson Petry, Marcelo Moraes, Arthur Costa, André Kaio, Christian Lehmen, Hêndrick Bataglin, Vanessa Furtado, Henrique Kuhn, Elvis Bugs, Nelson Andrade, Bárbara Souza e Fernando Ferreira pelas colaborações, brincadeiras e conselhos, maiores ou menores que tenham sido, foram de igual importância.
- Aos colegas do Itt Chip, em especial à Luíse Dalló, pelo excelente trabalho na realização dos processos de fabricação para produção dos protótipos utilizados neste trabalho.
- Aos professores Paulo Ricardo, Celso Peter, Tatiana Louise, José Vicente, Cesar Crovato e Rodrigo Marques pelos ensinamentos, sugestões e experiências compartilhadas.
- Ao Programa de Pós-Graduação Engenharia Elétrica por prontamente fornecer toda a estrutura e materiais necessários ao correto andamento das atividades do programa.

RESUMO

Desde a realização da primeira efetiva comunicação entre dispositivos sem fios muitas tecnologias surgiram para atender os mais diversos mercados e oportunidades, o que tornou o termo “portátil” cada vez mais frequente e necessário entre o desenvolvimento de produtos. Neste percurso as antenas sempre estiveram presentes por serem parte essencial do conjunto que permite a transmissão e recepção de sinais. Contudo, as tecnologias utilizadas no desenvolvimento de antenas não acompanharam a mesma velocidade de evolução que os circuitos de RF (Rádio Frequência), que ficaram cada vez mais reduzidos. Desta forma, as antenas impressas começaram a receber maior importância por ser possível incluí-las ao restante do dispositivo sem ocupar uma área significativamente grande. Não obstante, se verifica que o desenvolvimento de rádios com antenas integradas representa uma proposta potencialmente viável no sentido de proporcionar em um único pacote a estrutura de comunicação sem fios pronta. Neste contexto, o presente trabalho visa o desenvolvimento de uma antena encapsulada de reduzidas dimensões para produtos destinados à Internet das Coisas, com foco em tecnologias que utilizam frequências sub-GHz. A proposta consiste em contornar as limitações físicas através de metodologias de miniaturização de antenas, de modo a produzir um modelo de antena impressa que possa ser encapsulada com o circuito ao qual faz parte. A primeira etapa do trabalho consistiu na avaliação de diferentes designs de antenas através de simulações eletromagnéticas, o que permitiu estabelecer as características elétricas destas e escolher aquela que apresenta melhor possibilidade de ser encapsulada e oferecer um bom desempenho. Duas metodologias de miniaturização foram escolhidas e testadas separadamente através de simulações: a utilização de substratos com alta constante dielétrica e a aplicação de geometrias Fractais. Os resultados de simulação demonstraram que a substituição de meandros comuns pela geometria Fractal do tipo Hilbert em uma Antena F invertida foi capaz de obter uma redução de até 44,45 % das dimensões originais, porém com algumas reduções pontuais de performance. Protótipos foram fabricados para avaliar os resultados obtidos em *software*, contudo, as medições mostraram incoerência com valores verificados em simulação. Desta forma, foi necessário ajustar as características dos protótipos através de ajustes físicos e da adição de redes de casamento, permitindo assim o alcance do desempenho esperado e até a melhora em algumas características. Avaliações de comunicação foram conduzidos com a utilização das antenas fabricadas e equipamentos de teste, os quais permitiram concluir que o processo de miniaturização permitiu o desenvolvimento de antenas

de reduzidas dimensões, inclusive artesanalmente encapsuladas, que são capazes de efetuar a transmissão e recepção de sinais de RF com sucesso.

Palavras-chaves: Antena encapsulada. UHF. Fractal. Miniaturização. Internet das Coisas. Sub-GHz. Antena impressa.

ABSTRACT

Since the realization of the first effective communication between wireless devices, many technologies have emerged to fill the most variety of markets and opportunities, which has made the term “portable” increasingly frequent and necessary in product development. Over this road, antennas have always remained present as they are an essential part of the whole system that allows the transmission and reception of signals. However, the technologies employed in the antenna’s development did not follow the same evolution speed as the RF (Radio Frequency) circuits, which became increasingly reduced. Thus, printed antennas began to receive greater importance as it was possible to include them in the device without occupying a significantly large area. Nevertheless, it appears that the development of radios with integrated antennas represents a potentially viable proposal in the sense of providing a ready-made wireless communication structure in a single package. In this context, this work aims to develop a small, encapsulated antenna for Internet of Things products, focusing on technologies that uses sub-GHz frequencies. The proposal consists in overcoming the physical limitations through antenna miniaturization methodologies, in order to produce a printed antenna model that can be encapsulated with the circuit to which it belongs. The first work consisted in the evaluation of different antenna designs through electromagnetic simulations, which allowed establishing their electrical characteristics and choosing the one that presents the best possibility of being encapsulated and offering a good performance. Two miniaturization methodologies were chosen and tested separately through simulations: the use of substrates with high dielectric constant and the application of Fractal geometries. The simulation results showed that the replacement of common meanders by the Hilbert-type Fractal Geometry in an inverted F Antenna was able to obtain a reduction of up to 44.45% of the original dimensions, but with some punctual performance reductions. Prototypes were manufactured to evaluate the results obtained in software, however, the measurements showed inconsistency with values verified in simulation. Thus, it was necessary to adjust the characteristics of the prototypes through physical adjustments and the addition of matching networks, thus allowing the expected performance to be achieved and even improving some characteristics. Communication evaluations were conducted using manufactured antennas and test equipment, which endorse the conclusion that the miniaturization process allowed the development of small antennas, including manually encapsulated, which are capable of transmitting and receiving signals from RF successfully.

Key-words: Encapsulated Antenna. UHF. Fractal. Miniaturization. Internet of Things. Sub-GHz. Printed Antenna.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 – ANTENA DE MICROFITA DO TIPO PATCH.	8
FIGURA 2 – FORMATOS DO ELEMENTO IRRADIADOR DE ANTENAS DO TIPO PATCH.	9
FIGURA 3 – DIMENSÕES DA ANTENA DO TIPO PATCH.	10
FIGURA 4 – DISTRIBUIÇÃO DE CARGAS SUPERFICIAIS E FORMAÇÃO DE DENSIDADES DE CORRENTE EM ANTENAS DE MICROFITA DO TIPO PATCH.....	11
FIGURA 5 – FORMAÇÃO DE CAMPOS ENTRE AS SUPERFÍCIES CONDUTORAS DE UMA ANTENA DE MICROFITA DO TIPO PATCH.	11
FIGURA 6 – EXEMPLO DE ANTENA MONOPOLO COM MEANDROS.	13
FIGURA 7 – CORRENTES EM UMA ANTENA MONOPOLO COM MEANDROS.	13
FIGURA 8 – ANTENA DE MICROFITA DO TIPO F INVERTIDO	14
FIGURA 9 – EXEMPLO DE ANTENA DE MICROFITA DO TIPO HELICOIDAL EM DESIGN DE REFERÊNCIA.	15
FIGURA 10 – ANTENA DO TIPO PATCH (ESQUERDA) E ANTENA DO TIPO FENDA (DIREITA).....	16
FIGURA 11 – EXEMPLOS DE ANTENAS CHIP.....	18
FIGURA 12 – ANTENA DIPOLO (A) COM DIAGRAMA DE IRRADIAÇÃO 3D (B), DIAGRAMA DO PLANO DE AZIMUTE (C) E DIAGRAMA DO PLANO DE ELEVAÇÃO (D).	19
FIGURA 13 – TIPOS DE POLARIZAÇÃO.....	22
FIGURA 14 – MODELO EQUIVALENTE DA IMPEDÂNCIA DE UMA ANTENA.....	24
FIGURA 15 – ALIMENTAÇÃO ATRAVÉS DE LINHA DE MICROFITA.	26
FIGURA 16 – ALIMENTAÇÃO ATRAVÉS DE CABO COAXIAL.	27
FIGURA 17 – ALIMENTAÇÃO ATRAVÉS DE ACOPLAMENTO POR ABERTURA	28
FIGURA 18 – ALIMENTAÇÃO ATRAVÉS DE ACOPLAMENTO POR PROXIMIDADE.	28
FIGURA 19 – AS 4 ITERAÇÕES DE UMA GEOMETRIA FRACTAL HILBERT A) E FOTO DE UMA ANTENA IMPRESSA F INVERTIDA FRACTAL HILBERT MINIATURIZADA B).....	33
FIGURA 20 – ANTENA F INVERTIDA PLANAR A) E ANTENA F INVERTIDA PLANAR MINKOWSKI B).	35
FIGURA 21 – IMAGEM DO PROTÓTIPO DE ANTENA FABRICADO.	36
FIGURA 22 – DIMENSÕES DA ANTENA PROPOSTA A) E VISTAS DE TOPO E FUNDO DO PROTÓTIPO FABRICADO B).	36
FIGURA 23 – COEFICIENTE DE REFLEXÃO SIMULADO E MEDIDO DA ANTENA PROPOSTA.....	37
FIGURA 24 – FLUXO DE SIMULAÇÕES DE NOVOS MODELOS.	41
FIGURA 25 – MEDIÇÕES DE DESEMPENHO NO VNA.	43

FIGURA 26 – ANTENA MONOPOLO IMPRESSA DO TIPO HELICOIDAL DESENVOLVIDA PARA SIMULAÇÃO.....	47
FIGURA 27 – PERDAS DE RETORNO DA ANTENA ORIGINAL.	48
FIGURA 28 – PERDAS DE RETORNO DA ANTENA APÓS CASAMENTO DE IMPEDÂNCIAS.....	48
FIGURA 29 – CARTA DE SMITH DA ANTENA ORIGINAL A), E APÓS O CASAMENTO DE IMPEDÂNCIAS B).....	49
FIGURA 30 – DIAGRAMA DE IRRADIAÇÃO DA ANTENA HELICOIDAL, A) SEM REDE DE ADAPTAÇÃO DE IMPEDÂNCIA B) COM REDE DE ADAPTAÇÃO DE IMPEDÂNCIA.	50
FIGURA 31 – GANHO SIMULADO DA ANTENA.	50
FIGURA 32 – IMPEDÂNCIA DA ANTENA ORIGINAL.....	51
FIGURA 33 – IMPEDÂNCIA ANTENA APÓS O CASAMENTO DE IMPEDÂNCIAS.	51
FIGURA 34 – ANTENA MONOPOLO IMPRESSA DO TIPO ESPIRAL DESENVOLVIDA PARA SIMULAÇÃO.....	53
FIGURA 35 – PERDAS DE RETORNO DA ANTENA ESPIRAL.....	53
FIGURA 36 – CARACTERÍSTICAS DA ANTENA ESPIRAL SIMULADA: GANHO A) E PADRÃO DE IRRADIAÇÃO B).	54
FIGURA 37 – CARTA DE SMITH DA ANTENA ESPIRAL SIMULADA.....	54
FIGURA 38 – IMPEDÂNCIA DA ANTENA ESPIRAL SIMULADA.	55
FIGURA 39 – ANTENA F INVERTIDA COM MEANDROS DESENVOLVIDA PARA SIMULAÇÃO.	56
FIGURA 40 – PERDAS DE RETORNO DA ANTENA F INVERTIDA SIMULADA.	56
FIGURA 41 – CARACTERÍSTICAS DA ANTENA F INVERTIDA SIMULADA: GANHO A) E PADRÃO DE IRRADIAÇÃO B).	57
FIGURA 42 – CARTA DE SMITH DA ANTENA F INVERTIDA SIMULADA.....	57
FIGURA 43 – IMPEDÂNCIA VERIFICADA NO DESIGN DA ANTENA F INVERTIDA.....	58
FIGURA 44 – ANTENA F INVERTIDA COM SUBSTRATO DE ÓXIDO DE ALUMÍNIO.	59
FIGURA 45 – PERDAS DE RETORNO DA ANTENA F INVERTIDA COM SUBSTRATO DE ÓXIDO DE ALUMÍNIO.....	59
FIGURA 46 – IMPEDÂNCIA DA ANTENA F INVERTIDA COM SUBSTRATO DE ÓXIDO DE ALUMÍNIO.....	60
FIGURA 47 – PRIMEIRO MODELO DA ANTENA HILBERT F INVERTIDA.....	62
FIGURA 48 – PERDAS DE RETORNO SIMULADAS DO PROTÓTIPO 1.	62
FIGURA 49 – CASAMENTO DE IMPEDÂNCIAS SIMULADO PARA O PROTÓTIPO 1.....	63
FIGURA 50 – GANHO SIMULADO DO PROTÓTIPO 1.	63
FIGURA 51 – ANTENA HILBERT F INVERTIDA PROTÓTIPO 1.	64

FIGURA 52 – MEDIDA DA IMPEDÂNCIA DO PROTÓTIPO 1.	65
FIGURA 53 – MEDIDA DAS PERDAS DE RETORNO DO PROTÓTIPO 1.	66
FIGURA 54 – PROTÓTIPO 1 RETRABALHADO.....	66
FIGURA 55 – AJUSTE DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA.....	67
FIGURA 56 – IMPEDÂNCIA DA ANTENA APÓS AJUSTE DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA.	67
FIGURA 57 – PROTÓTIPO 1 COM REDE DE CASAMENTO.....	68
FIGURA 58 – MEDIÇÃO DAS PERDAS DE RETORNO DO PROTÓTIPO 1 APÓS CASAMENTO DE IMPEDÂNCIAS.	68
FIGURA 59 – IMPEDÂNCIA DO PROTÓTIPO 1 APÓS A INCLUSÃO DE REDE DE CASAMENTO.	69
FIGURA 60 – PROTÓTIPO 1 ENCAPSULADO.	70
FIGURA 61 – PERDAS DE RETORNO SIMULADAS PARA O PROTÓTIPO 1 ENCAPSULADO.	70
FIGURA 62 – IMPEDÂNCIA SIMULADA DO PROTÓTIPO 1 APÓS AJUSTES.	71
FIGURA 63 – GANHO SIMULADO DO PROTÓTIPO 1 ENCAPSULADO.	71
FIGURA 64 – PROTÓTIPO 1 ENCAPSULADO COM ACESSO ABERTO PARA AJUSTES E MEDIÇÕES... 72	
FIGURA 65 – PERDAS DE RETORNO MEDIDAS DO PROTÓTIPO 1 ENCAPSULADO.	73
FIGURA 66 – IMPEDÂNCIA MEDIDA DO PROTÓTIPO 1 ENCAPSULADO.	74
FIGURA 67 – MONTAGEM DO TESTE A) E DISTANCIAMENTO ENTRE AS ANTENAS B).	74
FIGURA 68 – SINAL RECEBIDO NO ANALISADOR DE ESPECTRO ATRAVÉS DE ANTENAS ENCAPSULADAS.....	75
FIGURA 69 – DESIGN DO PROTÓTIPO 2.	75
FIGURA 70 – PERDAS DE RETORNO SIMULADAS PARA O PROTÓTIPO 2.	76
FIGURA 71 – IMPEDÂNCIA SIMULADA DO PROTÓTIPO 2 A) E GANHO SIMULADO B).....	76
FIGURA 72 – PROTÓTIPO 2 FABRICADO.	77
FIGURA 73 – MEDIDA DAS PERDAS DE RETORNO DO PROTÓTIPO 2.	78
FIGURA 74 – MEDIDA DA IMPEDÂNCIA DO PROTÓTIPO 2 78	
FIGURA 75 – IMPEDÂNCIA DO PROTÓTIPO 2 APÓS INCLUSÃO DA REDE DE CASAMENTO.....	79
FIGURA 76 – MEDIÇÃO DAS PERDAS DE RETORNO DO PROTÓTIPO 2.	79
FIGURA 77 – SINAL OBTIDO NA ANTENA RECEPTORA NO TESTE PARA DETERMINAÇÃO DO GANHO.	80
FIGURA 78 – DESIGN DO PROTÓTIPO 3.	81
FIGURA 79 – PERDAS DE RETORNO SIMULADAS DO PROTÓTIPO 2.	81
FIGURA 80 – IMPEDÂNCIA SIMULADA DO PROTÓTIPO 2.....	82
FIGURA 81 – DESEMPENHO DE SIMULAÇÃO DO GANHO A) E DIAGRAMA DE IRRADIAÇÃO B).	82

FIGURA 82 – PROTÓTIPO 3.	83
FIGURA 83 – MEDIÇÃO DAS PERDAS DE RETORNO DO PROTÓTIPO 3 COM REDE DE CASAMENTO.	84
FIGURA 84 – IMPEDÂNCIA DO PROTÓTIPO 3 COM REDE DE CASAMENTO.	84
FIGURA 85 – CONFIGURAÇÃO DO TESTE DE TRANSMISSÃO COM PROTÓTIPO 1 ENCAPSULADO: A) CONJUNTO DE TRANSMISSÃO, B) CONJUNTO DE RECEPÇÃO.	85
FIGURA 86 – MENSAGENS VERIFICADAS NO CONJUNTO DE RECEPÇÃO COM ANTENAS PROTÓTIPO.	85
FIGURA 87 - CONFIGURAÇÃO DO TESTE DE TRANSMISSÃO COM ANTENA COMERCIAL: A) CONJUNTO DE TRANSMISSÃO, B) CONJUNTO DE RECEPÇÃO.	86
FIGURA 88 – MENSAGENS VERIFICADAS NO CONJUNTO DE RECEPÇÃO COM ANTENAS COMERCIAIS.	87

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – COMPARAÇÃO QUALITATIVA DE ANTENAS DO TIPO PATCH E FENDA.	17
TABELA 2 – COMPARAÇÃO DO DESEMPENHO ENTRE OS MÉTODOS DE ALIMENTAÇÃO DE ANTENAS.	29
TABELA 3 – COMPARAÇÃO ENTRE AS DIMENSÕES DE UMA ANTENA COM E SEM METAMATERIAIS.	31
TABELA 4 – PARÂMETROS DA ANTENA HELICOIDAL OBTIDOS ATRAVÉS DE SIMULAÇÕES.	52
TABELA 5 – PARÂMETROS DA ANTENA ESPIRAL OBTIDOS ATRAVÉS DE SIMULAÇÕES.	55
TABELA 6 – PARÂMETROS DA ANTENA F INVERTIDA OBTIDOS ATRAVÉS DE SIMULAÇÕES.	58
TABELA 7 – PARÂMETROS DA ANTENA F INVERTIDA COM SUBSTITUIÇÃO DO MATERIAL DE SUBSTRATO.	60
TABELA 8 – PARÂMETROS DA ANTENA F INVERTIDA FRACTAL HILBERT (PROTÓTIPO 1) OBTIDOS ATRAVÉS DE SIMULAÇÕES.	64
TABELA 9 – PARÂMETROS DA ANTENA F INVERTIDA FRACTAL HILBERT (PROTÓTIPO 1 ENCAPSULADO) OBTIDOS ATRAVÉS DE SIMULAÇÕES.	72
TABELA 10 – PARÂMETROS DA ANTENA F INVERTIDA FRACTAL HILBERT (PROTÓTIPO 2) OBTIDOS ATRAVÉS DE SIMULAÇÕES.	77
TABELA 11 – PARÂMETROS DA ANTENA F INVERTIDA FRACTAL HILBERT (PROTÓTIPO 3) OBTIDOS ATRAVÉS DE SIMULAÇÕES.	83
TABELA 12 – COMPARATIVO ENTRE OS RESULTADOS DE CADA MODELO DE ANTENA SIMULADO.	89

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A_e – Área efetiva
 A_iP – *Antenna in a Package*
BW – *Bandwidth*
D – Diretividade
DBPSK – *Differential Binary Phase Shift Keying*
FR-4 – *Flame Retardant 4*
G – Ganho
GPS – *Global Positioning System*
GSM – *Global System for Mobile*
IEEE – *Institute of Electrical and Electronics Engineers*
LPWAN – *Low Power Wide Area Network*
Q – Fator de qualidade
RF – Rádio Frequência
RL – *Return Loss*
 SiP – *System in a Package*
SMA – *SubMiniature version A*
TLR – *Thru, Reflect, Line*
U – Intensidade de irradiação
UHF – *Ultra High Frequency*
VNA – *Vector Network Analyzer*
VSWR – *Voltage Standing Wave Ratio*
 Z_A – Impedância da antena

LISTA DE SÍMBOLOS

- λ – Comprimento de onda no espaço livre
 π – Pi
 ϵ_r – Permissividade relativa do material
 ϵ_0 – Permissividade do vácuo
 μ_0 – Permeabilidade do vácuo
 ϵ_c – Constante dielétrica efetiva
 ΔL – Variação do comprimento elétrico da antena
 η – Eficiência de irradiação
 ω – Frequência angular
 Γ – Coeficiente de reflexão

Sumário

1.	INTRODUÇÃO	4
1.1.	Antena no Encapsulamento	5
1.2.	Objetivo Geral	6
1.3.	Objetivos Específicos	6
1.4.	Organização da Dissertação	6
2.	REFERENCIAIS TEÓRICOS	7
2.1.	Antenas Eletricamente Pequenas	7
2.2.	Antenas Impressas	7
2.3.	Tipos de Antenas Impressas	9
2.3.1.	Patch	9
2.3.2.	Monopolo com Meandros	12
2.3.3.	Antena F Invertido	14
2.3.4.	Antena Helicoidal	15
2.3.5.	Antena Fenda	16
2.4.	Antena Chip	17
2.5.	Parâmetros das Antenas	18
2.5.1.	Diagrama de Irradiação	18
2.5.2.	Diretividade	20
2.5.3.	Ganho	20
2.5.4.	Eficiência de Irradiação	21
2.5.5.	Área Efetiva	21
2.5.6.	Polarização	21
2.5.7.	Fator de Qualidade e Largura de Banda	23
2.5.8.	Impedância	24
2.5.9.	S_{11} e VSWR	24
2.6.	Métodos de Alimentação	26

2.6.1.	Microfita.....	26
2.6.2.	Cabo Coaxial.....	27
2.6.3.	Acoplamento por abertura.....	27
2.6.4.	Acoplamento por proximidade.....	28
2.7.	Técnicas de Miniaturização.....	29
2.7.1.	Materiais com alta constante dielétrica.....	29
2.7.2.	Curto-circuito com o plano de terra.....	30
2.7.3.	Utilização de materiais eletromagnéticos.....	31
2.7.4.	Geometrias Fractais.....	32
2.8.	Encapsulamento e Antenas Encapsuladas.....	33
2.9.	Trabalhos Correlatos.....	35
3.	MATERIAL E MÉTODOS.....	39
3.1.	Definições.....	39
3.2.	Simulações.....	39
3.3.	Miniaturização de Antenas.....	41
3.4.	Fabricação de Protótipos.....	42
3.5.	Processo de Medição.....	42
3.6.	Determinação do Ganho.....	43
3.7.	Encapsulamento.....	44
3.8.	Redes de Casamento.....	45
3.9.	Testes de Transmissão e Recepção.....	45
4.	Resultados.....	47
4.1.	Simulações Preliminares.....	47
4.1.1.	Antena Monopolo Helicoidal.....	47
4.1.2.	Antena Monopolo Espiral.....	52
4.1.3.	Antena Monopolo F Invertida.....	55
4.2.	Aplicação de Técnicas de Miniaturização.....	58

4.2.1.	Substratos com Alta Constante Dielétrica.....	59
4.2.2.	Substituição dos Meandros por Geometrias Fractais	61
4.2.2.1.	Protótipo 1 - Design.....	61
4.2.2.2.	Protótipo 1 – Fabricação e Medidas	64
4.2.2.3.	Protótipo 1 Encapsulado – Design.....	69
4.2.2.4.	Protótipo 1 Encapsulado – Fabricação e Medidas.....	72
4.2.2.5.	Protótipo 2 – Design.....	75
4.2.2.6.	Protótipo 2 – Fabricação e Medidas	77
4.2.2.7.	Protótipo 3 – Design.....	80
4.2.2.8.	Protótipo 3 – Fabricação e Medidas	83
4.3.	Aplicação dos Testes de Transmissão e Recepção	85
4.4.	Considerações Finais.....	87
5.	CONCLUSÕES	90
5.1.	Trabalhos Futuros.....	91
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	92

1. INTRODUÇÃO

A necessidade de transmitir e receber informações têm sido uma das principais forças a impulsionar o desenvolvimento tecnológico na história da humanidade. Transpor a barreira da distância e permitir a comunicação instantânea começou a ser possível a partir do primeiro projeto de telefone elaborado pelo italiano Antonio Meucci em 1849. Contudo, a grande revolução na transmissão de dados ocorreu a partir do momento que foi possível realizar a primeira comunicação sem fios. Em 1894, o físico Guglielmo Marconi iniciou suas pesquisas ao colocar em prática os conceitos de Maxwell e Hertz sobre ondas eletromagnéticas. Poucos anos após, em dezembro de 1901, foi capaz de realizar o feito da primeira transmissão de dados sem fio à longa distância através do oceano atlântico, conectando Inglaterra e Canadá (FALCIASECCA e VALOTTI, 2009).

Atualmente existem diversas tecnologias de comunicação RF (Rádio Frequência) emergindo na era da Internet das Coisas, o que evidencia a consolidação da transmissão de informações sem fio como uma tendência no desenvolvimento de novos produtos. Em um cenário em que cada dispositivo pode ser acessado remotamente, sem a necessidade de conexões físicas, as antenas representam uma parte significativa do conjunto necessário para garantir que dados sejam transmitidos e recebidos adequadamente. Apesar de ser um dos componentes de menor valor em um dispositivo RF, a efetiva captação e transmissão das ondas eletromagnéticas depende de um projeto de antena com características direcionadas para a aplicação em questão. Além disso, a constante redução dos dispositivos pressupõe que as antenas também necessitem acompanhar esta tendência, tornando o desenvolvimento destas uma atividade cada vez mais complexa. Tecnologias que utilizam frequências mais baixas da faixa de UHF (*Ultra High Frequency*) representam um maior desafio quando se objetiva a miniaturização de antenas, uma vez que as dimensões são um ponto crítico para maiores comprimentos de onda. Como existe uma forte relação entre as características da antena e o seu tamanho, menores dimensões invariavelmente se traduzem em redução de outras importantes características. Tendo em vista que as tecnologias aplicadas na redução do tamanho de circuitos eletrônicos e na miniaturização de antenas evoluíram em diferentes velocidades, existem hoje muitos desafios para se obter um projeto de antena reduzida que atenda uma característica sem que ocorra o detrimento de outras.

1.1. Antena no Encapsulamento

Com a gradativa redução de tamanho de componentes eletrônicos e aumento da capacidade e desempenho de circuitos integrados, sistemas inteiros podem ser montados em uma pequena área de substrato e encapsulados como um pequeno chip, conhecidos com SiP (*System in a Package*). Desta forma, diferentes tecnologias podem ser integradas em conjunto, fornecendo soluções completas de baixo custo. Para SiPs de RF a incorporação de antenas integradas ao circuito eletrônico e encapsuladas no mesmo encapsulamento é uma característica desejada em dispositivos sem fio que pretendem fornecer praticidade ao usuário, provendo assim a mínima estrutura de comunicação necessária pronta para o uso. A partir da década de 90 surgiram as primeiras iniciativas no sentido de organizar estudos com foco na elaboração de dispositivos de RF com a tecnologia de antenas integradas, tendo estas se destinado às aplicações em 2.4 e 60 GHz (ZHANG e MAO, 2019). Gradativamente este novo conceito se tornou mais difundido, tanto em trabalhos acadêmicos como em aplicações comerciais. Contudo, a relação entre o tamanho da antena e o comprimento de onda limita a aplicação de AiP (*Antenna in a Package*) em frequências sub-GHz. Na faixa de frequências de 868 a 925 MHz, um maior alcance de transmissão à baixas taxas de transferências de dados têm sido exploradas com sucesso por tecnologias destinadas à Internet das Coisas, onde aplicações de medições inteligentes (*Smart Metering*) podem ser facilmente aplicadas. Porém, a pouca quantidade de dispositivos RF que possuem antenas integradas atualmente disponíveis nessa faixa de frequências evidencia a dificuldade de produzir esse tipo de soluções em dimensões e custo aceitáveis. A aplicação de técnicas de leiaute e a utilização de materiais com alta constante dielétrica no substrato dos dispositivos são algumas das possibilidades empregadas para contornar esta dificuldade. Contudo, para aplicações comerciais é essencial que tanto a escolha do tipo de antena como a de materiais utilizados levem em consideração critérios como a capacidade de produção, confiabilidade, resistência e custo (ZHANG e MAO, 2019). No universo da Internet das Coisas, além do desempenho, preço e tamanho reduzidos são fatores essenciais para conferir competitividade entre os demais produtos.

1.2.Objetivo Geral

Este trabalho tem como objetivo estudar e desenvolver uma antena impressa de pequenas dimensões para frequências sub-GHz na faixa de 868 a 925 MHz utilizadas por tecnologias de LPWAN (*Low Power Wide Area Network*) que possa ser encapsulada e que apresente características que permitam uma eficaz comunicação entre transmissor e receptor.

1.3.Objetivos Específicos

- Avaliar diferentes designs de antenas impressas que melhor se adequem ao objetivo do trabalho;
- Projetar e simular o design escolhido em diferentes dimensões a fim de avaliar seu desempenho;
- Avaliar e implementar técnicas de miniaturização que permitam a máxima redução da antena sem afetar significativamente a performance desta;
- Simular e avaliar o desempenho da antena quando encapsulada;
- Fabricar protótipos de antenas e comparar os resultados experimentais e simulados.

1.4.Organização da Dissertação

A dissertação está organizada em cinco capítulos principais, dos quais o capítulo 1 é composto pela Introdução e os objetivos da presente tese de mestrado. O capítulo 2 compreende o referencial teórico utilizado para fornecer o conhecimento necessário à realização deste trabalho, onde são apresentados diferentes tipos e características de antenas impressas, bem como técnicas que possibilitam a redução das dimensões destas. Os métodos utilizados na realização de simulações, fabricação de protótipos e medidas das antenas fabricadas são discutidas no capítulo 3. Os resultados obtidos nas etapas evidenciadas pelo capítulo anterior são apresentados no capítulo 4. Finalmente, no capítulo 5, são fornecidas as conclusões adquiridas pela concretização do presente trabalho, assim como são feitas proposições de trabalhos futuros.

2. REFERENCIAIS TEÓRICOS

2.1. Antenas Eletricamente Pequenas

Antenas são consideradas eletricamente pequenas quando a sua dimensão máxima pode ser incluída em uma esfera imaginária cuja relação $ka < 0.5$ seja atendida, onde a é o raio da esfera e k o número de onda que pode ser obtido por $2\pi/\lambda$. Ou ainda é possível afirmar que uma antena é definida como eletricamente pequena no caso de sua máxima dimensão ser menor que um comprimento radiano, cujo valor é obtido por $\lambda/2\pi$ (M. N. ABDALLAH, T. K. SARKAR e M. SALAZAR-PALMA, 2015). De modo que λ é o comprimento de onda no espaço livre, e pode ser obtido por:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2-1)$$

Onde c é a velocidade da luz ($\sim 3 \times 10^8$ m/s no espaço livre) e f a frequência da qual se deseja obter o comprimento de onda.

Para acompanhar a gradativa evolução dos dispositivos e a consequente redução de tamanho destes as antenas necessitaram também de adequações para continuar integrando circuitos de RF. Contudo, essa redução de dimensões é acompanhada pela diminuição de desempenho como baixa resistência de irradiação, alta reatância e largura de banda estreita, as quais se traduzem em diferentes metodologias de design que objetivam amenizar tais efeitos.

No capítulo a seguir serão descritas as características gerais de antenas impressas, bem com um breve histórico de seu desenvolvimento.

2.2. Antenas Impressas

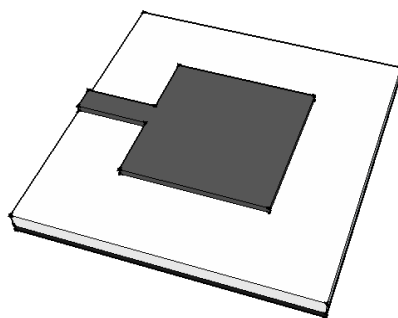
Fundamentais para a comunicação sem fios as antenas podem, de acordo com a aplicação, apresentar diferentes formas e tamanhos, bem como possuírem características elétricas bastante distintas entre si. Em aplicações onde tamanho, complexidade e custo precisam ser suficientemente reduzidos as antenas impressas têm sido extensivamente utilizadas como meio de equilibrar estes diferentes critérios a serem observados. Para uma mesma frequência antenas impressas frequentemente apresentam menor ganho e largura de banda comparativamente às antenas verticais lineares, contudo, o preço e a capacidade de produção em escala são, em algumas aplicações, mais significativos que a perda de performance.

