



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA
CURSO DE ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA

EDMILSON CANEIRO MOREIRA

**ANTENA DE GANHO AUMENTADO COM UMA LENTE DE
METAMATERIAL PARA APLICAÇÕES DE RFID DE LONGA
DISTÂNCIA**

FORTALEZA

2019

EDMILSON CANEIRO MOREIRA

**ANTENA DE GANHO AUMENTADO COM UMA LENTE DE
METAMATERIAL PARA APLICAÇÕES DE RFID DE LONGA
DISTÂNCIA**

Tese submetida à Coordenação do Curso de Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia de Teleinformática.

Área de concentração: Eletromagnetismo Aplicado

Orientador: Prof. Dr. Antônio Sérgio Bezerra Sombra

FORTALEZA

2019

M837a MOREIRA, E. C..
Antena de Ganho aumentado com uma Lente de Meta-
material para Aplicações de RFID de Longa distância / Ed-
milson Caneiro Moreira. 2019.
123p.;il. color. enc.
Orientador: Prof. Dr. Antônio Sérgio Bezerra Sombra
Co-Orientador:
Tese(Engenharia de Teleinformática) - Universidade Federal
do Ceará, Departamento de Engenharia de Teleinformática, For-
taleza, 2019.
1. Metamateriais 2. Antenas 3. RFID I. Prof. Dr. Antônio Sér-
gio Bezerra Sombra(Orient.) II. Universidade Federal do Ceará-
Engenharia de Teleinformática(Doutorado) III. Doutor

CDD 621.38

EDMILSON CANEIRO MOREIRA

**ANTENA DE GANHO AUMENTADO COM UMA LENTE DE
METAMATERIAL PARA APLICAÇÕES DE RFID DE LONGA
DISTÂNCIA**

Tese submetida à Coordenação do Curso de Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia de Teleinformática. Área de concentração: Eletromagnetismo Aplicado

Aprovada em: __/__/____

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Antônio Sérgio Bezerra Sombra
Universidade Federal do Ceará - UFC
Orientador

Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção
Universidade Federal do Rio Grande do Norte -
UFRN

Prof. Dr. Humberto Dionísio de Andrade
Universidade Federal Rural do Semi Árido -
UFERSA

Prof. Dr. João César Moura Mota
Universidade Federal do Ceará - UFC

Prof. Dr. Giovanni Cordeiro Barroso
Universidade Federal do Ceará - UFC

Aos meus Pais, principais responsáveis pela minha formação pessoal e profissional.

AGRADECIMENTOS

À Deus por enviar seu filho, Jesus Cristo, ao firmamento com a intensão de espalhar seus ensinamentos divinos por esse mundo.

Ao meu pai, Edilson Moreira, pelas palavras sempre sábias e sensatas, pelo exemplo como ser humano decente, ético, correto, perseverante, batalhador e amigo e pelo apoio incondicional que me deu durante todo esse período de Doutorado.

A minha mãe, Elisa Moreira, pelo exemplo de ser humano atencioso, exigente, batalhador, dinâmico e realizador e por sempre procurar o melhor para mim e para as minhas irmãs.

A minha esposa, Márcia Lima Moreira, por ter sido consideravelmente compreensível em todos os aspectos possíveis durante esses 5 anos de pós-graduação e por sempre transmitir muito incentivo e conforto, sendo esses fundamentais nos momentos de dificuldade que atravessei nessa jornada.

As minhas irmãs, Thalita e Thaísa Moreira, pelo amadurecimento e consolidação da nossa fraterna amizade, sendo exemplos da valorização do trabalho. Sou grato também pelo apoio delas aos mais variados períodos de dificuldade desse Doutorado e da vida.

A toda a minha família, incluindo, avós, tios e primos, por sempre compreenderem minhas faltas nos eventos familiares, pelo sentimento de apoio que sempre senti da imensa maioria para que eu entrasse e terminasse esse curso de pós-graduação e pela importância na minha formação em todos os níveis possíveis.

Aos Tebolinhas, por terem me mostrado o valor do estudo e do conhecimento, e, juntamente com minha família, terem participado na minha formação como ser humano e por sempre terem me apoiado e incentivado a fazer esse curso de Doutorado.

Ao Professor Doutor Antônio Sérgio Bezerra Sombra, meu Orientador, pela confiança depositada na minha capacidade laboral e pelas inúmeras vezes em que me ajudou nesse desafio e em outros. É o espelho profissional de vários de seus alunos e comigo não é diferente.

Aos meus alunos que integram o LEMA por me ajudarem na fabricação e na validação dos protótipos desse trabalho e na escrita do artigo para à revista PIER B e dessa Tese. Fica uma lembrança diferenciada para o Rodrigo Martins pelo empenho em todo esse processo.

Aos meus colegas de Instituto Federal de Educação Ciência e Tecnologia do Ceará dos Campi Tauá, Canindé e os demais Campi. Destaco aqui os Professores José Alves Neto e Alan Sombra por Tauá, o Professor Ivan Oliveira por Canindé e os Professores Jorge Fredericson e Tiago Façanha pelos outros campi.

Aos meus colegas de LOCEM pelo companheirismo ao longo desses 5 anos. Deixo um agradecimento especial para Marcelo Silva pela ajuda na submissão do artigo para a revista PIER B.

Enfim, muito obrigado à todos. teste.

"As pessoas que resolviam as coisas em geral tinham muita persistência e um pouco de sorte. Se a gente persistisse o bastante, a sorte em geral chegava. Mas a maioria das pessoas não podia esperar a sorte, por isso desistia."

(Charles Bukowski)

RESUMO

RFID é um sistema de identificação automática e captura de dados (AIDC) que transmite informações usando ondas de radiofrequência e que apresentou uma receita global de 11,2 bilhões de dólares em 2017. Diversas aplicações de RFID, como a identificação automática de carros e caminhões em pedágios e estacionamentos requerem comunicação de longo alcance. Nessas situações, o uso de antenas de alto ganho ($\geq 9\text{dBi}$) é uma solução padrão. Assim, nesse trabalho, é proposta uma antena de microfita de ganho aumentado (MSA) com lente plana de metamaterial para aplicações de identificação por radiofrequência (RFID) de longo alcance para a faixa de frequência UHF de 902-928MHz. A antena é a combinação de uma MSA de propósito geral circularmente polarizada e uma placa de metamaterial (MTM) de índice de refração negativo efetivo (NIM) de 25 células unitárias, organizadas em uma matriz de 5×5 , funcionando como uma lente plana para melhorar o ganho. A MSA de propósito geral possui uma banda de impedância e de razão axial representadas pelas faixas de frequência de 828-1015MHz e 896-931MHz, respectivamente, e um ganho máximo de 8,43dBi a 915MHz, tendo excelente desempenho para aplicações RFID de curto e médio alcance. Respectivamente, a placa NIM de periodicidade infinita possui banda negativas de refração negativa, de permissividade elétrica e de permeabilidade magnética representadas pelos intervalos de frequências de 886-1326MHz, 888-3406MHz e 885-1065MHz. Juntas, a MSA de propósito geral e a lente plana NIM resultam em uma antena de baixo custo com aumento de ganho para aplicações RFID de longo alcance, com uma banda de impedância de 843-993MHz e um aprimoramento de ganho máximo de 48,27%, resultando em um ganho de 12,5dBi a 902MHz.

Palavras-chave: Metamateriais. Antenas. RFID.

ABSTRACT

RFID is an Auto Identification and Data Capture (AIDC) system that carries information around using radiofrequency waves that presented a global revenue of 11.2 billion dollars in 2017. Nevertheless, several RFID applications like the automatic identification of cars and trucks in tolls and parking spaces require long-range communication. In those situations, the use of high gain antennas ($\geq 9\text{dBi}$) is a standard solution. Thus, this work propose a novel gain-enhanced microstrip antenna (MSA) with metamaterial planar lens for long-range radio frequency identification (RFID) applications for the 902–928 MHz UHF frequency band. The antenna is a combination of a new general-purpose circularly polarized MSA and a novel effective negative refractive index metamaterial (NIM) slab of 25 unit cells, arranged in a 5×5 layout, working as a planar lens for gain enhancement. The general-purpose MSA has an impedance frequency band of 828–1015MHz, a maximum gain of 8.43dBi at 915MHz, an axial ratio frequency band of 896–931MHz, and excellent performance for short and medium range RFID applications. Respectivilly, the new infinite periodicity NIM slab has refractive, electric permittivity, magnetic permeability negative bands of 886–1326MHz, 888–3406MHz and 885–1065MHz. Together, the general-purpose MSA and the NIM planar lens results in the low-cost gain-enhanced antenna for long-range RFID applications, with an 843–993MHz impedance frequency band and a maximum broadside gain enhancement of 48.27%, resulting in a 12.5 dBi gain at 902MHz.

Keywords: Metamaterials. Antennas. RFID.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	– Sistema de RFID na visão de (FINKENZELLER, 2010)	23
Figura 2	– Sistema de RFID na visão da EPCGlobal Inc.	24
Figura 3	– Regiões ao redor de uma antena	25
Figura 4	– Acoplamento indutivo	26
Figura 5	– Acoplamento por reflexão difusa	26
Figura 6	– Algumas etiquetas inteligentes	28
Figura 7	– Comunicação envolvendo camada de TI, leitor e etiquetas inteligentes	29
Figura 8	– Leitores de RFID	30
Figura 9	– Antenas dos sistemas que utilizam acoplamento indutivo	31
Figura 10	– Antenas dos sistemas de RFID que usam acoplamento por reflexão difusa	32
Figura 11	– RFID na cadeia produtiva da indústria de manufaturados e do agronegócio	35
Figura 12	– Aplicações de RFID na identificação de veículos	36
Figura 13	– RFID no varejo de moda feminina	36
Figura 14	– Linha de microfita	38
Figura 15	– Dobra em linhas de microfita	40
Figura 16	– Chanfro em uma dobra de uma linha de microfita	40
Figura 17	– Configuração básica de uma antena de microfita	41
Figura 18	– Exemplos de formas para o <i>patch</i> de uma antena de microfita	42
Figura 19	– Alimentações típicas para antenas de microfita	42
Figura 20	– Antena de microfita retangular	43
Figura 21	– Distribuição de carga e a criação de uma densidade de corrente em uma antena de microfita	45
Figura 22	– Geometria de uma antena de microfita retangular	46
Figura 23	– Configuração de campos de dois modos em uma antena de microfita retangular	47
Figura 24	– Densidades de corrente equivalentes nas quatro laterais e no <i>patch</i> de uma antena de microfita retangular	48
Figura 25	– Padrões de irradiação normalizados	49
Figura 26	– Franjeamento do campo elétrico em uma antena de microfita retangular	49

Figura 27 – <i>Patch</i> retangular e o seu circuito equivalente usando o modelo de linha de transmissão	50
Figura 28 – Variação típica da resistência e da reatância em uma antena de microfita ..	53
Figura 29 – Transformador de $\lambda/4$	54
Figura 30 – Transições tridimensionais	54
Figura 31 – Polarização circular com alimentação única	55
Figura 32 – Polarização circular com alimentação dupla	56
Figura 33 – Divisor híbrido de quadratura	56
Figura 34 – Divisor de potência de junção em T	57
Figura 35 – Elementos parasitas coplanares	58
Figura 36 – Elementos parasitas empilhados	58
Figura 37 – Entendimento físico do acoplamento entre <i>patch</i> empilhados	59
Figura 38 – Esquemático do contexto dos metamateriais	61
Figura 39 – Primeiro metamaterial NIM fabricado	61
Figura 40 – Protótipo de um material EBG inserido a um dipolo	63
Figura 41 – Sistemas ortogonais para materiais RHM e LHM	65
Figura 42 – Classificação dos metamateriais no domínio $\mu \times \epsilon$	66
Figura 43 – Refração e reflexão de uma onda eletromagnética em metamateriais	67
Figura 44 – Onda atravessando placa de meio finito DPS para $x < 0$ e DNG para $x > 0$..	68
Figura 45 – Material ENG	69
Figura 46 – Material MNG	70
Figura 47 – Material DNG	71
Figura 48 – Exemplos de metamateriais fabricados	71
Figura 49 – Metamaterial JCP	72
Figura 50 – Distribuição de corrente nos condutores da célula unitário do metamaterial JCP em ressonância magnética	73
Figura 51 – Parâmetros de espalhamento de uma placa de metamaterial JCP	73
Figura 52 – Parâmetros constituintes do metamaterial JCP de periodicidade infinita ..	74
Figura 53 – Antena de microfita com substrato de metamaterial MNG	76
Figura 54 – Ondas planas transitando em meio RHM ou DPS à esquerda. Ondas planas e evanescente transitando em meio LHM ou DNG à direita	76

Figura 55	– Antena de microfita e lente plana NIM	77
Figura 56	– Metamaterial como absorvedor	77
Figura 57	– Metamaterial usado para camuflagem	78
Figura 58	– Configuração da MSA de propósito geral proposta	80
Figura 59	– Visões de cima e lateral da configuração da MSA de propósito geral	81
Figura 60	– Coeficiente de reflexão simulado da MSA de propósito geral	81
Figura 61	– Ganho simulado da MSA de propósito geral em 915MHz	82
Figura 62	– Razão axial simulada da MSA de propósito geral	82
Figura 63	– Configuração da célula unitária NIM	84
Figura 64	– Visões de cima e da lateral da célula unitária NIM	84
Figura 65	– Coeficiente de transmissão e reflexão do metamaterial NIM/JCP de periodicidade infinita	85
Figura 66	– Parâmetros efetivos extraídos do metamaterial NIM/JCP de periodicidade infinita	86
Figura 67	– Parâmetros efetivos extraídos do metamaterial NIM/JCP de periodicidade infinita	86
Figura 68	– Configuração da lente planar NIM com suporte	87
Figura 69	– Visões de cima e da lateral da lente plana NIM com seu suporte	88
Figura 70	– Configuração da MSA com lente plana NIM	88
Figura 71	– Razão axial simulada da MSA com lente plana NIM	89
Figura 72	– Coeficiente de reflexão simulado da MSA com lente plana NIM	89
Figura 73	– Ganho simulado da MSA com lente plana NIM em 915MHz	90
Figura 74	– Protótipo fabricado da MSA de propósito geral	91
Figura 75	– Lente plana NIM/JCP fabricada	91
Figura 76	– Lente plana NIM/JCP com suporte	92
Figura 77	– Protótipo fabricado da MSA com lente plana NIM	92
Figura 78	– Parâmetros constitutivos e de espalhamento do metamaterial NIM/JCP de periodicidade infinita para diferentes valores de hm	93
Figura 79	– Parâmetros constitutivos e de espalhamento do metamaterial NIM/JCP de periodicidade infinita para diferentes valores de Lit	94
Figura 80	– Parâmetros constitutivos e de espalhamento do metamaterial NIM/JCP de periodicidade infinita para diferentes valores de g	95

Figura 81 – Parâmetros constitutivos e de espalhamento do metamaterial NIM/JCP de periodicidade infinita para diferentes valores de Wt	96
Figura 82 – Valores simulados da MSA com lente plana NIM com diferentes números de células unitárias no metamaterial	97
Figura 83 – Valores simulados da MSA com lente plana NIM com diferentes valores de hms	98
Figura 84 – Testes usando o analisador de rede	99
Figura 85 – Testes usando o analisador de antena	100
Figura 86 – Esquemático do teste de alcance de leitura das antenas	100
Figura 87 – Testes de alcance de leitura	101
Figura 88 – Coeficiente de reflexão da MSA de propósito geral	101
Figura 89 – Ganho máximo da MSA de propósito geral	102
Figura 90 – Padrões de radiação da MSA de propósito geral	102
Figura 91 – Razão axial da MSA de propósito geral	103
Figura 92 – Distribuições dos campos na MSA de propósito geral	104
Figura 93 – Coeficiente de reflexão da MSA com lente plana NIM	104
Figura 94 – Ganho máximo da MSA com lente plana NIM	105
Figura 95 – Padrões de radiação da MSA com lente plana NIM	105
Figura 96 – Razão axial da MSA com lente plana NIM	106
Figura 97 – Densidade de corrente na célula unitária do metamaterial NIM/JCP	106
Figura 98 – Distribuições de campos na lente plana NIM/JCP	107
Figura 99 – Comparativo do coeficiente de reflexão das antenas	108
Figura 100– Comparativo do ganho das antenas	109
Figura 101– Comparativo do ganho máximo das antenas	109
Figura 102– Comparativo da razão axial das antenas	110