Antenas impressas foram estudadas pela primeira vez por Deschamps G. e Sichak W. (DESCHAMPS e SICHAK, 1953) em 1953. Já em 1955 a primeira patente foi apresentada

em nome de Gutton H. e Baissinot G. (GUTTON e BAISSINOT, 1955). Contudo, as limitações dos processos de fabricação e materiais existentes nesta época não permitiram novos desenvolvimentos até a década de 1970. Os trabalhos de Byron (BYRON, 1970), Munson (MUNSON, 1974) e Howel (HOWELL, 1972) consolidam o conceito de antenas de microfita com diferentes modelos e aplicações, justificando seu uso pela boa performance, baixo custo e dimensões reduzidas.

A forma mais básica e, também, mais conhecida de antena de microfita consiste em duas superfícies de material condutor separadas por um material dielétrico, um elemento irradiador em uma das faces e um plano de terra na outra, denominada antena Patch, a qual tem o seu design representado na Figura 1.

Figura 1 – Antena de microfita do tipo Patch.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

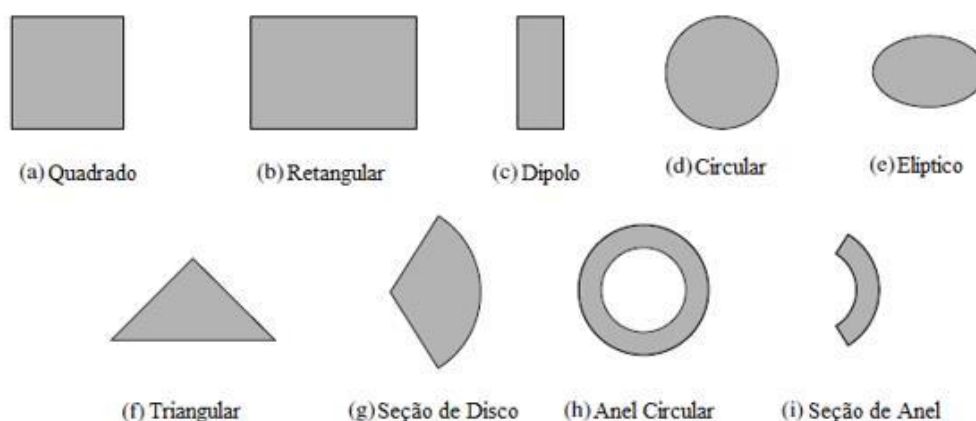
Gradativamente novos modelos foram desenvolvidos como forma de obter um melhor desempenho de determinada característica da antena, atendendo deste modo aos requisitos da aplicação em questão. Diferentes materiais com diferentes constantes dielétricas e espessuras podem ser utilizados como dielétrico, seja por motivos de performance ou por necessidade de permitir que a antena seja fixada em superfícies irregulares. Por outro lado, os processos de fabricação não sofreram considerável evolução, visto que a produção de antenas impressas utiliza os mesmos métodos aplicados na fabricação de placas de circuito impresso. Com a progressiva expansão da Internet das Coisas, o desenvolvimento de novos procedimentos de fabricação, a utilização de novos materiais e a elaboração de modelos de antenas dedicados para aplicações específicas se faz necessário para atender a demanda por antenas em cada dispositivo.

2.3. Tipos de Antenas Impressas

2.3.1. Patch

Antenas do tipo Patch, também conhecidas como antenas de microfita, foram em seu princípio desenvolvidas para utilização em mísseis e foguetes, como no caso do trabalho de Munson, contudo, este modelo tem sido continuamente utilizado até os dias atuais. Variações de leiaute e material dielétrico permitiram uma nova gama de aplicações, principalmente entre tecnologias bastante difundidas como Bluetooth®, Wi-Fi® e GPS (*Global Positioning System*). Conforme pode ser verificado na Figura 2, o elemento irradiador pode assumir diferentes geometrias como quadrado, retangular, triangular, circular, elíptico ou até mesmo combinações destas, contudo, as antenas em forma de quadrado, círculo ou retângulo são as mais frequentemente utilizadas pela facilidade de análise, fabricação e pelas suas características de irradiação (BALANIS, 2005).

Figura 2 – Formatos do elemento irradiador de antenas do tipo Patch.



Fonte: (BALANIS, 2005).

Tipicamente antenas Patch são dimensionadas para ter metade de um comprimento de onda, desta forma, levando as dimensões em consideração sua utilização é mais indicada para aplicações em comprimentos de ondas milimétricas ou menores.

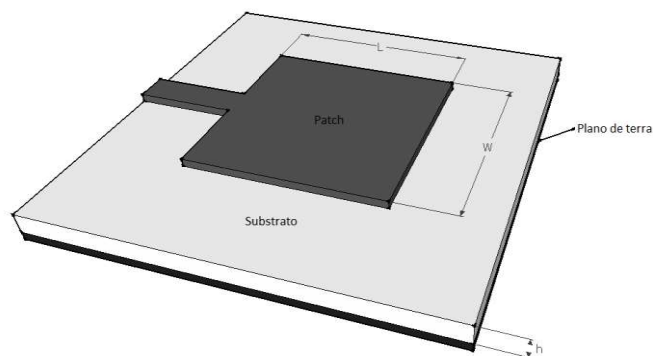
O comprimento L do elemento irradiador localizado no topo da geometria de uma antena patch define a frequência de operação, a qual pode ser aproximadamente obtida pela expressão a seguir (BALANIS, 2005):

$$f_c = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_0\epsilon_r\mu_0}} \quad (2-2)$$

Onde ϵ_r é a permissividade relativa do material, ϵ_0 a permissividade do vácuo ($8,854187817 \times 10^{-12}$ F/m) e μ_0 é a permeabilidade do vácuo ($1,2566370614 \times 10^{-6}$ H/m).

Através do ajuste da largura W da geometria do irradiador é feito o controle da impedância da antenna visto pela fonte, bem como o ajuste da largura de banda. A medida em que a largura do elemento irradiador é estendida uma menor impedância é obtida, contudo, para alcançar o casamento ideal de impedâncias em 50Ω pode ser necessário um considerável aumento das dimensões finais da antenna (GARG, BHARTIA, *et al.*, 2001).

Figura 3 – Dimensões da antenna do tipo Patch.

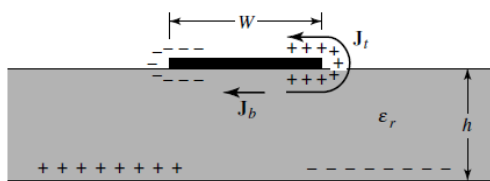


Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Também o substrato afeta diretamente o desempenho da antenna. A espessura deste usualmente é muito menor que o comprimento de onda no espaço livre característico da frequência de operação ($h \ll \lambda_0$), tipicamente entre $0,003\lambda_0$ e $0,05\lambda_0$ (BALANIS, 2005). A constante dielétrica do substrato pode variar entre 2,2 e 12, o que dependerá essencialmente do material escolhido. Para se obter um melhor desempenho e a maior largura de banda possível frequentemente são utilizados como substrato materiais com baixa constante dielétrica e a maior espessura aceitável dentro do intervalo tipicamente utilizado.

Uma das formas de explicar o funcionamento de antenas de microfita do tipo Patch retangulares é através da análise da distribuição de cargas ao longo das superfícies, tanto do elemento irradiador quanto do plano de terra.

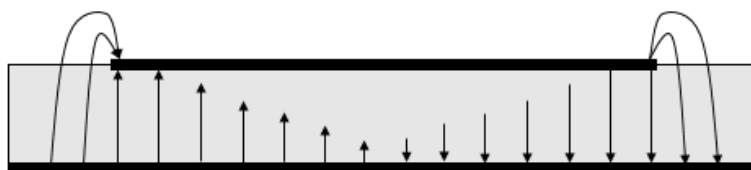
Figura 4 – Distribuição de cargas superficiais e formação de densidades de corrente em antenas de microfita do tipo Patch



Fonte: (BALANIS, 2005).

Como a antena é desenhada para ter metade de um comprimento de onda, quando um sinal é fornecido ao elemento irradiador cargas negativas serão localizadas em uma extremidade da estrutura, enquanto haverá cargas positivas na outra extremidade. Mecanismos de atração e repulsão irão controlar a distribuição destas cargas. O mecanismo de atração ocorre entre as cargas opostas na parte inferior do elemento irradiador e na superfície superior do plano de terra, o que causa uma tendência das cargas se manterem na superfície inferior do elemento irradiador. Não obstante, as forças de repulsão entre cargas iguais causam o fluxo de cargas das extremidades do elemento irradiador para a superfície superior desta, gerando densidades de corrente na superfície inferior (J_b) e superior (J_t). Todavia, a baixa relação entre a largura do elemento irradiador e a espessura do substrato permite que o efeito de atração entre cargas seja predominante, de forma que a maior densidade de corrente e distribuição de cargas ocorra na superfície inferior do elemento irradiador. Mesmo assim, ainda existirá fluxo de cargas nas bordas e superfície superior do elemento irradiador. Desta forma, os campos formados abaixo do elemento irradiador se assemelham ao demonstrado na Figura 5, onde os campos que estão ao redor das extremidades do elemento irradiador são aqueles responsáveis por fazer uma antena de microfita do tipo Patch irradiar (BALANIS, 2005).

Figura 5 – Formação de campos entre as superfícies condutoras de uma antena de microfita do tipo Patch.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Também os campos formados ao redor das extremidades do elemento irradiador são responsáveis por fazer com que o comprimento elétrico da antena seja um pouco maior do que aquele previamente dimensionado. Deste modo, a frequência de ressonância pode ser ligeiramente menor do que o projetado. A partir da equação (2-3) é possível obter a diferença de comprimento elétrico devido a este efeito:

$$\Delta L = \frac{h}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2-3)$$

Onde a constante dielétrica efetiva ϵ_e é obtida através de:

$$\epsilon_e = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \left[1 + \frac{10h}{W} \right]^{-1/2} \quad (2-4)$$

Como a antena de microfita do tipo Patch é desenhada para ter meio comprimento de onda ($\lambda_0/2$), então o comprimento efetivo da antena é dado por:

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (2-5)$$

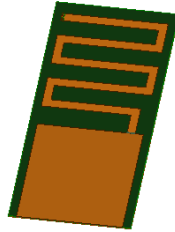
Desta forma, com o comprimento efetivo obtido, a frequência de ressonância da antena pode ser obtida com melhor precisão.

2.3.2. Monopolo com Meandros

Antenas impressas do tipo monopolo com meandros são desenhadas para terem aproximadamente meio comprimento de onda ($\lambda_0/2$) ou um quarto de comprimento de onda ($\lambda_0/4$). Contudo, para irradiarem adequadamente, estas precisam de um plano de terra de dimensões suficientes que permitam o efeito de reflexão, o qual origina uma imagem virtual de uma segunda antena semelhante a antena física, apresentando assim um comportamento análogo ao de uma antena dipolo. Ao longo da antena monopolo, curvas de 90° são aplicadas de modo que se obtenha um maior comprimento elétrico com uma área reduzida. Desta forma, a antena é composta por diversos pares de trechos horizontais que agem como capacitores, que também estão em paralelo com trechos verticais, os quais agem como

indutores. Consequentemente a antena apresenta um comportamento semelhante a um circuito LC ressonante (BANCROFT, 2009).

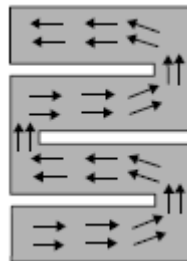
Figura 6 – Exemplo de antena monopolo com meandros.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Ao serem percorridos pela corrente do sinal aplicado, cada trecho horizontal subsequente apresentará um sentido de corrente oposto ao trecho anterior e posterior, o que ocasiona o cancelamento de campos gerados nestes. Assim, a antena monopolo com meandros irradia principalmente através dos trechos verticais do condutor, tendo em vista que um indutor irradia ondas eletromagnéticas quando percorrido por sua frequência de ressonância.

Figura 7 – Correntes em uma antena monopolo com meandros.



Fonte: (A. MILLIGAN, 2005).

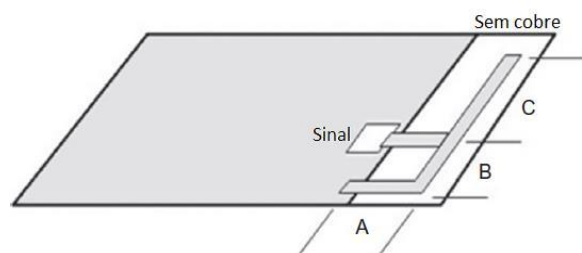
Antenas monopolo com meandros apresentam como maior vantagem a economia de área, por outro lado, essa redução é acompanhada por uma baixa resistência de irradiação, baixa eficiência e pequena largura de banda. Diversos métodos e designs alternativos podem ser aplicados com o objetivo de melhorar o desempenho deste modelo de antena.

2.3.3. Antena F Invertido

Antenas do tipo F invertido também utilizam como referência um quarto do comprimento de onda ($\lambda_0/4$) para definição de suas dimensões. Além disso, da mesma forma que a antena monopolo, o plano de terra exerce papel fundamental em seu desempenho, o qual necessita estar na mesma superfície que a antena. Na região destinada à impressão da antena nenhuma outra estrutura de cobre pode estar presente, visto que isto afeta o desempenho e o diagrama de irradiação desta.

Para ocupar uma menor área, a antena é dobrada em um ângulo de 90° paralelo ao plano de terra, porém, isso implica na geração de uma capacitância que frequentemente ocasiona a modificação da impedância de entrada. Para corrigir este efeito um curto-circuito com o plano de terra é feito em uma das extremidades da antena, o que evita o uso de componentes discretos. A antena se assemelha ao desenho da letra F, de modo que a linha superior é a conexão ao plano de terra e através da linha central o sinal é aplicado.

Figura 8 – Antena de microfita do tipo F invertido



Fonte: Adaptado de (BENSKY, 2019).

Por meio de alterações das dimensões A, B e C é feito o ajuste de impedância da antena. Contudo, pequenas modificações podem ser suficientes para a antena perder completamente a sintonia para a frequência desejada. A dimensão A é frequentemente especificada para ter entre 20 e 30% do comprimento de onda, a dimensão B permite um melhor ajuste do casamento de impedâncias e a dimensão C proporciona o ajuste fino da frequência de ressonância. As dimensões A e C somadas devem apresentar aproximadamente um quarto do comprimento de onda ($\lambda_0/4$) (BENSKY, 2019).

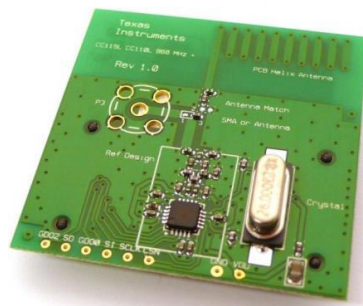
Para alcançar o comprimento elétrico necessário em frequências mais baixas, é possível também utilizar a técnica de meandros na dimensão C, de modo que ainda assim seja possível obter uma área reduzida, entretanto, isso também ocasiona uma redução na largura de banda. A mesma técnica da aplicação de meandros pode ainda ser utilizada na dimensão A, o

que pode colaborar com o aumento na largura de banda, de modo a contornar o efeito de meandros na dimensão C (P. W. CHAN, H. WONG e K. N. YUNG, 2008).

2.3.4. Antena Helicoidal

Antenas do tipo helicoidais são frequentemente utilizadas na faixa de frequências de 0.8 a 1 GHz por ser possível obter dimensões bastante reduzidas com relativo desempenho. Diversas espiras são formadas através de tiras de material condutor dispostas entre as camadas superior e inferior do substrato, de modo que sejam conectadas por meio de vias metalizadas. No design de referência em (TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, 2012) é apresentada uma antena helicoidal para 868 e 915 MHz, a qual foi elaborada em dimensões de 12x19 mm sem considerar o plano de terra, obtendo-se assim uma largura de banda de 40 MHz e ganho de 2.33 dBi.

Figura 9 – Exemplo de antena de microfita do tipo Helicoidal em design de referência.



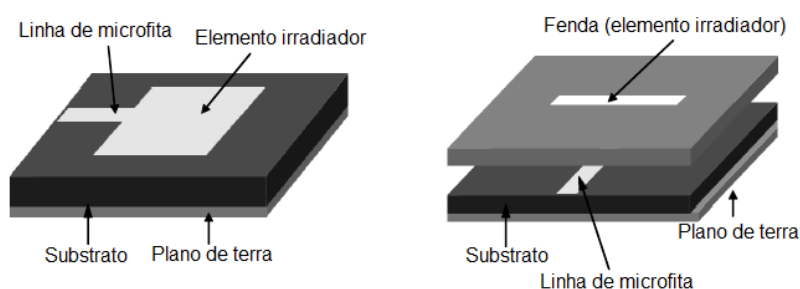
Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, 2012).

Através do ajuste do número de espiras e o espaçamento entre estas, bem como da distância entre as vias, é obtida a frequência de ressonância, a qual pode ser um pouco diferente daquela esperada para determinado comprimento. Este tipo de antena apresenta impedância consideravelmente menor que 50Ω , desta forma, uma rede de casamento se faz necessária para serem reduzidas as perdas de reflexão. Por ser uma antena do tipo monopolo, o plano de terra na superfície superior também se faz necessário para o adequado desempenho desta, bem como a remoção do cobre excedente nas duas camadas do substrato no entorno da área dedicada à antena.

2.3.5. Antena Fenda

Antenas do tipo Fenda começaram a ser desenvolvidas a partir de estudos que tiveram início na segunda guerra mundial. Estes tinham como objetivo obter melhores performances em relação à largura de banda e imunidade das características de irradiação às estruturas ao redor das antenas ou à localização destas (N. E. LINDENBLAD, 1947). Desde então, antenas impressas do tipo Fenda são frequentemente estudadas e utilizadas por possuírem como principais características a maior largura de banda e capacidade de atingir reduzidas dimensões (REBOUÇAS DE BRITO, SALVIO DE ABREU, *et al.*, 2020). Comparativamente a outros modelos, a antena do tipo Fenda se diferencia pela sua principal característica física, que consiste no desenvolvimento de uma geometria onde se deseja efetuar a remoção do material condutor. De acordo com as formas utilizadas na abertura é possível obter diferentes características, contudo, os formatos de aberturas frequentemente utilizados em antenas do tipo Fenda são o retangular e em formato de anel (PANDEY, 2019). Além disso, também é possível obter melhores resultados a partir da variação de designs do plano terra, o qual é localizado na face oposta do substrato (REBOUÇAS DE BRITO, SALVIO DE ABREU, *et al.*, 2020). Antenas impressas deste tipo apresentam padrão de irradiação bidirecional, contudo, esta condição pode ser modificada a partir da inclusão de um plano de terra na face oposta, o qual atua como um refletor que ocasiona a formação de um padrão unidirecional. Na Tabela 1 é apresentada uma comparação entre algumas características de antenas do tipo Patch e Fenda e, na Figura 10, podem ser verificadas as diferenças construtivas entre os dois modelos.

Figura 10 – Antena do tipo Patch (esquerda) e antena do tipo Fenda (direita)



Fonte: (PANDEY, 2019).

Tabela 1 – Comparação qualitativa de antenas do tipo Patch e Fenda.

Característica	Patch	Fenda
Análise e Design	Fácil	Fácil
Fabricação	Muito fácil	Muito fácil
Tolerância em fabricação	Crítica	Não muito crítica
Perfil	Fino	Fino
Flexibilidade de formatos	Qualquer formato	Limitado
Padrão de irradiação	Unidirecional	Unidirecional e bidirecional
Polarização	Linear e circular	Linear e circular
Largura de banda	Estreita	Larga
Nível de polarização cruzada	Baixo	Muito baixo

Fonte: (GARG, BHARTIA, *et al.*, 2001).

Apesar de ser construtivamente um pouco mais complexa que antenas do tipo Patch, conforme pode ser observado, antenas do tipo Fenda possuem diversas características que justificam sua escolha em aplicações onde antenas do tipo Patch apresentam limitações.

2.4. Antena Chip

Antenas Chip são pequenas antenas do tipo monopolo de um quarto de comprimento de onda ($\lambda_0/4$), as quais, da mesma forma que as demais antenas apresentadas anteriormente, necessitam de um plano de terra adequadamente projetado para irradiar conforme esperado. Como principal atrativo destaca-se suas dimensões bastante reduzidas que permitem uma maior economia de espaço no que diz respeito à área do elemento irradiador. Essa diferença é ainda mais evidente quando comparada com antenas impressas para frequências sub-GHz, as quais mesmo possuindo uma fração do comprimento de onda, ainda assim ocupam uma área elevada. Isso é possível devido ao uso de várias camadas de materiais com alta constante dielétrica como o *LTCC* (*Low Temperature Co-fired Ceramic*). Todavia, ainda se faz necessário que uma área limitada ao redor da antena esteja ausente de outros componentes e de cobre, bem como muitos modelos necessitam também ser estrategicamente posicionadas em um dos cantos da placa, de modo a permitir a melhor configuração de irradiação. Como pode ser verificado na Figura 11, sua estrutura se assemelha aos demais componentes passivos utilizados em um circuito eletrônico e, internamente, diferentes designs de antenas

são utilizados como a Helicoidal, F invertido, entre outros (HU JI-GANG, TIAN ZHONG, *et al.*, 2011). Além disso, esse tipo de antena sofre menores interferências do ambiente externo comparativamente às antenas impressas.

Em (JOHANSON TECHNOLOGY, INC., 2016) é verificada uma antena chip desenvolvida para ressonar na frequência central de 915 MHz, a qual apresenta largura de banda de 26 MHz, ganho máximo de -1 dBi e dimensões de 7x2x0.8 mm. Contudo, a obtenção deste desempenho está condicionada à utilização dos designs de referência sugeridos pelo fabricante, tendo em vista que a placa de circuito impresso onde a antena será montada é parte de um conjunto que reflete diretamente em suas características. Ainda que todos os requisitos de design sejam seguidos, em muitos modelos de antenas Chip ainda é necessária a adição de redes de casamento.

Figura 11 – Exemplos de antenas Chip.



Fonte: (JOHANSON TECHNOLOGY, 2020).

Em aplicações nas quais o custo é um fator preponderante a utilização deste tipo de antena pode não ser atrativo. Além disso, como a performance das antenas Chip é validada em relação a um design de referência desenvolvido pelo fabricante, qualquer desvio destes modelos inevitavelmente influenciará de forma não prevista em seu desempenho, mesmo que as alterações fiquem restritas às modificações do plano de terra. Nestes casos, o projetista necessitará validar seu projeto através de simulações eletromagnéticas, as quais são frequentemente efetuadas através programas de computador de elevado custo.

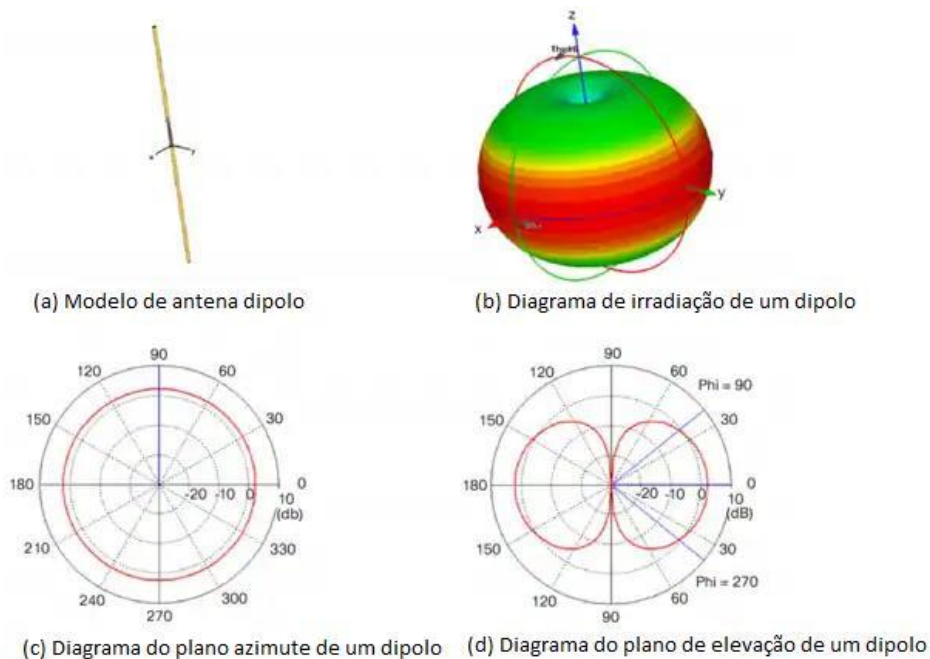
2.5.Parâmetros das Antenas

2.5.1. Diagrama de Irradiação

O diagrama de irradiação é uma representação gráfica das emissões eletromagnéticas originadas em uma antena, o que permite a percepção de como a irradiação é emitida para o espaço em seu entorno, normalmente tomando como referência os campos distantes. Essa representação pode ser tanto em 3 dimensões, o que permite uma visão global da energia

irradiada, quanto em duas dimensões, de forma a melhor visualizar as emissões nos planos do sistema de coordenadas. A forma planar de representação é obtida através de fatias do diagrama tridimensional, nos planos XY, também chamado de azimuth, e XZ também referido como elevação. Esta forma de representação é utilizada levando em consideração que a antena se encontra na orientação em que esta será utilizada.

Figura 12 – Antena dipolo (a) com diagrama de irradiação 3D (b), diagrama do plano de azimuth (c) e diagrama do plano de elevação (d).



Fonte: Adaptado de (CISCO SYSTEMS, 2020).

Uma antena dipolo, como no exemplo da Figura 12, apresenta um padrão de irradiação toroidal, onde a maior intensidade de energia é emitida perpendicularmente ao eixo Z. Este tipo de irradiação é utilizado quando se pretende obter um dispositivo que seja capaz de transmitir e/ou receber informações mesmo que esteja em movimento ou em diferentes posições.

Outras propriedades relacionadas ao diagrama de irradiação são a diretividade, intensidade de irradiação, intensidade do campo, fase, polarização e densidade do fluxo de potência (BALANIS, 2005).

2.5.2. Diretividade

A diretividade de uma antena está fortemente relacionada com o diagrama de irradiação, pois apenas analisando suas formas é possível inferir informações sobre a direção das emissões eletromagnéticas. Segundo (BALANIS, 2005), a diretividade de uma antena não isotrópica é igual a relação entre a intensidade de irradiação desta em determinada direção e a intensidade de irradiação de uma antena isotrópica na mesma direção, a qual pode ser obtida por

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2-6)$$

No entanto, quando não for especificada a direção assume-se como referência a direção da máxima irradiação para assim se obter a máxima diretividade, matematicamente expressa por

$$D_{max} = D_0 = \frac{U|_{max}}{U_0} = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2-7)$$

onde D é a diretividade, U a intensidade de irradiação, U_{max} a máxima intensidade de irradiação, U_0 a intensidade de irradiação de uma fonte isotrópica e P_{rad} a potência total irradiada.

2.5.3. Ganho

O ganho é uma medida que descreve a capacidade de uma antena de irradiar em maior intensidade em determinada direção. Como uma antena isotrópica irradia exatamente igual em todas as direções, a medida de ganho usualmente é referida em relação a esta, o que remete a um resultado na escala de dBi. De acordo com o Padrão de Definições de Termos para Antenas da IEEE (IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas, 2014) o ganho não considera as perdas originadas pelo descasamento de impedâncias e polarização, bem como não depende do sistema ao qual a antena está conectada. Estas perdas são consideradas quando o termo “Ganho Realizado” é aplicado.

Matematicamente o ganho pode ser expresso pelo produto entre a diretividade e a eficiência (B. MIRON, 2006):

$$G = D \times \eta \quad (2-8)$$

Levando em consideração desde o ponto de aplicação de sinal da antena, a máxima densidade de energia irradiada pode ser encontrada através da expressão

$$S_{max} = \frac{P_{in}\eta}{4\pi r^2} D = \frac{P_{in}G}{4\pi r^2} \quad (2-9)$$

2.5.4. Eficiência de Irradiação

O total de potência irradiada pela antena em relação a potência fornecida a esta determina a sua eficiência. Quanto mais da potência fornecida à antena for também irradiada, mais eficiente ela será. Uma antena com baixa eficiência tem parte da potência fornecida dissipada através de perdas ôhmicas e perdas no dielétrico. A eficiência pode ser expressa tanto em dB quanto em percentual e pode ser obtida através da expressão (2-8) ou através de:

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \times 100\% \quad (2-10)$$

Devido ao teorema da reciprocidade, o qual institui que as propriedades de uma antena são semelhantes tanto na transmissão quanto na recepção, uma antena apresenta a mesma eficiência também quando está recebendo sinais.

2.5.5. Área Efetiva

A área efetiva de uma antena representa a relação entre a quantidade de energia entregue por uma antena e a densidade de potência de uma onda plana incidente com a mesma polarização desta e que viaja em sua direção de maior irradiação ou, de forma análoga, de maior recepção. A área efetiva de uma antena pode ser obtida em função do seu comprimento e do seu ganho (BENSKY, 2019) por:

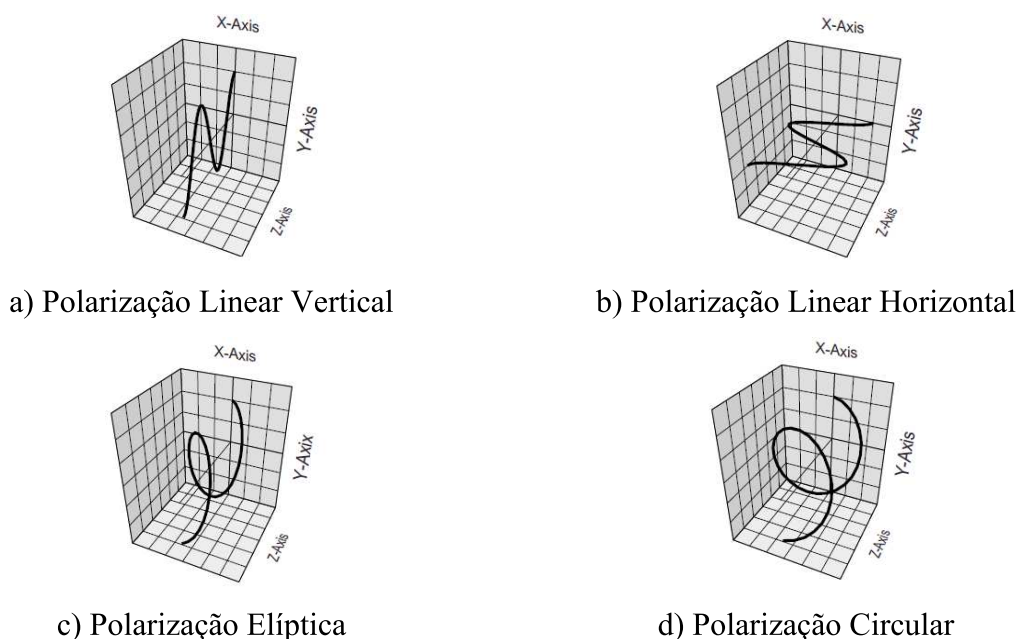
$$A_e = \frac{\lambda^2 G}{4\pi} \quad (2-11)$$

2.5.6. Polarização

Nos campos distantes a energia irradiada por uma antena é composta por um campo elétrico e magnético perpendiculares entre si, os quais estão ambos em um plano normal à

direção de propagação. A polarização de uma antena se refere à direção em relação à Terra em que essa energia se movimenta ao ser emitida ou recebida por ela (BENSKY, 2019). A polarização de uma antena pode ser de 3 tipos: linear, elíptica e circular. Antenas que propagam ondas variantes no tempo com campo elétrico em apenas um plano apresentam polarização linear. Se a antena estiver paralela à Terra a polarização é linear horizontal, caso esteja perpendicular à Terra, então a polarização é linear vertical. Na polarização elíptica o campo elétrico apresenta duas componentes defasadas entre si por 90° , porém, com diferentes amplitudes. Esse campo ao rotacionar no sentido de propagação da onda forma um padrão elíptico. Quando as componentes defasadas de 90° são iguais em amplitude então uma polarização circular será obtida pela propagação da onda. Tanto polarizações elípticas quanto circulares podem ocorrer no sentido horário como também no sentido anti-horário. Na Figura 13 os tipos de polarização previamente descritas são apresentadas visualmente.

Figura 13 – Tipos de polarização.



Fonte: (MICREL, 1999).

Para garantir melhor desempenho na recepção de ondas eletromagnéticas, tanto a antena que transmite quanto a que recebe devem possuir a mesma polarização. Uma antena com polarização horizontal não é adequada para receber ondas com polarização vertical, contudo, mesmo ondas transmitidas com polarização horizontal podem não ser adequadamente recebidas por ter sua polarização modificada em virtude de reflexões no seu percurso. O termo “polarização cruzada” se refere à capacidade de uma antena de

determinada polarização receber uma transmissão de polarização oposta como, por exemplo, uma antena de polarização vertical ao receber ondas de polarização horizontal.

2.5.7. Fator de Qualidade e Largura de Banda

A largura de banda é a faixa de frequências que compreende a frequência central de interesse, na qual a antena é capaz de transmitir ou receber ondas eletromagnéticas com um nível mínimo de desempenho. Frequentemente parâmetros como VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*) e S_{11} são aplicados como critério de referência para definição dos limites de performance. São considerados aceitáveis intervalos de frequências nos quais a magnitude do parâmetro S_{11} é igual ou inferior a -10 dB. Desta forma, a largura de banda, em valores absolutos, é a diferença entre a maior (f_s) e a menor (f_i) frequência do intervalo ao redor da frequência central, onde a magnitude do parâmetro S_{11} é igual ou inferior a -10 dB.

Outra forma de expressar a largura de banda é através de valores fracionários ou percentuais, estes obtidos pela relação entre a largura de banda e a frequência central (M. GHAVAMI, L. B. MICHAEL e R. KOHNO, 2004).

$$BW = \frac{f_s - f_i}{(f_s + f_i)/2} \times 100\% \quad (2-12)$$

Antenas de banda estreita (*narrow band*), como as antenas eletricamente pequenas, apresentam largura de banda de até 10% (GUHA e ANTAR, 2011). Entre 10 e 20% encontram-se as antenas classificadas como de banda larga (*wide band*) (VOLAKIS, 2007). Não obstante, antenas com largura de banda igual ou superior a 20% são enquadradas na classe de banda ultra larga (*ultra wide band*) (CHEN, LIU, *et al.*, 2016).

O fator de qualidade também estabelece uma medida de performance da antena, a qual é obtida pela relação entre a energia armazenada nos campos próximos e a potência irradiada.

$$Q = \omega \frac{\text{Energia Armazenada}}{\text{Potência Dissipada}} \approx \frac{1}{\text{Largura de Banda}} \quad (2-13)$$

Como a largura de banda é inversamente proporcional ao fator de qualidade verifica-se que ao aumentar a potência dissipada através de maior irradiação eletromagnética e menores perdas térmicas, bem como reduzindo-se a energia armazenada é possível incrementar a largura de banda (GUHA e ANTAR, 2011).

2.5.8. Impedância

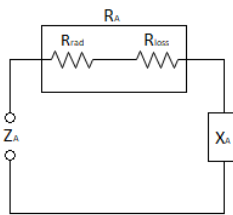
A impedância é uma característica de extrema importância no design de antenas pois afeta severamente a sua performance. Este parâmetro relaciona a tensão e a corrente nos terminais da antena ou ainda os componentes dos campos elétrico e magnético em um dado ponto (BALANIS, 2005). A impedância de uma antena é formada por duas componentes, uma real R_A , a qual é composta pela potência dissipada ou absorvida em forma de irradiação e perdas ôhmicas, e uma parte imaginária X_A , que representa a potência armazenada nos campos próximos (STUTZMAN e THIELE, 2013).

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2-14)$$

Onde a parte real R_A é obtida por:

$$R_A = R_{rad} + R_{loss} \quad (2-15)$$

Figura 14 – Modelo equivalente da impedância de uma antena.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Idealmente a impedância da antena deve ser igual ou a mais próxima possível da impedância da fonte de sinal, uma vez que, quanto maior a diferença de impedância entre os dois elementos, menor será o desempenho da antena devido ao efeito das perdas de reflexão. Desta forma, toda a potência que é perdida, seja pelo descasamento de impedâncias ou em efeito Joule, não é irradiada pela antena, reduzindo assim a sua eficiência.

2.5.9. S_{11} e VSWR

O S_{11} é um dos quatro parâmetros que descrevem o comportamento de um circuito elétrico através da relação entre sinais transmitidos e recebidos em uma porta ou entre duas portas conectadas a este, conhecidos como parâmetros S. Esta análise ocorre por meio da relação entre as amplitudes destes sinais (magnitude e fase) (POZAR, 2012). Na avaliação do

desempenho de antenas o parâmetro S_{11} é utilizado de forma a quantificar o adequado casamento de impedâncias através da avaliação da energia do sinal fornecido para a antena e do sinal refletido para a fonte em uma faixa de frequências. Por meio da matriz S , cada parâmetro S pode ser obtido, onde V_n^+ é a amplitude da tensão da onda incidente na porta n e V_n^- é a amplitude da tensão refletida na porta n (POZAR, 2012):

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & & & \vdots \\ S_{N1} & \dots & & S_{NN} \\ \vdots & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

Assim, o parâmetro S_{11} pode ser obtido por:

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} \quad (2-17)$$

A magnitude do parâmetro S_{11} de -10 dB é geralmente utilizado como referência no design de antenas, visto que isto representa que aproximadamente 90% da potência é realmente entregue para a antena, um valor considerado satisfatório.

O VSWR também é uma medida de reflexão, o qual é obtido através da relação entre a tensão da onda direta e a tensão da onda que é refletida. Em uma situação de casamento de impedâncias ótimo, ou seja, onde não existem reflexões entre a linha de transmissão e a antena, obtém-se um VSWR de 1:1. Valores superiores do primeiro termo configuram uma condição de maior reflexão. Desta forma, a máxima relação de descasamento se traduz em um VSWR de 2:1, o que representa a disponibilização efetiva de 88,9 % da potência para a antena, condição semelhante à magnitude do parâmetro S_{11} de -10 dB (PANDEY, 2019). Matematicamente o VSWR é obtido por:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2-18)$$

Onde o coeficiente de reflexão Γ é dado por:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2-19)$$

De modo que Z_0 é a impedância característica e Z_L a impedância da linha.

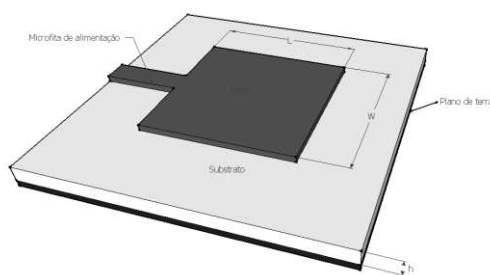
2.6.Métodos de Alimentação

A forma em que o sinal é fornecido para a antena é um fator de relevante importância para o desempenho desta, tendo em vista que a escolha poderá ocasionar a melhoria ou degradação de parâmetros como o casamento de impedâncias e a largura de banda. Contudo, tanto a geometria da antena quanto a aplicação em que ela está inserida será determinante para a escolha da configuração de alimentação. Dentre os métodos tradicionais existem aqueles que são enquadrados como métodos diretos, ou seja, quando existe contato físico entre a forma de alimentação e a antena, e métodos classificados como indiretos, onde o sinal é fornecido através de acoplamento eletromagnético.

2.6.1. Microfita

A linha de microfita é um dos métodos mais utilizados no design de antenas impressas, principalmente em aplicações de dimensões reduzidas, visto que o seu emprego mantém a planaridade e não apresenta significativa influência na área ocupada. Consiste em uma tira de material condutor que conecta a fonte de sinal e antena em suas extremidades.

Figura 15 – Alimentação através de linha de microfita.



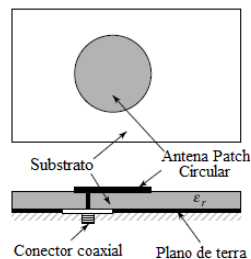
Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Através de ajustes de dimensões e uso de diferentes modelagens da linha de microfita é possível obter melhor casamento de impedâncias e ainda aumento da largura de banda. Em aplicações como em antenas do tipo Patch, a largura de banda é limitada tipicamente em 2 a 5% (BALANIS, 2005).

2.6.2. Cabo Coaxial

A alimentação através de cabo coaxial também é uma forma frequentemente utilizada para fornecer o sinal às antenas. No caso de antenas do tipo Patch, a parte central do conector transpassa o plano de terra e o substrato até atingir o elemento irradiador. A posição onde ocorre o fornecimento de sinal pode ser modificada com o intuito de alterar o casamento de impedâncias. Não menos importante, a região externa do conector também deve ser conectada, porém, neste caso, ao plano de terra. Apesar de ser consideravelmente prático, maiores dificuldades com a sua aplicação são verificadas com o uso de substratos mais espessos. Além disso, este tipo de alimentação apresenta baixa largura de banda (BALANIS, 2005).

Figura 16 – Alimentação através de cabo coaxial.



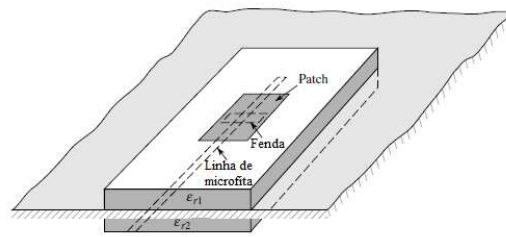
Fonte: (BALANIS, 2005).

Em modelos de antena como, por exemplo, a monopolo com meandros, este tipo de alimentação pode ser aplicado ao incorporar o conector à extremidade do substrato.

2.6.3. Acoplamento por abertura

O acoplamento por proximidade é um método de alimentação indireto, ou seja, no qual o sinal é fornecido para antena através de acoplamento eletromagnético. Seu emprego visa principalmente a redução de irradiação por polarização cruzada. Por outro lado, este método também apresenta largura de banda reduzida e maior dificuldade de fabricação.

Figura 17 – Alimentação através de acoplamento por abertura



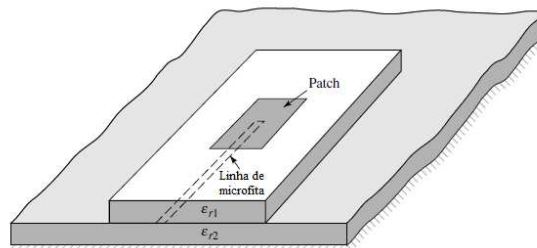
Fonte: (BALANIS, 2005).

Como pode ser visto na Figura 17, a estrutura consiste em dois substratos sobrepostos, o inferior, com maior constante dielétrica e o superior, mais espesso e de menor constante dielétrica. Na face inferior do substrato de menor constante dielétrica é posicionada uma linha de microfita, através da qual a energia será acoplada à antena. Este acoplamento ocorre através de uma fenda existente no plano de terra que fica posicionado entre os dois substratos. Ajustes no casamento de impedâncias podem ser obtidos através da modificação da largura da linha de microfita e ainda do comprimento da fenda (BALANIS, 2005).

2.6.4. Acoplamento por proximidade

Este método de alimentação é consideravelmente semelhante ao acoplamento por abertura, contudo, neste caso, o plano de terra está localizado abaixo do substrato inferior. A linha de microfita é posicionada abaixo do elemento irradiador, de modo que esta apresente uma terminação aberta, como pode ser observado na Figura 18. Desta forma, a energia necessita atravessar o substrato superior para que ocorra a transferência do sinal para a antena.

Figura 18 – Alimentação através de acoplamento por proximidade.



Fonte: (BALANIS, 2005).

A principal vantagem deste método é a maior largura de banda, que pode ser melhorada através de ajustes das dimensões da terminação na linha de microfita. Em

contrapartida, também apresenta maior dificuldade de fabricação devido à necessidade do perfeito alinhamento entre o elemento irradiador e a linha de microfita, bem como se verifica uma maior espessura final do conjunto (GARG, BHARTIA, *et al.*, 2001).

A Tabela 2 apresenta um comparativo entre as principais características dos métodos de alimentação de antenas impressas.

Tabela 2 – Comparação do desempenho entre os métodos de alimentação de antenas.

CARACTERÍSTICAS	LINHA DE MICROFITA	CABO COAXIAL	ACOPLAMENTO POR ABERTURA	ACOPLAMENTO POR PROXIMIDADE
Confiabilidade	Melhor	Pobre (devido à soldagem)	Boa	Boa
Facilidade de fabricação	Fácil	Furação e soldagem necessárias	Necessário alinhamento	Necessário alinhamento
Casamento de impedâncias	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil
Largura de banda	2 ~ 5%	2 ~ 5%	21%	13%

Fonte: (GARG, BHARTIA, *et al.*, 2001).

2.7. Técnicas de Miniaturização

Embora as limitações físicas no design de antenas eletricamente pequenas sejam de amplo conhecimento, ainda assim existe uma forte expectativa no desenvolvimento de antenas de dimensões reduzidas integradas com dispositivos de RF. Desta forma, a demanda por métodos capazes de contornar essas limitações abriu espaço para muitos estudos e implementações, onde o principal objetivo é a obtenção de meios para reduzir as dimensões de antenas sem, contudo, degradar significativamente suas características elétricas. Técnicas como o uso de substratos com alta constante dielétrica, aplicação de antenas fractais, curto-circuito com o plano de terra, desenvolvimento de diferentes geometrias e uso de métodos de otimização são alguns exemplos adotados em estudos (ULLAH, ISLAM e MANDEEP, 2013).

2.7.1. Materiais com alta constante dielétrica

Um dos métodos mais utilizados com o objetivo de reduzir as dimensões de antenas eletricamente pequenas é o emprego de substratos com alta constante dielétrica. Esta técnica tem como vantagem a possibilidade de reutilização de designs previamente elaborados, efetuando apenas a sua redução. A partir dos anos 80 estudos foram conduzidos com o intuito

de melhor compreender o efeito da maior permissividade em substratos de antenas. Posteriormente, novos estudos foram produzidos para investigar a capacidade de miniaturização de antenas a partir de substratos de alta permissividade. Em (Y., ZHANG, T. K., LO e Y., HWANG, 1995), um compósito cerâmico de Titanato de Bário com constante dielétrica entre 38 e 80 foi utilizado como substrato para o desenvolvimento de antenas do tipo Patch em 900 e 1800 MHz, as quais apresentavam menores dimensões que aquelas fabricadas sobre substratos comuns como o FR4.

Apesar de ser eficaz no sentido de redução das dimensões de antenas impressas, o uso de substratos com alta constante dielétrica apresenta consideráveis desvantagens como reduções de largura de banda, eficiência e ganho, bem como a elevação do fator de qualidade. Tais efeitos podem ser explicados pela tendência de uma maior parte da energia entregue à antena ser aprisionada no material de maior permissividade, aumentando assim as ondas superficiais (COLBURN e RAHMAT-SAMII, 1999). Por conta destes efeitos indesejados, diferentes abordagens foram desenvolvidas com a expectativa de combinar a redução de dimensões com uma melhor performance das demais características da antena. Em (COLBURN e RAHMAT-SAMII, 1999) foi proposta a manipulação da constante dielétrica no material ao redor da antena, de modo a reduzi-la somente ao redor do elemento irradiador através de pequenas perfurações. Assim, seria possível fabricar o substrato com apenas um material, fazendo uso da alta permissividade para reduzir as dimensões da antena sem reduzir demasiadamente as demais características, tendo em vista a utilização das perfurações em áreas onde uma alta constante dielétrica não é necessária.

2.7.2. Curto-circuito com o plano de terra

A utilização de curto-circuito entre a antena e o plano de terra é uma técnica utilizada para redução do tamanho de antenas bastante conhecida. Uma das primeiras publicações a fazer uso desta foi o trabalho desenvolvido por Schaubert et al. (SCHAUBERT, D. H., SINDORIS, A. R., *et al.*, 1981). O método consiste em efetuar uma ou mais conexões entre a antena e o plano de terra, de modo que seja possível atingir uma menor frequência de ressonância em uma antena cujas dimensões não foram modificadas. Essa alteração é significativamente dependente das dimensões e da posição em que as conexões com o plano de terra são feitas (PORATH, 2000). Por ocasionarem a modificação das correntes de superfície, estas conexões acarretam, por conseguinte, em um efeito de prolongamento do comprimento elétrico da antena (S. M. RATHOD, R. N. AWALE, *et al.*, 2019). Reduções das

dimensões da antena na ordem de 80% foram obtidas quando a técnica foi incorporada ao design de antenas do tipo Patch.

2.7.3. Utilização de materiais eletromagnéticos

Tendo em vista a incapacidade de elementos naturais proporcionarem as características elétricas necessárias para determinadas aplicações, o desenvolvimento de materiais artificiais se fez necessário. As pesquisas então realizadas nesse sentido levaram ao desenvolvimento dos chamados metamateriais, os quais são constituídos por estruturas especificamente projetadas para atingir melhores performances através do controle das respostas elétricas e magnéticas. O trabalho que introduziu este conceito foi elaborado por Veselago, no qual foi estabelecida a possibilidade de obter materiais com valores negativos de permissividade e permeabilidade simultaneamente (VESELAGO, 1968).

Metamateriais são formados por estruturas metálicas arranjadas geometricamente sobre um substrato dielétrico, conseqüentemente, suas características são mais fortemente afetadas pelas geometrias do que pela composição do material utilizado em seu desenvolvimento (KRZYSZTOFIK e CAO, 2019). Estas estruturas são dispostas em um arranjo de padrão repetitivo, de forma que cada célula necessita ser consideravelmente menor que o comprimento de onda (CORRÊA, RESENDE, *et al.*, 2018). A forma em que as geometrias são organizadas permitem obter materiais com diferentes propriedades.

No desenvolvimento de antenas, a capacidade de ajustar os valores de permissividade e permeabilidade é frequentemente empregada com o propósito de obter redução de suas dimensões, permitir múltiplas frequências de ressonância e aumentar o ganho, a diretividade ou a largura de banda. De acordo com o objetivo esperado, os metamateriais são utilizados em diferentes formas. Para atingir antenas de menores dimensões os metamateriais são utilizados como estruturas de terra defeituosas, de modo que suas propriedades afetem a frequência de ressonância (KRZYSZTOFIK e CAO, 2019).

Tabela 3 – Comparação entre as dimensões de uma antena com e sem metamateriais.

Tipos de Antena	Dimensões da Antena [mm x mm]	Tipo de Padrão de Irradiação	Razão das Dimensões da Antena %
Patch de microfita			
Sem Metamateriais	53.28 x 62.08	Direcional	100
Com Metamateriais	23.28 x 25.03	Direcional	60

Fonte: (KRZYSZTOFIK e CAO, 2019).

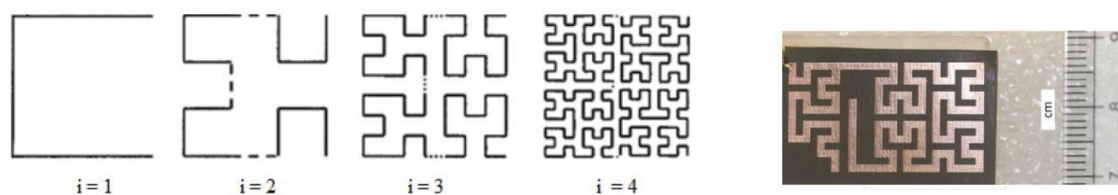
Na Tabela 3 é apresentada a diferença entre as dimensões de uma antena do tipo Patch tendo em vista a utilização de metamateriais. Percebe-se que, com um mesmo modelo de antena, é possível atingir uma considerável redução de dimensões com a aplicação de destas estruturas.

2.7.4. Geometrias Fractais

O emprego de geometrias Fractais consiste em um conjunto de geometrias similares entre si que são repetidas em um número limitado de vezes. Estruturas baseadas em geometrias Fractais não podem ser descritas através da geometria Euclidiana, ou seja, por meio de linhas retas, círculos, cubos e semelhantes. Elas são constituídas de réplicas de uma mesma estrutura em sequência, as quais podem ser escaladas, deslocadas e rotacionadas no espaço (KRZYSZTOFIK, 2017). O conceito deste tipo de geometrias e o termo Fractal foi concebido por Benoit B. Mandelbrot através da observação dos contornos de estruturas presentes na natureza, como as folhas de uma árvore ou um floco de neve (MANDELBROT, 1982).

No desenvolvimento de antenas, o comprimento destas está diretamente relacionando ao comprimento de onda, de modo que, sabendo-se que a redução das dimensões da antena afeta diretamente suas características, a mínima dimensão que possibilita um desempenho viável é de um quarto do comprimento de onda. Desta forma, ao aplicar geometrias fractais é possível obter uma melhor ocupação da área disponível para a antena, de modo que as diversas réplicas da geometria podem ser acomodadas em espaços bastante reduzidos, obtendo-se assim um comprimento elétrico significativamente maior (KRZYSZTOFIK, 2017). Os trabalhos apresentados em (S. R. BEST e J. D. MORROW, 2002), (H. ORAZI e S. HEDAYATI, 2012) e (A. ISMAHAYATI, P. J. SOH, *et al.*, 2011) são exemplos de aplicação de geometrias fractais no desenvolvimento de antenas com menores dimensões.

Figura 19 – As 4 iterações de uma geometria fractal Hilbert a) e foto de uma antena impressa F invertida fractal Hilbert miniaturizada b).



a)

Fonte: (KRZYSZTOFIK, 2017).

b)

Através deste método a antena apresentada na Figura 19 b) foi desenvolvida para operar na tecnologia GSM (*Global System for Mobile*) nas frequências de 900 e 1.800 MHz. Ao utilizar a geometria Fractal Hilbert o design conseguiu obter uma redução de 50% do volume que seria ocupado por uma antena F invertida para as mesmas frequências de operação (KRZYSZTOFIK, 2017).

Geometrias Fractais do tipo Hilbert foram desenvolvidas em 1891 por David Hilbert (M. R. C e R. BOOPATHI RANI, 2020). Este modelo de geometria Fractal apresenta uma ótima capacidade de eficientemente preencher o espaço disponível. Esta propriedade permite o desenvolvimento de uma antena mais compacta que, no entanto, apresenta um longo comprimento elétrico. Cada iteração é uma cópia da geometria anterior, porém, replicado quatro vezes em tamanho reduzido e adequadamente rotacionado, de forma a obter características como prevenção de cruzamentos, similaridade, capacidade de preenchimento e simplicidade (M. R. C e R. BOOPATHI RANI, 2020). Contudo, após algumas iterações a antena tornasse demasiadamente pequena e as melhorias começam a reduzir, sendo esperadas perdas como redução do ganho (M. R. C e R. BOOPATHI RANI, 2020).

2.8.Encapsulamento e Antenas Encapsuladas

A moldagem do encapsulamento de circuitos integrados é o método utilizado para proteger o silício ou os componentes eletrônicos montados sob um substrato contra agentes ambientais que podem danificá-los através da umidade, poeira e corrosão, bem como proteger contra impactos. Além disso, esta estrutura protetora fornece resistência mecânica à substratos muito finos, os quais se tornam flexíveis e frágeis. Outra importante função é auxiliar no processo de extração do calor interno gerado pelo dispositivo e transferir para o ambiente

externo ou para a placa de circuito impresso onde este foi montado. Diferentes materiais podem ser empregados na moldagem de componentes eletrônicos, os quais são enquadrados em classes cujos mais utilizados na indústria de componentes são os termofixos ou termoplásticos, metais e cerâmicos.

Componentes encapsulados com resina epóxi como principal substância do polímero aplicado no processo de moldagem são encontrados na grande maioria de dispositivos eletrônicos. Este material compõe cerca de 25 a 35% do composto químico, sendo necessário ainda a adição de agentes de cura, endurecedores, pó de sílica, alumina ou vidro em concentração que pode variar entre 65 e 75%, pigmentos, acelerantes, retardante de chamas, antioxidantes e agentes para facilitar a liberação da forma (KASAP e CAPPER, 2017).

Com o substrato posicionado no interior da câmara de moldagem, o composto aquecido e liquefeito é aplicado através do método de transferência, onde este é forçado por um processo de injeção, ou por compressão, onde o composto de moldagem é comprimido contra o substrato. Vácuo e pressão são aplicados no interior da câmara para que ocorra o preenchimento de todos os espaços. Após realizada a cura é conferida ao componente proteção contra os agentes externos, manutenção da isolamento elétrica e a definição do formato final do componente que, por sua vez, permite a fácil montagem do mesmo sobre a placa de circuito impresso (LU e WONG, 2017).

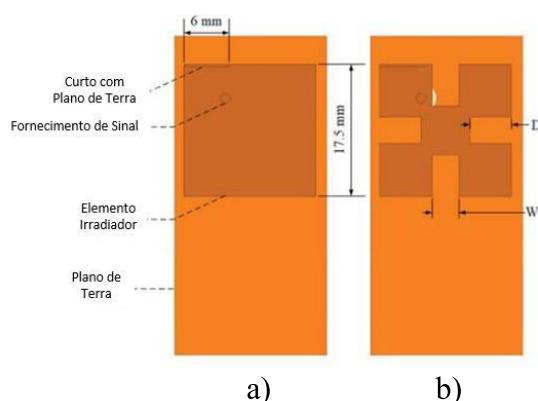
Para aplicações de RF a moldagem com resina epóxi não fornece a melhor performance. A não uniformidade dos materiais utilizados no encapsulamento originam perda de desempenho, uma vez que o campo elétrico gerado pelo circuito RF no encapsulamento acaba sendo não uniforme por ação dos materiais. A aplicação de compostos cerâmicos no encapsulamento é capaz de fornecer melhor qualidade à dispositivos de RF, contudo, o custo mais elevado pode não ser adequado para muitos produtos que necessitam ser ofertados a preços baixos para serem competitivos (KASAP e CAPPER, 2017).

Para aplicações de antenas encapsuladas a moldagem com resina epóxi oferece certa vantagem quando se deseja desenvolvê-las com pequenas dimensões. Ao atravessar um material com maior constante dielétrica que o ar as ondas eletromagnéticas têm sua velocidade reduzida, assim como o seu comprimento de onda. Desta forma, uma antena encapsulada pode ser projetada com dimensões inferiores que uma antena que não tenha sido encapsulada.

2.9.Trabalhos Correlatos

No trabalho desenvolvido em (CONSTANZO e QURESHI, 2020), foi realizado o processo de miniaturização de uma antena F Invertida planar para aplicações na faixa de frequências de 2.4 a 2.5 GHz. Para evitar técnicas de miniaturização que degradam o desempenho da antena, como o uso de materiais com alta constante dielétrica, bem como o emprego de materiais de elevado custo, a geometria pré-fractal do tipo Minkowski foi utilizada. O modelo inicial consiste em uma superfície condutora posicionada acima do plano terra e separadas à uma determinada distância. Um trecho de cobre conecta as duas superfícies e uma segunda conexão com a estrutura superior é feita para o provimento de sinal. Conforme o autor, a frequência de ressonância é dada pelas bordas da superfície superior. Desta forma, ao aumentar o perímetro do elemento irradiador é possível reduzir a frequência de ressonância. Ao aplicar à estrutura a geometria pré-Fractal Minkowski, trechos da antena foram removidos, aumentando assim comprimento total da borda da antena, conforme pode ser visto na Figura 20.

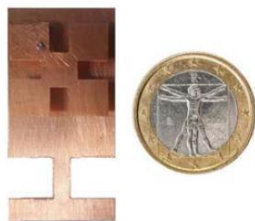
Figura 20 – Antena F Invertida Planar a) e Antena F Invertida Planar Minkowski b).



Fonte: adaptado de (CONSTANZO e QURESHI, 2020).

Ao utilizar este método, o autor obteve uma redução de aproximadamente 15%. Posteriormente semelhante procedimento foi aplicado ao plano de terra, como forma de incrementar a largura de banda, conforme apresentado na Figura 21.

Figura 21 – Imagem do protótipo de antena fabricado.

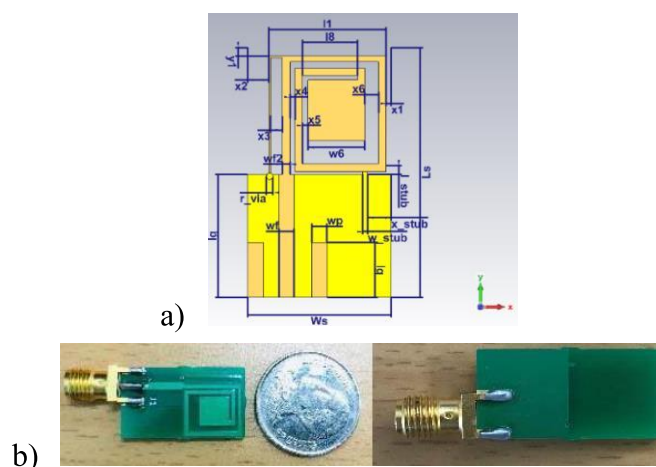


Fonte: (CONSTANZO e QURESHI, 2020).

Como resultado o autor obteve um modelo com ganho máximo de 3,48 dB, capaz de obter um bom desempenho entre 2,4 e 2,5 GHz, com uma margem de 50 MHz em cada extremidade da banda de interesse. Comparativamente ao modelo original, não houve considerável degradação do desempenho geral.

No desenvolvimento realizado em (WANPARE, PAISAL e CHALERMWISUTKUL, 2020), uma antena para aplicação em dispositivos destinados à Internet das Coisas foi elaborada, mas especificamente para utilização com redes LoRaWAN na frequência de 923 MHz. O projeto utilizou como referência inicial uma antena do tipo F Invertida e, como método de miniaturização, a aplicação de dobras das tiras de cobre com a inclusão de uma estrutura semelhante à uma antena do tipo Patch à porção final da estrutura. Para auxiliar no casamento de impedâncias, um trecho de tira de cobre conectado à antena penetra a área do plano de terra, sem estar eletricamente conectado a este, efetuando assim um acoplamento capacitivo.

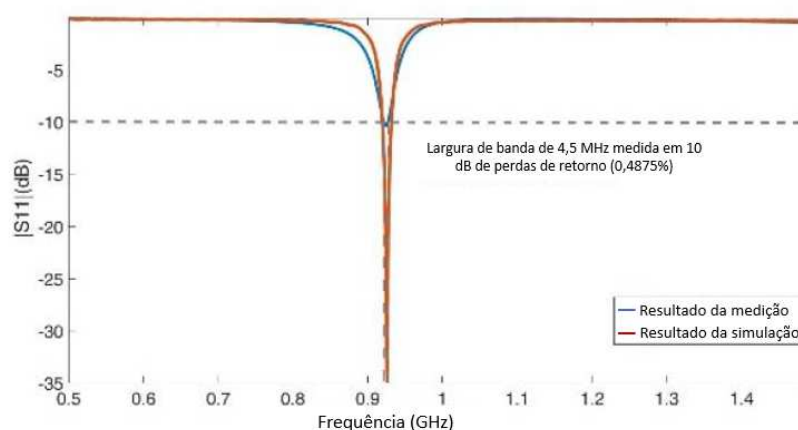
Figura 22 – Dimensões da antena proposta a) e vistas de topo e fundo do protótipo fabricado b).



Fonte: (WANPARE, PAISAL e CHALERMWISUTKUL, 2020).

A simulação do modelo demonstrado na Figura 22 a) apresentou um bom casamento de impedâncias, porém com uma largura de banda bastante estreita. Para compensar os efeitos das tolerâncias dos processos de fabricação, três modelos com pequenas variações de dimensões foram fabricados. O modelo escolhido foi aquele que obteve o melhor desempenho do parâmetro S_{11} em 923 MHz, evidenciando assim que foi obtido um bom casamento de impedâncias na frequência desejada.