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	– Vantagens e desvantagens do RFID e do código de barras	22
Tabela 2	– Eventos importantes na história do RFID	23
Tabela 3	– Classificação das <i>tags</i> segundo a EPCGlobal Inc.	29
Tabela 4	– Regulamentações de frequências por país	33
Tabela 5	– Dimensões da MSA de propósito geral	80
Tabela 6	– Dimensões da célula unitária NIM	84
Tabela 7	– Parâmetros importantes da placa NIM e seu suporte	87
Tabela 8	– Comparativo do alcance de leitura das antenas	110
Tabela 9	– Comparativo entre esse trabalho e outras antenas para leitores RFID operando na faixa UHF	111

LISTA DE SIGLAS

MSA	<i>Microstrip Antenna</i>
RFID	<i>Radio Frequency Identification</i>
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
NIM	<i>Negative Refractive index Metamaterial</i>
AIDC	<i>Auto Identification and Data Capture</i>
ISO	<i>International Organization for Standardization</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
MTM	Metamaterial
WiFi	<i>Wireless Fidelity</i>
TI	Tecnologia da Informação
EPC	<i>Electronic Product Code</i>
CI	Circuito Integrado
RF	Rádio Frequência
VSWR	Voltagem Standing Wave Ratio
LF	<i>Low Frequency</i>
HF	<i>High Frequency</i>
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
ISO	<i>International Organization for Standardization</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
LHCP	<i>Left Hand Circularly Polarized</i>
RHCP	<i>Right Hand Circularly Polarized</i>
IoT	<i>Internet of Things</i>
EBG	<i>Electromagnetic Bandgap</i>
DPS	<i>Double Positive</i>
RHM	<i>Right Handed Material</i>
DNG	<i>Double Negative</i>
NIM	<i>Negative refractive Index Metamaterial</i>
LHM	<i>Left Handed Metamaterial</i>
BW	<i>Backward</i>
ENG	<i>Epsilon Negative</i>
MNG	<i>Mu Negative</i>
SRR	<i>Split Ring Resonator</i>
RAA	Ressorador de Anel Aberto
JCP	<i>Jerusalem Cross Pair</i>
PP	Polipropileno
JC	<i>Jerusalem Cross</i>

PCB *Printed Circuit Board*
LOCEM Laboratório de Telecomunicações e Ciência e Engenharia de Materiais
LEMA Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
2	IDENTIFICAÇÃO POR RADIOFREQUÊNCIA	21
2.1	Introdução	21
2.2	Tecnologias de Identificação Automática	21
2.3	A História do RFID	22
2.4	Sistemas de Identificação por Radiofrequência	22
2.5	Frequência, Acoplamento e Alcance	24
2.6	As Etiquetas Inteligentes	27
2.7	Os Leitores	28
2.8	As Antenas	30
2.9	Padrões e Regulamentações de RFID	31
2.9.1	Regulamentações	32
2.9.2	Padrões	33
2.10	Aplicações do RFID	34
2.11	Conclusão	37
3	ANTENAS DE MICROFITA	38
3.1	Introdução	38
3.2	Linhas de Microfita	38
3.3	Caracterização Básica das Antenas de Microfita	41
3.4	Antena de Microfita Retangular	43
3.4.1	Modelos Analíticos	44
3.4.1.1	Modelo de Cavidade	44
3.4.1.2	Modelo de Linha de Transmissão	49
3.4.2	Diretividade	51
3.4.3	Fator de Qualidade, Largura de Banda, Eficiência	51
3.4.4	Impedância de Entrada	52
3.4.5	Polarização Circular	55
3.4.6	Técnicas de Aumento de Largura de Banda	57

3.4.7	Conclusão	59
4	METAMATERIAIS	60
4.1	Introdução	60
4.2	Origem e definição de Metamateriais	60
4.3	Terminologia e Classes de Metamateriais	63
4.4	Propriedades e implementações dos Metamateriais	66
4.5	Metamaterial NIM baseado em par de cruzeiros de Jerusalém	72
4.6	Aplicações dos Metamateriais	75
4.7	Conclusão	78
5	CONCEPÇÃO DA ANTENA	79
5.1	Introdução	79
5.2	Projeto e Fabricação	79
5.3	Estudos Paramétricos	92
5.3.1	Os efeitos no metamaterial baseado em JCP.....	95
5.3.2	Os efeitos na MSA com lente plana NIM	97
5.4	Conclusão	98
6	RESULTADOS E DISCUSSÕES	99
6.1	Introdução	99
6.2	Testes das antenas	99
6.3	Análise dos Aspectos Eletromagnéticos das Antenas	101
6.4	Análise de aspectos econômicos das antenas	107
6.5	Análise Comparativa entre as Antenas	108
6.6	Validação do Desenvolvimento das Antenas	111
6.7	Conclusão	112
7	CONCLUSÕES, TRABALHOS FUTUROS E PUBLICAÇÕES.....	113
	REFERÊNCIAS.....	115
	APÊNDICE A – CÁLCULO DOS PARÂMETROS CONSTITUTIVOS.....	122

1 INTRODUÇÃO

RFID é um sistema de identificação automática e captura de dados (AIDC) que transmite informações usando ondas de radiofrequência e que apresentou uma receita global de 11,2 bilhões de dólares em 2017 (DAS, 2017; BROWN, 2007). Essa tecnologia, especialmente a especificada pelo protocolo de interface aérea ISO 18000-6c e operando na faixa de frequência da região 2 da ITU, 902-928MHz (SANGHERA, 2007), tem sido cada vez mais adotada em setores como varejo de vestuário, gerenciamento de ativos e cadeia de suprimentos, logística e transportes (DIAS; TATTO; A., 2015; Y.; K., 2017; MOREIRA et al., 2014; BERTOLINI et al., 2012).

As antenas de microfita (MSA) são usadas em várias aplicações sem fio, estando presentes em aeronaves, naves espaciais, mísseis e satélites, por exemplo (BALANIS, 2005). Estas são finas, leves, de baixo custo, fáceis de fabricar, polarizar circularmente e linearmente, e integrar-se às redes de alimentação e estruturas de casamento de impedância (BALANIS, 2005; GARG et al., 2001; CHEN; QING; CHUNG, 2009; CHUNG; QING; CHEN, 2007). Todos esses recursos tornaram a MSA a mais popular para leitores RFID operando na banda UHF (DOBKIN, 2008). Geralmente, uma MSA apresenta ganhos que variam de 6-9dBi (BALANIS, 2005; DOBKIN, 2008; HU et al., 2019), sendo suficiente para o uso de RFID em aplicações de médio e curto alcance, como vestuário, varejo e gerenciamento da cadeia de suprimentos, por exemplo (MOREIRA et al., 2014; BERTOLINI et al., 2012). No entanto, diversas aplicações de sistemas de RFID, como a identificação automática de carros e caminhões em pedágios e estacionamentos (DIAS; TATTO; A., 2015; PERIN, 2018; ALIEN TECHNOLOGY, 2007) requerem comunicação de longo alcance. Nessas situações, o uso de antenas de alto ganho (≥ 9 dBi) é uma solução padrão (HU et al., 2019).

Arranjos de antenas de microfita são usados para fornecer um determinado padrão de radiação que é difícil de ser alcançado com um único *patch* condutor (BALANIS, 2005). O arranjo de MSAs mostrado em Hu et al. (2019) possui 12,5dBi e pode fornecer comunicação RFID de longo alcance, mas é caro e difícil de fabricar, devido à sua especificidade e complexidade, sendo também grande e pesado em comparação a uma MSA com um único elemento irradiador.

Outra maneira de obter uma antena de alto ganho é usar uma configuração de antena com um único elemento em conjunto com um superestrato feito de metamaterial que atua como uma lente plana (OZIS E.; EIBERT, 2017; SAHU et al., 2014). Metamateriais (MTM) são meios eletromagnéticos artificiais dispersivos com propriedades físicas projetadas pela montagem periódica de estruturas, chamadas células unitárias, muito menores que o comprimento da onda eletromagnética incidente (CAPOLINO, 2009; VESELAGO V.; HAFNER, 2006). Metamateriais de índice de refração negativo (NIM) são materiais projetados que, entre outras coisas, podem ser usados como superestrato de uma antena de microfita e atua como uma lente plana convergente, focando ondas eletromagnéticas e aumentando o ganho máximo de antenas (ARORAL; PATTNAIK; N., 2017; ABDEL-RAHMAN; IBRAHIM, 2016). Essa configuração fornece uma antena pequena, leve, flexível, de baixo custo e fácil de fabricar que pode operar

como antena de microfita de propósito geral circularmente polarizada ou como antena de ganho aprimorado para aplicações RFID de longo alcance quando usada em combinação com um novo superestrato metamaterial NIM que atua como uma lente plana. Essa abordagem para obter aprimoramento de ganho já foi usada em vários sistemas de comunicações para uma ampla gama de bandas de frequências operacionais, como as bandas S, C e X (SAHU; TRIPATHI; SINGH, 2015; SAHU et al., 2014; ABDEL-RAHMAN; IBRAHIM, 2016; ABDELREHIM; GHAFOURI-SHIRAZ, 2016), mas nunca usada em antenas de leitores de RFID operando na faixa de frequência UHF de 902-928MHz.

Portanto, é nesse contexto que surge a ideia de desenvolver uma nova MSA de elemento único de propósito geral que possa ser usada em aplicações de RFID baseadas em comunicações de curto e médio alcance (MOREIRA et al., 2014; BERTOLINI et al., 2012), e também um superestrato NIM novo atuando como lente focalizadora plana e a combinação de ambas, formando uma antena nova, leve, pequena, de baixo custo e com alto ganho para aplicações RFID de longo alcance (DIAS; TATTO; A., 2015; Y.; K., 2017), usando a faixa de frequência 902-928MHz. Esse desenvolvimento contribui para reduzir os caros custos da infraestrutura de RFID necessária (MORETTI E. A.; IGNACIO, 2014), impulsionando sua adoção em uma ampla gama de aplicações em todo o mundo. Este trabalho também fornece um aprofundamento da compreensão desse metamaterial de índice negativo em torno da banda de frequência de 1 GHz.

No Capítulo 02, a tecnologia de identificação por radiofrequência é apresentada. Inicialmente, uma rápida explanação sobre as tecnologias de de AIDC é feita. Em seguida, é apresentada a história do RFID e uma ideia geral da tecnologia. Finalmente, são discutidos alguns critérios de diferenciação entre os vários sistemas de identificação por radiofrequência, os componentes básicos de sua camada física, seus padrões e regulamentações e algumas aplicações dessa tecnologia de identificação automática.

O Capítulo 03 inicia com a apresentação das linhas de transmissão de microfita. Essas compõem uma série de dispositivos, inclusive as antenas de microfita. Logo após, são apresentadas a caracterização básica, as principais vantagens e desvantagens e seus métodos de alimentação. Finalmente, os modelos analíticos e os principais parâmetros das antenas de microfita retangulares são explanados com maior profundidade, provendo assim o conhecimento necessário para o projeto dos protótipos das antenas.

No Capítulo 04, a definição e a origem dos metamateriais são inicialmente apresentados. Em seguida, é apresentada uma classificação simplificada desses juntamente com sua terminologia. As propriedades básicas das classes dos metamateriais previamente apresentados são explicadas. O metamaterial baseado em pares de cruces de Jerusalém é estudado com ainda mais profundidade, pois será projetado e aplicado ao longo desse trabalho. Por fim, são discutidas e exemplificadas várias aplicações dos metamateriais, incluindo a de lentes planas usadas nesse trabalho.

No Capítulo 05, o projeto da antena com ganho aprimorado por uma lente plana NIM, incluindo a MSA de propósito geral e o superestrato NIM, é mostrado. A etapa de concepção inicia com o projeto desses dispositivos separadamente. Em seguida, a MSA de propósito

geral é combinada com a lente NIM, formando a MSA com lente NIM. Modelos de simulação de cada um dos dispositivos são criados e seus resultados são analisados e precisam ser validados de acordo com especificações funcionais estabelecidas. A partir dos projetos, a MSA com lente plana NIM e seus componentes são então fabricados e os protótipos são apresentados. Por fim, os estudos paramétricos usados no projeto dos dispositivos também são disponibilizados, visando incrementar a compreensão de como a MSA com lente plana NIM e suas partes constituintes foram projetadas.

No Capítulo 06, são primeiramente apresentados e analisados os resultados referentes aos aspectos eletromagnéticos, econômicos das antenas previamente projetadas, fabricadas. Em seguida, um rápido estudo compara as antenas com o intuito principal de compreender o impacto trazido pela inserção da lente plana NIM. Por fim, é apresentado um parecer de validação sobre a MSA de propósito geral, o metamaterial NIM e a MSA com lente plana NIM.

Por fim, Capítulo 07 apresenta as conclusões desse trabalho juntamente com uma lista de potenciais trabalhos futuros.

2 IDENTIFICAÇÃO POR RADIOFREQUÊNCIA

2.1 Introdução

Segundo Das (2017) e Brown (2007), RFID é um sistema de identificação automática e captura de dados (AIDC) baseado em ondas de radiofrequência que tem crescimento médio agregado estimado de 14,5% de 2018 a 2028. Esse crescimento vem sendo alavancado pela adoção em setores como varejo de vestuário, ativos e suprimentos gerenciamento de cadeia, logística e transportes (DIAS; TATTO; A., 2015; Y.; K., 2017; MOREIRA et al., 2014; BERTOLINI et al., 2012) devido a vantagens como identificação rápida sem necessidade de visada. Esse Capítulo, primeiramente, pretende promover uma rápida explanação sobre as tecnologias de identificação automática (Auto-ID). Em seguida, a história do RFID e os seus conceitos mais importantes são apresentados para, por fim, comentar sobre suas regulamentações, padrões e cenários de aplicabilidade.

2.2 Tecnologias de Identificação Automática

Conforme Finkenzeller (2010), procedimentos de identificação automática estão cada vez mais populares nas logísticas de compra e de distribuição, na indústria e no setor de serviços. Segundo Brown, Patadia e Dua (2007), qualquer procedimento que, com pouca intervenção humana, colete informações sobre objetos e os coloque em uma base de dados é uma tecnologia de identificação automática. Essas estão em todos lugares, executando eficiente e silenciosamente trabalhos simplórios. Sistemas de AIDC, em comparação ao processo manual, identificam e rastreiam itens com maior velocidade e precisão, e menor custo. RFID é somente um tipo de tecnologia de identificação automática. Em Finkenzeller (2010), Brown, Patadia e Dua (2007) Sweeney (2005) e Hunt, Puglia e Puglia (2007), são citadas, juntamente com o RFID, várias outras tecnologias de AIDC: fita magnética, reconhecimento de voz, biometria, reconhecimento óptico de caracteres, infravermelho e código de barras. Dentre elas, o código de barras e o RFID merecem uma atenção especial. O código de barras ainda é o padrão *de facto* e utiliza listras pretas e brancas com diferentes larguras para codificar um número que geralmente se refere a uma categoria de produtos. Entretanto, essa tecnologia já apresenta evidentes limitações e, conseqüentemente, abre espaço para outras tecnologias. O mercado de leitores de código de barras tem projeção de crescimento de 4,32% ao ano até 2023 de acordo com More (2019a). Já o RFID transporta informações como o número de identificação de uma mercadoria através de ondas eletromagnéticas e vem ganhando mercado rapidamente. De acordo com More (2019b), o mercado de leitores RFID tem crescimento anual projetado de 14,8% até 2023. Além disso, ambas tecnologias possuem aplicabilidades muito semelhantes, e, por isso, são constantemente comparadas. A Tabela 1 mostra um breve comparativo entre o RFID e o código de barras.

Tabela 1: Vantagens e desvantagens do RFID e do código de barras

RFID	Código de Barras
Não é necessário visada	É necessário visada
Identifica unicamente itens, <i>pallets</i> , caixas	Identifica itens, <i>pallets</i> e caixas por categoria
A orientação para a leitura não é importante	Requer orientação específica para a leitura
Identificação múltipla	Identificação individual
Leitura e escrita dinâmica das informações	Informação estática
Funcional em ambientes insalubres	Percível em ambientes insalubres
Capacidade de armazenamento de dados grande	Capacidade de armazenamento de dados pequena
Etiqueta inteligente custa R\$0.25	Custo desprezível

Fonte: Adaptada de Brown, Patadia e Dua (2007).

2.3 A História do RFID

Apesar de ser geralmente referenciado como uma nova tecnologia, na verdade, o RFID é mais antigo que o código de barras. É reforçado por Brown, Patadia e Dua (2007) que os fundamentos da tecnologia de identificação por radiofrequência foram desenvolvidos na Segunda Guerra Mundial para a identificação de aviões. A invenção do radar, fato evidenciado em Churchill (1995), juntamente com a tecnologia *friend-or-foe*, amigo-ou-inimigo, permitiam um gerenciamento formidável das batalhas aéreas. Os modernos sistemas de identificação de aviões são somente uma grande evolução dos previamente citados.

O código de barras foi inventado somente no fim da década de 1940, mas somente foi visto uso para essa ferramenta nos anos 70. Embora tenha surgido *a posteriori*, o código de barras já era um mecanismo de Auto-ID mais maduro. Entretanto, com o rápido avanço dos semicondutores, o RFID começou a evoluir significativamente até esbarrar na falta de padronização da tecnologia. Esse obstáculo foi contornado com a criação de padrões abertos por instituições como a EPCGlobal Inc. e a ISO. Assim, a produção em massa de equipamentos feitos de acordo com a padronização citada pôde ser feita, resultando em uma queda vertical de preços e conduzindo a um aumento na adoção da tecnologia de identificação por radiofrequência que se intensifica a cada ano. A Tabela 2 apresenta uma série de eventos importantes na história do RFID.

2.4 Sistemas de Identificação por Radiofrequência

Um sistema de identificação por radiofrequência é composto por uma etiqueta inteligente, ou *tag*, e um interrogador ou leitor (FINKENZELLER, 2010). O interrogador ou leitor é responsável pela leitura das *tags* e pode apresentar também a função de escrita. No decorrer desse trabalho, independente da funcionalidade apresentada, o dispositivo de captura de dados pode ser chamado de leitor ou interrogador. A *tag* fica localizada no objeto a ser rastreado. Essa, de fato, representa o dispositivo que carrega os dados em um sistema de RFID, sendo composta

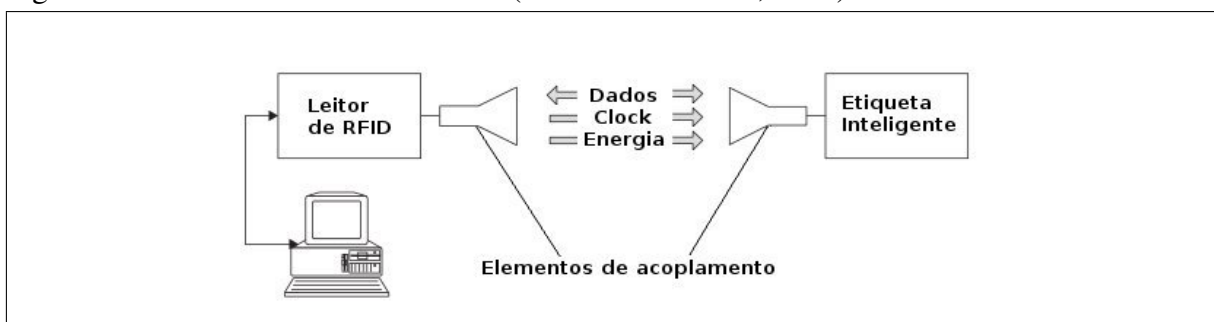
Tabela 2: Eventos importantes na história do RFID

Ano	Evento
1948	Harry Stockman efetua comunicação usando potência refletida
1950	Identifica a categoria itens, <i>pallets</i> , caixas
1973	Patente de Cardulo para RFID passivo
1975	Pesquisa sobre RFID feita pelo Laboratório Científico de Los Alamos se torna pública
1979	Etiquetamento de Animais
1987	Sistema de coleta de pedágio em veículos motores na Noruega
1991	RFID passa a ser adotado pela <i>American Association of Railroads</i>
1994	Todos os vagos de trem dos EUA são identificados por RFID
1999	O Centro de Auto-ID, do MIT, é fundado
2003	É lançada a Versão 1.0 do Sistema EPCGlobal
2005	DoD e o WalMart só compram mercadorias com RFID
2014	Brascol adota RFID e vira segunda maior implementação do mundo

Fonte: Adaptada de Brown, Patadia e Dua (2007).

por um elemento de acoplamento (antena) e um pequeno circuito integrado. A *tag* somente é ativada quando situada dentro da zona de interrogação de um leitor. Geralmente, um leitor contém um módulo de radiofrequência, responsável pela transmissão e a recepção dos sinais de rádio, uma unidade de controle e um elemento de acoplamento (antenas) para comunicação sem fio com as *tags*. Além disso, os leitores podem apresentar interfaces de comunicação adicionais, como Ethernet e WiFi, para que outros sistemas recebam os dados coletados. A Figura 1 mostra a visão de um sistema de RFID supracitada.

Figura 1: Sistema de RFID na visão de (FINKENZELLER, 2010)

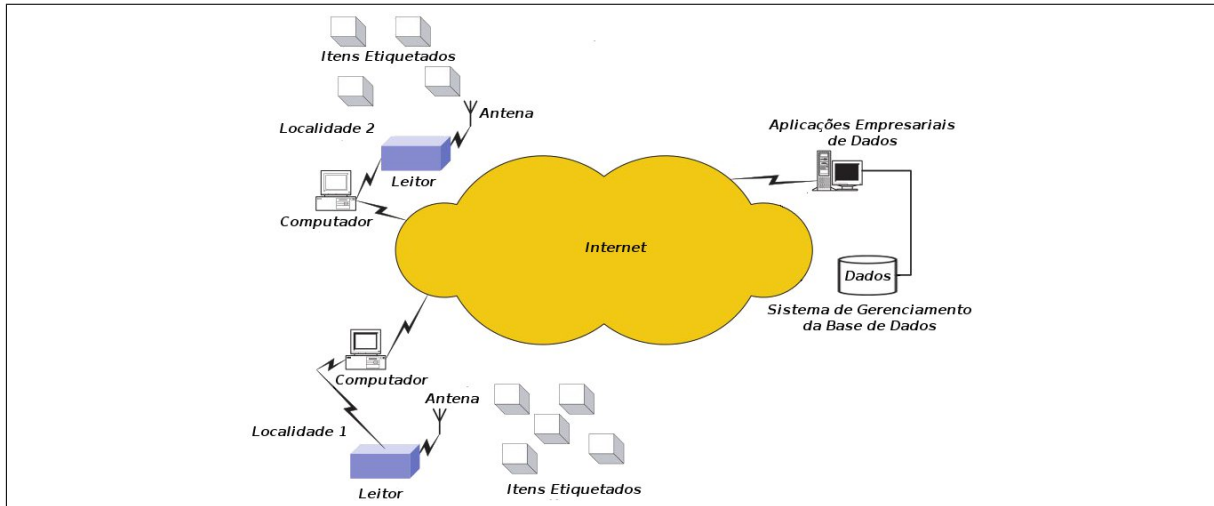


Fonte: Adaptada de Finkenzeller (2010).

Entretanto, a visão de Finkenzeller (2010) sobre sistemas de RFID difere ligeiramente da vista em Sanghera (2007), Sweeney (2005), Brown, Patadia e Dua (2007), Dobkin (2008), e Shepard (2005), dentre outros. Para esses, o sistema de RFID está dividido em 2 camadas: a física e a de tecnologia da informação. A primeira simplesmente é a concepção de sistemas de identificação por radiofrequência exposta em Finkenzeller (2010). A camada de TI é fruto da influência da arquitetura da rede EPC, como visto em Ranasinghe et al. (2005), onde esse termo é o acrônimo de *Electronic Product Code*. Essa camada é composta de vários

sistemas como redes de computadores, bases de dados e aplicativos de *software*. Os programas de computadores para RFID são divididos em 2 grupos: *middlewares* e aplicações corporativas. O *middleware* interage diretamente com a camada física: coletando, armazenando e fornecendo dados para as aplicações corporativas. O *software* corporativo capta os dados do *middleware* e aplica suas regras de negócio para que os empreendimentos sejam corretamente gerenciados. A Figura 2 mostra essa visão mais largamente difundida.

Figura 2: Sistema de RFID na visão da EPCGlobal Inc.



Fonte: Adaptada de Sanghera (2007).

Como esse trabalho tem um enfoque na problemática eletromagnética dos sistemas de RFID, o restante desse Capítulo trata apenas da camada física, pois o que já foi explanado sobre camada de T.I. é suficiente para o propósito desse Capítulo.

2.5 Frequência, Acoplamento e Alcance

Segundo Finkenzeller (2010), os fatores que caracterizam um sistema de RFID são o alcance, a frequência e o método de acoplamento. O alcance varia de alguns milímetros até centenas de metros. Quanto à frequência, um sistema de identificação por radiofrequência pode trabalhar usando desde frequências baixas, como 125kHz, até micro-ondas, operando a 5,8GHz. Acoplamento, de acordo com Brown, Patadia e Dua (2007), é o modo como a energia é transferida de um meio para outro, sendo, basicamente, dois os tipos utilizados pelo RFID: indução e reflexão difusa ou *backscattering*. Frequência, acoplamento e alcance são profundamente interdependentes.

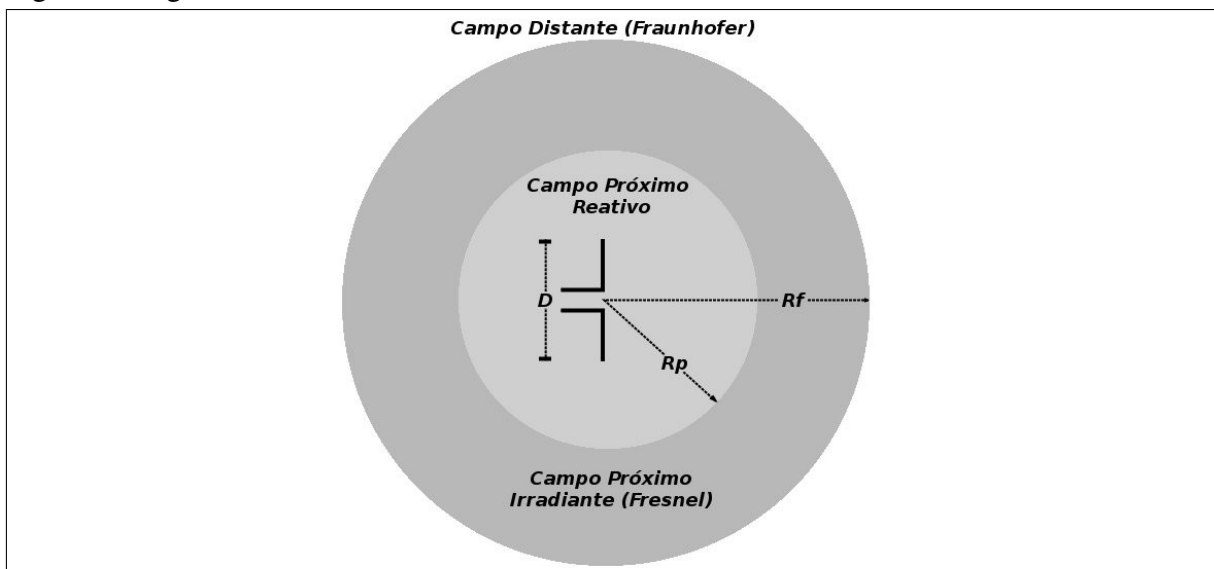
Várias frequências de operação podem ser empregadas nos mais diversos sistemas de RFID. As frequências baixas ficam compreendidas na faixa de 125-150kHz. As altas são 13.56MHz e 27.2MHz. As frequências representadas por 433.92MHz e pelo intervalo 860-960MHz são as ultra altas. Já os sistemas que funcionam com micro-ondas utilizam 2.45GHz e 5.8MHz como frequências de funcionamento.

O tipo de acoplamento usado pelo sistema de RFID está intrinsecamente ligado a qual região ao redor do elemento irradiador é usada para a transferência de energia. Simplificadamente, Balanis (2005) define que o redor de qualquer elemento que emite ondas eletromagnéticas é dividido em três regiões: o campo distante e os campos próximos reativo e radiante. Esses setores são determinados primordialmente pela frequência e pelo tamanho da antena. O campo próximo reativo, conforme Balanis (2005), é uma região localizada imediatamente ao redor da antena que, como seu próprio nome indica, os campos reativos predominam. O campo próximo radiante ou zona de Fresnel é a região localizada entre os campos distante e próximo reativo. Nessa região, os campos de radiação predominam e a sua distribuição angular depende da distância da antena. O campo distante ou zona de Fraunhofer é a região situada imediatamente após o campo próximo radiante onde a distribuição angular de campo é independente da distância da antena.

A forma pela qual essas regiões estão estabelecidas ao redor da antena depende consideravelmente da relação entre suas dimensões e o comprimento de onda do sinal a ser propagado. Quando essa relação é muito pequena, situação que acontece nos sistemas de RFID com acoplamento indutivo, o campo próximo reativo é uma esfera que envolve a antena e possui raio, R_p , igual a $\lambda/2\pi$, o campo próximo radiante tende a não existir e o campo distante é todo espaço além da região definida pela primeira região mencionada.

Quando a relação entre as dimensões da antena e o comprimento de onda do sinal não é muito pequena, caso dos sistemas de reflexão difusa, o campo próximo reativo também é uma esfera que envolve a antena e possui raio, R_p , igual a $0,62\sqrt{D^3/\lambda}$, o campo distante é todo espaço além da região definida por uma esfera de raio, R_f , igual $2D^2/\lambda$ e que é centrada na antena, e o campo próximo radiante é a região compreendida entre as duas outras citadas. A Figura 3 ilustra como ficam essas regiões em ambas as situações referentes à relação entre o tamanho das antenas e os comprimentos de onda dos sinais que essas irradiam.

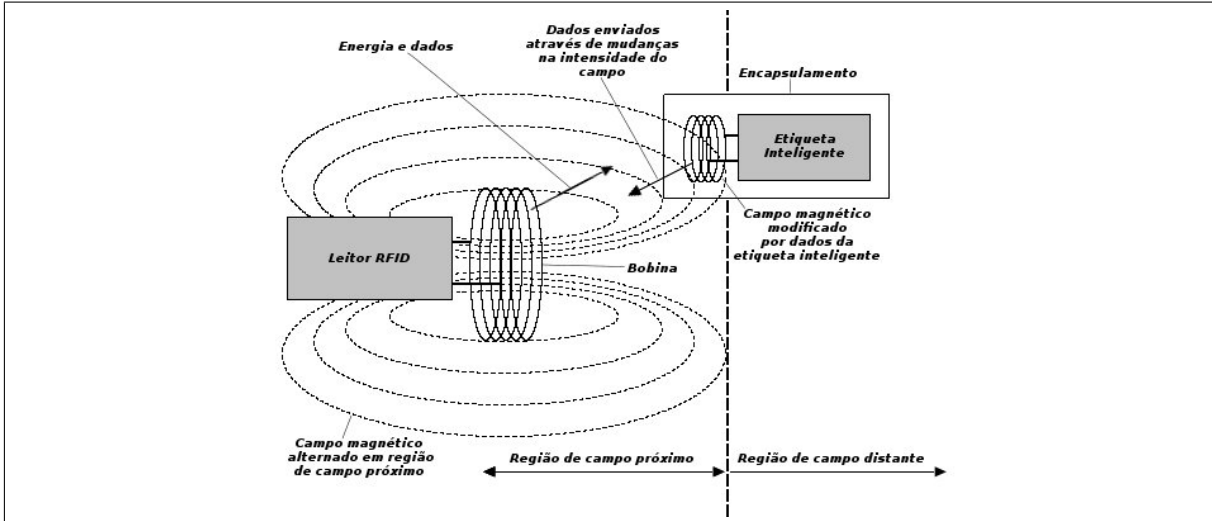
Figura 3: Regiões ao redor de uma antena



Fonte: Adaptada de Balanis (2005).

Um sistema de RFID cujo acoplamento entre a etiqueta inteligente e o leitor é indutivo opera em campo próximo. A transferência de energia nesse tipo de acoplamento acontece através de um campo magnético variável como visto na Figura 4.