Figura 23 – Coeficiente de reflexão simulado e medido da antenna proposta.



Fonte: Adaptado de (WANPARE, PAISAL e CHALERMWISUTKUL, 2020).

Como resultado, a antena elaborada em (WANPARE, PAISAL e CHALERMWISUTKUL, 2020) obteve uma área de 13,11 x 22,95 x 1,6 mm, com um ganho máximo de -11,86 dB e largura de banda de 4,5 MHz. Devido à proposta ser o desenvolvimento de uma antena extremamente compacta, foi efetuada a escolha pela menor área em detrimento do desempenho.

Nos trabalhos previamente discutidos técnicas de miniaturização distintas foram utilizadas, com o objetivo de desenvolver antenas capazes de acompanhar a constante redução de dimensões dos dispositivos, entre os quais a comunicação em RF está fortemente presente. Embora nem sempre ocorra a degradação do desempenho das antenas pelo processo de miniaturização, existe uma tendência da necessidade de optar pela manutenção de determinada característica em detrimento de outra. Dessa forma, a escolha dos parâmetros a serem preservados precisa levar em consideração os objetivos da aplicação sem, no entanto, deixar de observar os limites aceitáveis das demais características para que a comunicação sem fios ocorra adequadamente. Sendo assim, verifica-se a necessidade de explorar técnicas de miniaturização aplicadas às antenas monopolo de tiras de cobre, como a

apresentada em (WANPARE, PAISAL e CHALERMWISUTKUL, 2020) que permitam uma considerável redução de dimensões causando a menor degradação de desempenho possível.

3. MATERIAL E MÉTODOS

A realização do projeto consiste no desenvolvimento de diversas etapas subsequentes que compreendem desde a fase de estudos até a prototipação e análise do design final, as quais estão alinhadas aos objetivos específicos do trabalho. As atividades realizadas ao longo destas etapas são descritas a seguir.

3.1. Definições

A primeira fase consiste na avaliação dos conceitos obtidos previamente através do referencial teórico e escolha dos designs mais adequados para a elaboração de simulações eletromagnéticas, de modo a obter modelos que melhor se adequem aos objetivos do projeto. Como primeira condição de contorno foram estabelecidas as dimensões iniciais do substrato, de modo a definir os designs que melhor se encaixem na área disponível. A área de 30 x 50 mm foi considerada aceitável para a elaboração dos primeiros modelos, para posteriormente ser aplicada a miniaturização desta. Estas dimensões foram escolhidas tomando como base as dimensões de módulos e circuitos integrados que operam em faixas de frequências de até 1 GHz, especialmente aqueles destinados à comunicação de longa distância para uso com a tecnologia da Internet das Coisas. Desta forma, inicialmente ficou evidente que devido ao comprimento de onda em frequências sub-GHz ser significativamente elevado, antenas do tipo Patch necessitariam de maiores dimensões de substrato do que aquelas pretendidas, inviabilizando sua utilização. Consequentemente, antenas monopolo impressas de tiras de cobre são aquelas que melhor atendem as características do projeto, tendo em vista que a capacidade de realizar sucessivos meandros permite uma melhor relação entre área ocupada e comprimento elétrico da antena.

Foi também estabelecido inicialmente a utilização de FR-4 com duas camadas de cobre como substrato para o desenvolvimento dos primeiros designs de antenas, tendo em vista seu uso expressivo em aplicações de baixo custo e facilidade de aquisição. A espessura de 1 mm foi considerada como ponto de partida na elaboração de designs, podendo porventura ser modificada por dimensões maiores ou menores de acordo com a necessidade verificada através das simulações eletromagnéticas.

3.2. Simulações

Como primeira etapa no sentido de definir designs de antenas para aplicação de técnicas de miniaturização, foi necessário inicialmente realizar diversas avaliações de

possíveis modelos no software de simulação eletromagnética Ansys HFSS® para assim avaliar o desempenho destas. Cada um destes apresenta geometrias e características que podem ser mais ou menos adequadas para a aplicação, sendo assim, é importante que sejam considerados os compromissos entre a preferência por uma performance em possível detrimento de outra.

Como parâmetro inicial das simulações foi estabelecida a frequência de ressonância central em 902 MHz, pelo motivo de esta ser utilizada no Brasil pelas tecnologias de LPWAN, as quais operam na faixa de 868 a 925 MHz da banda Industrial, Científica e Médica não licenciada. Não obstante, uma frequência específica foi definida pelo fato de antenas de pequenas dimensões apresentarem como uma de suas características a largura de banda estreita, portanto, seria inviável atingir especificações mínimas de performance para toda a faixa de operação dentro das dimensões pretendidas.

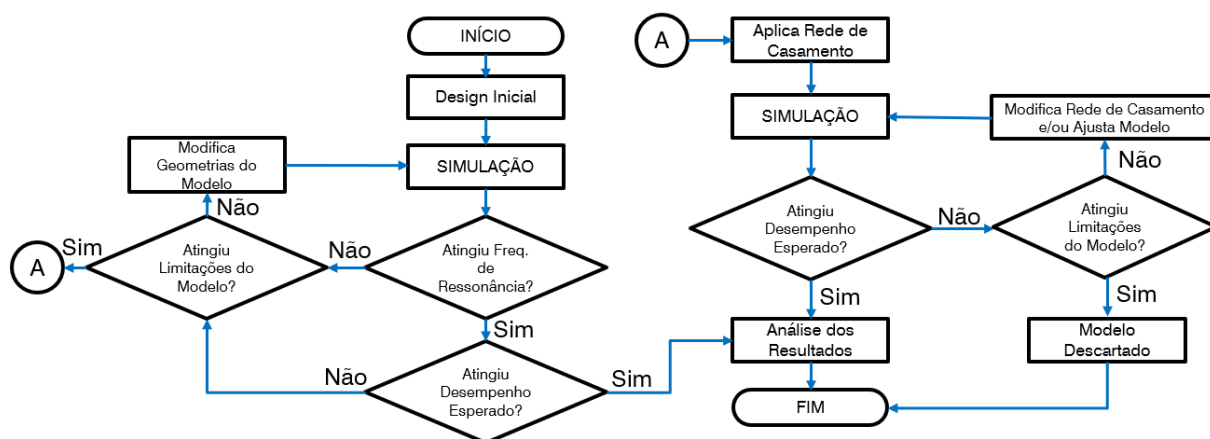
A partir da frequência de ressonância é possível obter uma aproximação do comprimento da antena através do comprimento de onda no espaço livre, o qual pode ser calculado por meio da equação (2-1).

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{9,02 \times 10^8} = 33,26 \text{ cm} \quad (3-1)$$

Todavia, conforme observado pela literatura, a menor dimensão de uma antena monopolo de microfita capaz de gerar um desempenho aceitável é de um quarto de comprimento de onda ($\lambda/4$). Desta forma, para iniciar as simulações a partir de um menor modelo possível utilizou-se como referência o comprimento de 83,15 mm para a elaboração dos designs. A partir desta informação o desenho inicial de cada modelo foi gerado e sua performance avaliada. Por ser necessário sintonizar a antena na frequência desejada, as iterações iniciais tiveram como objetivo ajustar o comprimento da antena para atingir a frequência de ressonância. Para isto, trechos de cobre foram incluídos ou removidos para respectivamente aumentar ou reduzir a frequência de ressonância conforme verificado necessário em simulações anteriores. Também o ajuste dos espaçamentos entre as geometrias foi modificado para obter novas possibilidades de ajuste do comprimento físico da antena. Cada ajuste foi realizado sem que fosse ultrapassado o limite da área de 30 x 50 mm definido previamente. Posteriormente as geometrias foram ajustadas para tentar obter melhores resultados dos demais parâmetros, principalmente ganho e largura de banda. Modificações da

espessura da trilha, distanciamento do plano de terra, entre outras foram realizadas. A Figura 24 apresenta o fluxo no qual se sucederam as iterações em busca de modelos de antena para realização das etapas seguintes do projeto.

Figura 24 – Fluxo de simulações de novos modelos.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Com base nos resultados obtidos, sucessivas iterações de simulações foram realizadas até a obtenção de um modelo que alcance o melhor desempenho com determinada geometria. Em alguns casos foi verificada a impossibilidade de o design atingir características adequadas ao objetivo proposto, sendo este então descartado.

3.3. Miniaturização de Antenas

A partir dos resultados de simulação realizados previamente, um modelo de antena foi escolhido para que fossem implementados os recursos que permitem a redução de suas dimensões. A aplicação de técnicas de miniaturização visou implementar os conhecimentos adquiridos no sentido de reduzir as dimensões da antena, de forma a atingir uma área adequada à fabricação de um chip comercialmente viável com uma antena integrada. Dois métodos avaliados apresentaram maior possibilidade de obter eficácia, contudo, seu estudo necessitou ser realizado de forma independente e inicialmente através de simulações, as quais forneceram maiores informações sobre o desempenho da antena após a sua implementação.

De forma geral as técnicas de miniaturização apresentam limitações, o que frequentemente ocasiona perdas de performance de uma ou mais características. Assim,

dependendo da técnica aplicada, a redução pode levar à uma baixa performance, o que induz a necessidade de avaliar se a performance para determinada redução é aceitável.

3.4.Fabricação de Protótipos

Obtido um modelo no qual as dimensões e a performance foram consideradas adequadas à aplicação, tornou-se necessário validar os resultados verificados em simulação. Tendo em vista a necessidade de fabricação de protótipos, a partir das dimensões observadas nas simulações a antena foi desenhada e os arquivos necessários para a fabricação destas foram gerados pelo programa de projeto eletrônico Kicad. Um conjunto de unidades semelhantes entre si foram produzidas através do processo de fresagem, para o qual foi utilizada a prototipadora LPKF ProtoMat D104. Todas as características do modelo simulado como medidas do design e especificação do substrato foram observadas na geração de arquivos de fabricação especificação de materiais.

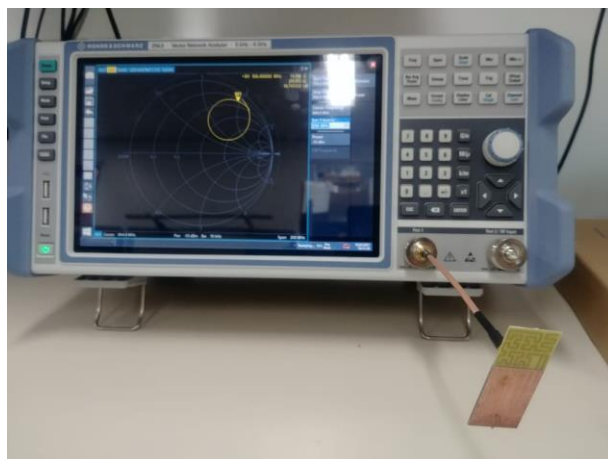
3.5.Processo de Medição

Para efetuar as medições, o design de um conector do tipo U.FL foi adicionado aos modelos para fabricação e, posteriormente, os conectores foram soldados aos protótipos. Através de um cabo SMA e um adaptador U.FL/SMA as antenas foram conectadas a um VNA (*Vector Network Analyzer*) da marca Rohde & Schwarz modelo ZNL6. Previamente à realização das medidas uma calibração precisou ser realizada no equipamento, de modo a reduzir ao máximo a influência do sistema de medição (*hardware* e cabos) nos valores a serem avaliados. Tendo em vista que foi utilizado um conector do tipo U.FL na antena, o ponto de calibração ideal é imediatamente anterior ao conector, ou seja, na ponta do adaptador U.FL/SMA.

O processo de calibração consiste em utilizar estruturas previamente conhecidas ou padrões, de modo que, na extremidade do conjunto de medição onde os padrões foram aplicados, não haverá a influência do equipamento e cabos em relação às medições realizadas na estrutura que estiver conectada ao equipamento. Neste trabalho foi utilizado o método SOLT (*Short, Open, Load e Through*) (NATIONAL INSTRUMENTS, 2021). Contudo, caso qualquer alteração seja realizada no conjunto de medição que difira do sistema previamente calibrado, uma nova calibração precisa ser realizada. Como as antenas desenvolvidas utilizam um conector do tipo U.FL, três padrões foram utilizados no processo de calibração, curto, aberto e carga, onde cada um destes é conectado ao sistema por um conector U.F.L. A

calibração ocorre através de um menu do equipamento, onde define-se a estrutura de calibração que será conectada ao conjunto. Desta forma, três etapas de calibração são realizadas para concluir o processo. Por fim, o conjunto está devidamente ajustado para fazer a medição das antenas e obter as características destas sem influências externas.

Figura 25 – Medições de desempenho no VNA.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Após a calibração as antenas foram conectadas de modo a sofrer o mínimo de influências de objetos ao seu entorno. Através do equipamento foram avaliadas principalmente as características de S_{11} e impedância de cada antena.

3.6.Determinação do Ganho

A determinação do ganho é uma das características mais importantes na avaliação do desempenho de antenas, contudo, ao realizar as medições do protótipo não é possível obter essa informação através do VNA. Com a estrutura disponível o método mais adequado é por meio de uma avaliação indireta utilizando duas antenas de modelo e desempenho semelhantes, afastadas entre si por uma distância conhecida e alinhadas, onde uma deverá ser configurada para transmitir um determinado sinal de RF e a outra ajustada para receber o sinal transmitido. Conhecendo-se as potências do sinal transmitido e recebido pelas antenas, bem como as demais variáveis, e tendo em vista que o ganho entre as duas antenas é igual, através da equação de Friis é possível obter um valor aproximado do ganho da antena. Contudo, este método é bastante impreciso quando não realizado em um ambiente onde não ocorram reflexões, como uma câmara anecoica. Não tendo sido possível efetuar o procedimento sobre uma superfície não refletora e sem objetos ao redor, a avaliação de cada antena por este

método foi realizada sob as mesmas condições, permitindo assim que as informações obtidas fossem utilizadas como aproximação e a título de comparação entre modelos. A seguir é apresentada a equação de Friis utilizada neste procedimento:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi R)^2} \quad (3-1)$$

Onde P_r é a potência verificada na antena receptora do sinal, P_t a potência transmitida, G_t o ganho da antena transmissora, G_r o ganho da antena receptora, λ o comprimento de onda e R a distância entre as antenas. Não obstante, é preciso que a distância R entre as duas antenas seja maior que o limite entre os campos próximos e os campos distantes.

Para avaliar o ganho das antenas fabricadas, um protótipo de antena foi conectado a um gerador de sinais de RF da marca National Instruments modelo PXIe-5840 e outro protótipo semelhante foi conectado a um analisador de espectro da marca Tektronix modelo RSA306. Para obter o adequado distanciamento entre as duas antenas, a equação a seguir foi utilizada:

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (3-2)$$

Onde D é o comprimento ou diâmetro da antena.

3.7. Encapsulamento

Após a definição do design, por meio de simulações e fabricação do protótipo a antena deve passar por um processo de encapsulamento, a fim de avaliar seu desempenho quando revestida pelo material que irá cobrir todo o dispositivo final. Sem a adição prévia de quaisquer componentes, a antena foi recoberta por resina epóxi através da dispensadora Nordson Série EV, de forma a simular um encapsulamento com material semelhante ao utilizado em circuitos integrados. Este método foi utilizado tendo em vista que haveria um custo elevado para a realização do processo em equipamento adequado a efetuar o encapsulamento. Além disso, seria necessária a fabricação da antena em substrato apropriado para tal procedimento, o qual exigiria adaptação do design e demasiado tempo para o recebimento do material. Após o encapsulamento parte da resina epóxi já curada precisou ser removida, uma vez que existia a necessidade de ter acesso à área do conector e ao trecho de

microfita da antena onde é efetuada adição da rede de casamento. Por meio do equipamento CLC FALIT Duo um processo de desencapsulamento via laser foi efetuado, de forma a remover o material de cobertura e permitir o acesso à área necessária para a realização das medições. Um retângulo com dimensões de 0,9 x 0,5 mm foi definido para delimitar a abertura no epóxi e, assim, não afetar significativamente o efeito do material sobre a antena.

Tendo em vista a indisponibilidade de material, foi possível somente realizar o processo de encapsulamento do primeiro protótipo. As demais antenas fabricadas necessitaram ser avaliadas apenas sem a cobertura de resina epóxi.

3.8.Redes de Casamento

Tanto no desenvolvimento de modelos para simulações quando na medição de protótipos, a impedância ideal, 50 Ω , pode não ser facilmente obtida. Desta forma, para que seja alcançado um bom resultado em relação às perdas por reflexão, frequentemente são utilizadas redes de casamento. Nos casos em que redes de casamento se fizeram necessárias, inicialmente a impedância da antena verificada nas simulações ou no equipamento de medição foi anotada para posteriormente ser inserida no programa Smith Chart. Partindo dessa informação, no próprio programa capacitores e/ou indutores foram adicionados em série e/ou paralelo com a carga, permitindo assim aproximar ao máximo a parte real da impedância à 50 Ω e zerar a parte imaginária. Os valores dos componentes que oferecem o melhor casamento de impedâncias no programa nem sempre são comercialmente disponíveis, necessitando ser utilizados valores próximos.

Nos desenvolvimentos realizados, redes de casamento do tipo L foram utilizadas. Todavia, frequentemente a introdução de componentes parasitas nos protótipos fabricados tornou mais prática a aplicação da rede de casamento de forma empírica. Tendo em vista que a rede de tipo L utiliza apenas dois componentes, é possível ajustar a impedância um componente por vez. Desta forma, fazendo gradativamente o ajuste fino da impedância foi possível obter os valores dos componentes passivos que permitiram melhores resultados de performance das antenas.

3.9.Testes de Transmissão e Recepção

Para avaliar o desempenho dos protótipos em uma aplicação real, um teste de comunicação em RF foi elaborado, no qual as antenas produzidas foram responsáveis tanto pela transmissão quanto pela recepção do sinal. Por meio de um dispositivo que utiliza a

tecnologia de comunicação Sigfox é efetuada a transmissão de um conjunto de dados, sendo este sinal recebido a uma determinada distância e avaliada a sua potência. Neste teste, tanto a antena transmissora quanto a receptora são semelhantes. O objetivo foi comparar o desempenho das antenas desenvolvidas neste trabalho com antenas comerciais, o que permitiu efetuar uma avaliação qualitativa do desempenho dos protótipos. O conjunto de transmissão consistiu em uma antena conectada a um kit de avaliação do SiP Sigfox HT32SX da HT Micron, o qual gera três frames em modulação DBPSK em cada transmissão, em uma faixa de frequências de 200 kHz em torno da frequência central de 902,2 MHz, à uma potência de aproximadamente 22 dBm. O conjunto de recepção consistiu em uma antena conectada a um analisador de espectro Tektronix RSA306, o qual foi conectado a um computador portátil. O *software* de análises foi configurado para a avaliação de uma faixa de 200 kHz ao redor da frequência central de 902,2 MHz. Através deste foi possível verificar a potência do sinal recebido, o que permitiu avaliar qual modelo de antena obteve o melhor desempenho.

Para a avaliação dos protótipos de antena fabricados neste trabalho se fez necessário a utilização de cabos SMA e adaptadores do tipo U.FL/SMA tanto para a antena de transmissão quanto para a de recepção, o que possivelmente causou a inserção de pequenas perdas. Quando avaliadas as antenas comerciais um adaptador do tipo U.FL/SMA foi necessário ao conjunto de transmissão, enquanto no conjunto de recepção a antena foi conectada diretamente ao instrumento de medição.

As antenas foram posicionadas a uma distância de aproximadamente 5 m, havendo entre os dois pontos estruturas de diferentes materiais, como obstáculos e objetos que podem interferir na comunicação.

4. Resultados

Nesta seção são discutidos os resultados obtidos durante o desenvolvimento do trabalho. Inicialmente são apresentados os resultados de simulações utilizadas para investigar as características de diferentes tipos de antenas. Em seguida são apresentados os resultados de simulações utilizando técnicas de miniaturização, assim como a avaliação de protótipos fabricados para validar a eficácia do método de miniaturização com melhor desempenho em simulações.

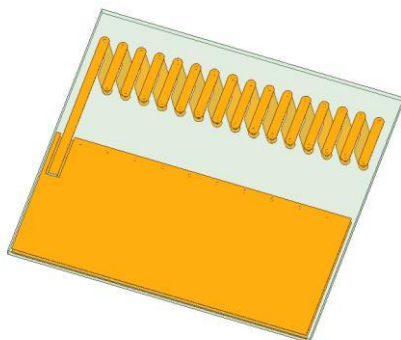
4.1. Simulações Preliminares

Os resultados de simulações preliminares realizadas são apresentados nesta seção, os quais foram realizados com o objetivo de determinar a geometria com o melhor conjunto de características e dimensões para serem utilizadas posteriormente no processo de miniaturização.

4.1.1. Antena Monopolo Helicoidal

Devido à forma em que os trechos de cobre são dispostos entre a face superior e inferior este modelo de antena pode assumir um comprimento elétrico considerável utilizando pouca área. Devido à esta característica este modelo de antena foi analisado através de simulações eletromagnéticas. Para este modelo foi utilizado como material de substrato o FR-4 com 1 mm de espessura, o qual necessitou das dimensões de 33 x 30 mm para acomodar o design.

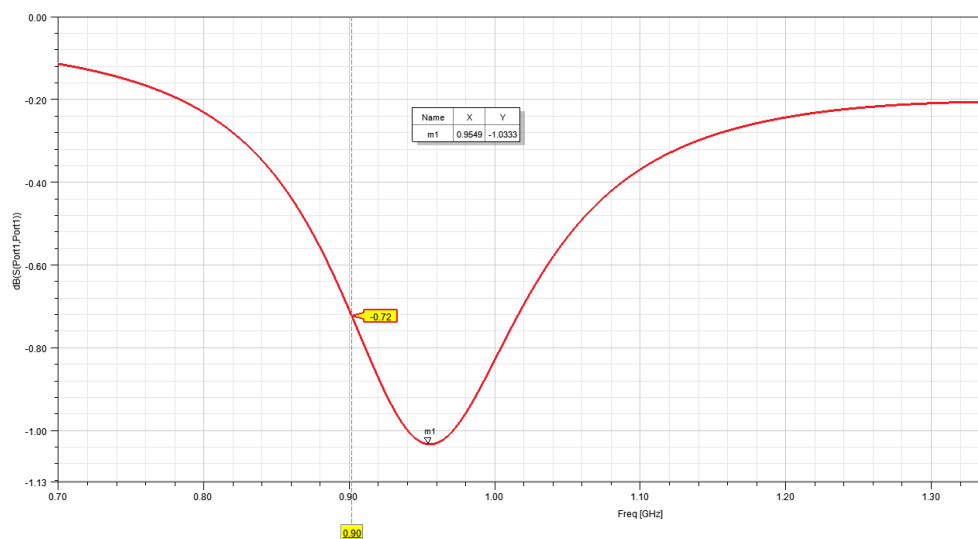
Figura 26 – Antena monopolo impressa do tipo Helicoidal desenvolvida para simulação.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

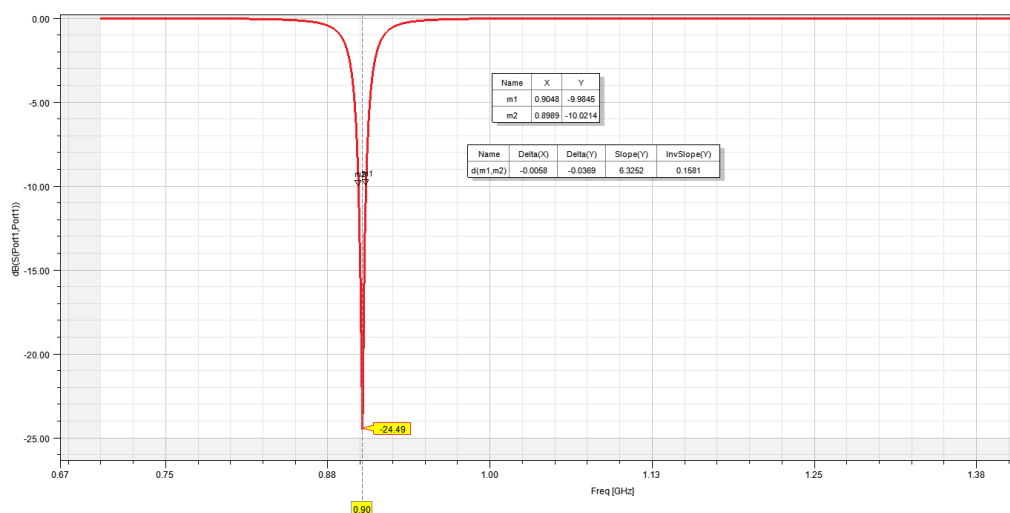
Para atingir uma frequência de ressonância próxima de 902 MHz foi necessário modelar um comprimento de aproximadamente 166,5 mm de antena. Neste design a parte real da impedância é significativamente baixa, bem como existe uma componente reativa capacitiva considerável em 902 MHz. Desta forma, uma rede de casamento do tipo L foi implementada através de um indutor em série de 4.55 nH e um capacitor em paralelo com a carga de 15.3 pF, o que possibilita uma melhor transferência de energia entre fonte de sinal e a antena. A seguir, são apresentados os valores das características da antena antes e depois da aplicação da rede de casamento.

Figura 27 – Perdas de retorno da antena original.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

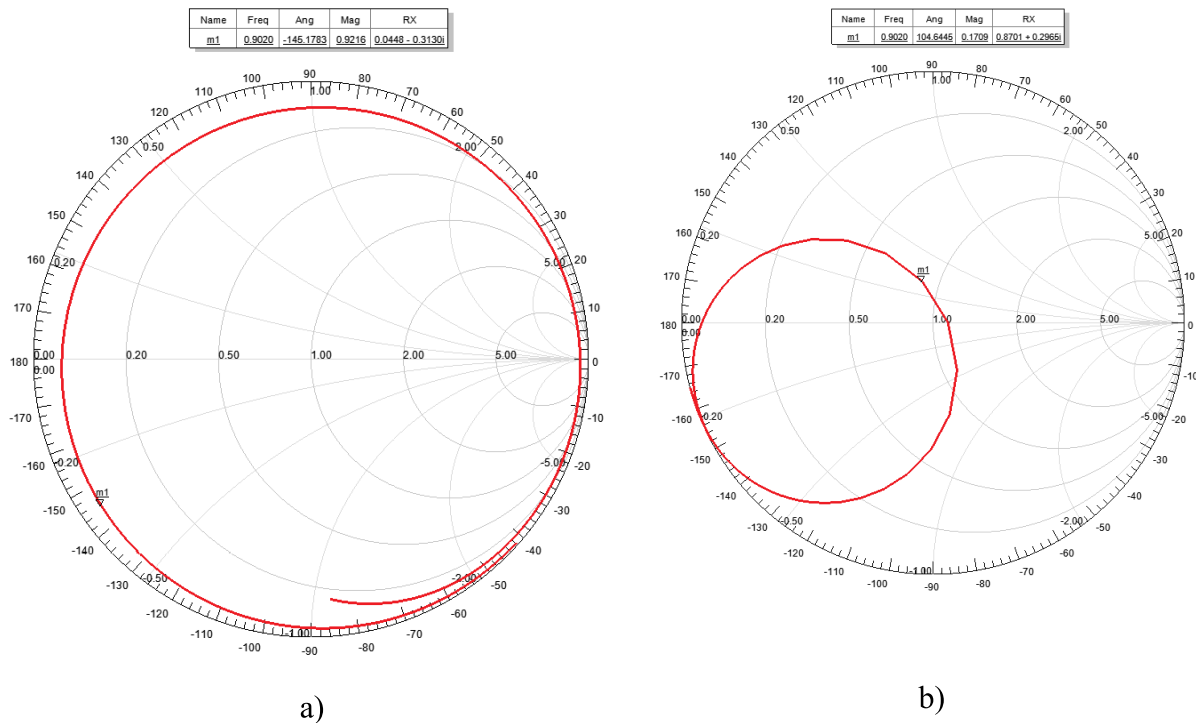
Figura 28 – Perdas de retorno da antena após casamento de impedâncias.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Na Figura 27 verifica-se que devido ao descasamento de impedâncias há uma maior reflexão do sinal fornecido à antena, ou seja, as perdas são elevadas. Após a adição da rede de casamento as perdas por reflexão são drasticamente reduzidas pela proximidade da impedância da antena à impedância da fonte, conforme pode ser avaliado na Figura 28. Todavia, a faixa de frequências em que a antena é capaz de transmitir ou receber sinais satisfatoriamente é bastante estreita, de modo que um pequeno deslocamento desta pode causar a perda de sintonia para a frequência desejada. Para utilização deste modelo seria apropriado avaliar a utilização de técnicas para aumento da largura de banda.

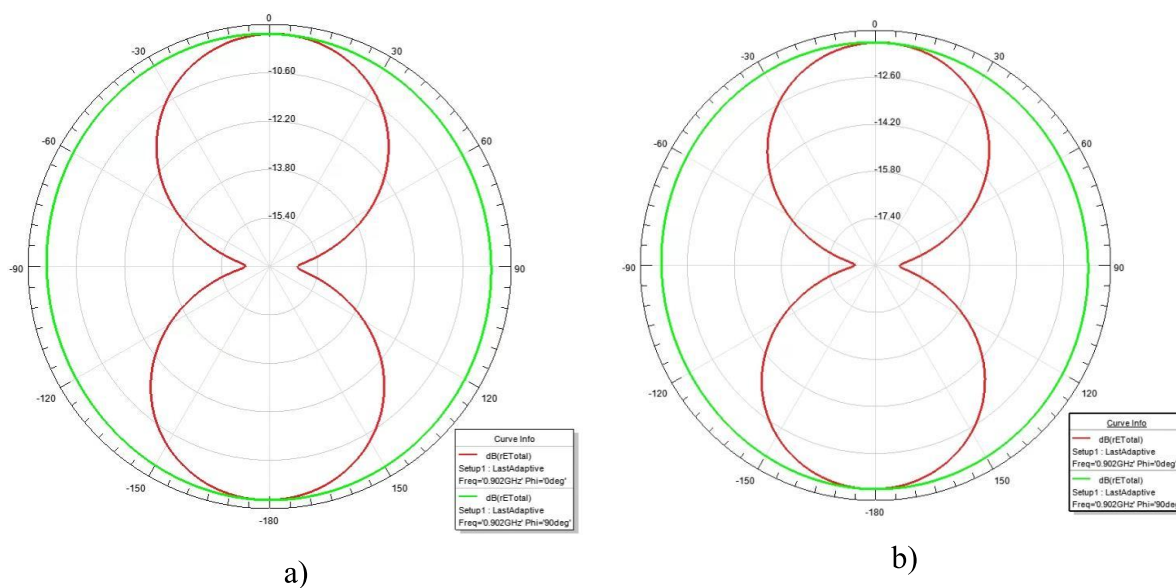
Figura 29 – Carta de Smith da antena original a), e após o casamento de impedâncias b).



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Ao aproximar a impedância da antena ao centro da carta de Smith foi possível obter considerável redução das perdas de retorno, o que se reflete na melhora de sua performance em 902 MHz.

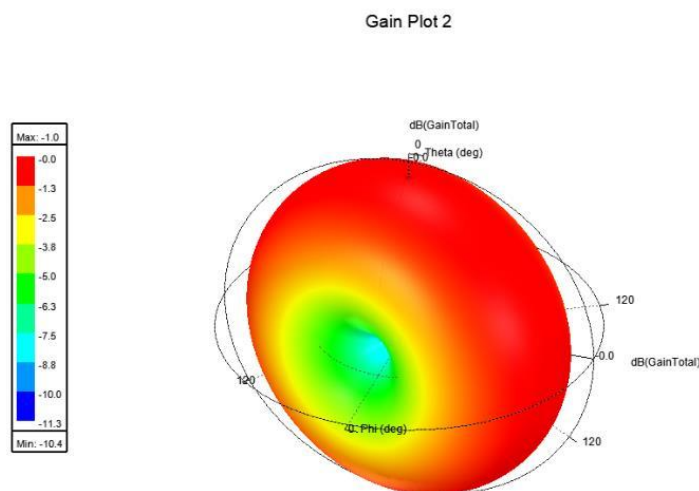
Figura 30 – Diagrama de irradiação da antena helicoidal, a) sem rede de adaptação de impedância b) com rede de adaptação de impedância.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Verifica-se ainda que a antena apresenta um padrão de irradiação omnidirecional, o que permite uma boa capacidade de transmitir e receber informações em diferentes posições.