Figura 4: Acoplamento indutivo

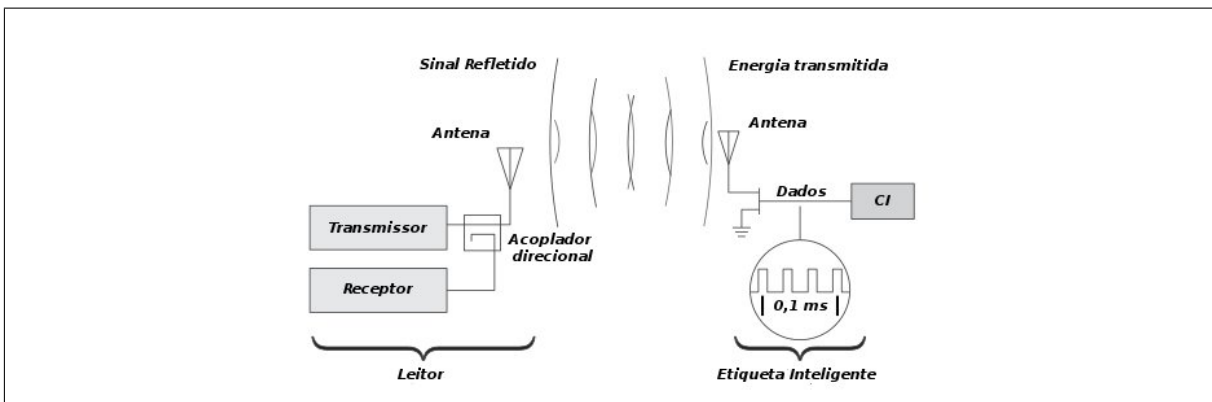


Fonte: Elaboração própria.

O campo distante é a região que o acoplamento de *backscattering* utiliza no processo de troca de energia, utilizando ondas eletromagnéticas como visto na Figura 5.

Os sistemas que funcionam em baixas e altas frequências usam acoplamento indutivo, enquanto que as que lidam com as frequências de micro-ondas e as ultra altas geralmente adotam o acoplamento de reflexão difusa segundo Brown, Patadia e Dua (2007) e Sanghera (2007).

Figura 5: Acoplamento por reflexão difusa



Fonte: Adaptada de Sanghera (2007).

2.6 As Etiquetas Inteligentes

As *tags*, como já abordado anteriormente e segundo Sanghera (2007), são os dispositivos que guardam as informações sobre os itens as quais são anexadas e possuem a capacidade de prover esses dados quando inquiridas.

Para dar suporte a essas funcionalidades, a *tag* possui três elementos básicos: o circuito integrado (CI), a antena e o substrato. O circuito integrado é composto basicamente de silício e tem a funcionalidade de gerar e processar os sinais envolvidos no processo de telecomunicação. Arquitetonicamente, o CI possui uma unidade lógica, que implementa o protocolo utilizado na comunicação entre o leitor e a etiqueta inteligente, uma memória, empregada no armazenamento de dados, um modem, usado para modular os sinais enviados e demodular os recebidos, e um controlador de potência, que retifica o sinal alternado em contínuo, energizando assim seus componentes.

A antena da *tag*, no caso do acoplamento por reflexão difusa, é responsável pelo recebimento e o envio de sinais em forma de ondas eletromagnéticas planas em uma comunicação sem fio entre o interrogador e a etiqueta inteligente. Nos sistemas que adotam o acoplamento indutivo, os elementos acopladores que funcionam como antenas são bobinas indutivas.

O ponto fraco de uma *tag* é a interconexão entre a antena e o CI. Essa junção, de acordo com Brown, Patadia e Dua (2007), se for de baixa qualidade, pode comprometer total ou parcialmente o funcionamento da etiqueta inteligente, principalmente, se for submetida a estresse térmico, mecânico ou químico.

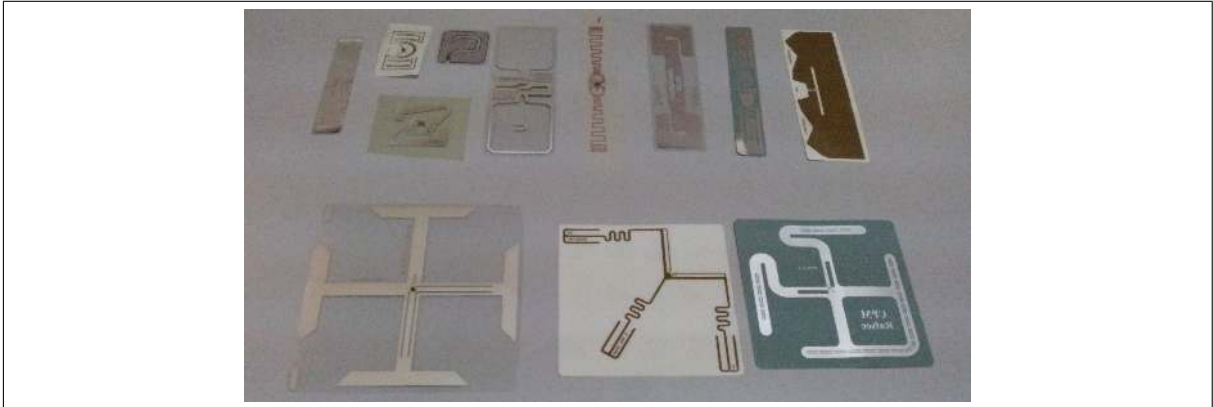
O substrato é a camada que une o CI e a antena e pode ser feito de vários materiais como plástico ou vidro. Proteção mecânica, química e térmica, dissipação de eletricidade estática e superfície própria para impressão são as mais importantes funcionalidades do substrato.

Quanto ao tamanho e à forma, as etiquetas inteligentes apresentam uma enorme variedade, com a finalidade de atender a imensa miríade de aplicações. Etiquetas inteligentes com grandes dimensões podem ser usadas para rastrear grandes objetos como automóveis, vagões de trens e caminhões, por exemplo. Por outro lado, livros, maquiagem e cartuchos de tinta precisam de *tags* pequenas. A Figura 6 mostra alguns tipos de etiquetas inteligentes.

Evidentemente que as *tags* precisam de energia para responderem o seu identificador ao leitor quando esse a interrogar, por exemplo. As formas com que as etiquetas obtêm essa energia permitem classificá-las como: passiva, semi-passiva e ativa (SANGHERA, 2007; BROWN; PATADIA; DUA, 2007; SWEENEY, 2005). As etiquetas passivas não possuem fonte de energia própria e assim não podem iniciar a comunicação. Essas usam a energia contida no sinal enviado pelo leitor para respondê-lo, sendo assim totalmente reativas.

Quando uma etiqueta inteligente possui bateria e não inicia a comunicação, ela é chamada de semi-passiva. Essa bateria tem a função de aumentar o alcance de leitura/escrita da *tag* devido ao fornecimento suplementar de energia ao CI e, quando a etiqueta possuir um sensor, de prover uma fonte de alimentação contínua e confiável que possibilite seu funcionamento ininterrupto.

Figura 6: Algumas etiquetas inteligentes



Fonte: Elaboração própria.

Uma etiqueta inteligente que possui bateria e pode iniciar uma comunicação é chamada de ativa. Essas *tags* não usam energia contida no sinal enviado pelo leitor para ativar seu CI e nem precisam de uma chamada de acordar, do inglês *wakeup call*, do leitor. Devido a essa independência energética do interrogador, as etiquetas ativas são as que apresentam uma maior distância de leitura.

O padrão EPC Gen 2 apresenta oficialmente 6 classes de *tags*, conforme Brown, Patadia e Dua (2007), numeradas de 0 a 5, sendo esse processo classificatório baseado na forma de alimentação usada e nas suas capacidades de escrita, memória e comunicação. As *tags* das classes 0, 1 e 2 são todas passivas e possuem várias especificações relacionadas à capacidade de escrita e memória. As pertencentes a classe 3 são semi-passivas. As etiquetas inteligentes das classes 4 e 5 são ativas e muito parecidas, de acordo com Sanghera (2007). A diferença entre elas é que as da classe 5 podem iniciar a comunicação com uma *tag* de qualquer tipo e as da 4, não. Devido a essa funcionalidade, as etiquetas inteligentes da classe 5 são também chamadas de *tags* leitoras. A Tabela 3 sintetiza o exposto anteriormente.

2.7 Os Leitores

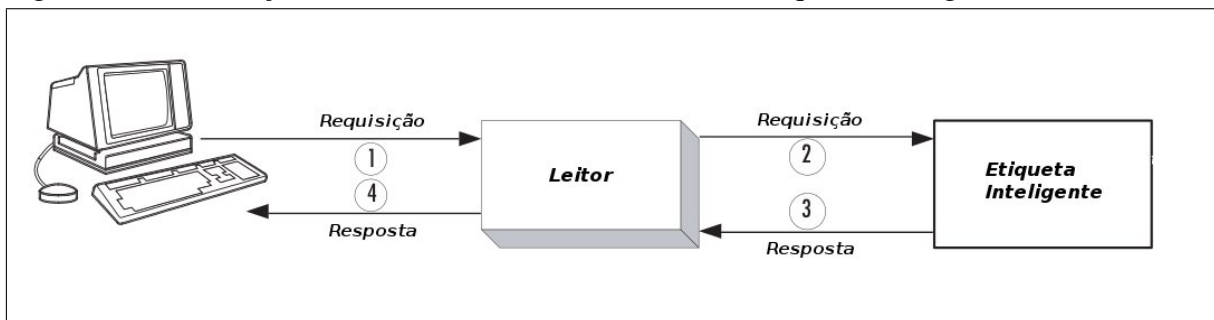
Como já dito anteriormente, leitores leem e escrevem dados a partir e nas etiquetas inteligentes, conforme Brown, Patadia e Dua (2007), Finkenzeller (2010) e Sanghera (2007). Interrogadores são responsáveis por, quando necessário, energizarem remotamente as etiquetas, provendo fluxo bidirecional de dados entre ambos e convertendo sinais digitais em analógicos e vice-versa. O processo previamente descrito consiste na coleta de dados que, do ponto de vista do leitor, começa no recebimento por esse da requisição de informações da camada de TI. Subsequentemente, o leitor solicita as informações às etiquetas para, logo após, receber dessas os dados solicitados. Por último, o interrogador retorna os dados que a camada de TI solicitou anteriormente. A Figura 7 mostra o fluxo de dados supracitado.

Tabela 3: Classificação das *tags* segundo a EPCGlobal Inc.

Classe da <i>Tag</i>	Tipo	Memoria	Comunicação	Outras Funcionalidades
Classe 0	Passiva	Somente Leitura	Não inicia comunicação	EPC codificado na fabricação
Classe 1	Passiva	Leitura e uma escrita	Não inicia comunicação	EPC codificado em campo
Classe 2	Passiva	Leitura e uma escrita	Não inicia comunicação	EPC Possui função de criptografia
Classe 3	Semi Passiva	Leitura e reescrita	Não inicia comunicação	Pode possuir sensores
Classe 4	Ativa	Leitura e reescrita	Inicia comunicação	Capacidade de funcionar em redes <i>Ad hoc</i>
Classe 5	Ativa	Leitura e reescrita	Inicia comunicação	Se comunica com todos os tipos de <i>tags</i>

Fonte: Adaptada de Sanghera (2007).

Figura 7: Comunicação envolvendo camada de TI, leitor e etiquetas inteligentes



Fonte: Adaptada de Sanghera (2007).

O leitor é basicamente composto por um módulo de RF, responsável pela modulação e a demodulação dos sinais de radiofrequência, um elemento de acoplamento com as etiquetas inteligentes, que é a antena ou a bobina indutiva, uma interface de comunicação com a camada de TI e uma unidade de controle e processamento digital de sinais.

A coleta de dados das etiquetas pelos leitores é algo significativamente complexo. Em consonância com Sanghera (2007) e Sweeney (2005), os protocolos de interface aérea são as especificações de como o interrogador e as etiquetas se comunicam. Esses definem frequência de operação, algoritmos de anticollisão, assim como, modulação, demodulação, codificação e decodificação de sinais, entre outros.

Os interrogadores, conforme Deavours (2006) e Sanghera (2007), podem ser monoestáticos, biestáticos ou multiestáticos quanto à topologia de acionamento das antenas para comunicação com as etiquetas inteligentes. Os leitores biestáticos precisam de, pelo menos, uma antena para emitir e outra para receber sinais, e, conseqüentemente, usam o modo de

comunicação *full-duplex*. Os monoestáticos utilizam a mesma antena para emitir e receber dados de uma etiqueta, apresentando assim uma comunicação *half-duplex*. Os multiestáticos são extremamente parecidos com os biestáticos com a diferença de que os pares de emissão e transmissão podem ser configurados da maneira mais conveniente para o usuário, podendo essa configuração mudar de acordo com as necessidades do interrogador, sem que ocorra nenhuma alteração na disposição física das antenas.

Dois tipos de leitores, os fixos e os móveis, são usados para atender a grande variedade de aplicações que podem utilizar o RFID. Os fixos geralmente estão vinculados a portais e tratam grandes volumes de etiquetas. Os móveis são usados nas mais diversas situações e normalmente dotados de interfaces de redes sem fio. A Figura 8 mostra leitores fixos e móveis.

Figura 8: Leitores de RFID



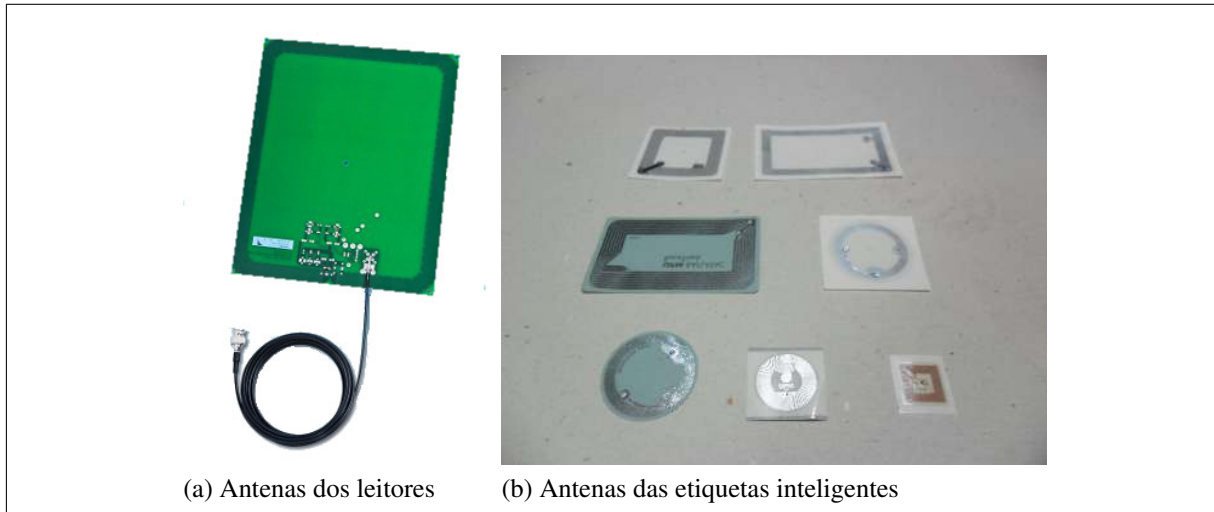
Fonte: Elaboração própria.

2.8 As Antenas

Segundo Balanis (2005), uma antena é o meio para irradiar ou receber ondas eletromagnéticas. Um sistema de RFID possui as antenas dos leitores e das etiquetas inteligentes. É importante também ressaltar que diferentes acoplamentos resultam em diferentes tipos de antenas (FINKENZELLER, 2010; SANGHERA, 2007).

Como já dito na seção 2.5, os sistemas de RFID com acoplamento indutivo operam em campo próximo, compartilhando campo magnético. Conforme Finkenzeller (2010) e Sanghera (2007), as antenas, tanto nas etiquetas como nos leitores, são simples bobinas. Essas devem possuir casamento de impedância eficiente para máxima transferência de energia através do fluxo magnético e largura de banda suficiente para transmissão de uma portadora modulada com dados. A Figura 9 mostra algumas antenas de sistemas de acoplamento indutivo tanto de leitores quanto de *tags*.

Figura 9: Antenas dos sistemas que utilizam acoplamento indutivo



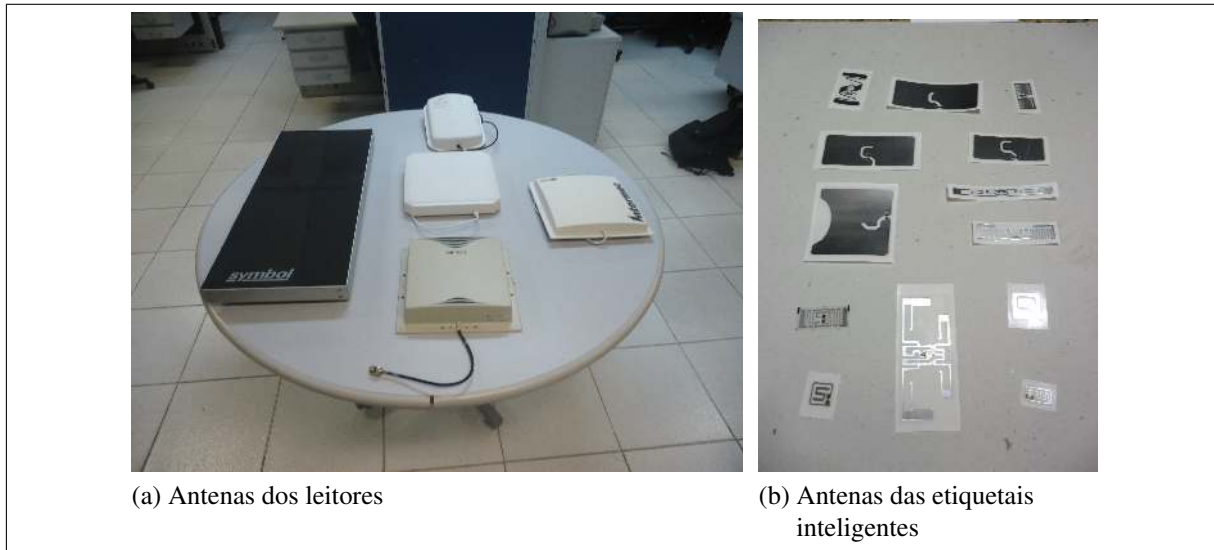
Fonte: Elaboração própria.

Os sistemas de identificação por radiofrequência com acoplamento por reflexão difusa, como visto na seção 2.5, operam em campo distante e transferem energia através de ondas eletromagnéticas emitidas e recebidas pelas antenas. Antenas são caracterizadas por parâmetros como ganho, diretividade, eficiência, polarização, largura de banda, impedância e VSWR. Além disso, uma significativa variedade de antenas pode prover a transferência de energia supracitada. As mais comuns, em sistemas de RFID, são as dipolos, sendo essas classificadas como algumas das mais antigas, simples, de baixo custo e versáteis para uma grande gama de aplicações (DOBKIN, 2008). As antenas dipolo são compostas geralmente por duas peças metálicas estreitas e são as mais utilizadas nas etiquetas inteligentes, pois possuem uma boa distribuição de potência. As mais utilizadas nos leitores desses sistemas são as *microstrips*. Esse tipo de antena é feita de basicamente dois elementos: o *patch* condutor e o plano de terra. Um estudo aprofundado dessas antenas é conduzido no Capítulo 3. Assim, a escolha de uma antena tanto da leitora quanto da *tag* deve se adequar às necessidades impostas pela aplicação na qual o sistema de RFID será empregado. A Figura 10 mostra algumas dessas antenas.

2.9 Padrões e Regulamentações de RFID

Padrões são criados para manter a uniformidade em um setor específico da indústria como o dos sistemas de RFID (HUNT; PUGLIA; PUGLIA, 2007; SANGHERA, 2007). Regulamentações são necessárias para coordenar o uso do espectro eletromagnético entre os mais diversos sistemas que o usam. Sem padrões, a indústria de RFID seria um conjunto de iniciativas desorganizadas que evoluiriam a uma velocidade ínfima, considerando um esforço coordenado. Sem regulamentações, os equipamentos da indústria que utilizam o espectro eletromagnético seriam incapazes de operar em conjunto, pois uns impediriam o funcionamento dos outros e vice-versa. É patente a necessidade de ambos.

Figura 10: Antenas dos sistemas de RFID que usam acoplamento por reflexão difusa



Fonte: Elaboração própria.

2.9.1 Regulamentações

Uma restrição legal feita por uma agência regulatória do governo através do estabelecimento de regras é a caracterização básica de uma regulamentação, consoante com Sanghera (2007). Tipicamente, consequências negativas resultam de quebra de regras presentes em uma regulamentação. Essa, logicamente, pretende prevenir o acontecimento de um resultado indesejado ou produzir um efeito desejado.

Inúmeros serviços de rádio já operavam antes da chegada efetiva dos sistemas de RFID, sendo necessária, por parte dos organismos regulatórios, a garantia de que todos os sistemas co-existam sem dano às suas capacidades operacionais. Então, organismos regulatórios procuraram acomodar os sistemas de RFID em praticamente todo o espectro de radiofrequência. A seção 2.5 desse Capítulo mostra as frequências mais usadas. As frequências baixas, LF, e as altas, HF, possuem uma uniformidade de padronização a nível mundial, porém sistemas operando em UHF e micro-ondas não apresentam um tratado global de funcionamento devido à sua imaturidade. Exatamente na tentativa de obter essa uniformidade é que ITU organizou o mundo em regiões, onde cada país gerencia a alocação de suas faixas de frequência de acordo com as especificações do principal órgão regulatório da região. A Europa e a África ficaram na Região 1, as Américas na 2 e, por último, a Ásia e a Oceania foram alocadas na 3. A Tabela 4 apresenta bandas de RF disponíveis para sistemas de RFID em diferentes países.

No Brasil, a regulamentação dos sistemas de identificação por radiofrequência é feita pela ANATEL, órgão responsável por, dentre outros, administrar o espectro de radiofrequência, normatizar a prestação de serviços de telecomunicações no regime privado e expedir normas e padrões a serem cumpridos pelas prestadoras de serviços de telecomunicações. Enfim, a ANATEL é responsável por implementar, em sua esfera de atribuições, a política nacional de telecomunicações. Em ANATEL (2017), a ANATEL republica o regulamento sobre equi-

Tabela 4: Regulamentações de frequências por país

Pais	LF	HF	UHF	Micro-ondas
Brasil	125kHz, 134kHz	13,56MHz	902-907,5MHz e 915-928MHz	2400-2480MHz
Europa	125kHz, 134kHz	13,56MHz	868-870MHz	2450MHz
Estados Unidos	125kHz, 134kHz	13,56MHz	902-928MHz	2400-2480MHz
Japão	125kHz, 134kHz	13,56MHz	950-956MHz	2450MHz
Singapura	125kHz, 134kHz	13,56MHz	923-925Hz	2450MHz

Fonte: Elaboração própria.

pamentos de radiocomunicação de radiação restrita, onde os sistemas de RFID estão inseridos. Também em ANATEL (2017), condições específicas de uso dos sistemas de RFID referentes as faixas de frequências de operação, máxima intensidade de campo elétrico e potência de pico de saída são definidas. É interessante ressaltar os intervalos de frequência para a faixa UHF. Diferente dos da faixa americana, que é de 902-928MHz, e da europeia, que fica compreendida no intervalo de 865-868MHz, que possuem somente uma banda, a ANATEL definiu para o Brasil duas sub-bandas, 902-907,5MHz e 915-928MHz, ficando evidente o fato de os EUA e o Brasil pertencerem a mesma região da ITU.

2.9.2 Padrões

Um padrão é a forma que uma atividade deve ser performada, segundo Sanghera (2007). Padrões permitem a interoperabilidade entre equipamentos de fabricantes diferentes e organizam o esforço de evolução do padrão e, conseqüentemente, da tecnologia que o mesmo uniformiza. A indústria de RFID, conforme Hunt, Puglia e Puglia (2007), é de natureza diversa e pode ser aplicada em uma enorme variedade de áreas. Isso, como já visto na seção 2.3, foi um dos grandes entraves na tecnologia de identificação por rádio frequência nas décadas de 1980 e 1990. A padronização da tecnologia de RFID veio a partir de um esforço global, que a ISO e a EPCGlobal Inc. tiveram um papel fundamental, ajudando a reduzir custos e fortalecer a confiança dos consumidores na tecnologia.

A ISO, *International Organization for Standardization*, é um órgão de padronização internacional composto de representantes das organizações responsáveis pelas elaborações dos padrões nos países. A ISO possui padrões, por exemplo, nas áreas de protocolos de interface aérea, de estruturação de dados para *middleware*, assim como para testes, compatibilidade e segurança. A série de padrões ISO/IEC 18000 trata apenas de protocolos de interface aérea e possui 7 partes, definindo o uso de 5 bandas de frequência para a comunicação entre leitores e etiquetas inteligentes, conforme Sanghera (2007). O padrão 18000-6, de acordo com Brown, Patadia e Dua (2007), descreve como se relacionam fisicamente interrogadores e etiquetas e os esquemas de tratamento de colisão para sistemas passivos de identificação por radiofrequência operando na faixa UHF, 860-960MHz. Esse padrão possui 4 tipos: A, B, C e D. O mais usado é o D que é uma mera extensão da abordagem probabilística introduzida pelo tipo C. A EPC

Global especifica o tipo C como protocolo EPC Class 1 Gen2. Ao longo desse trabalho, sempre será referenciado o protocolo de interface aérea ISO 18000-6c quando o foco for sistemas RFID UHF operando na banda de 860-960MHz.

A EPCglobal Inc. é uma organização padronizadora neutra, baseada em consenso e sem fins lucrativos que funciona como consórcio da comunidade de usuários e das companhias de tecnologia, segundo Brown, Patadia e Dua (2007). EPCglobal Inc., agora chamada de GS1, é uma *joint venture* que trabalha na pesquisa e no desenvolvimento da tecnologia de RFID, criando padrões e regulamentações para sistemas de informação, etiquetas inteligentes e leitores, e incentivando a adoção dos sistemas de identificação por radiofrequência através de suporte à propaganda, ao desenvolvimento de negócios e à implementação. Atualmente, vale ressaltar que a EPCglobal Inc. está desenvolvendo os padrões da *EPCGlobal Network*, rede responsável pela troca de dados coletados pelos dispositivos de identificação por radiofrequência em uma cadeia de suprimentos que pretende prover visibilidade em tempo real de objetos que nessa trafegam.

A EPCGlobal Inc. é a organização criadora do padrão *EPC Radio-Frequency Identity Protocols Class 1 Generation 2 UHF RFID protocol for communications at 860-960MHz Version 1.0.9*, conforme Brown, Patadia e Dua (2007). Atualmente na versão 2.0.2, esse protocolo define os parâmetros da interface aérea para sistemas de RFID operando na faixa de 860-960MHz, sendo esse aceito como padrão ISO 18000-6C. Esse protocolo de interface aérea é, sem dúvida, o principal marco moderno na adoção dos sistemas de RFID, mantendo sua importância mesmo depois do lançamento do ISO 18000-6D.

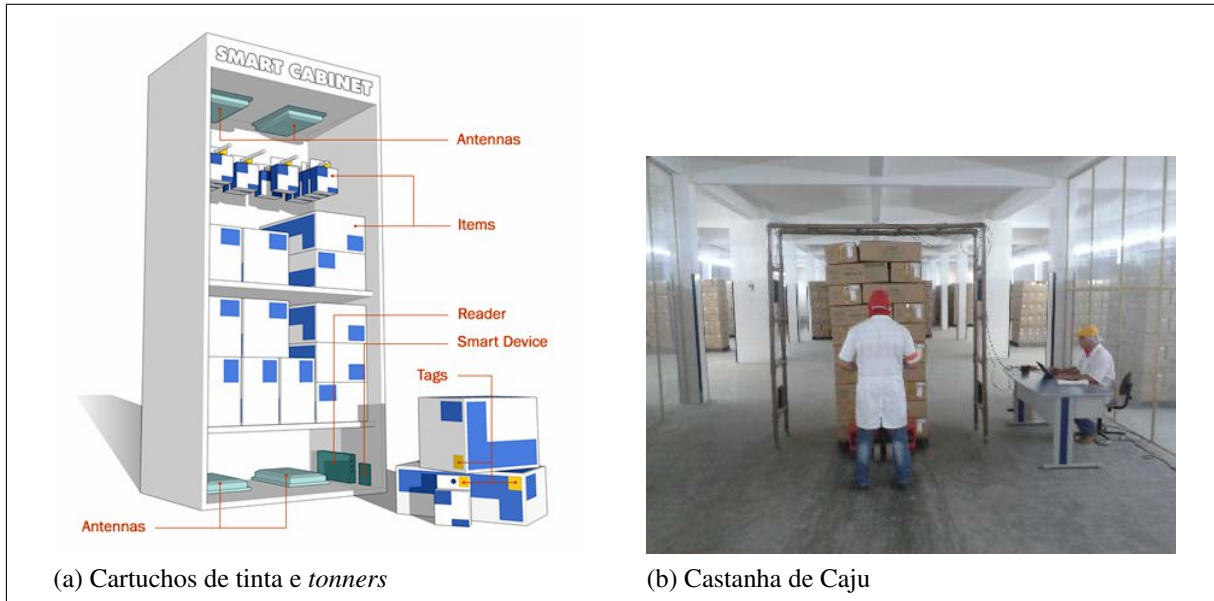
2.10 Aplicações do RFID

A identificação por radiofrequência pode ser usada em uma infinidade de situações, desde o rastreamento de livros e roupas até o de vagões de trem em uma ferrovia. A seguir, são mostrados alguns exemplos de aplicações dessa tecnologia.

O RFID é frequentemente empregado no gerenciamento de cadeias de suprimento. A possibilidade de identificar itens de forma rápida, precisa e com alto nível de automação permite um elevado grau de verossimilhança das informações sobre a cadeia de suprimentos, devido, por exemplo, a um processo de inventário muito mais eficiente, já que a leitura não precisa de visada. Isso permite que as decisões tomadas referentes ao gerenciamento da cadeia sejam muito bem fundamentadas, levando geralmente a um aumento de eficiência na gerência logística de uma empresa.

Em Moreira e Bezerra (2009), é apresentado o armário inteligente para inventariar cartuchos de tinta e *tonners* usando RFID. Esse móvel possibilita pequenos estoques de muitos tipos de produtos, já que a solicitação de reabastecimento é automática devido o inventário ser obtido em tempo real. Outro exemplo é a aplicação do RFID para rastrear caixas de 22,7kg de castanha de caju, facilitando a realização de inventários e dinamizando a expedição das mercadorias (MOREIRA et al., 2014). A Figura 11 ilustra ambas aplicações do RFID ao longo de suas cadeias produtivas.

Figura 11: RFID na cadeia produtiva da indústria de manufaturados e do agronegócio



Fonte: (a), Moreira e Bezerra (2009); e (b), Moreira et al. (2014).

O gerenciamento de unidades de transporte, como vagões de trens, caminhões e automóveis, usando o RFID permite uma melhora na qualidade das decisões tomadas sobre realocação de frota e preenchimento de um estacionamento, e um aumento no nível de vigilância das entidades de transporte supracitadas. A companhia química BASF usa, de acordo com Swedberg (2009), um sistema de RFID baseado em WiFi com a função de melhorar o gerenciamento da sua frota e aumentar a segurança do seu processo logístico, devido a constante obtenção de informações sobre as condições dos vagões ferroviários que transportam de seus produtos. Em Foia e Ramirez-Fernandez (2007), é apresentada uma aplicação onde os caminhões carregados com açúcar foram monitorados durante todo o processo de descarga, evitando, assim, roubo de carga. A prefeitura da cidade de Pendik utiliza RFID passivo para gerenciar a entrada e a saída no estacionamento que guarda sua frota, conforme Alien Technology (2007). O Sem Parar é um sistema eletrônico de pedágio baseado em RFID que iniciou suas operações em 2000, na cidade de São Paulo e faz a cobrança com os veículos em movimento, evitando gargalos e, conseqüentemente, aumentando a eficiência de todo o sistema de transporte Perin (2018). Os casos da cidade de Pendik e de São Paulo podem ser vistos na Figura 12.

Figura 12: Aplicações de RFID na identificação de veículos



Fonte: (a), Alien Technology (2007); e (b), Perin (2018).

O RFID certamente tem um destaque importante no aumento de eficiência operacional no varejo de moda, aumentando o faturamento de negócios desse segmento em 5% tipicamente (ROBERTI, 2015). Em SECITECE (2017), é mostrada a aplicação do RFID no DNA Comércio de Confeccões, empresa cearense de varejo de moda e acessórios. A Figura 13 ilustra o caso anteriormente descrito.