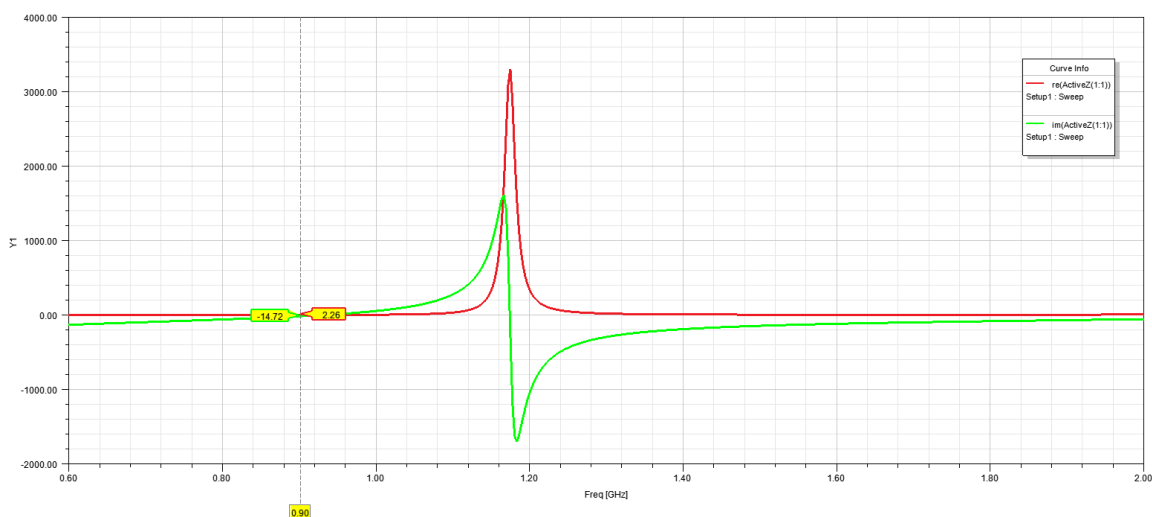
Figura 31 – Ganho simulado da antena.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

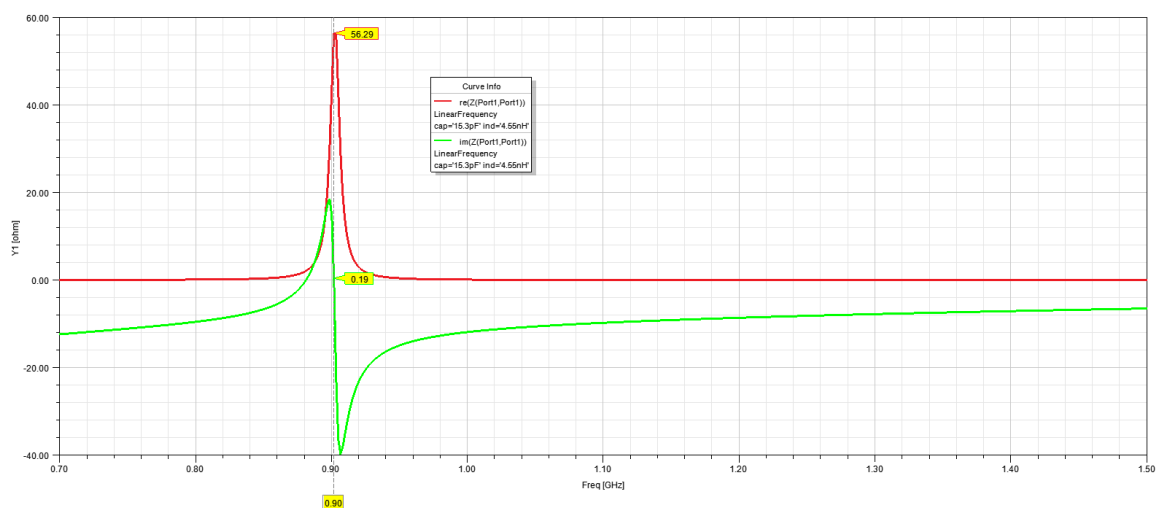
Uma vez que o ganho é afetado pela geometria e dimensões da antena, o casamento de impedâncias não proporciona qualquer melhoria nesta característica.

Figura 32 – Impedância da antena original.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Figura 33 – Impedância antena após o casamento de impedâncias.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Tabela 4 – Parâmetros da antena Helicoidal obtidos através de simulações.

Parâmetro	Antena Original	Antena com rede de casamento
S_{11}	-0,7 dB	-24,5 dB
Largura de Banda	-	~ 6 MHz
VSWR	-	1,035
Ganho	-0,96 dB	-0,96 dB
Potência Incidente	10 dBm	12,1 dBm
Potência Aceita	1,86 dBm	3,96 dBm
Potência Irradiada	-1,1 dBm	0,99 dBm

Fonte: Desenvolvido pelo autor.

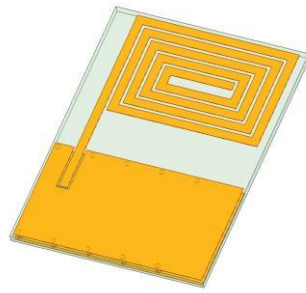
Apesar ter sido obtido o casamento de impedâncias, não foi possível efetuar um ajuste mais fino, de modo a aproximar ainda mais a impedância ao centro da carta. Além disso, a largura de banda bastante estreita e o ganho negativo sugeriram a necessidade de avaliar outros modelos de antenas.

4.1.2. Antena Monopolo Espiral

Semelhante à antena Helicoidal, o design em espiral permite uma melhor ocupação da área disponível, alcançando desta forma o comprimento necessário para atingir a frequência de ressonância em dimensões consideravelmente pequenas. Uma vez que meandros paralelos entre si apresentam a corrente elétrica circulando no mesmo sentido, existe um menor efeito de cancelamento entre os campos emitidos por cada trecho.

No design apresentado a seguir o substrato possui dimensões de 35 x 25 mm e espessura de 1 mm. Para atingir a frequência de ressonância de 902 MHz foram necessários 225 mm de comprimento de antena, na qual foi utilizada uma camada de cobre com espessura de 35 μm e a largura de trilha de 1.1 mm.

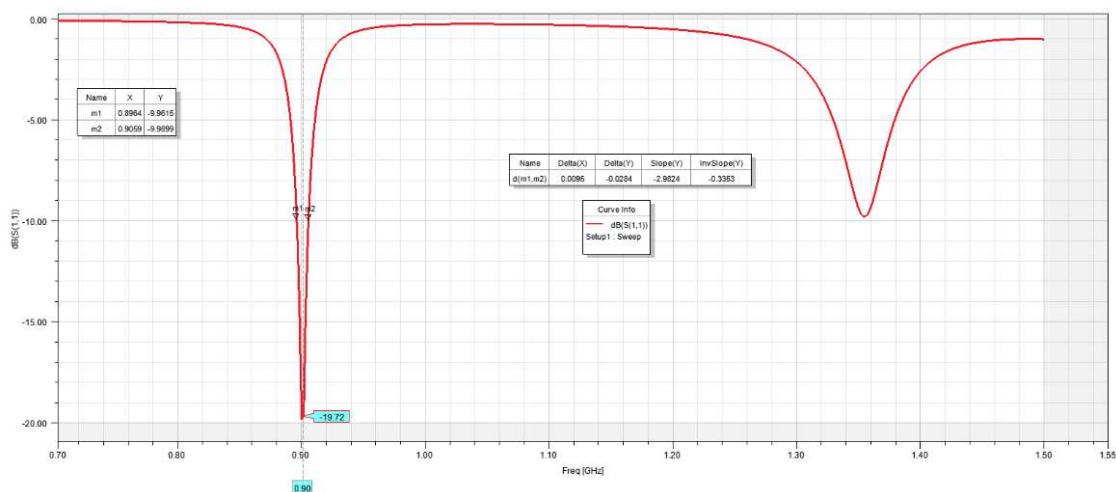
Figura 34 – Antena monopolo impressa do tipo Espiral desenvolvida para simulação.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Através de ajustes da distância entre a antena e o plano de terra, espessura da trilha de cobre, posicionamento e comprimento físico foi possível obter uma antena ressonante em 902 MHz com baixas perdas de retorno sem a adição de redes de casamento.

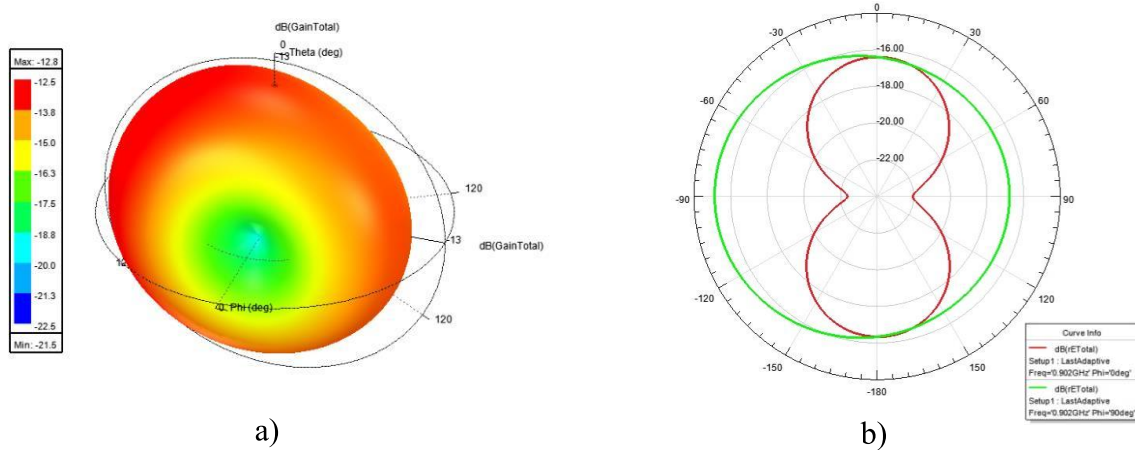
Figura 35 – Perdas de retorno da antena espiral.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Por outro lado, este modelo apresentou baixa performance em relação ao ganho, tendo este chegado ao valor de aproximadamente -13 dB. O padrão de irradiação é semelhante ao observado na antena Helicoidal, porém com menor eficiência de irradiação.

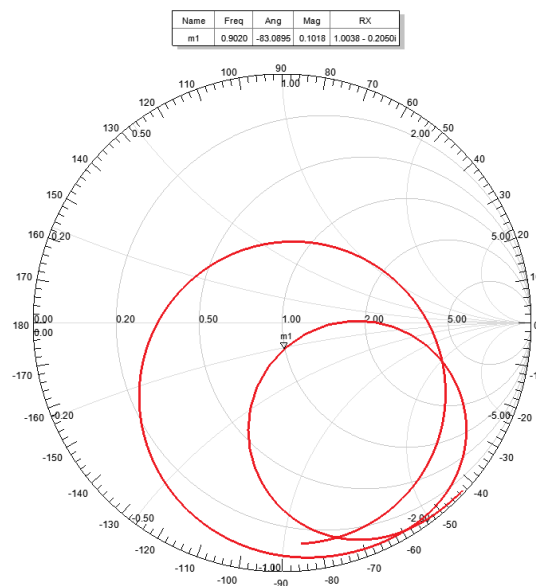
Figura 36 – Características da antena Espiral simulada: Ganho a) e Padrão de Irradiação b).



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

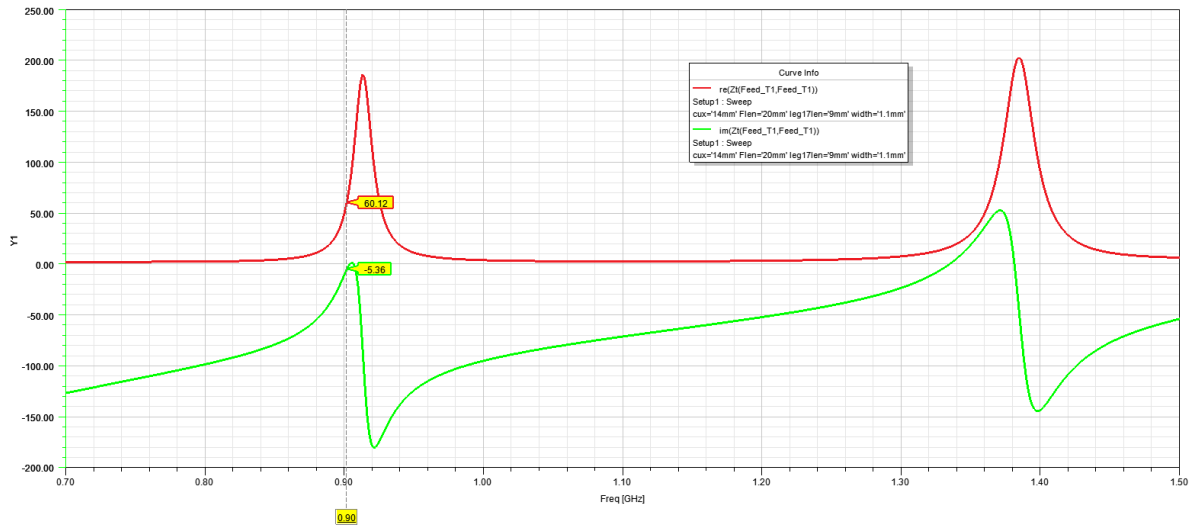
Observa-se através da carta de Smith e da impedância da antena que, apesar de haver um bom casamento de impedâncias entre a fonte e a antena, ainda há espaço para posteriores ajustes que poderão permitir a melhoria de desempenho.

Figura 37 – Carta de Smith da antena Espiral simulada.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Figura 38 – Impedância da antena Espiral simulada.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Tabela 5 – Parâmetros da antena Espiral obtidos através de simulações.

Parâmetro	Antena Espiral
S_{11}	-19,72 dB
Largura de Banda	9,5 MHz
VSWR	1,81
Ganho	-12,79 dB
Potência Incidente	10 dBm
Potência Aceita	9,95 dBm
Potência Irradiada	-5,6 dBm

Fonte: Desenvolvido pelo autor.

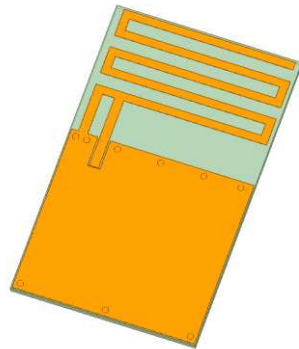
Apesar de apresentar uma melhora em relação à largura de banda, o baixíssimo ganho torna a escolha deste modelo pouco atraente, porém, devido às reduzidas dimensões este design permanece como opção. No entanto, outros modelos precisam ser avaliados.

4.1.3. Antena Monopolo F Invertida

Antenas impressas do tipo F invertida são bastante utilizadas em dispositivos móveis por apresentarem boa performance e por irradiarem perpendicularmente à antena, permitindo assim que a comunicação seja possível em diversas posições. A conexão de um ponto da antena ao plano de terra oferece uma nova possibilidade de ajustes, de modo que seja possível

obter a frequência de ressonância sem necessidade de redes de casamento. No design simulado, meandros foram utilizados para aumentar o comprimento elétrico da antena sem necessitar de incrementos na área disponível para esta. O substrato possui dimensões de 30 x 50 mm e espessura de 1 mm. A antena apresenta comprimento total de aproximadamente 143 mm e a largura da trilha é de 1.3 mm.

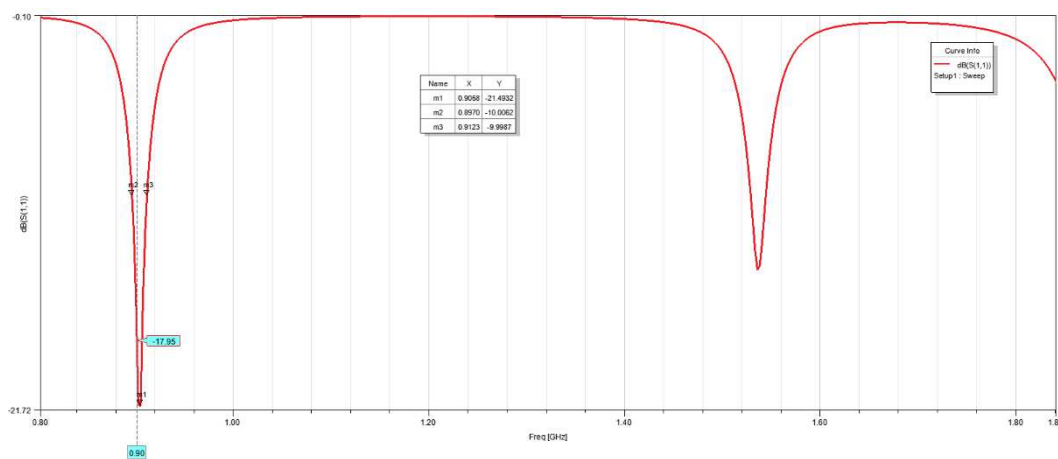
Figura 39 – Antena F invertida com meandros desenvolvida para simulação.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Apesar de não ter sido obtida a frequência central em 902 MHz, esta encontra-se dentro da largura de banda de 15 MHz verificada através deste design.

Figura 40 – Perdas de retorno da antena F invertida simulada.

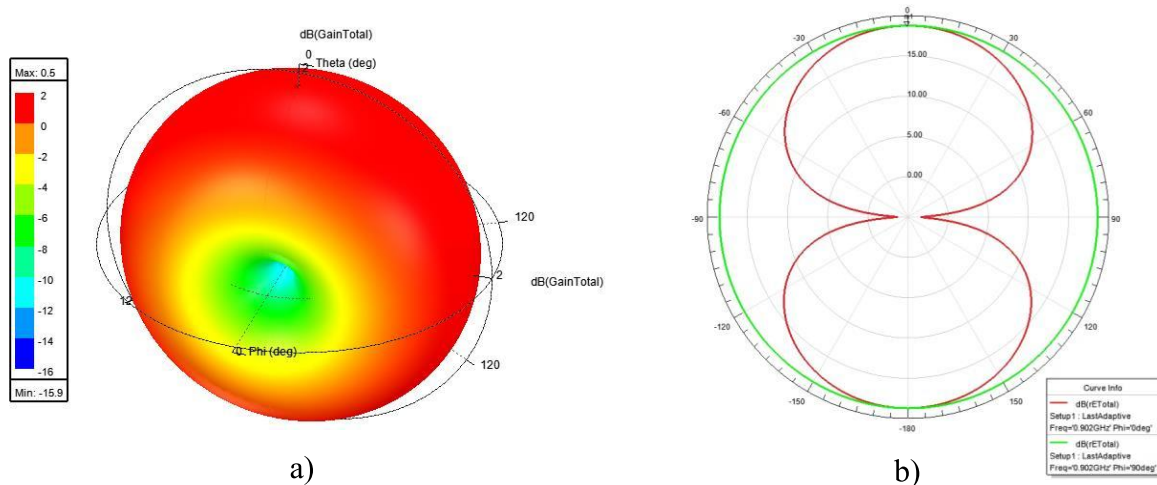


Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Entre os modelos simulados a antena F invertida foi a que apresentou melhor performance em relação à característica de ganho, a qual alcançou um valor de aproximadamente 1 dB no sentido de maior irradiação da antena, diferentemente dos dois

modelos anteriores que apresentaram valores negativos. O padrão de irradiação toroidal se assemelha aos demais modelos, o que pode ser vantajoso para diversas aplicações.

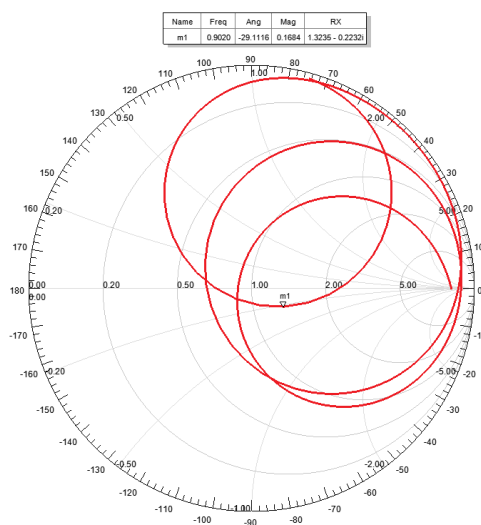
Figura 41 – Características da antena F invertida simulada: Ganho a) e Padrão de Irradiação b).



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

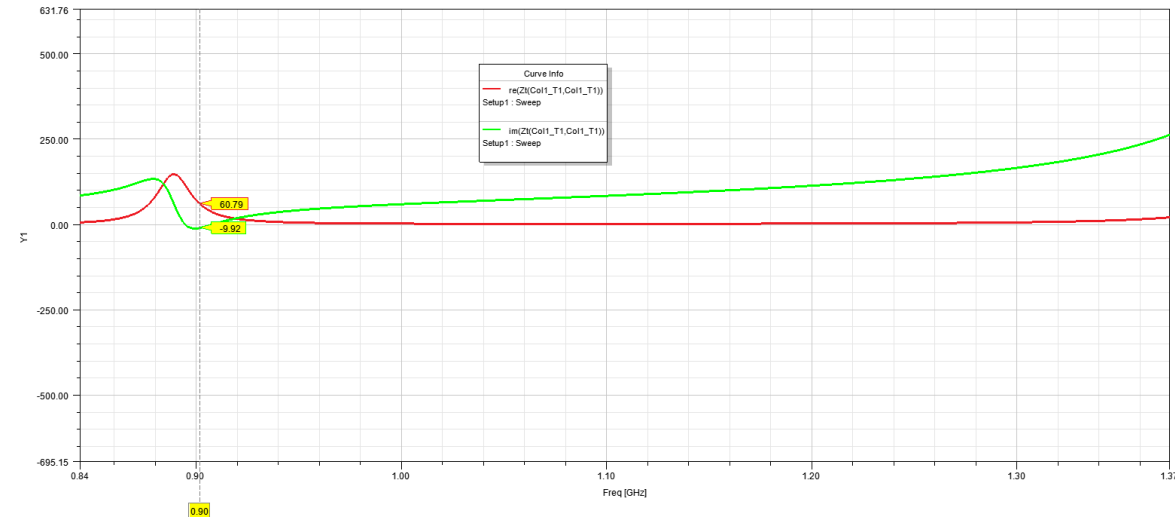
Devido à maiores opções de ajustes permitida através da conexão com o plano de terra foi possível obter uma impedância próxima da ideal sem a necessidade de redes de casamento. A aplicação de redes de casamento foi avaliada, contudo, não foi percebida uma efetiva melhoria das características gerais do modelo em relação àquelas obtidas originalmente.

Figura 42 – Carta de Smith da antena F invertida simulada.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Figura 43 – Impedância verificada no design da antena F invertida.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Tabela 6 – Parâmetros da antena F invertida obtidos através de simulações.

Parâmetro	Antena F Invertida
S_{11}	-17,95 dB
Largura de Banda	15 MHz
VSWR	1,47
Ganho	1,032 dB
Potência Incidente	10 dBm
Potência Aceita	9,93 dBm
Potência Irradiada	8,69 dBm

Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Comparativamente aos designs das antenas Helicoidal e Espiral, a antena F invertida foi a que apresentou as melhores características na frequência de operação desejada.

4.2. Aplicação de Técnicas de Miniaturização

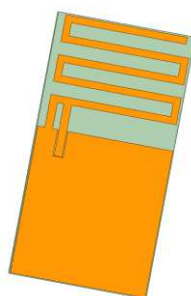
Nesta seção são apresentados os resultados provenientes da utilização de técnicas de miniaturização, de forma a avaliar a sua eficácia tanto durante a realização de simulações quanto no desempenho funcional de protótipos fabricados para validação.

4.2.1. Substratos com Alta Constante Dielétrica

Com o objetivo de avaliar esta técnica, uma primeira avaliação foi efetuada através da substituição do material de substrato, originalmente FR-4, que apresenta constante dielétrica de 4,4 e tangente de perdas de 0,02, por óxido de alumínio (Al_2O_3), que possui constante dielétrica de 9,8 e tangente de perdas de 0,0001. Por meio da avaliação dos modelos de antenas previamente realizado, o design da antena F invertida foi utilizado por ter apresentado o melhor desempenho.

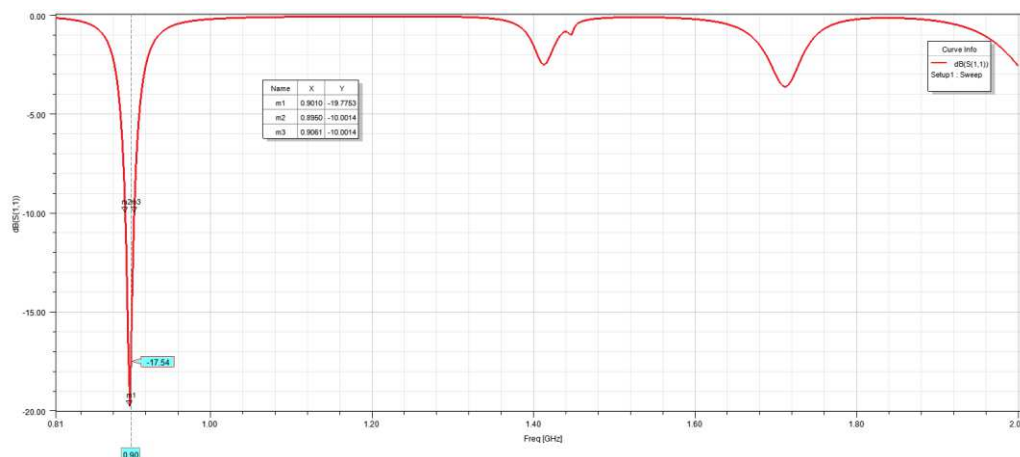
Através de simulações, apenas efetuando a substituição entre os materiais do substrato foi possível verificar que ocorre o deslocamento da frequência de ressonância para valores inferiores, o que permite a realização da redução das dimensões da antena, fazendo assim que esta volte a ressonar na frequência pretendida. Contudo, para ajustar a frequência de ressonância, além da redução do comprimento elétrico, alterações nas demais geometrias necessitaram ser realizadas para obter o melhor casamento de impedâncias.

Figura 44 – Antena F invertida com substrato de óxido de alumínio.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

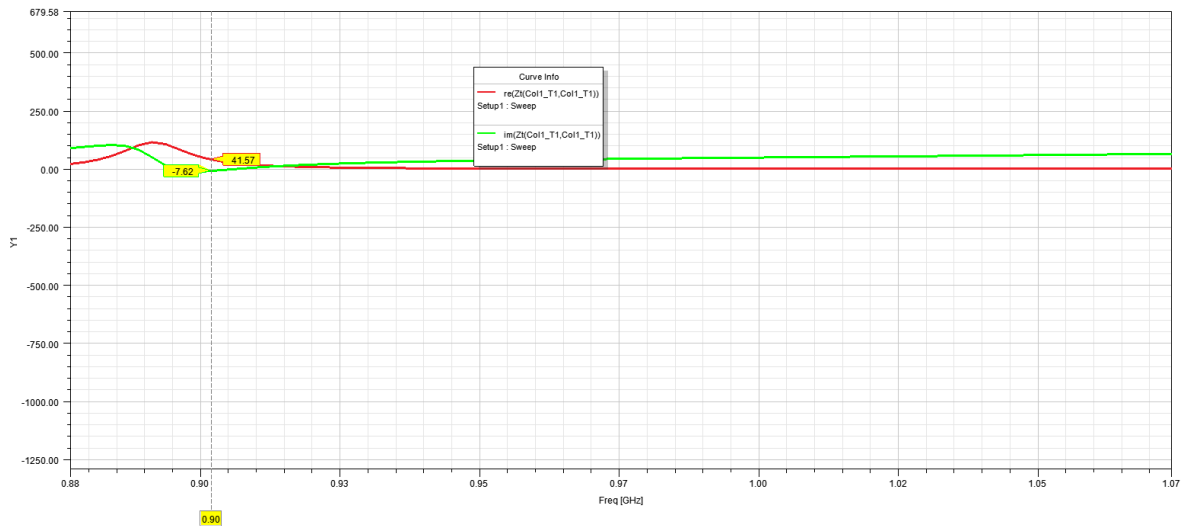
Figura 45 – Perdas de retorno da antena F invertida com substrato de óxido de alumínio.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

A utilização do óxido de alumínio como material de substrato permitiu uma pequena diminuição nas dimensões da antena, de modo que foi possível realizar uma redução total de 11,6%. O comprimento físico da antena foi reduzido de aproximadamente 143 mm para cerca de 122 mm. Observou-se também uma pequena redução na largura de banda de 15 para 11 MHz.

Figura 46 – Impedância da antena F invertida com substrato de óxido de alumínio.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Tabela 7 – Parâmetros da antena F invertida com substituição do material de substrato.

Parâmetro	Antena Substrato FR-4	Antena Substrato Al ₂ O ₃
Área	1500 mm ²	1325 mm ²
Comprimento Mecânico	143 mm	121,95 mm
S ₁₁	-17,95 dB	-17,54 dB
Largura de Banda	15 MHz	11 MHz
VSWR	1,47	1,78
Ganho	1,032 dB	1,72 dB
Potência Incidente	10 dBm	10 dBm
Potência Aceita	9,93 dBm	9,91 dBm
Potência Irradiada	8,69 dBm	9,3 dBm

Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Tendo em vista os resultados apresentados na Tabela 7 percebe-se que a redução de dimensões foi bastante sensível, acompanhada de uma ligeira redução da largura de banda. Desta forma, justifica-se avaliar outros métodos de miniaturização que obtenham uma maior capacidade de redução das dimensões.

4.2.2. Substituição dos Meandros por Geometrias Fractais

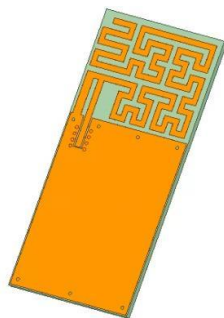
Conforme discutido no capítulo 2.7.4 as geometrias Fractais apresentam características que as tornam excelentes candidatas a serem aplicadas no sentido de reduzir as dimensões da antena. Desta forma, o design tomou como ponto de partida a antena F Invertida previamente simulada, tendo em vista a maior possibilidade de ajustes, substituindo, contudo, os meandros então utilizados pelas geometrias Fractais do tipo Hilbert. Dentre os vários modelos a geometria Hilbert foi selecionada por possuir um formato que melhor se adequa à área retangular disponível para o design.

Os meandros tradicionais apresentam como fator negativo os trechos de antena perpendiculares entre si. Como as correntes circulam em sentidos opostos, os campos eletromagnéticos gerados acabam se anulando, necessitando que a antena seja mais longa para atingir o comprimento elétrico necessário. A geometria Fractal Hilbert é construída de forma que diversos trechos que a compõem estejam mais distantes de outros que poderiam anular sua irradiação, permitindo assim que um menor comprimento seja capaz de atingir a frequência de ressonância. A partir da geometria fundamental, cada iteração é composta de quatro cópias da do design anterior, de modo que estes são dispostos de forma a obter o melhor preenchimento do espaço e a melhor irradiação. Como a área disponível é bastante limitada, foi possível efetuar a aplicação da geometria até sua terceira iteração.

4.2.2.1. Protótipo 1 - Design

O primeiro design no qual a geometria Fractal foi aplicada originou uma antena com dimensões de 45 x 21 x 1 mm, proporcionando desta forma uma redução de 37 % da área total. Em vista da manutenção do comprimento do plano de terra, a diminuição somente da área dedicada às geometrias da antena foi de 46,69 %. Neste modelo foi utilizado o material FR-4 como substrato e cobre de 18 μ m de espessura.

Figura 47 – Primeiro modelo da antena Hilbert F Invertida.