Figura 13: RFID no varejo de moda feminina



Fonte: SECITECE (2017).

Outros tipos de aplicações usando o RFID, segundo Brown, Patadia e Dua (2007), Shepard (2005) e Finkenzeller (2010), são rastreamento de bagagens em aeroportos e portos, de sangue, de equipamentos e de pessoas em um hospital. A criatividade humana é o que limita as possibilidades de aplicabilidade dos sistemas de RFID.

2.11 Conclusão

Esse Capítulo mostrou uma visão geral dos sistemas de identificação por radiofrequência necessária para contextualização dos próximos tópicos desse trabalho. Primeiramente, devido ao RFID pertencer ao conjunto das tecnologias de identificação automática, essas foram sucintamente explanadas. O histórico da tecnologia de identificação por radiofrequência foi brevemente explicado para que seus conceitos básicos também pudessem ser mostrados. A fundamentação teórica relacionada à frequência, ao acoplamento e ao alcance foi feita para que um estudo mais aprofundado sobre os componentes da camada física do referido sistema fosse conduzido logo após. Para finalizar, foram expostos os mais relevantes tópicos sobre padrões e regulamentações e algumas aplicações da tecnologia de identificação por radiofrequência descritas.

3 ANTENAS DE MICROFITA

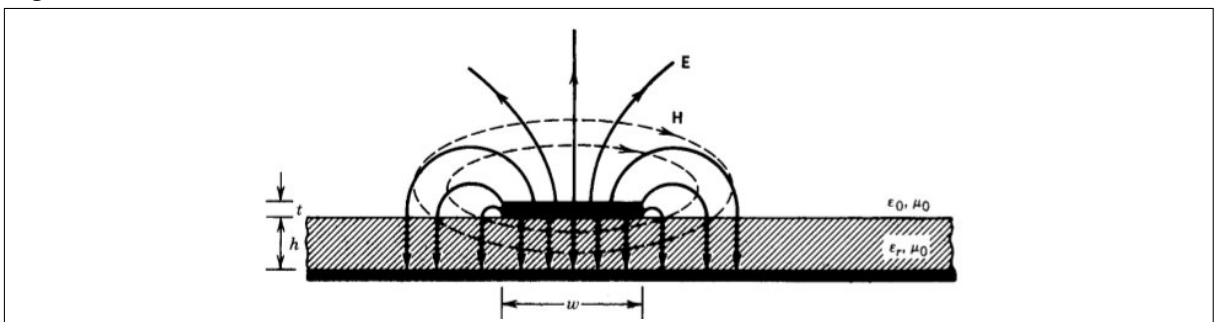
3.1 Introdução

Antenas utilizadas em aviões, naves espaciais, satélites e mísseis, apresentam severas restrições de tamanho, peso, custo, desempenho e facilidade de instalação, de acordo com Balanis (2005). Por exemplo, leitores dos sistemas de RFID operando na faixa de frequência UHF funcionam com antenas que precisam ser finas, leves, de fácil instalação e possuem bom desempenho e baixo custo. Antenas de microfita podem perfeitamente atender às referidas restrições. Além disso, esses dispositivos são bastante versáteis no que se refere a frequência de ressonância, polarização, padrão de radiação e impedância. Inicialmente, esse Capítulo pretende apresentar as linhas de transmissão de microfita, pois essas são a base destas antenas. Em seguida, são mostradas as principais vantagens e desvantagens desse tipo de antena juntamente com seus métodos de alimentação e suas características básicas. Finalmente, os modelos analíticos e os principais parâmetros das antenas de microfita retangulares são explanados com maior profundidade, provendo assim o conhecimento necessário para a continuação desse trabalho.

3.2 Linhas de Microfita

As linhas de transmissão de microfita, conforme Sadiku (2004), são largamente utilizadas em eletrônica, sendo destacadamente aplicadas na construção de ressoadores, antenas, acopladores e filtros. Essas linhas evoluíram a partir dos cabos coaxiais e consistem de uma fita condutora de largura W colocada sobre um substrato dielétrico de espessura h e constante dielétrica ϵ_r (BALANIS, 1989; SADIKU, 2004), estando esse conjunto assentado em um plano de terra como mostra a Figura 14. Os campos nas extremidades de uma linha de microfita so-

Figura 14: Linha de microfita



Fonte: Balanis (1989).

frem um frangeamento devido a largura da fita ser finita. Esse frangeamento do campo, torna as linhas de microfita mais largas eletricamente em comparação com as suas dimensões físicas (BALANIS, 2005). Além disso, a estrutura aberta de uma linha de microfita resulta na presença de campo elétrico no ar e no substrato. Como uma linha de microfita possui $W/h \gg 1$ e $\epsilon_r \gg 1$, segundo Balanis (2005), o campo elétrico se concentra majoritariamente no substrato. Assim,

a adoção de uma constante dielétrica efetiva ϵ_{eff} tem o objetivo de compensar os efeitos do franjamento de seus campos elétricos e da heterogeneidade dos dielétricos que compõem uma linha de microfita. O valor numérico do ϵ_{eff} está compreendido no intervalo de $1 < \epsilon_{reff} < \epsilon_r$, e o cálculo desse parâmetro quando a linha de microfita não opera de forma dispersiva pode ser visto na equação 3.1.

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (3.1)$$

Uma linha de microfita é caracterizada como dispersiva quando apresenta parâmetros como impedância característica, constante dielétrica efetiva e velocidade de propagação dependentes da frequência. Isso geralmente ocorre em frequências superiores a 3GHz (BALANIS, 1989). Logo, considerar a impedância característica, Z_c , como número real independente da frequência é uma boa aproximação para as linhas de microfita operando na faixa UHF. A impedância característica, quando $W/h \leq 1$, pode ser obtida através da equação 3.2.

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \ln \left[\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right] \quad (3.2)$$

Quando $W/h \geq 1$, a impedância característica tem seu valor calculado através da equação 3.3.

$$Z_c = \frac{\frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}}}}{\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left[\frac{W}{h} + 1.444 \right]} \quad (3.3)$$

A obtenção da relação W/h , considerando valores específicos de Z_c e ϵ_r , é mandatória para que uma linha de transmissão de microfita possa ser projetada (SADIKU, 2004). Quando a W/h é menor que 2, o cálculo dessa relação é feito segundo a equação 3.4.

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (3.4)$$

Já quando a relação W/h é maior que 2, essa é calculada de acordo com a equação 3.5. Os valores de A e B são calculados pelo conjunto de equações 3.6.

$$\frac{W}{h} = \left\{ \frac{2}{\pi} B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln \left(B - 1 + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right) \right] \right\} \quad (3.5)$$

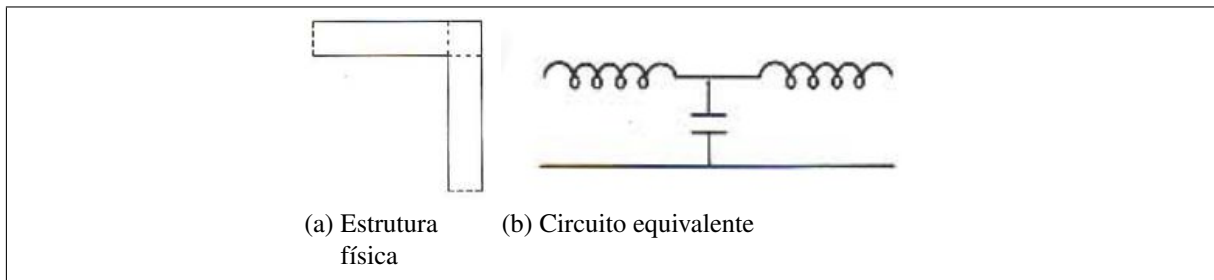
$$\begin{aligned} A &= \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \\ B &= \frac{Z_c}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r - 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \end{aligned} \quad (3.6)$$

As redes de alimentações de antenas, responsáveis por compor alguns circuitos divisores de potência e alimentar conjuntos de antenas são frequentemente elaboradas com linhas de transmissão de microfita. Essas redes de alimentação são circuitos de linhas de microfita constituídos por mais de uma linha reta. Geralmente, conforme Sainati (2007), essas linhas precisam dobrar, bifurcar, convergir e truncar devido a requisitos de topologia e limitações na área do substrato. Todas essas alterações na geometria de uma linha de microfita citadas são chamadas de descontinuidades. Essas alteram a distribuição dos campos elétricos e magnéticos, e podem ser representadas por um circuito equivalente composto de capacitores, indutores e resistores. Al-

terações do campo elétrico na descontinuidade produzem um adicional em capacitância. Já quando o campo magnético da descontinuidade é alterado, uma indutância é introduzida. Logo, para que a performance do circuito feito com linha de microfita não seja prejudicada, os efeitos das descontinuidades devem ser considerados no projeto.

Uma dobra em uma linha de microfita é uma descontinuidade, pois causa um aumento de corrente em seu canto, criando um excesso de cargas (SAINATI, 2007). O circuito equivalente para a dobra representa o comportamento elétrico definido pelas linhas pontilhadas no canto, como visto na Figura 15, e a parte ao redor dessa região.

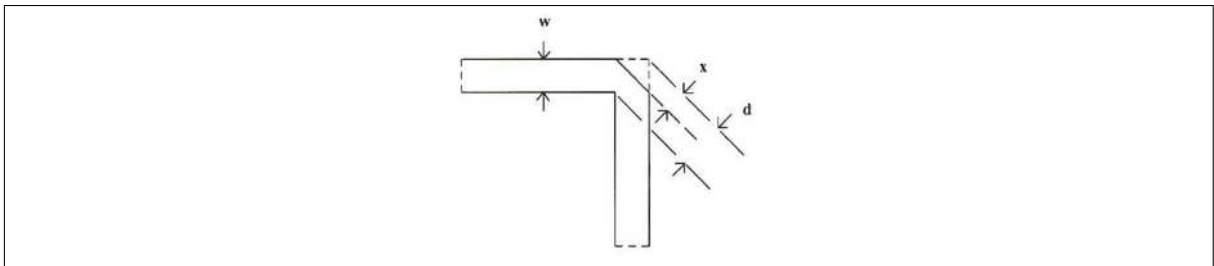
Figura 15: Dobra em linhas de microfita



Fonte: Sainati (2007).

Dobras em linhas de microfita acontecem frequentemente, e a melhor maneira de lidar com essas é chanfrando o canto para diminuir a reatância introduzida, como visto na Figura 16.

Figura 16: Chanfro em uma dobra de uma linha de microfita



Fonte: Adaptada de Sainati (2007).

A quantidade que deve ser removida do canto da dobra pode ser calculada de acordo a fórmula apresentada na equação 3.7.

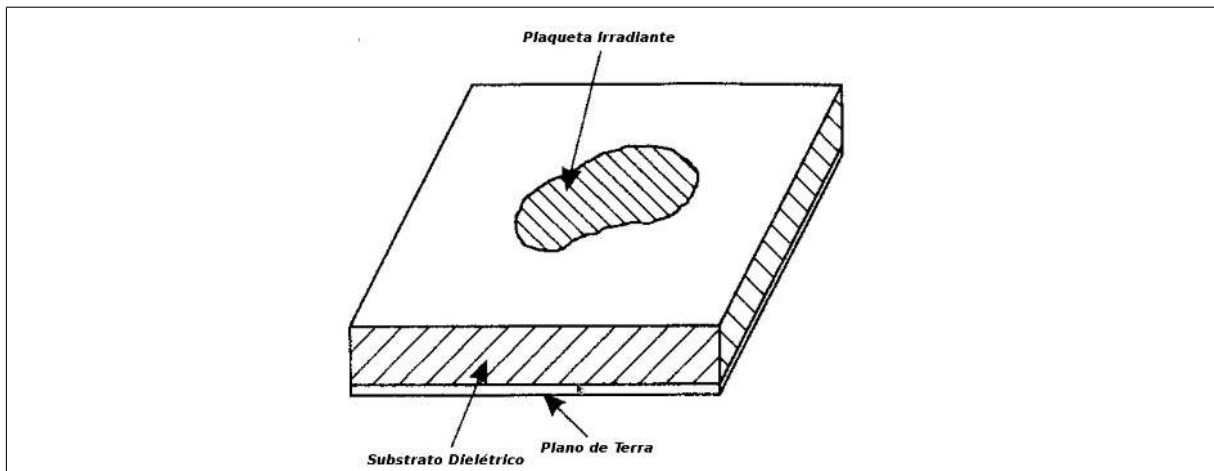
$$\frac{x}{d} = 0,52 + 0,65e^{-1,35\frac{w}{h}} \quad (3.7)$$

Por fim, vale a pena ressaltar que mesmo apresentando vantagens como flexibilidade e baixo volume, as microfitas possuem elevada atenuação e, por isso, não são empregadas em linhas de transmissão longas.

3.3 Caracterização Básica das Antenas de Microfita

Antenas de microfita evoluíram a partir das linhas de mesmo nome, conforme Balanis (2005), e são compostas por um *patch* condutor, de espessura menor que o comprimento de onda no espaço livre, $t \ll \lambda_0$, assentada sobre uma camada de substrato de altura h pertencente ao intervalo $0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,05\lambda_0$, tendo um plano de terra subposto. Uma configuração extremamente simples de uma antena de microfita pode ser vista na Figura 17.

Figura 17: Configuração básica de uma antena de microfita

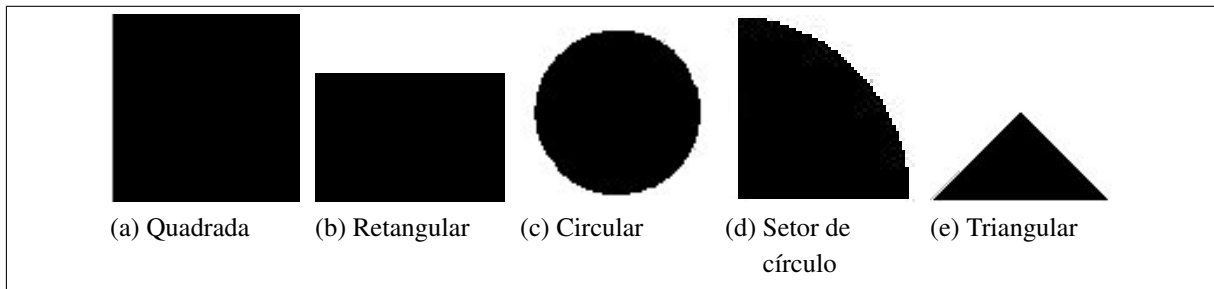


Fonte: Adaptada de Garg et al. (2001).

Vários tipos de substratos podem ser usados em uma antena de microfita. Em Garg et al. (2001), é posto que o ϵ_r deve possuir valores menores que 10, sendo inferiores a 2,5 idealmente. Os melhores substratos para que uma antena apresente uma boa performance são os espessos que possuem ϵ_r com o menor valor possível, pois esses parâmetros, conforme James e Hall (1989), conferem melhor eficiência, maior largura de banda e aumentam os campos de franjeamento, do inglês *fringing fields*, responsáveis pela irradiação que incrementam todavia as dimensões do dispositivo em questão. Circuitos elétrico-eletrônicos usufruem frequentemente de substratos com altas constantes dielétricas para minimizar a emissão de radiações indesejadas que, conseqüentemente, diminuem as dimensões da referida circuitaria. Assim, como as antenas são geralmente integradas a esses circuitos, um projeto envolvendo ambos deve procurar utilizar um substrato que permita um *design* satisfatório da circuitaria e uma boa performance do dispositivo irradiador.

Antenas de microfita são normalmente chamadas de antenas *patch*. Os elementos irradiadores, como visto na Figura 18, dessas antenas podem ser retangulares, quadrados, circulares, elípticos ou possuírem qualquer outra configuração. Entretanto, vale ressaltar que as configurações mais comuns são as circulares, as de fitas finas que constituem um dipolo e as retangulares devido principalmente à facilidade de analisar e de fabricar e às atrativas características de radiação como a baixa polarização cruzada.

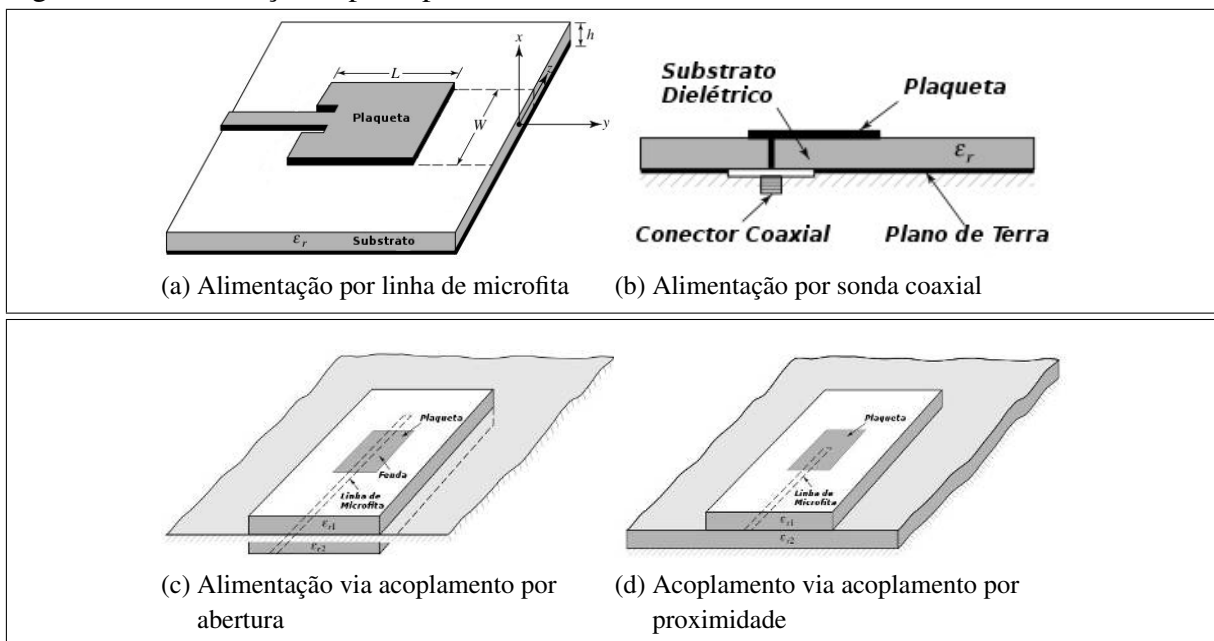
Figura 18: Exemplos de formas para o *patch* de uma antena de microfita



Fonte: Elaboração própria.

Uma antena de microfita pode ser alimentada através de vários métodos, como visto na Figura 19 os quatro mais comuns são: a linha de microfita, a sonda coaxial e os acoplamentos por abertura e por proximidade.

Figura 19: Alimentações típicas para antenas de microfita



Fonte: Adaptada de Balanis (2005).

Como o próprio nome sugere, a alimentação por linha de microfita é feita pelo dispositivo de transmissão de sinais elétricos de mesmo nome, sendo usualmente bem mais estreito do que a própria antena. A alimentação via linhas de microfita é fácil de fabricar e possibilita o casamento de impedância, sendo, entretanto, notado um aumento das ondas de superfície e radiações espúrias à medida que a espessura do substrato aumenta. A Figura 19a mostra o referido método de alimentação. A alimentação por sonda coaxial é feita ligando os condutores interno e externo do cabo de mesmo nome ao *patch* e ao plano de terra, respectivamente. Esse método apresenta as mesmas qualidades referentes à fabricação e ao casamento de impedância

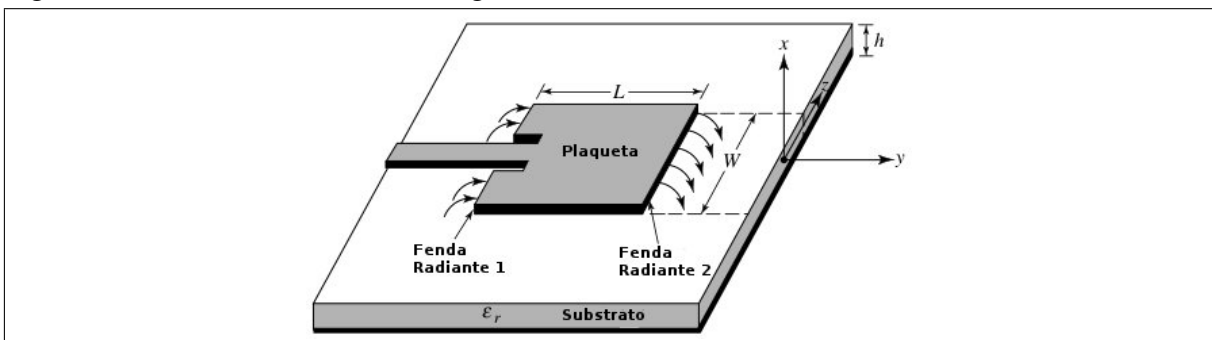
que o feito usando linhas de microfita, tendo, além disso, baixa emissão de radiações espúrias. Porém, a configuração em discussão é difícil de modelar e apresenta largura de banda mais estreita (BALANIS, 2005). A alimentação por sonda coaxial está exposta na Figura 19b. A alimentação utilizando acoplamento por abertura nasceu para permitir que as antenas de microfita apresentem polarizações mais puras, uma vez que os métodos baseados nas linhas de microfita e nas sondas coaxiais possuem irradiação com considerável nível de polarização cruzada. O acoplamento de abertura se baseia em dois substratos separados por um plano de terra, tendo, esse conjunto, um *patch* no topo e uma linha de microfita no piso. Essa tem sua energia acoplada ao *patch* através de uma fenda no plano de terra que separa os dois substratos. Tipicamente, a constante dielétrica do substrato inferior é maior do que a do superior. Essa metodologia de alimentação é a mais difícil das quatro de fabricar e apresenta largura de banda estreita. Entretanto, tal técnica é de fácil modelagem e apresenta moderadas emissões de radiações espúrias. A sofisticada metodologia de alimentação é mostrada na Figura 19c.

A configuração de transferência de energia via acoplamento por proximidade consiste em uma linha de microfita inserida no meio de duas camadas de substratos, onde esse conjunto é suportado por um plano de terra, e acomoda o *patch* da antena em seu topo. Esse tipo de alimentação apresenta a maior largura de banda, considerando as metodologias já apresentadas, é fácil de modelar e possui baixas emissões de radiações espúrias. A desvantagem dessa técnica é a considerável dificuldade de fabricar antenas que adotam tal método de acoplamento. A Figura 19d mostra a técnica de alimentação supracitada.

3.4 Antena de Microfita Retangular

Foco desse trabalho, a antena *patch* retangular é a configuração mais usada tanto para as aplicações simples como para as complexas. Segundo Garg et al. (2001), a adoção da referida geometria permite que características como dualidade de frequência e de polarização, flexibilidade da linha de alimentação e do casamento de impedância, e ampla largura de banda possam ser obtidas. Essa antena é composta por um elemento condutor retangular de dimensões $L \times W$ posicionado sobre um substrato dielétrico de permissividade elétrica ϵ_r e espessura h , sendo todo esse conjunto suportado por um plano de terra, como visto na Figura 20.

Figura 20: Antena de microfita retangular



Fonte: Adaptada de Balanis (2005).

3.4.1 Modelos Analíticos

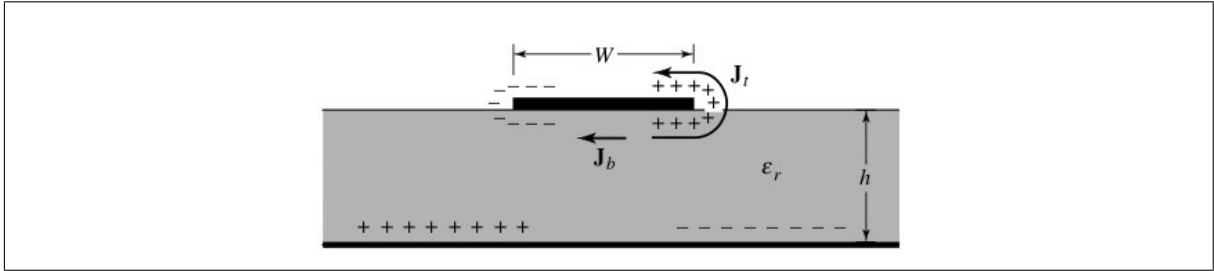
A análise de uma antena de microfita retangular provê um entendimento sobre os princípios de operação que são importantes em todas as fases de concepção desse dispositivo. Dois dos mais importantes modelos analíticos são o de Linha de Transmissão e o de Cavidade. O primeiro é o mais simples, apresenta uma fundamentação física bem clara, mas não é muito preciso (BALANIS, 2005). O Modelo de Cavidade, em comparação com o de linha de transmissão, apresenta também uma boa explicação física, sendo simultaneamente mais complexo e mais acurado (GARG et al., 2001).

3.4.1.1 Modelo de Cavidade

Antenas de microfita, de acordo com Balanis (2005), lembram bastante cavidades ressonantes preenchidas com material dielétrico. Precisamente, os campos normalizados dentro do substrato podem ser obtidos modelando a antena como uma cavidade delimitada verticalmente por condutores elétricos e horizontalmente por paredes magnéticas. Por ser um modelo aproximado, a impedância de entrada apresenta inicialmente valor puramente reativo sem nenhum mecanismo de irradiação. Porém, considerando que os campos de fato gerados são aproximados dos obtidos por esse modelo, a admitância de entrada e as frequências ressonantes apresentam fidelidade aos valores medidos (BALANIS, 2005).

O entendimento dos princípios físicos usados na formulação do modelo de cavidade é de extrema relevância. Inicialmente, uma distribuição de carga é formada em toda a superfície do *patch* e do plano de terra, como visto na Figura 21, quando a antena de microfita é energizada. Essa distribuição de carga é regulada por mecanismos de repulsão e atração. O mecanismo de repulsão acontece entre cargas iguais presentes na parte de baixo do *patch*, que tendem a empurrar algumas dessas, através do redor das bordas, para a parte de cima da referida peça metálica. A atração entre as cargas de sinais opostos na parte inferior do *patch* e na superior do plano de terra tende a manter essa configuração elétrica. A partir desses mecanismos, as cargas se movimentam gerando as densidades de corrente \mathbf{J}_b e \mathbf{J}_t nas partes inferior e superior da peça metálica respectivamente. Devido a baixíssima relação entre altura e largura, o mecanismo de atração domina o cenário anteposto e somente uma pequena quantidade de corrente flui sobre os extremos do *patch* para sua face superiora. Assim, quando \mathbf{J}_t tende zero, a inexistência de componentes de campo magnético tangenciais à borda da microfita condutora é constatada, permitindo a modelagem das quatro paredes laterais como superfícies condutoras magnéticas perfeitas que idealmente não interferem na distribuição dos campos elétricos e magnéticos entre o *patch* e o plano de terra (BALANIS, 2005). Esse modelo, considerando o explicado até então, apresenta impedância de entrada puramente reativa, sem nenhum mecanismo irradiador, como já mencionado anteriormente. Para que o modelo leve em conta a irradiação, um mecanismo de perda deve ser introduzido. As perdas que não estão previstas no modelo de cavidade até então podem ser inseridas artificialmente na tangente de perda do substrato (GARG et al., 2001; BALANIS, 2005; JAMES; HALL, 1989). As perdas no condutor, P_c , e no dielétrico, P_d , são calculadas a partir dos campos elétricos de dentro da cavidade; já a perda por radiação, P_r , é calculada considerando o campo eletromagnético presente na zona

Figura 21: Distribuição de carga e a criação de uma densidade de corrente em uma antena de microfita



Fonte: Balanis (2005).

de *Fraunhofer*. As formas de calcular P_c , P_d e P_r podem ser vistas em James e Hall (1989) e Garg et al. (2001). Após a inserção das referidas perdas, o substrato tem uma nova tangente de perda, a efetiva, que é calculada considerando também a frequência, ω , e a energia armazenada, W_t , conforme a equação 3.8. Vale ressaltar que a tangente de perda efetiva é igual ao inverso do fator de qualidade da antena, Q . Existem, também, outras três maneiras de inserir mecanismos de perda no modelo de cavidade (GARG et al., 2001; BALANIS, 2005; JAMES; HALL, 1989).

$$\delta_{eff} = \frac{1}{Q} = \frac{P_c + P_d + P_r}{\omega W_t} \quad (3.8)$$

As ondas geradas entre o *patch* e o plano de terra sofrem várias reflexões até atingirem as bordas do referido elemento irradiador devido a reduzida espessura da antena. Assim, como somente uma pequena parte da energia é radiada, a antena apresenta baixa eficiência. Os campos sob a *patch* formam ondas estacionárias que podem ser representadas por funções cossenoidais (BALANIS, 2005). Uma vez que a espessura da antena é consideravelmente menor que o comprimento da onda no substrato, as variações do campo são consideradas constantes e os campos nas bordas normais à superfície da *patch*. Consequentemente, somente configurações de campos TM^x são empregadas no modelo de cavidade. As configurações dos campos dentro da cavidade podem ser calculadas através da abordagem descrita em Balanis (1989) que trabalha com o vetor potencial A_x . A Figura 22 ilustra a geometria adotada no modelo de cavidade.

O vetor potencial A_x deve satisfazer a equação de onda homogênea 3.9.

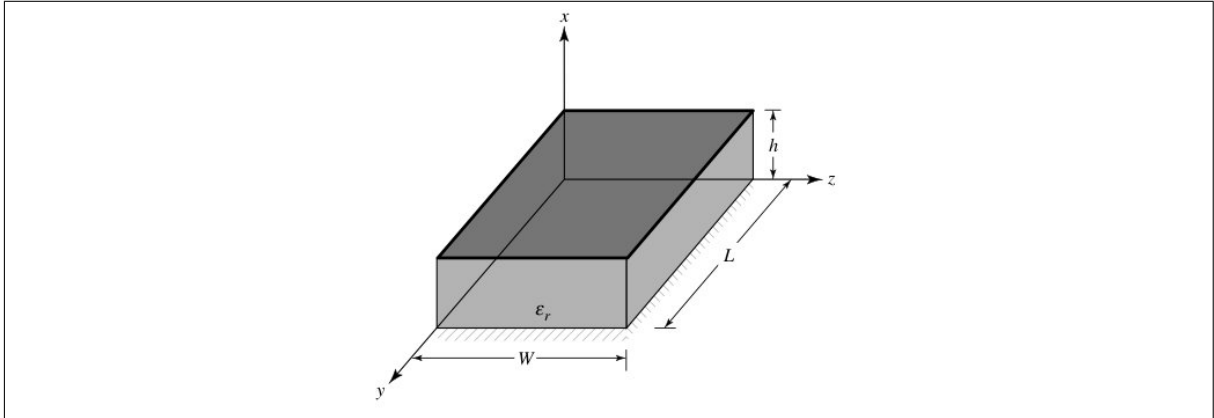
$$\nabla^2 A_x + k^2 A_x = 0 \quad (3.9)$$

A equação 3.9 tem solução que pode ser obtida através do método de separação de variáveis (BALANIS, 1989). A equação 3.10 mostra essa solução.

$$A_x = [A_1 \cos(k_x x) + B_1 \cos(k_x x)][A_2 \cos(k_y y) + B_2 \cos(k_y y)][A_3 \cos(k_z z) + B_3 \cos(k_z z)] \quad (3.10)$$

Os vetores de propagação nas direções x , y e z são, respectivamente, k_x , k_y e k_z , vistos na equação 3.10. Esses vetores são determinados através da aplicação das condições de contorno da solução.

Figura 22: Geometria de uma antena de microfita retangular



Fonte: Balanis (2005).