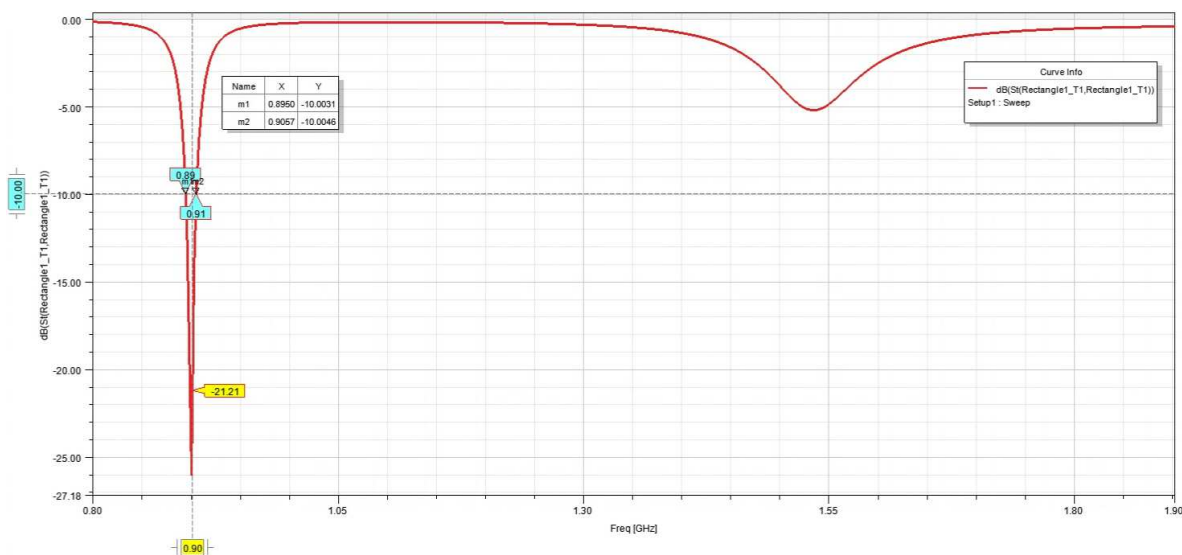


Fonte: Desenvolvido pelo autor.

É possível verificar na Figura 47 que a porção inicial da antena é bastante semelhante ao modelo anterior, porém o restante do trecho de tiras de cobre foi substituído pelo novo design. Todavia, a área acima do ponto de conexão com o plano de terra e fornecimento de sinal da antena ficaria desocupado pela geometria Hilbert. Deste modo, decidiu-se efetuar os trechos da geometria fractal mais curtos e compensar o comprimento elétrico com meandros em sua extremidade final, fazendo assim o melhor aproveitamento da área disponível.

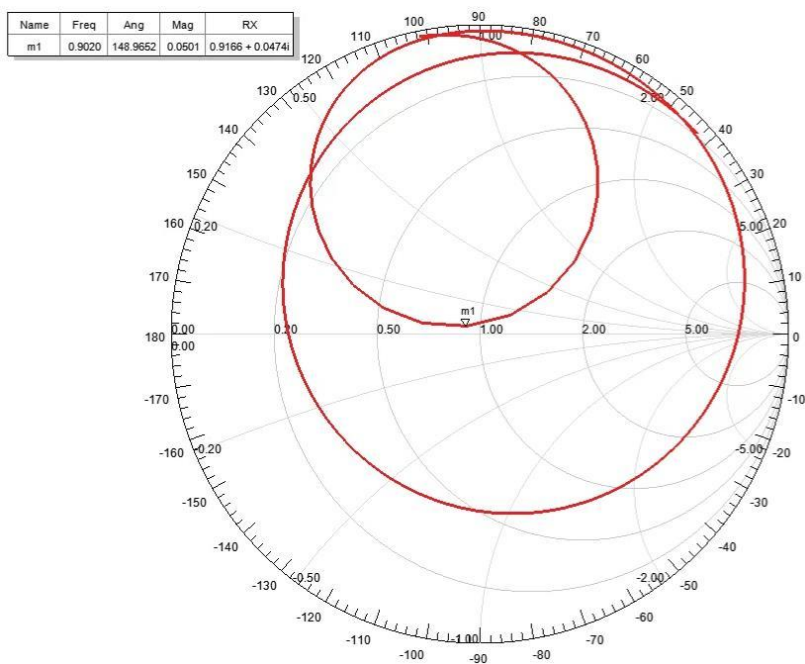
Conforme pode ser observado pelo gráfico de perdas de retorno (Figura 48) e pela carta de Smith (Figura 49), o design de antena elaborado apresenta um bom casamento de impedâncias, entretanto, a largura de banda ficou restrita a uma faixa de 10,7 MHz ao redor da frequência central.

Figura 48 – Perdas de retorno simuladas do protótipo 1.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

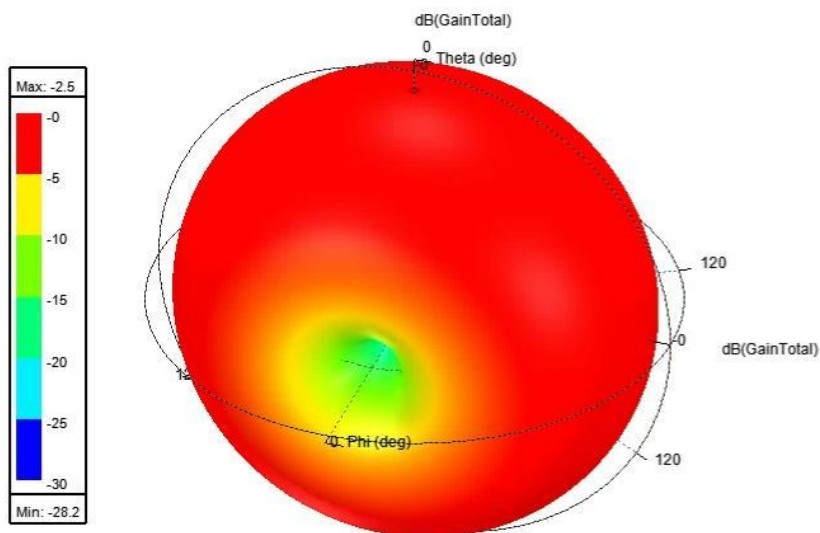
Figura 49 – Casamento de impedâncias simulado para o protótipo 1.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Não obstante, a eficiência de irradiação da antena, a qual pode ser observada pelo máximo ganho, também apresentou uma considerável redução, atingindo -2,5 dB.

Figura 50 – Ganho simulado do protótipo 1.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Tabela 8 – Parâmetros da antena F invertida Fractal Hilbert (protótipo 1) obtidos através de simulações.

Parâmetro	Antena F Invertida Hilbert (Prot. 1)
S_{11}	-21,21 dB
Largura de Banda	10,7 MHz
VSWR	1,89
Ganho	-2,5 dB
Potência Incidente	10 dBm
Potência Aceita	9,73 dBm
Potência Irradiada	5,05 dBm

Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Como pode ser observado na Tabela 8, o bom casamento de impedâncias permite que quase a integridade da potência fornecida pela fonte seja efetivamente entregue. Contudo, devido à limitação da eficiência de irradiação, aproximadamente metade da potência entregue à antena está sendo efetivamente irradiada.

4.2.2.2. Protótipo 1 – Fabricação e Medidas

A fabricação deste protótipo seguiu os passos apresentados na seção 3.4, tendo sido obtido o resultado apresentado na Figura 51.

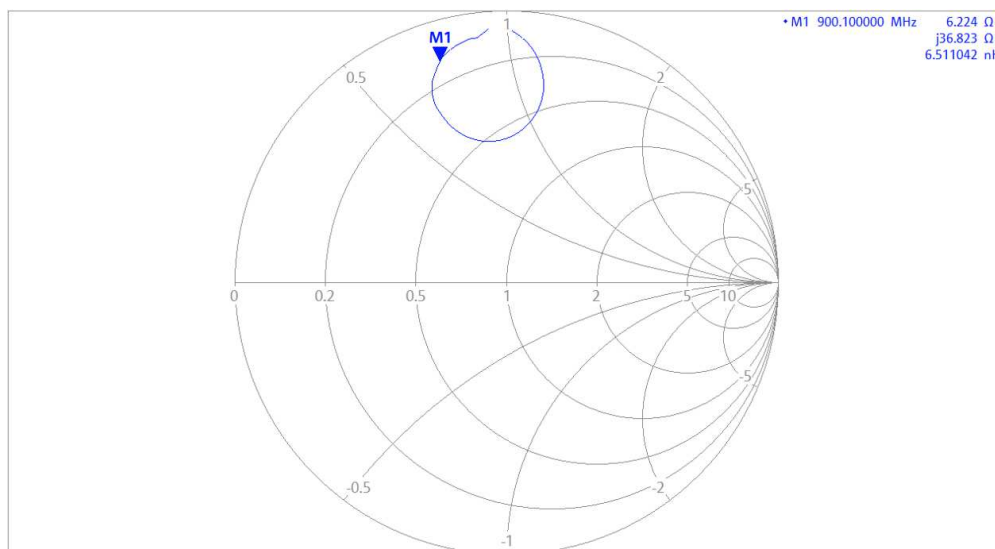
Figura 51 – Antena Hilbert F Invertida protótipo 1.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

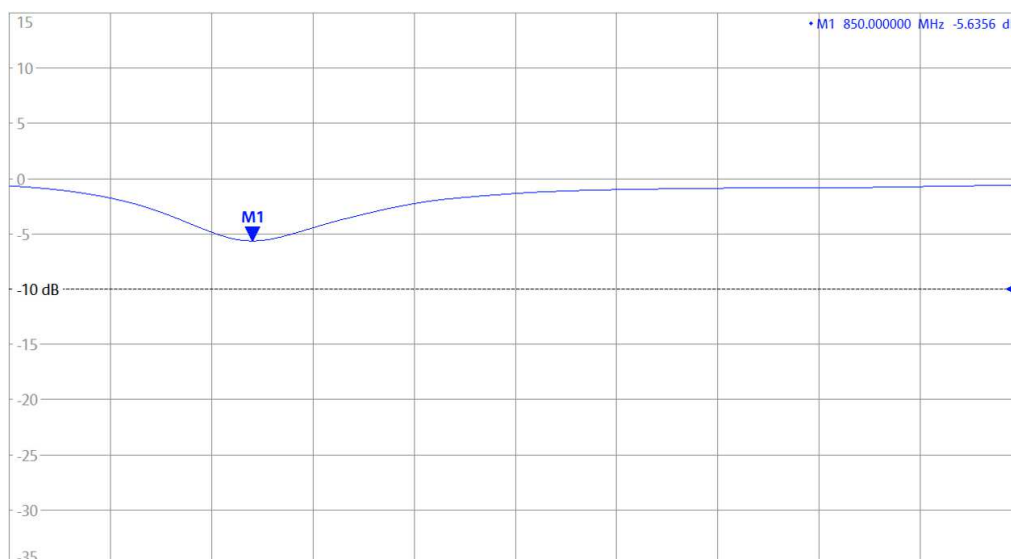
Embora tenham sido realizadas as calibrações necessárias e os arquivos de fabricação tenham sido gerados observando as dimensões utilizadas na análise computacional, as medições não apresentaram as mesmas performances verificadas nas simulações eletromagnéticas. Percebeu-se que a frequência de ressonância estava 52 MHz inferior àquela projetada, bem como as perdas de retorno medidas estavam muito superiores às obtidas em simulações, tendo em vista que a impedância estava bastante distante do centro da carta, ou seja, 50Ω . Tal diferença pode ser decorrente do processo de fabricação, tendo em vista que o processo de fresagem remove parte do substrato ao remover o cobre desnecessário, bem como as tolerâncias do equipamento podem ter realizado a fabricação de trilhas mais ou menos espessas do que o projetado. Também não se descarta possíveis inconsistências nas configurações de simulação, embora isto não tenha sido verificado após as simulações serem cuidadosamente reavaliadas.

Figura 52 – Medida da impedância do protótipo 1.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Figura 53 – Medida das perdas de retorno do protótipo 1.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

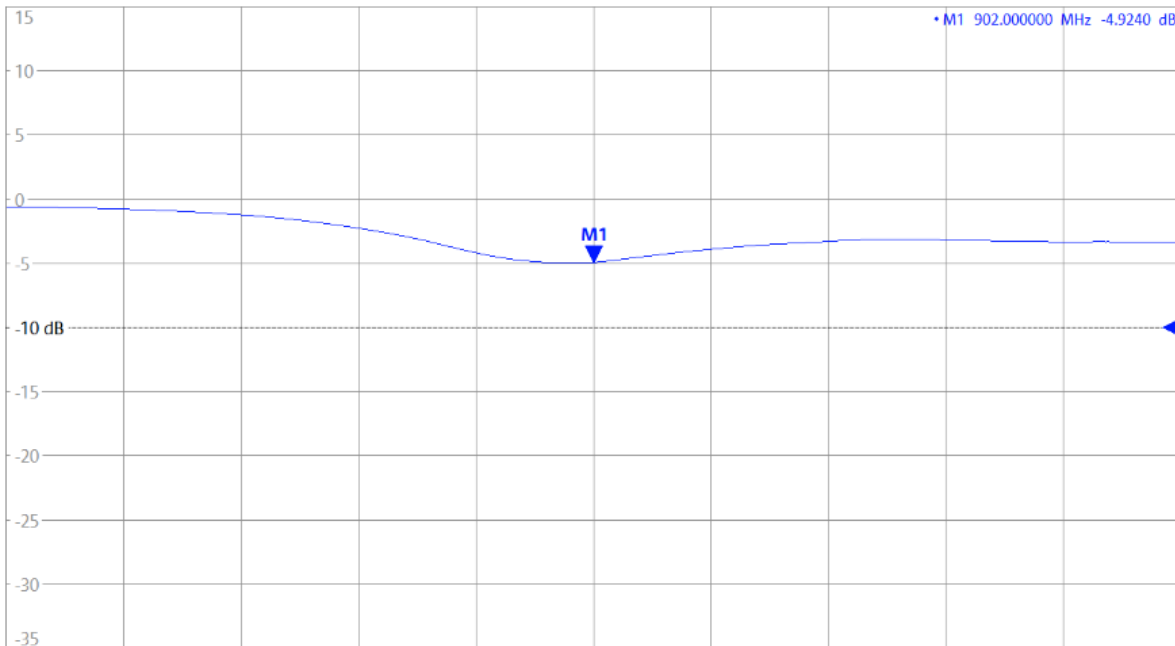
Posteriormente, para dar prosseguimento ao processo de avaliação, as características do protótipo precisavam ser corrigidas para assim ser obtida a melhor performance. Desta forma, foi necessário inicialmente reduzir as dimensões da antena para permitir que a frequência de ressonância desejada fosse atingida. Assim, trechos da extremidade final da antena foram sendo gradativamente removidos até a verificação de uma redução das perdas de retorno em 902 MHz, de modo que o resultado pode ser observado na Figura 54 e as medidas apresentadas nas Figuras Figura 55 e Figura 56.

Figura 54 – Protótipo 1 retrabalhado.



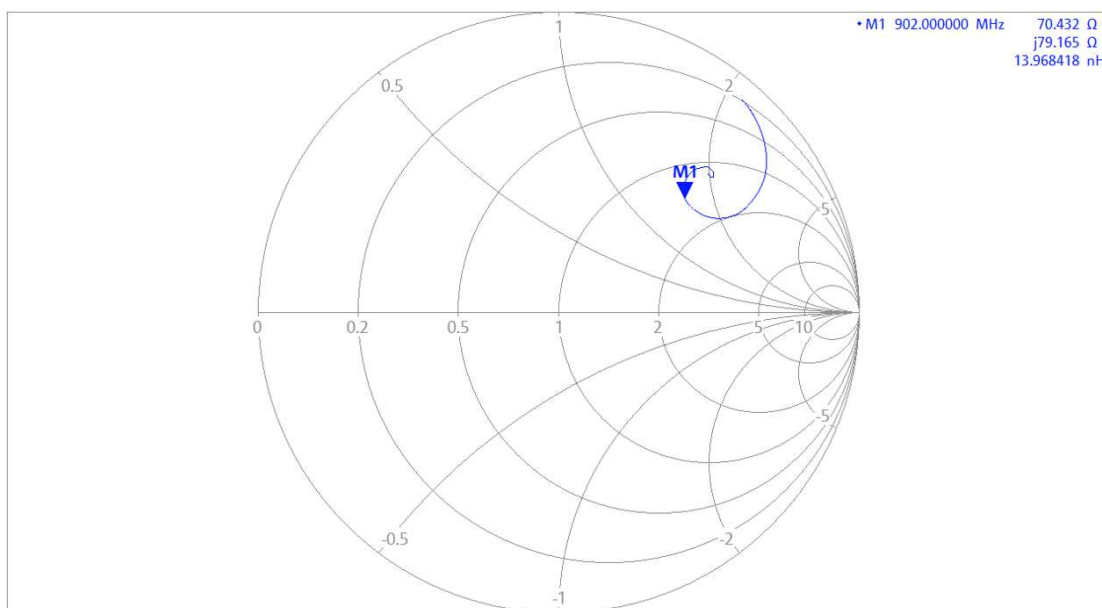
Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Figura 55 – Ajuste da frequência de ressonância.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Figura 56 – Impedância da antena após ajuste da frequência de ressonância.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Por último, se fazia necessário ajustar a impedância da antena para o mais próximo de 50Ω , de modo a permitir a maior transferência de energia entre a fonte do sinal e a antena. Para isso, uma abertura foi feita na trilha de fornecimento de sinal da antena, admitindo assim

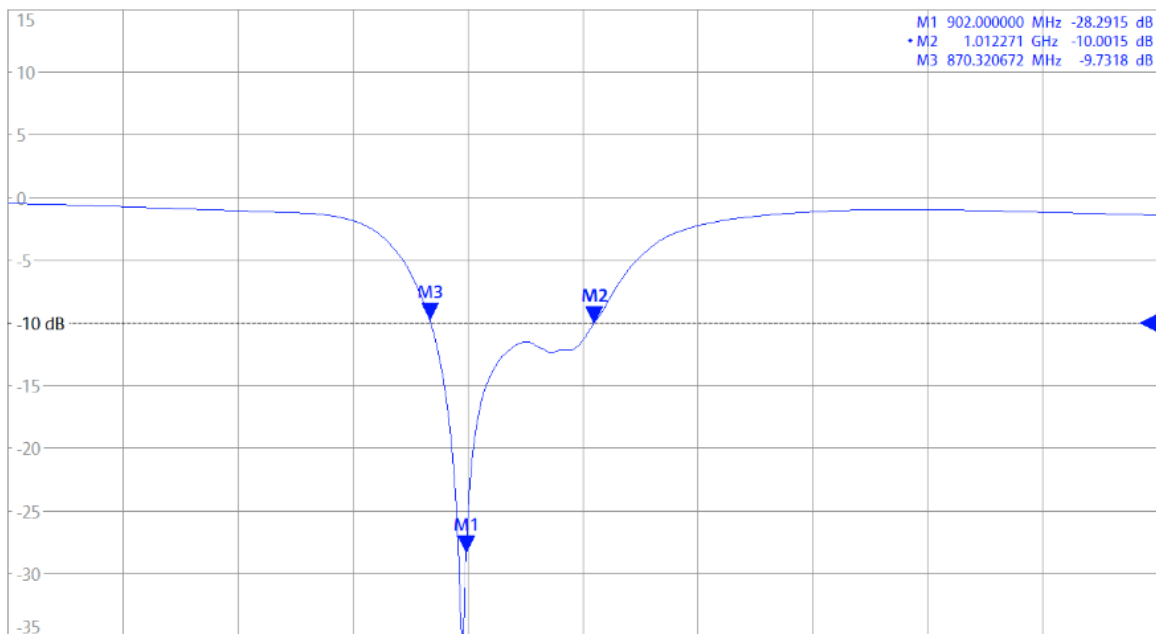
a inclusão de uma rede de casamento de topologia L. A impedância mais próxima ao centro da carta foi obtida através de um capacitor série de 3,9 pF e um capacitor em paralelo com a antena de 1,8 pF. Este ajuste permitiu um desempenho da antena muito mais apropriado ao seu objetivo, como pode ser verificado nas Figuras Figura 58 e Figura 59.

Figura 57 – Protótipo 1 com rede de casamento.



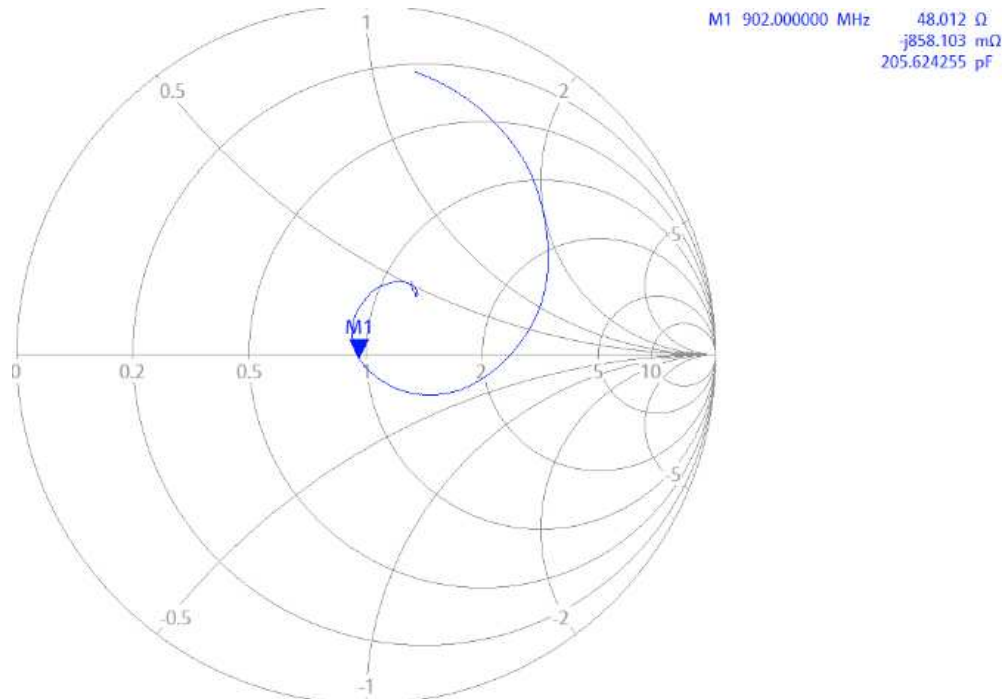
Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Figura 58 – Medição das perdas de retorno do protótipo 1 após casamento de impedâncias.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Figura 59 – Impedância do protótipo 1 após a inclusão de rede de casamento.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

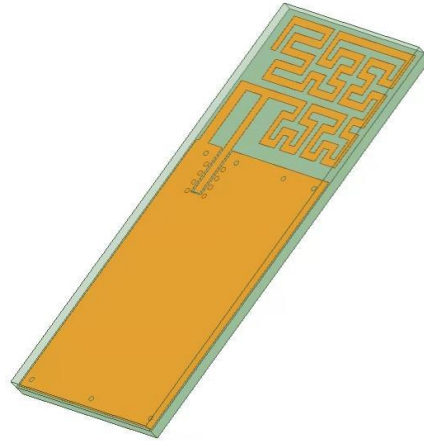
Verificou-se que além da melhora em relação às perdas de retorno em 902 MHz, a inclusão da rede de casamento também propiciou o alcance de uma melhor largura de banda, a qual obteve o resultado de 130 MHz.

4.2.2.3. Protótipo 1 Encapsulado – Design

Com base nos resultados obtidos no primeiro protótipo o design foi utilizado para avaliar o desempenho de um modelo semelhante, sendo este contudo recoberto com resina epóxi, simulando assim o comportamento de um encapsulamento. Conforme discutido no capítulo 2.8, ao recobrir a antena com um material com constante dielétrica maior que a do ar, a redução da velocidade de propagação da onda ocasiona a redução da frequência de ressonância, permitindo assim a redução das dimensões da antena. Deste modo, o design previamente elaborado foi inicialmente simulado apenas com a inclusão de uma camada de 0,85 mm de espessura resina epóxi com constante dielétrica de 3,6, especificações essas originadas do dispositivo SiP Sigfox HT32SX da HT Micron. Após a primeira simulação verificou-se a efetivação da redução na frequência de ressonância da antena, assim, as dimensões desta foram reduzidas até ser obtida a ressonância em 902 MHz. O design final de 43 x 20 x 1 mm obtido pode ser verificado na Figura 60, no qual foi conferido uma redução

de 9 % da área total em virtude dos ajustes necessários ao design após a inclusão da resina epóxi. O material utilizado como substrato foi o FR-4 com cobre de 18 μm de espessura.

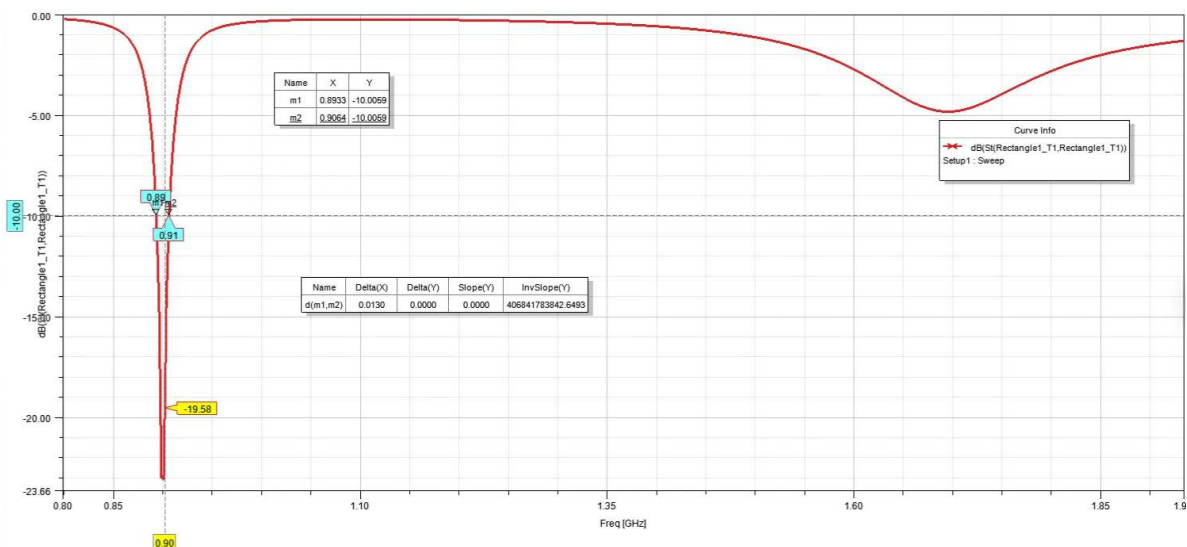
Figura 60 – Protótipo 1 encapsulado.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

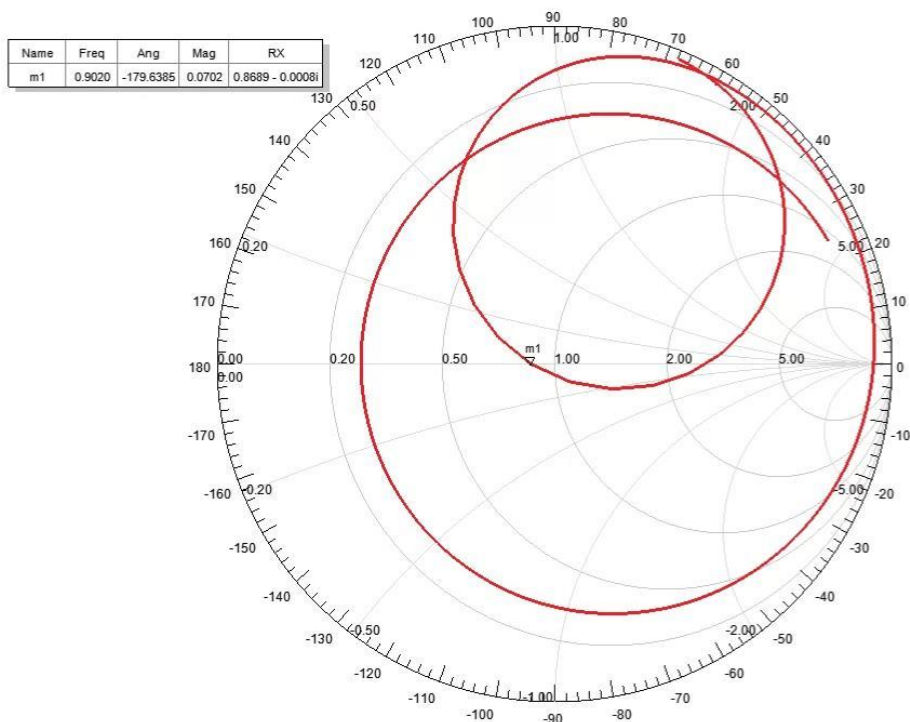
Com os devidos ajustes nas geometrias foi possível corrigir a frequência de ressonância e impedância da antena. Pode-se avaliar na Figura 61 que o adequado casamento de impedâncias ocasiona baixas perdas de retorno na frequência alvo, porém a largura de banda ficou em torno de 13 MHz.

Figura 61 – Perdas de retorno simuladas para o protótipo 1 encapsulado.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

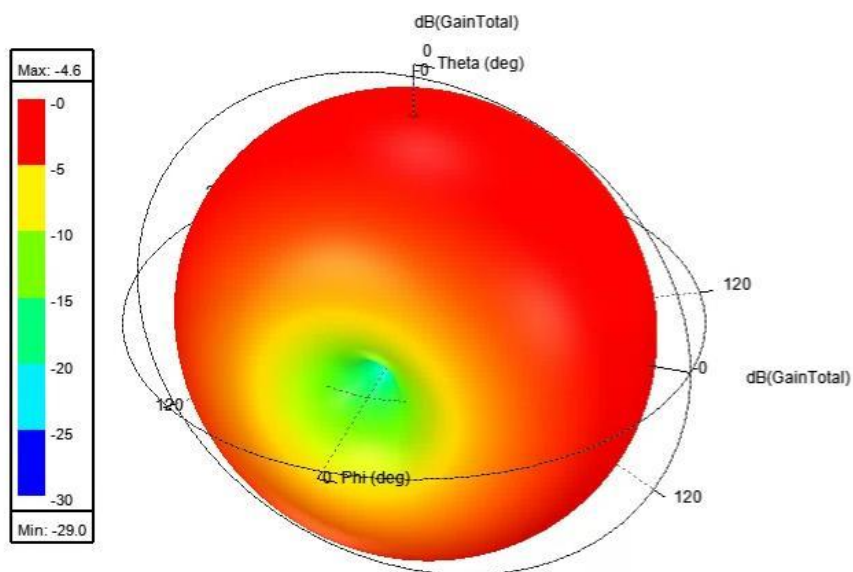
Figura 62 – Impedância simulada do protótipo 1 após ajustes.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

A aplicação do encapsulamento na simulação e os ajustes no design promoveram um impacto negativo no ganho, reduzindo-o para -4,6 dB.

Figura 63 – Ganho simulado do protótipo 1 encapsulado.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Tabela 9 – Parâmetros da antena F invertida Fractal Hilbert (protótipo 1 encapsulado) obtidos através de simulações.

Parâmetro	Antena F Invertida Hilbert (Prot. 1)
S_{11}	-19,58 dB
Largura de Banda	13 MHz
VSWR	2,3
Ganho	-4,6 dB
Potência Incidente	10 dBm
Potência Aceita	9,91 dBm
Potência Irradiada	3,03 dBm

Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Conforme pode ser observado na Tabela 9, os ajustes necessários para promover a sintonia da antena devido à inclusão da resina epóxi como encapsulamento, bem como o efeito do próprio encapsulamento, originaram uma redução da eficiência de irradiação, de modo que menos da metade da potência efetivamente entregue à antena está sendo irradiada.

4.2.2.4. Protótipo 1 Encapsulado – Fabricação e Medidas

Após avaliados os resultados do design em simulação, o mesmo processo de fabricação realizado previamente para a produção protótipo 1 foi efetuado para a obtenção do modelo a ser encapsulado, bem como o processo de encapsulamento apresentado em 3.7. Foi utilizado como substrato o material FR-4 com 1mm de espessura e cobre de 18 μ m de espessura.

Figura 64 – Protótipo 1 encapsulado com acesso aberto para ajustes e medições.

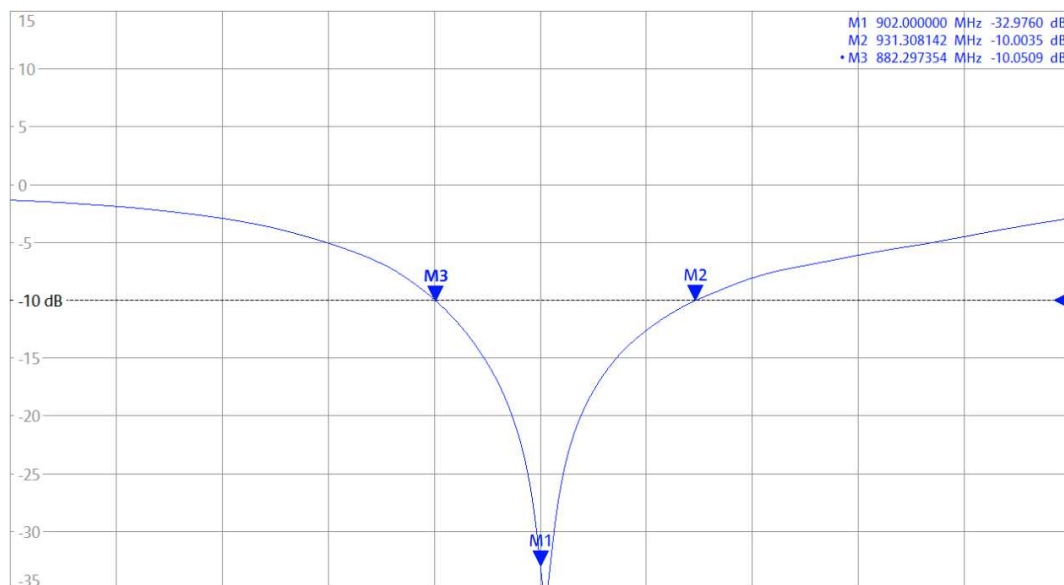


Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Em vista de o design original sem encapsulamento não ter atingido desempenho semelhante ao verificado nas simulações, o processo de medição deste modelo foi iniciado pela realização da rede de casamento, com o objetivo de obter apenas os resultados de uma performance aplicável para a comunicação sem fios. Outro fator relevante é que devido ao encapsulamento não é possível efetuar reduções no comprimento elétrico da antena para ajustar a frequência de ressonância. Assim, o único ajuste permitido foi através da correção da impedância por meio da rede de casamento. Neste caso, foi necessária a inclusão de um capacitor série de 4,7 pF e um capacitor em paralelo com a antena de 1,5 pF para ajuste da performance. Os resultados do desempenho obtido podem ser verificados através das Figuras Figura 65 e Figura 66.

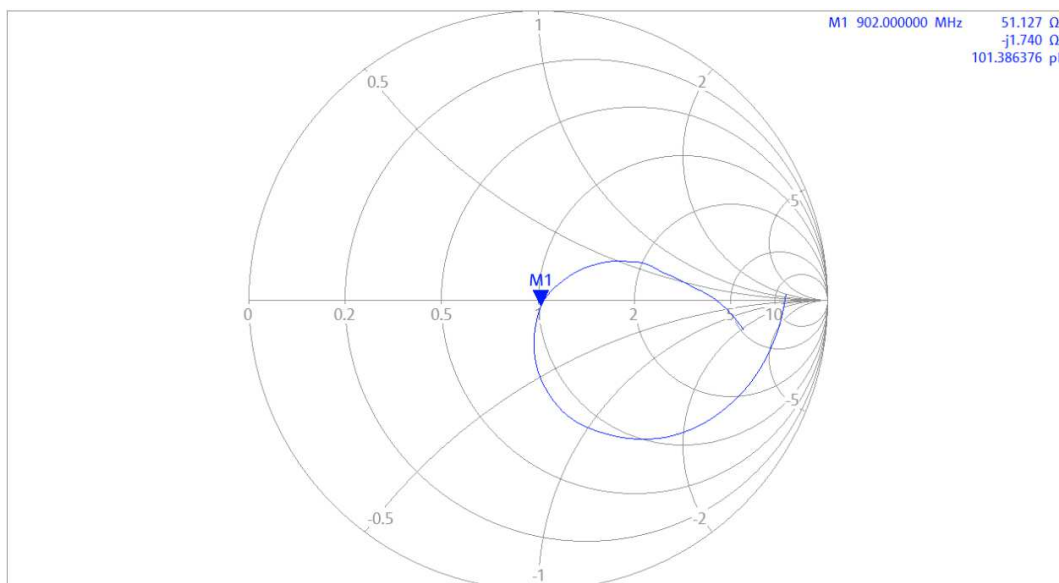
Com a inclusão da rede de casamento foi possível obter uma impedância muito próxima de 50Ω , atingindo assim baixas perdas de retorno em 902 MHz, -32,97 dB. Também pode ser vista uma considerável melhora na largura de banda, a qual atingiu aproximadamente 49 MHz.

Figura 65 – Perdas de retorno medidas do protótipo 1 encapsulado.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

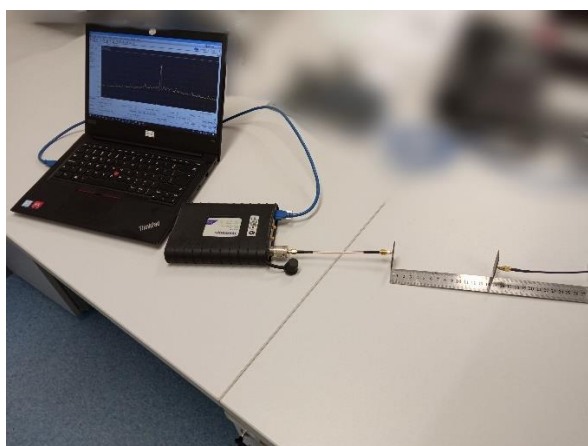
Figura 66 – Impedância medida do protótipo 1 encapsulado.



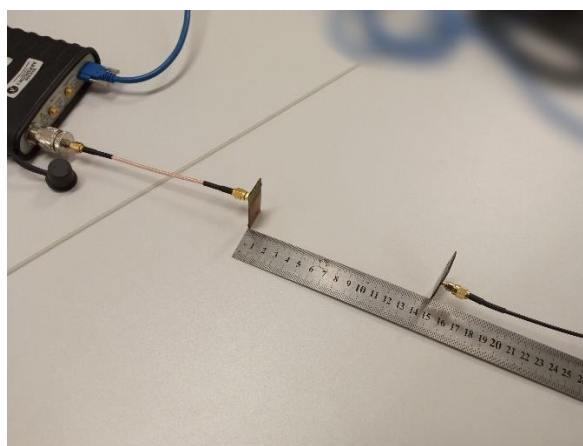
Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Para avaliar o ganho, à antena transmissora foi aplicado um sinal contínuo não modulado em 902 MHz à uma potência de 10 dBm. Separadas por uma distância de 15 cm, o sinal obtido pela antena receptora e visualizado no analisador de espectro foi de -18,01 dBm. Para esta medida foram utilizados cabos SMA previamente caracterizados em 902 MHz. Ao aplicar na equação de Friis os valores obtidos, levando-se em consideração as atenuações verificadas nos cabos, obteve-se um ganho de aproximadamente -6,5 dB.

Figura 67 – Montagem do teste a) e distanciamento entre as antenas b).



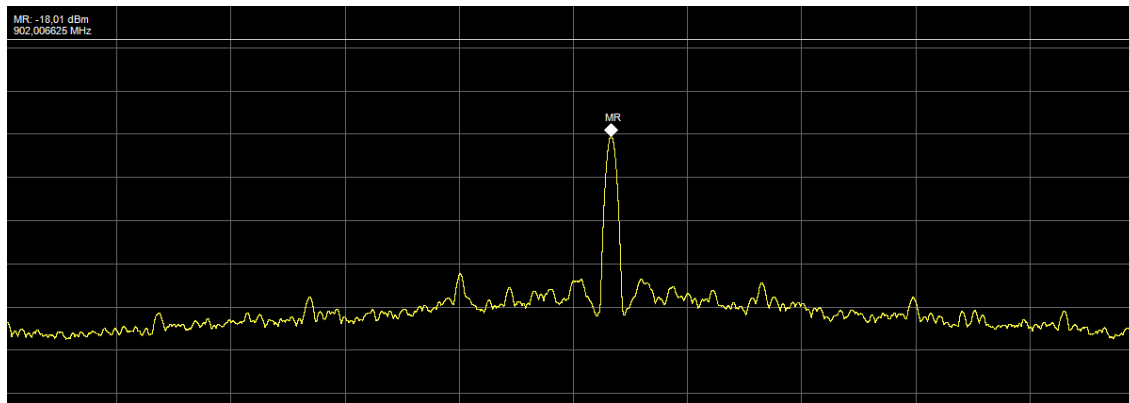
a)



b)

Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Figura 68 – Sinal recebido no analisador de espectro através de antenas encapsuladas.



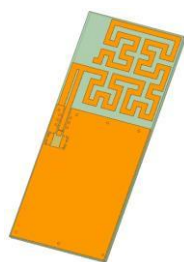
Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Embora se tenha conhecimento de que o método utilizado necessite de uma estrutura adequada para obtenção de valores fidedignos de ganho, uma aproximação do resultado permite que a correlação deste com os demais testes forneça uma melhor compreensão do comportamento do protótipo.

4.2.2.5. Protótipo 2 – Design

Em virtude de avaliar um possível aumento do desempenho da antena, o desenvolvimento de uma nova versão se fez necessário. Através das simulações realizadas, foi possível obter um modelo com melhor eficiência, atingindo um ganho de -1,3 dB. Comparativamente ao modelo original, uma redução de dimensões totais de 31,2 % foi obtida e uma redução de 34,9 % quando considerada somente a área dedicada às geometrias da antena. Contudo, as dimensões obtidas são ligeiramente superiores às do protótipo 1, 48 x 21.5 x 1 mm. Também foi incluído o *footprint* do conector U.FL na simulação, de modo a considerar seus efeitos nos resultados de desempenho.

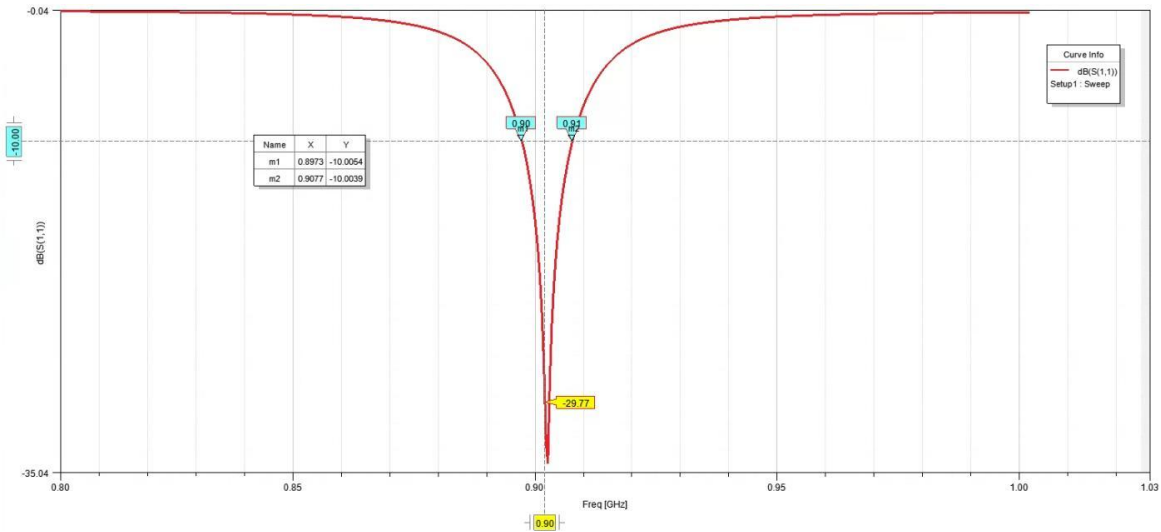
Figura 69 – Design do protótipo 2.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

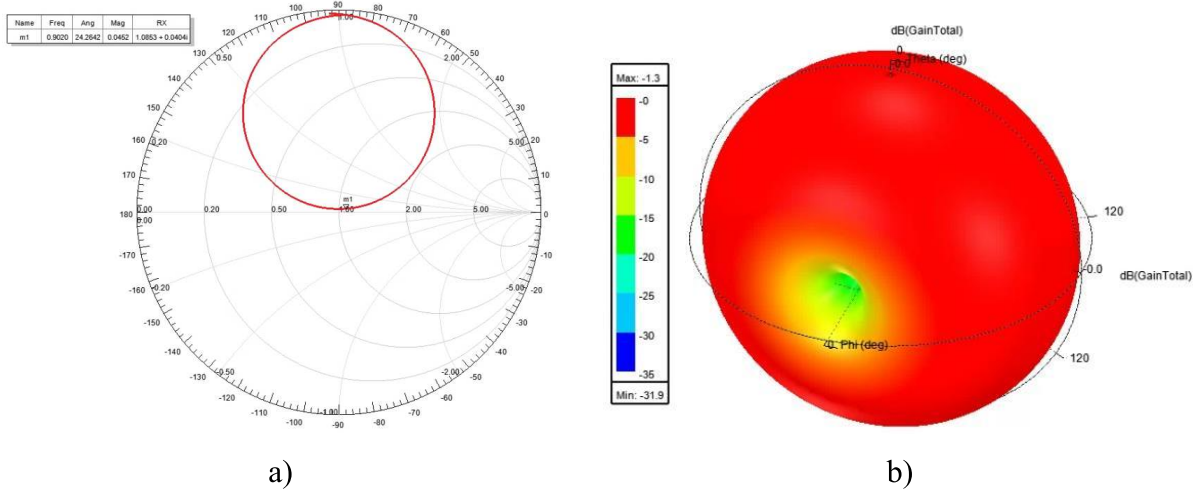
Da mesma forma que nos designs anteriores, a frequência de ressonância de 902 MHz foi obtida, bem como um bom casamento de impedâncias, exibindo baixas perdas de retorno.

Figura 70 – Perdas de retorno simuladas para o protótipo 2.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Figura 71 – Impedância simulada do protótipo 2 a) e ganho simulado b).



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Tabela 10 – Parâmetros da antena F invertida Fractal Hilbert (protótipo 2)
obtidos através de simulações.

Parâmetro	Antena F Invertida Hilbert (Prot. 2)
S_{11}	-29,77 dB
Largura de Banda	10 MHz
VSWR	0,6
Ganho	-1,3 dB
Potência Incidente	30 dBm
Potência Aceita	29,99 dBm
Potência Irradiada	26,44 dBm

Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Verifica-se pela Tabela 10 que houve uma sensível redução da largura de banda com este modelo, bem como uma melhor eficiência de irradiação, evidenciada pela maior potência irradiada pela antena.

4.2.2.6. Protótipo 2 – Fabricação e Medidas

Também por meio do processo de fresagem, unidades do design elaborado para o protótipo 2 foram fabricadas para validação. Tendo em vista a necessidade de adição de redes de casamento no modelo anterior, foram previstos os espaços para a adição de componentes passivos. No processo de validação inicial foi utilizado um resistor de 0 Ohm na posição do componente série.

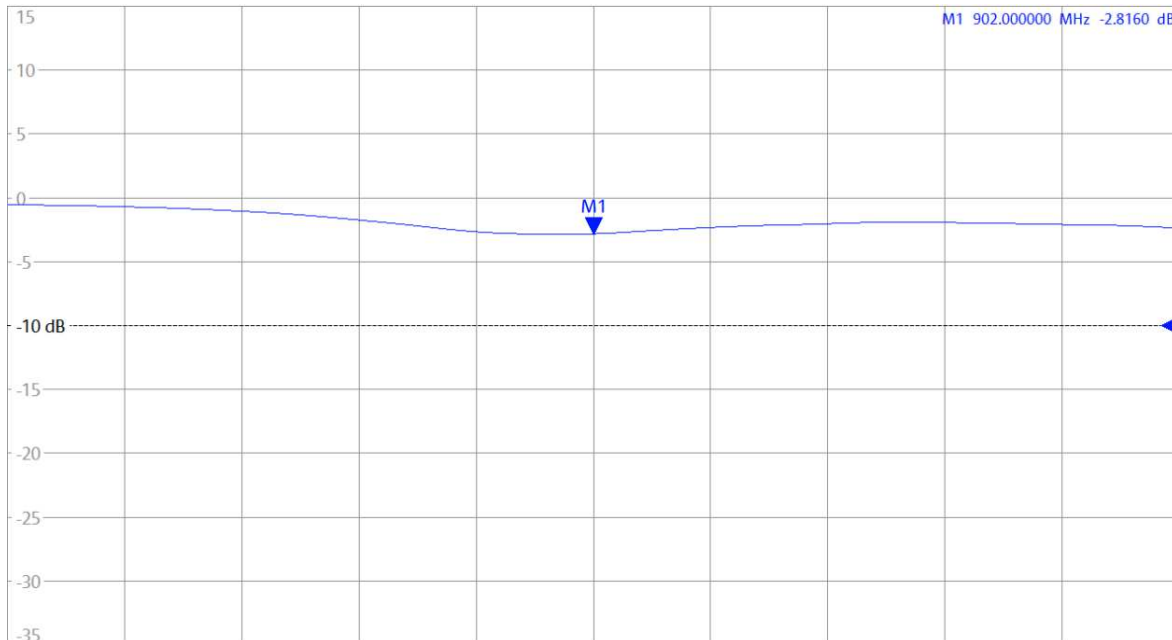
Figura 72 – Protótipo 2 fabricado.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

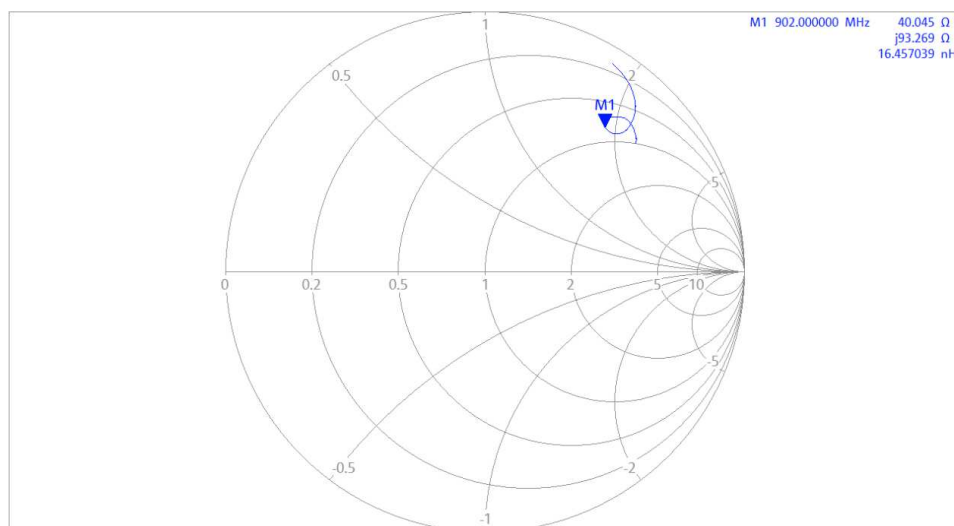
Embora o protótipo ressoe na frequência esperada, novamente não foi verificada a impedância obtida nas simulações. A parte real se aproxima do valor ideal, todavia, uma indutância de 16,45 nH ocasiona elevadas perdas por reflexão.

Figura 73 – Medida das perdas de retorno do protótipo 2.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Figura 74 – Medida da impedância do protótipo 2

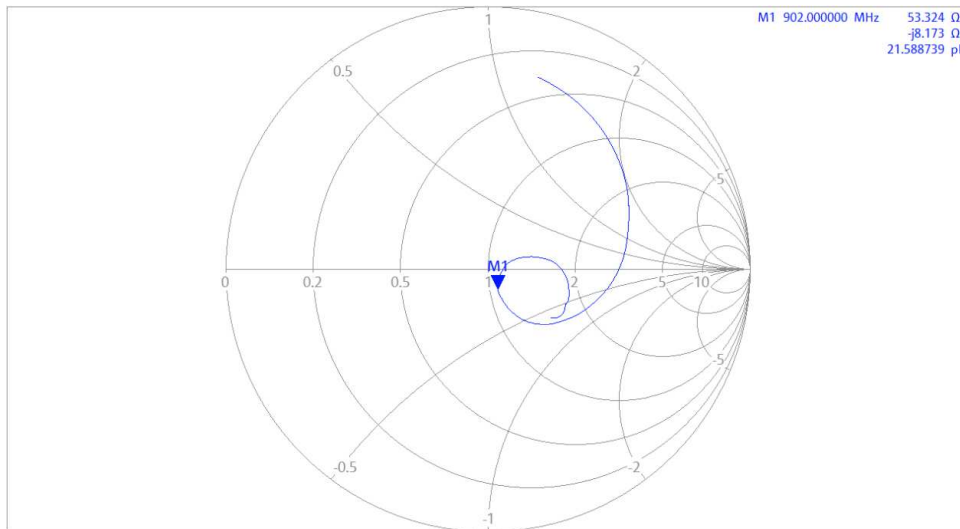


Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Consequentemente, para efetuar a correção da impedância foi necessária a adição de uma rede de casamento. Com a inclusão de um capacitor série de 3,3 pF e de um capacitor em

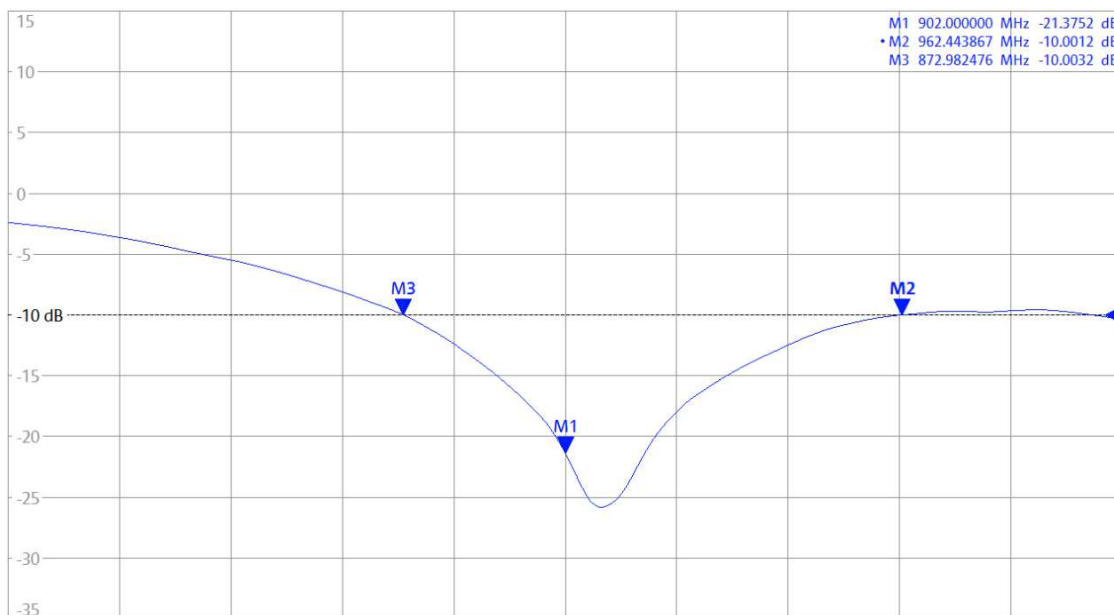
paralelo com a antena de 2,7 pF foi possível obter uma impedância próxima de $50\ \Omega$, conforme pode ser verificado na Figura 75. Desta forma, as perdas de retorno são fortemente reduzidas, permitindo um desempenho aceitável para transmitir e receber sinais de RF. Na Figura 76 é possível perceber que a largura de banda também obtém considerável melhora, atingindo aproximadamente 90 MHz.

Figura 75 – Impedância do protótipo 2 após inclusão da rede de casamento.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

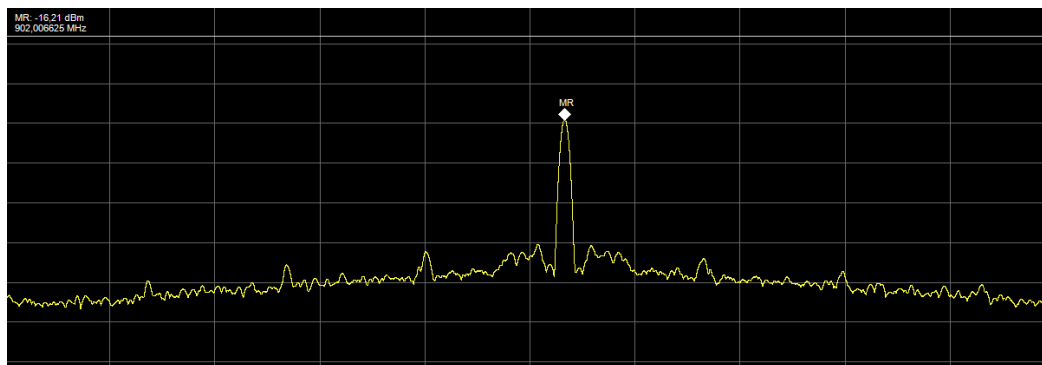
Figura 76 – Medição das perdas de retorno do protótipo 2.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

A mesma configuração de equipamentos utilizada para obter a performance de ganho do protótipo 1 foi montada para também avaliar a esta característica no protótipo 2. Nesta situação a antena receptora conseguiu captar um sinal com potência máxima de -16,21 dBm, indicado pela imagem do analisador de espectro.

Figura 77 – Sinal obtido na antena receptora no teste para determinação do ganho.



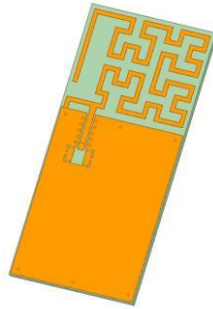
Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Aplicando esta e as demais informações na equação de Friis, e tendo sido consideradas as atenuações dos cabos, o ganho do segundo modelo de antena desenvolvido foi de -4,5 dB.

4.2.2.7. Protótipo 3 – Design

O terceiro design foi elaborado com o objetivo de avaliar o desempenho da antena quando aumentado o espaçamento entre os trechos da geometria Fractal Hilbert. Como pode ser visto na Figura 78, a área acima do ponto de conexão com o plano de terra e o fornecimento de sinal foi utilizado para complementar o comprimento elétrico da antena. O design do protótipo 3 que obteve o melhor desempenho foi elaborado com dimensões de 45,5 x 21 x 1 mm, o que resultada em uma pequena redução da área ocupada de 7,41 % em relação ao protótipo 2. Em relação ao design original da antena F Invertida a redução total foi de 36,3 %, porém, quando considerado somente a área designada às geometrias da antena, a redução foi de 44,45%. Os parâmetros de performance não sofreram considerável variação em relação ao design simulado no protótipo 2, tendo sido observado uma ligeira redução do ganho para -1,5 dB, largura de banda de 11 MHz e perdas de retorno em -22,08 dB.

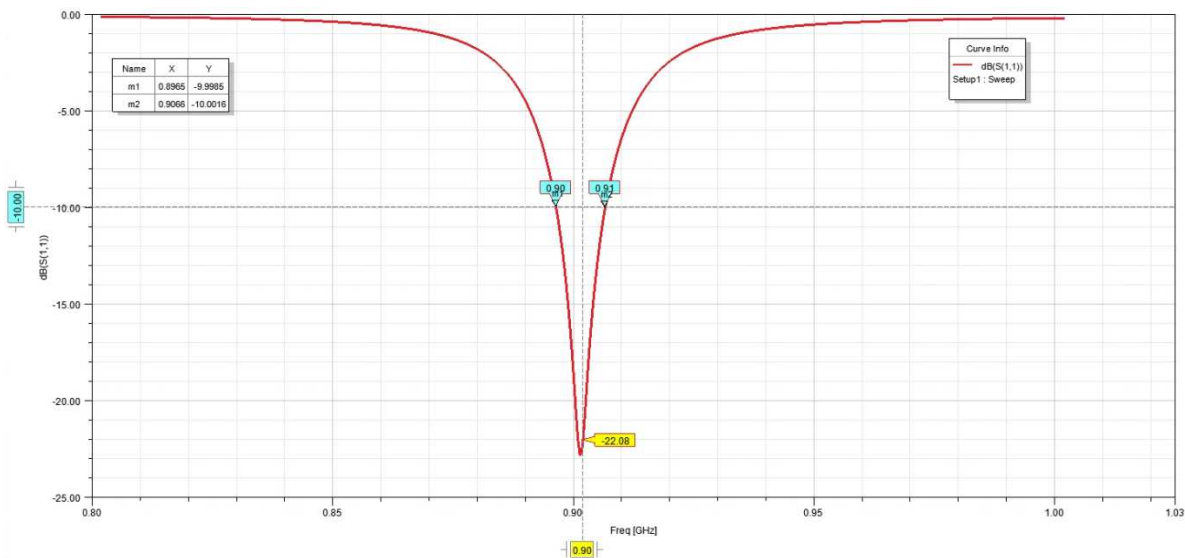
Figura 78 – Design do protótipo 3.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

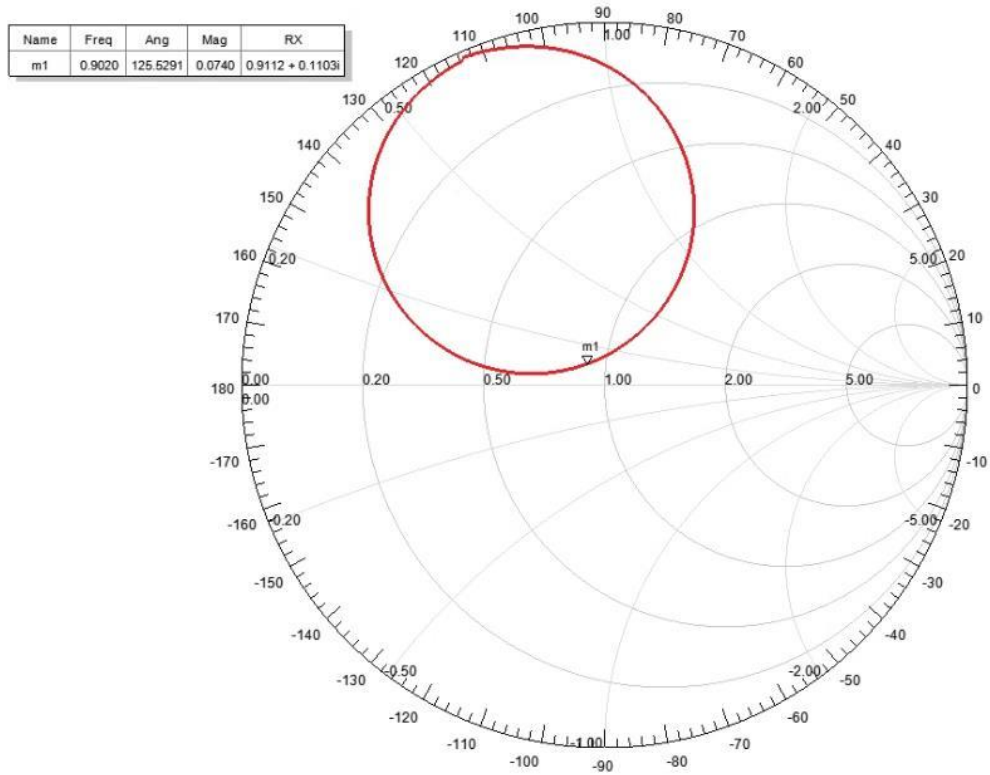
Na Figura 81 b) é possível verificar que o padrão de irradiação da antena apresenta um comportamento omnidirecional no plano YZ e um formato toroidal no plano YX.

Figura 79 – Perdas de retorno simuladas do protótipo 2.



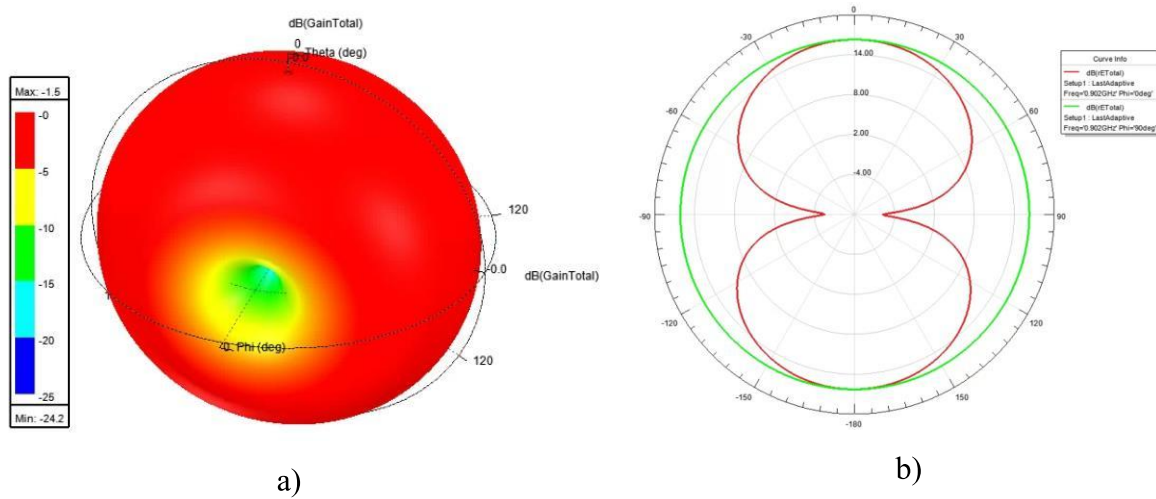
Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Figura 80 – Impedância simulada do protótipo 2.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Figura 81 – Desempenho de simulação do Ganho a) e diagrama de irradiação b).



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Tabela 11 – Parâmetros da antena F invertida Fractal Hilbert (protótipo 3)
obtidos através de simulações.

Parâmetro	Antena F Invertida Hilbert (Prot. 3)
S_{11}	-22,08 dB
Largura de Banda	11 MHz
VSWR	1,37
Ganho	-1,5 dB
Potência Incidente	30 dBm
Potência Aceita	21,56 dBm
Potência Irradiada	17,76 dBm

Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Através das informações fornecidas pela Tabela 11, comparativamente à simulação do protótipo 2 percebe-se que o desempenho dos dois modelos é aproximado, mesmo com a maior redução de área obtida nesta versão

4.2.2.8. Protótipo 3 – Fabricação e Medidas

Conforme os protótipos anteriores, a fabricação do protótipo 3 foi realizada através do processo de fresagem na prototipadora LPKF. O modelo fabricado pode ser visualizado na Figura 82.

Figura 82 – Protótipo 3.

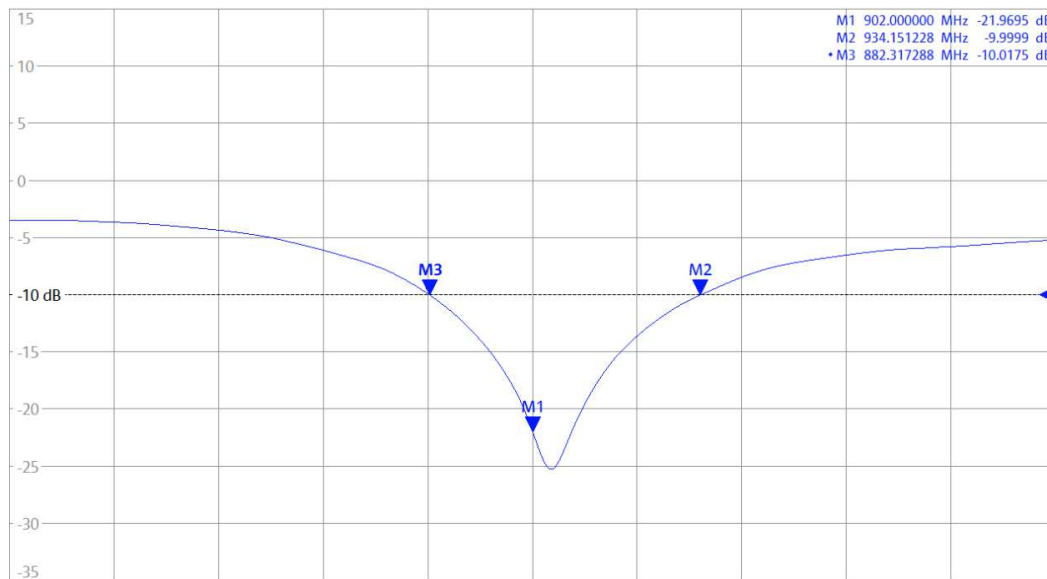


Fonte: Desenvolvido pelo autor.

De forma semelhante aos designs anteriores o projeto original não apresentou a mesma performance verificada nas simulações. Deste modo a rede de casamento foi adicionada para

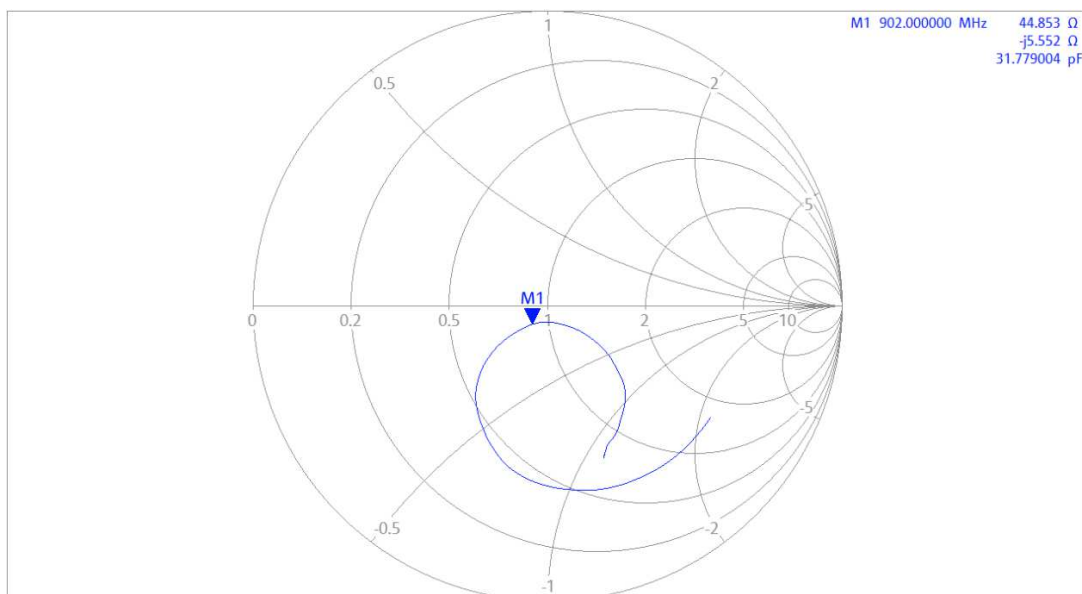
obter o melhor desempenho desta. Com um capacitor série de 2,8 pF e um capacitor em paralelo com a antena de 5,2 pF foi possível alcançar uma melhor performance, conforme pode ser verificado nas Figuras Figura 83 e Figura 84. Assim como nos demais protótipos, a rede de casamento L permitiu também um significativo aumento na largura de banda, neste caso aproximadamente 42 MHz.

Figura 83 – Medição das perdas de retorno do protótipo 3 com rede de casamento.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Figura 84 – Impedância do protótipo 3 com rede de casamento.

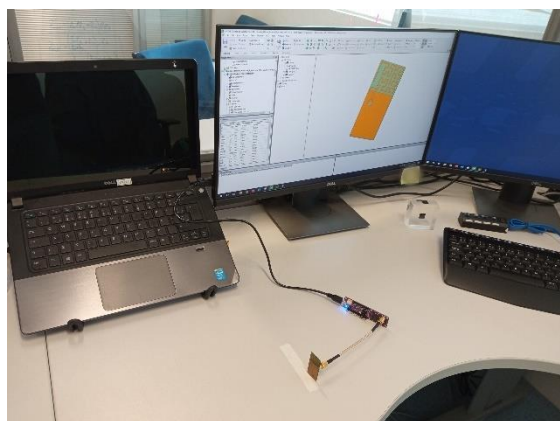


Fonte: Desenvolvido pelo autor.

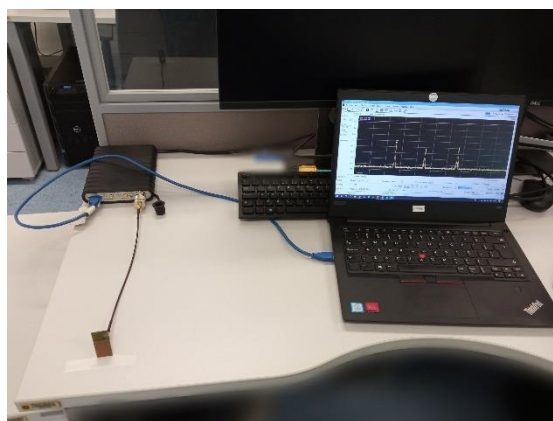
4.3. Aplicação dos Testes de Transmissão e Recepção

A partir do método descrito na seção 3.9 foram testadas as duas antenas do protótipo 1 encapsuladas, as mesmas que foram utilizadas na medição de ganho pela equação de Friis. Como pode ser verificado nas Figuras Figura 85 a) e b) as antenas foram posicionadas perpendicularmente à superfície em pontos distintos da sala.

Figura 85 – Configuração do teste de transmissão com protótipo 1 encapsulado: a) conjunto de transmissão, b) conjunto de recepção.



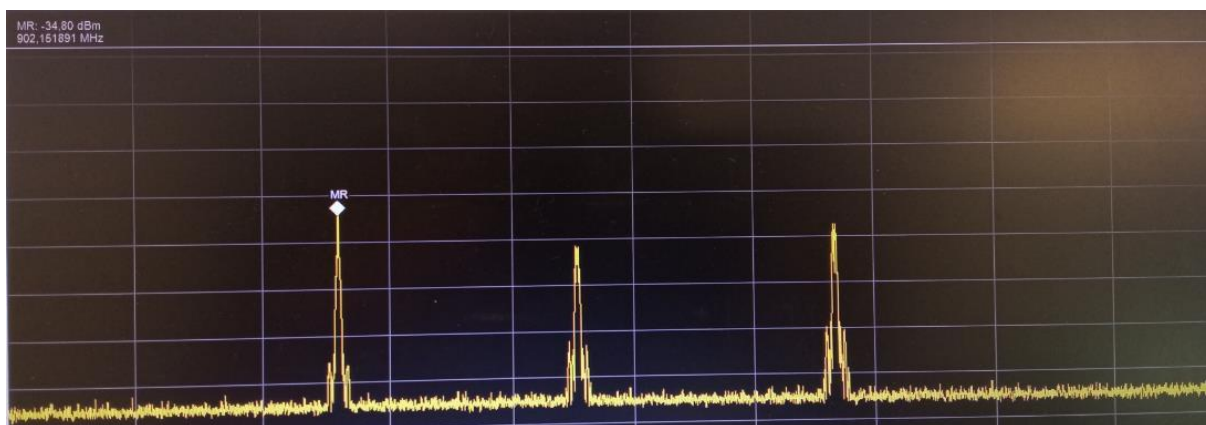
a)



b)

Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Figura 86 – Mensagens verificadas no conjunto de recepção com antenas protótipo.



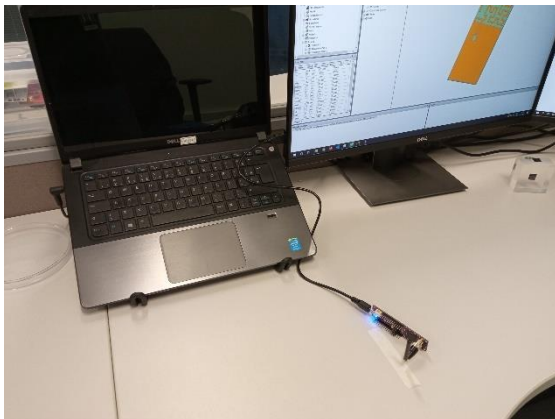
Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Ao pressionar o botão de usuário do dispositivo uma série de instruções são executados internamente pelo microcontrolador do circuito integrado, o qual já possui uma aplicação previamente carregada. Desta forma, o dispositivo envia para antena a mesma

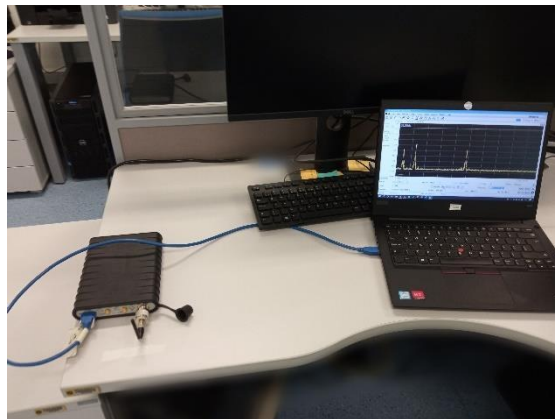
mensagem para ser transmitida três vezes, separadas por um período de tempo e em frequências distintas. A antena protótipo conectada ao dispositivo realiza a transmissão das ondas eletromagnéticas, que são imediatamente captadas pela outra antena protótipo conectada ao conjunto de recepção. As 3 mensagens em frequências distintas obtidas pela antena receptora foram verificadas no analisador de espectro, sendo que o pico de potência detectado foi de aproximadamente -34,8 dBm.

Para obter a referência de comparação, foram selecionadas duas antenas monopolo comerciais iguais da marca Linx Technologies modelo ANT-LTE-MON-SMA-E. Previamente ao teste de transmissão foi necessário avaliar o ganho da antena pelo mesmo método utilizado com as antenas protótipo, ou seja, pela equação de Friis. Ao aplicar o teste às antenas comerciais, respeitando o mesmo processo utilizado com as antenas protótipo, obteve-se um ganho de aproximadamente -5 dB em 902 MHz. Posteriormente, o teste de transmissão foi realizado novamente, substituindo as antenas encapsuladas pelas antenas comerciais, posicionando-as de forma a manter a distância de transmissão utilizada pelas antenas encapsuladas, como pode ser verificado nas Figura 87 a) e b).

Figura 87 - Configuração do teste de transmissão com antena comercial: a) conjunto de transmissão, b) conjunto de recepção.



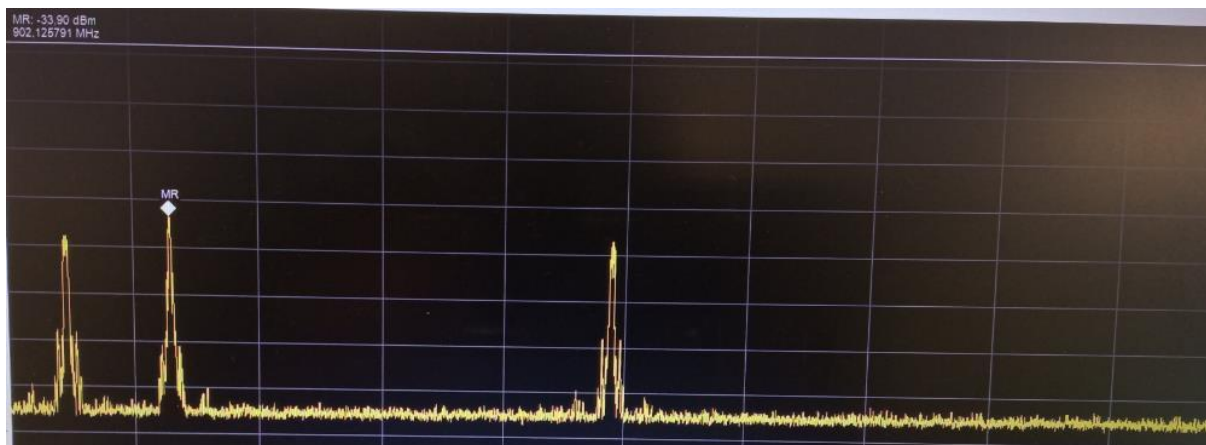
a)



b)

Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Figura 88 – Mensagens verificadas no conjunto de recepção com antenas comerciais.



Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Além da maior eficiência das antenas comerciais, evidenciado pelo ganho obtido através da equação de Friis, as antenas estão conectadas diretamente ao conector, evitando-se assim também as perdas dos cabos. Desta forma, o sinal que chega à antena transmissora e o sinal recebido pela antena receptora sofre uma menor atenuação. O resultado do teste demonstrou que a partir da transmissão do mesmo sinal à uma potência de 22 dBm entre antenas comerciais, a máxima potência do sinal recebido foi de -33,9 dBm, conforme pode ser observado na Figura 88. Isso evidencia que as antenas protótipo apresentaram desempenho comparável às antenas comerciais no teste de transmissão e recepção em 902 MHz.

4.4.Considerações Finais

Durante as etapas de simulações foi avaliado que as antenas são suscetíveis à pequenas alterações dos parâmetros aplicados. Mesmo variações na faixa de $\pm 5\%$ da constante dielétrica causam o completo desajuste da frequência de ressonância. Desta forma, ao longo de um painel onde sejam fabricadas diversas unidades com o mesmo design, a constante dielétrica não pode sofrer significativa variação.

Embora tenham sido verificadas discrepâncias entre os resultados de simulação e as medições de protótipos sem alterações, considerou-se que as correções necessárias não invalidam o desenvolvimento realizado, principalmente no que diz respeito à capacidade das geometrias Fractais em reduzir as dimensões de antenas. Ao analisar os resultados obtidos no teste de transmissão verifica-se que o desempenho das antenas protótipo encapsuladas tiveram semelhante performance às antenas comerciais de melhor desempenho teórico.

Análises foram conduzidas para tentar determinar possíveis causas do desacordo entre simulações e medições, inclusive utilizando um material de substrato de melhor qualidade com constante dielétrica diferente. Acredita-se que parte do problema possa ser originado pelo processo de fresagem, uma vez que o processo de fabricação retira também uma quantidade significativa de substrato ao redor da antena. Outra possível causa está na espessura das trilhas, tendo em vista que pequenas alterações podem causar significativa variação. Ainda assim as análises foram inconclusivas.

Na Tabela 12 é apresentado um resumo das performances de diferentes designs de antenas impressas simuladas eletromagneticamente neste trabalho.

Tabela 12 – Comparativo entre os resultados de cada modelo de antena simulado.

Parâmetro	Antena Helicoidal com rede de casamento	Antena Espiral	Antena F Invertida Substrato FR4	Antena F Invertida Substrato Al₂O₃	Antena F Invertida com geometrias Fractais (Protótipo 3)	Antena F Invertida com geometrias Fractais (Protótipo 1 Encapsulado)
Área	990 mm ²	875 mm ²	1500 mm ²	1325 mm ²	955.5 mm ²	860 mm ²
Comp. Mecânico	166.5 mm	225 mm	143 mm	121.95 mm	117 mm	131mm
S ₁₁	-24.5 dB	-19.72 dB	-17.95 dB	-17.54 dB	-22.08 dB	-19.58 dB
Largura de Banda	~ 6 MHz	9.5 MHz	15 MHz	11 MHz	11 MHz	13 MHz
VSWR	1.035 dB	1.81 dB	1.47 dB	1.78 dB	1.37 dB	2.3 dB
Ganho	-0.96 dB	-12.79 dB	1.032 dB	1.72 dB	-1.5 dB	-4.6 dB
Potência Incidente	12.1 dBm	10 dBm	10 dBm	10 dBm	30 dBm	10 dBm
Potência Aceita	3.96 dBm	9.95 dBm	9.93 dBm	9.91 dBm	21.56 dBm	9.91 dBm
Potência Irradiada	0.99 dBm	-5.6 dBm	8.69 dBm	9.3 dBm	17.76 dBm	3.03 dBm

Fonte: Desenvolvido pelo autor.

Através da Tabela 12 é possível verificar que a antena F Invertida original apresentou uma área muito superior à antena Helicoidal e à antena Espiral, contudo, a antena F Invertida apresentou melhor desempenho em largura de banda e ganho, características estas de grande importância para a efetiva realização da comunicação sem fios. Desta forma, optou-se por este modelo para a aplicação de técnicas de miniaturização, além deste apresentar uma segunda fonte de ajustes de impedância da antena através da conexão com o plano de terra. Embora o Protótipo 1 Encapsulado tenha obtido uma área um pouco inferior que a antena Espiral, ainda assim o processo de miniaturização torna-se válido, tendo em vista que foi obtida uma maior largura de banda e maior ganho com o protótipo miniaturizado.

5. CONCLUSÕES

Na primeira etapa foi possível avaliar a performance de modelos de antenas frequentemente utilizados em antenas impressas. Através do software de simulação eletromagnética Ansys HFSS® foram avaliados três modelos que apresentam uma melhor densidade de ocupação do espaço disponível. Estas foram elaboradas em uma área consideravelmente menor ao que é indicado para antenas na faixa de sub-GHz sem a utilização de técnicas de miniaturização. Percebeu-se que o desempenho é bastante limitado principalmente em relação à largura de banda disponível, resultado este descrito pela literatura em antenas eletricamente pequenas. Entre os modelos avaliados a antena F invertida foi a que apresentou melhor desempenho levando em consideração todas as características e, portanto, avaliou-se que este design deveria ser utilizado para a realização das próximas etapas.

A utilização da primeira técnica de miniaturização, determinada pela substituição do material de substrato original por óxido de alumínio, cuja constante dielétrica é de 9,8, foi aplicado ao design da antena F invertida. Esta avaliação originou uma pequena redução na frequência de ressonância, tendo sido necessárias alterações no design, que se traduziram na redução das dimensões totais de 11,6 %, assim como se verificou uma sensível redução na largura de banda. Possivelmente a utilização de substratos que apresentem maior constante dielétrica, associada a uma menor tangente de perdas, permita o desenvolvimento de antenas de dimensões reduzidas com pouca degradação do desempenho, no entanto, o custo do material e os processos de fabricação necessários devem ser levados em consideração.

Através da segunda técnica de miniaturização, a incorporação de geometrias fractais do tipo Hilbert ao design da antena, foi possível verificar através das simulações que poderiam ser obtidas consideráveis reduções das dimensões desta, sem causar demasiado prejuízo de sua performance. A simulação do terceiro design apresentou a melhor relação entre tamanho e desempenho, obtendo uma redução de 36,3 % da área total e de 44,45 % somente da área disponível para antena quando comparado com o modelo F Invertido com meandros. Apesar de as medidas de desempenho dos protótipos fabricados não apresentarem aderência aos resultados simulados, através dos ajustes realizados, principalmente por meio da inclusão de redes de casamento, foi possível verificar uma performance perfeitamente adequada para sua utilização na transmissão e recepção de sinais em 902 MHz. Através do teste de transmissão e recepção verificou-se que o desempenho do protótipo 1 encapsulado não apresentou significativa perda de performance quando comparado às antenas monopolo comerciais.

Embora não tenha sido possível efetuar o encapsulamento dos demais protótipos, nem tenha sido possível avançar para outros materiais ou para substratos que pudessem ser efetivamente encapsulados da mesma forma que os circuitos integrados, é admissível concluir que as técnicas de miniaturização aplicadas, principalmente a utilização de geometrias Fractais, permitiram a elaboração de antenas sub-GHz capazes de serem encapsuladas e que são capazes de efetuar uma adequada comunicação de RF.

5.1.Trabalhos Futuros

Como propostas para trabalhos futuros sugere-se:

- o desenvolvimento de simulações e a fabricação de protótipos utilizando substratos empregados na fabricação de circuitos integrados, o que permitiria a realização do encapsulamento em equipamentos destinados a este fim. Isto ofereceria uma avaliação mais próxima de possíveis aplicações comerciais;
- avaliação de outras geometrias Fractais em substituição do modelo Hilbert utilizado neste trabalho, bem como a avaliação de outros modelos de antenas;
- realizar uma análise de repetibilidade do desempenho de protótipos fabricados, tendo em vista as tolerâncias do processo de fabricação e a variabilidade da constante dielétrica do material utilizado como substrato.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- A. ISMAHAYATI et al. **Design and analysis of a multiband koch fractal monopole antenna**. IEEE International RF & Microwave Conference. Seremban: [s.n.]. 2011.
- A. MILLIGAN, T. **Modern Antenna Design**. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- B. MIRON, D. **Small Antenna Design**. Burlington, MA: Elsevier Inc., 2006.
- BALANIS, A. C. **Antenna Theory - Analysis and Design**. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- BANCROFT, R. **Microstrip and Printed Antenna Design**. Raleigh, North Carolina: SciTech Publishing, Inc., 2009.
- BENSKY, A. **Short-range Wireless Communication**. Cambridge, MA: Elsevier Inc., 2019.
- BYRON, E. V. A new flush-mounted antenna element for phased array application. **Proc. Phased-Array Antenna Symp.**, p. 187-192, 1970.
- CHEN, Z. N. et al. **Handbook of Antenna Technologies**. Singapore, Singapore: Springer Nature Singapore Pte Ltd., 2016.
- CISCO SYSTEMS, I. **Antenna Patterns and Their Meaning**, 11 jul. 2020. Disponível em: <https://www.cisco.com/c/en/us/products/collateral/wireless/aironet-antennas-accessories/prod_white_paper0900aecd806a1a3e.html>.
- COLBURN, J. S.; RAHMAT-SAMII, Y. Patch Antennas on Externally Perforated High Dielectric Constant Substrates. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Dezembro 1999. 1785-1794.
- CONSTANZO, S.; QURESHI, M. **Miniaturized PIFA Design with Bandwidth Enhancement**. XXXIIIrd General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science. [S.l.]: [s.n.]. 2020. p. 1-4.

CORRÊA, D. C. et al. Design, Optimization and Experimental Evaluation of a F-shaped Multiband Metamaterial Antenna. **Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications**, 2018. 590 - 603.

DESCHAMPS, G.; SICHAK, W. **Microstrip Microwave Antennas**. Proc. of Third Symp. on USAF Antenna Research and Development Program. [S.l.]: [s.n.]. 1953. p. 18-22.

FALCIASECCA, G.; VALOTTI, B. **Guglielmo Marconi: The pioneer of wireless communications**. 2009 European Microwave Conference (EuMC). Rome: [s.n.]. 2009. p. 544-546.

GARG, R. et al. **Microstrip Antenna Design Handbook**. Norwood, MA: ARTECH HOUSE, INC., 2001.

GUHA, D.; ANTAR, Y. M. M. **Microstrip and Printed Antennas - New Trends, Techniques and Applications**. West Sussex, UK: John Wiley & Sons Ltd., 2011.

GUTTON, H.; BAISSINOT, G. 70313, 1955.

H. ORAIZI; S. HEDAYATI. Miniaturization of Microstrip Antennas by the Novel Application of the Giuseppe Peano Fractal Geometries. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, August 2012. 3559-3567.

HOWELL, J. Q. **Microstrip Antennas**. IEEE AP-S Int. Symp. Digest. [S.l.]: [s.n.]. 1972. p. 177-180.

HU JI-GANG et al. **Compact LTCC chip antenna for integrated 2.45GHz band applications**. 2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering. Wuhan: [s.n.]. 2011. p. 1233-1236.

IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas. **IEEE Std 145-2013 (Revision of IEEE Std 145-1993)**, 06 Março 2014. 1-50.

JOHANSON TECHNOLOGY. Chip Antenna Layout Considerations for BLE, 802.11, and 2.4G Zigbee, 07 jul. 2020. Disponível em: <<https://www.johansontechnology.com/chip-antenna-layout-considerations-for-802-11-applications>>. Acesso em: 14 Agosto 2020.

JOHANSON TECHNOLOGY, INC. 915 MHz ISM Antenna for small form factor applications, 2016. Disponivel em: <<https://johansontechnology.com/datasheets/0915AT43A0026/0915AT43A0026.pdf>>.

Acesso em: 15 Agosto 2020.

KASAP, S.; CAPPER, P. **Springer Handbook of Electronic and Photonic Materials**. New York: Springer Science+Business Media, Inc., 2017.

KRZYSZTOFIK, W. Fractals in Antennas and Metamaterials Applications. In: _____ **Fractal Analysis - Applications in Physics, Engineering and Technology**. [S.l.]: IntechOpen, 2017. p. 45-81.

KRZYSZTOFIK, W.; CAO, T. Metamaterials in Application to Improve Antenna Parameters, 2019.

LU, D.; WONG, C. P. **Materials for Advanced Packaging**. Gewerbestrasse: Springer International Publishing Switzerland, 2017.

M. GHAVAMI; L. B. MICHAEL; R. KOHNO. **Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering**. West Sussex, England: John Wiley & Sons, Ltd., 2004.

M. N. ABDALLAH; T. K. SARKAR; M. SALAZAR-PALMA. **Electrically small antennas design challenges**. 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. Vancouver, BC: [s.n.]. 2015. p. 768-769.

M. R. C; R. BOOPATHI RANI. **A Compendious Review on Fractal Antenna Geometries in Wireless Communication**. International Conference on Inventive Computation Technologies (ICICT). [S.l.]: [s.n.]. 2020.

MANDELBROT, B. B. **The Fractal Geometry of Nature**. [S.l.]: W.H. Freeman, 1982.

MICREL. MICRF001 Antenna Design Tutorial, Julho 1999. Disponivel em: <<https://www.rfcafe.com/references/app-notes-copyrighted/MICRF001-Antenna-Design-Tutorial-an-23.pdf>>. Acesso em: 05 Junho 2020.

MUNSON, R. E. Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays. **IEEE Trans. on Antennas and Propagation**, p. 74-78, 1974.

- N. E. LINDENBLAD. Slot Antennas. **Proceedings of the IRE**, December 1947. 1472-1479.
- NATIONAL INSTRUMENTS. Short-Open-Load-Through (SOLT) Calibration, 2021. Disponível em: <https://zone.ni.com/reference/en-XX/help/373153D-01/vnahelp/calibration_solt/>. Acesso em: 18 jul. 2021.
- P. W. CHAN; H. WONG; K. N. YUNG. Wideband planar inverted-F antenna with meandering shorting strip. **Electronics Letters**, 13 Março 2008. 395-396.
- PANDEY, A. **Practical Microstrip and Printed Antenna Design**. Norwood, MA: Artech House, 2019.
- PORATH, R. Theory of Miniaturized Shorting-Post Microstrip Antennas. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Janeiro 2000. 41-47.
- POZAR, D. M. **Microwave Engineering**. 4^a. ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- REBOUÇAS DE BRITO, A. C. et al. Effects of an FSS Reflector on a Microstrip Line Fed Bow-Tie Slot Antenna. **Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications**, September 2020. 309-326.
- S. M. RATHOD et al. Directivity Enhancement of a Circular Microstrip Antenna with Shorting Post. **IETE Journal of Research**, 2019.
- S. R. BEST; J. D. MORROW. The effectiveness of space-filling fractal geometry in lowering resonant frequency. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, 2002. 112-115.
- SCHAUBERT, D. H. et al. Microstrip antennas with frequency agility and polarization diversity. **IEEE Trans**, 1981. 118-123.
- STUTZMAN, W. L.; THIELE, G. A. **Antenna Theory and Design**. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc., 2013.
- TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. Miniature Helical PCB Antenna for 868 MHz or 915/920 MHz, 2012. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/an/swra416/swra416.pdf>>. Acesso em: 10 Agosto 2020.

ULLAH, M. H.; ISLAM, M.; MANDEEP, J. A Parametric Study of High Dielectric Material Substrate for Small Antenna Design. **International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics**, 2013. 193-198.

VESELAGO, V. G. Electrodynamics of Substances with Simultaneously Negative Values of ϵ and μ . **Sov. Phys**, 1968. 509-514.

VOLAKIS, J. L. **Antenna Engineering Handbook**. [S.l.]: McGraw-Hill Companies, 2007.

WANPARE, W.; PAISAL, A.; CHALERMWISUTKUL, S. **A Compact 923 MHz Monopole Antenna for LoRaWAN IoT Applications**. 2020 International Conference on Power, Energy and Innovations (ICPEI). [S.l.]: [s.n.]. 2020. p. 53-56.

Y., ZHANG; T. K., LO; Y., HWANG. **A dielectric-loaded miniature antenna for microcellular and personal communications**. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Newport Beach: [s.n.]. 1995.

ZHANG, Y.; MAO, J. An Overview of the Development of Antenna-in-Package Technology for Highly Integrated Wireless Devices. **Proceedings of the IEEE**, p. 2265-2280, 2019.