O conjunto de equações 3.11 mostra os campos elétricos e magnéticos dentro da cavidade em função do vetor potencial A_x (BALANIS, 1989).

$$\begin{aligned} E_x &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k^2 \right) A_x & H_x &= 0 \\ E_y &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial y} & H_y &= \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial z} \\ E_z &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial z} & H_z &= -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial y} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Esses campos estão sujeitos às condições de contorno presentes no conjunto de equações 3.12.

$$\begin{aligned} E_y(x' = 0, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) &= E_y(x' = h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = 0 \\ H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z' = 0) &= H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z' = W) = 0 \\ H_z(0 \leq x' \leq h, y' = 0, 0 \leq z' \leq W) &= H_z(0 \leq x' \leq h, y' = L, 0 \leq z' \leq W) = 0 \end{aligned} \quad (3.12)$$

A aplicação dessas condições de contorno na equação solução 3.10 resulta numa forma final para o vetor potencial A_x dentro da cavidade. Essa forma final é vista na equação 3.13, sendo A_{mnp} o coeficiente de amplitude de cada modo mnp .

$$A_x = A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') \quad (3.13)$$

Os vetores de propagação k_x , k_y e k_z são definidos pelo conjunto de equações 3.14.

$$\begin{aligned} k_x &= \frac{m\pi}{h} & m &= 0, 1, 2, \dots \\ k_y &= \frac{n\pi}{L} & n &= 0, 1, 2, \dots \\ k_z &= \frac{p\pi}{W} & p &= 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (3.14)$$

Os coeficientes m , n e p representam o número de variações de meio ciclo do campo elétrico ao longo das direções x , y e z , respectivamente, nunca podendo serem nulos de forma simultânea. Como $k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = k_r^2 = \omega^2 \mu \epsilon$, as frequências ressonantes para a cavidade são dadas pela equação 3.15.

$$(f_r)_{mnp} = \left(\frac{1}{2\pi \sqrt{\mu \epsilon}} \right) \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L} \right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W} \right)^2} \quad (3.15)$$

A reescrita das equações 3.11 usando a solução para A_x , vista na equação 3.13, resulta no conjunto de equações 3.16.

$$\begin{aligned} E_y &= -j \left(\frac{k_y k_x}{\omega \mu \epsilon} \right) A_{mnp} \sin(k_x x') \sin(k_y y') \cos(k_z z') & H_y &= -j \left(\frac{k_z}{\mu} \right) A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \sin(k_z z') \\ E_z &= -j \left(\frac{k_y k_x}{\omega \mu \epsilon} \right) A_{mnp} \sin(k_x x') \cos(k_y y') \sin(k_z z') & H_z &= -j \left(\frac{k_y}{\mu} \right) A_{mnp} \cos(k_x x') \sin(k_y y') \cos(k_z z') \\ E_x &= -j \left(\frac{k^2 - k_x^2}{\omega \mu \epsilon} \right) A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') & H_x &= 0 \end{aligned} \quad (3.16)$$

O modo dominante, aquele que apresenta menor frequência de ressonância, depende diretamente das dimensões da antena, como pode ser visto na equação 3.15. Considerando que a antena apresenta dimensões que respeitem as condições $h \ll L$ e $h \ll W$, o modo dominante é aquele que possui somente uma variação de meio ciclo ao longo da maior dimensão da antena. Se uma antena possui dimensões onde $L < W < h$, os dois primeiros modos que aparecem são TM_{010}^x e TM_{001}^x , sendo o primeiro mencionado o dominante. No caso em que $W < L < h$, a ordem de aparição dos modos se inverte, sendo o TM_{001}^x o dominante. As frequências de corte dos modos TM_{010}^x e TM_{001}^x podem ser visualizadas na equações 3.17.

$$\begin{aligned} (f_r)_{010} &= \frac{1}{2L\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \\ (f_r)_{001} &= \frac{1}{2W\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \end{aligned} \quad (3.17)$$

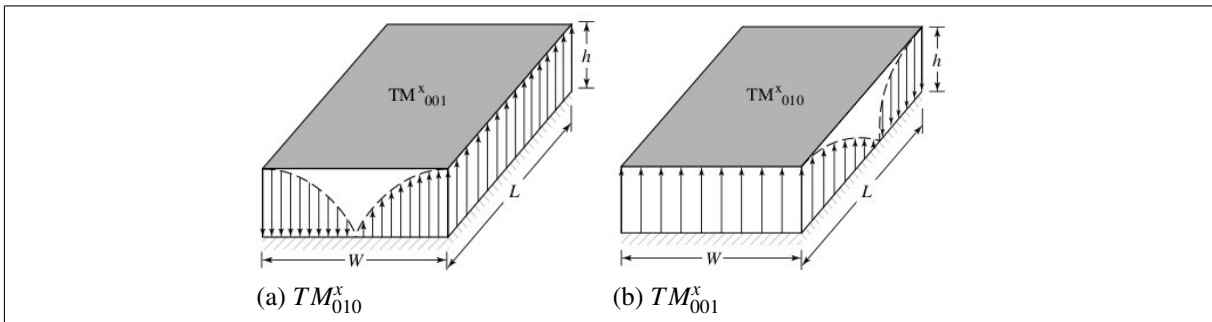
Os campos elétricos e magnéticos no interior da cavidade para os modos TM_{010}^x e TM_{001}^x são representados pela equações 3.18 e 3.19 respectivamente.

$$\begin{aligned} E_x &= -j\omega A_{010} \cos\left(\frac{\pi}{L}y'\right) \\ H_z &= \frac{\pi}{L\mu} A_{010} \sin\left(\frac{\pi}{L}y'\right) \end{aligned} \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned} E_x &= -j\omega A_{001} \cos\left(\frac{\pi}{W}z'\right) \\ H_y &= -\frac{\pi}{W\mu} A_{001} \sin\left(\frac{\pi}{W}z'\right) \end{aligned} \quad (3.19)$$

A distribuição dos campos elétricos tangenciais às paredes laterais da cavidade, baseados nas equações 3.18 e 3.19, para os modos TM_{010}^x e TM_{001}^x pode ser vista na Figura 23.

Figura 23: Configuração de campos de dois modos em uma antena de microfita retangular



Fonte: Balanis (2005).

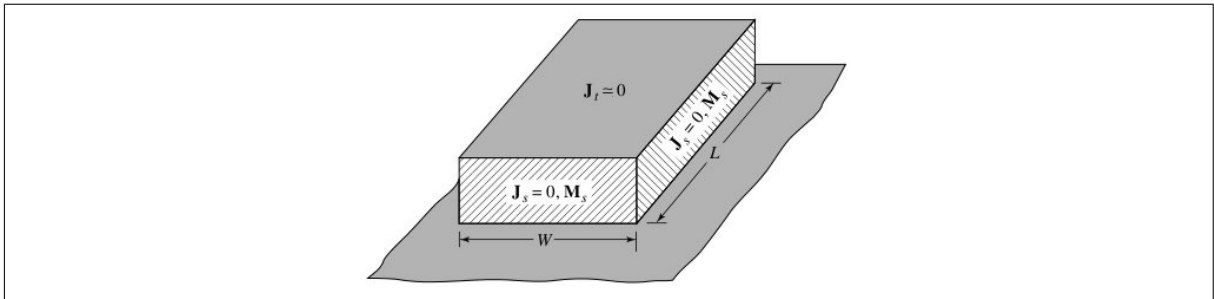
Assim, para obter os campos irradiados, é necessário tratar as quatro paredes magnéticas como pequenas aberturas, as fendas, por onde a radiação se forma. Usando o princípio

de Huygens, apresentado em Balanis (2005), o *patch* de microfita é representado pela densidade de corrente J_t em sua superfície superior. As quatro fendas são representadas pelas densidades de corrente elétrica J_s e magnética M_s , de acordo com o conjunto de equações 3.20.

$$\begin{aligned} J_s &= \hat{n} \times H_a \\ M_s &= -\hat{n} \times E_a \end{aligned} \quad (3.20)$$

Vale ressaltar que E_a e H_a representam os campos elétricos e magnéticos nas fendas. Como já visto no início desse seção, as densidades de corrente elétrica J_s e J_t são idealmente nulas. Consequentemente, conforme o apresentado até então, a cavidade com suas densidades de correntes magnética e elétrica podem ser vista na Figura 24.

Figura 24: Densidades de corrente equivalentes nas quatro laterais e no *patch* de uma antena de microfita retangular



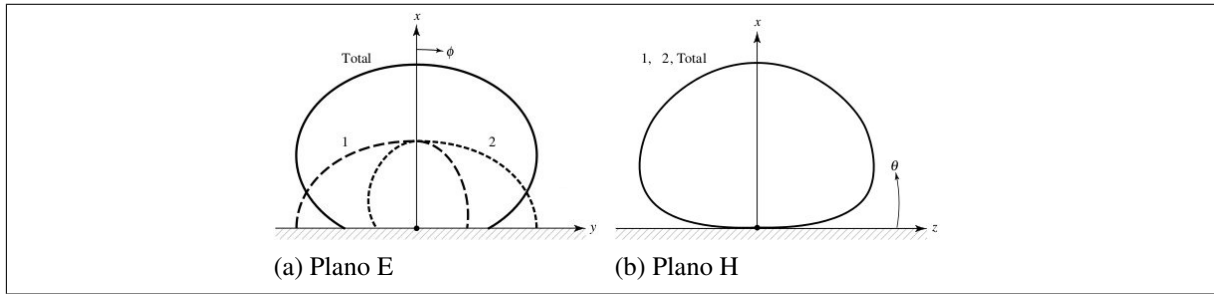
Fonte: Balanis (2005).

Logo, a densidade de corrente equivalente magnética M_s é a única não nula ao longo das extremidades laterais da cavidade e irradia na presença do plano de terra. A referida presença é levada em consideração através da teoria da imagem que dobra a densidade de corrente magnética M_s . Assim, a densidade de corrente magnética equivalente final é vista na equação 3.21.

$$M_s = -2\hat{n} \times E_a \quad (3.21)$$

Uma antena de microfita retangular é composta por quatro fendas, onde somente duas, as radiantes, são responsáveis pela maioria da irradiação (BALANIS, 2005). Essas, usando o princípio da equivalência irradiam os mesmos campos que um dipolo magnético com densidade de corrente magnética M_s , vista na equação 3.21. As densidades de corrente magnética equivalentes nas duas fendas de largura W e altura h possuem mesma fase e magnitude. Consequentemente, essas fendas formam um conjunto de antenas com dois elementos que contém fontes, as densidades de corrente magnética, com mesma fase e magnitude, separadas pelo comprimento L . Assim as duas fontes se somam em uma direção normal ao plano de terra e ao *patch* formando uma antena com padrão de irradiação *broadside*. No plano $x - y$, também chamado de E principal, o padrão de irradiação normalizada de cada fenda é mostrado individualmente e em conjunto. O plano $x - z$, ou H principal, apresenta o mesmo padrão de irradiação normalizada para cada fenda e para as duas juntas. A Figura 25 mostra o padrão de radiação nos planos principais E e H .

Figura 25: Padrões de irradiação normalizados



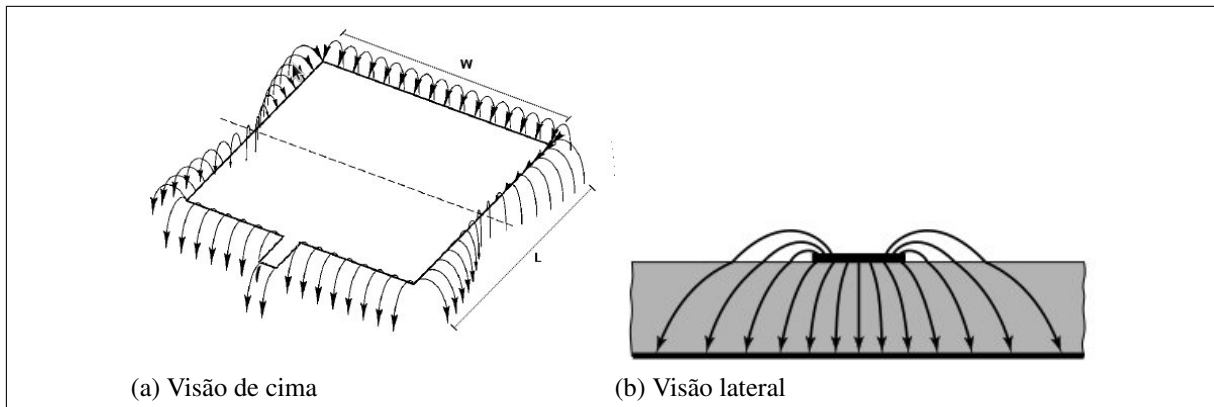
Fonte: Adaptada de Balanis (2005).

As outras duas fendas, ambas de comprimento L e de altura h , apresentam densidades de corrente equivalente de mesma magnitude, mas de direções opostas. Consequentemente, segundo Balanis (2005), os campos irradiados por cada fenda se cancelam tanto no plano principal H como no E . Logo, essas fendas são chamadas de não irradiantes. O campo elétrico irradiado pelas antenas de microfita (E_{ϕ}^t) é obtido modelando-as como um conjunto de antenas de abertura, as fendas irradiantes, juntamente com as equações 3.15, 3.11 e 3.12 para os modos TM_{010}^x e TM_{001}^x (BALANIS, 2005).

3.4.1.2 Modelo de Linha de Transmissão

Como já comentado na seção 3.3, esse método de análise é o que apresenta a mais clara fundamentação física, entregando entretanto resultados menos precisos. Sinteticamente, o referido modelo trata uma antena de microfita como duas fendas, de largura W e de altura h , separadas por uma linha de transmissão Z_c de baixa impedância e de comprimento L . A Figura 26 mostra os campos das extremidades do *patch* franjeando devido às suas dimensões de comprimento e de largura serem finitas.

Figura 26: Franjeamento do campo elétrico em uma antena de microfita retangular



Fonte: (a), adaptada de Milligan (2005); (b), Balanis (2005).

Esse franjamento é influenciado pelas relações L/h e W/h e pela constante dielétrica ϵ_r do substrato. Como as antenas de microfita geralmente apresentam altos valores para as referidas relações, esse franjamento diminui, entretanto, deve ser levado em conta, já que altera a frequência e a resistência de ressonância. Igualmente ao apresentado na seção 3.2, os efeitos do franjamento do campo elétrico e da heterogeneidade dos dielétricos que compõem uma antena de microfita tendem a ser compensados através da adoção de uma constante dielétrica efetiva ϵ_{eff} , cujo cálculo pode ser visto na equação 3.1. A Figura 26b ilustra os efeitos do substrato heterogêneo nas linhas do campo elétrico. Antenas de microfita são eletricamente maiores do que suas dimensões físicas devido ao franjamento de seus campos, como pode ser visto na Figura 27a. Como exposto na seção 3.4.1.1, a frequência de ressonância é dependente do comprimento L para o modo TM_{010}^x . Como eletricamente uma antena de microfita é maior do que suas dimensões físicas, essa diferença, ΔL , deve ser mensurada para fins de projeto. A relação $\Delta L/h$ pode ser calculada utilizando a equação 3.22.

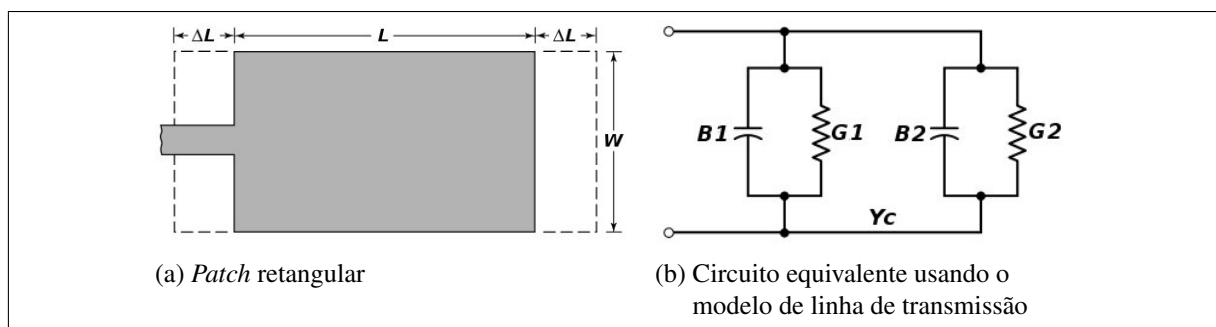
$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (3.22)$$

O comprimento efetivo L_{eff} considera os efeitos do franjamento do campo elétrico e é obtido a partir da equação 3.23.

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (3.23)$$

O modelo de linha de transmissão também permite a obtenção da resistência de ressonância de entrada, R_{in} . Tal feito é conseguido através da modelagem das fendas radiantes como duas admitâncias, $Y_1 = G_1 - jB_1$ e $Y_2 = G_2 - jB_2$, em paralelo. A Figura 27b mostra a referida modelagem.

Figura 27: Patch retangular e o seu circuito equivalente usando o modelo de linha de transmissão



Fonte: Adaptada de Balanis (2005).

A condutância de cada fenda aumenta a medida que a largura da microfita é incrementada (BALANIS, 2005). As admitâncias das fendas possuem valores complexos conjugados, levando a uma impedância de ressonância de entrada real, cujo valor pode ser obtido a partir da equação 3.24.

$$R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (3.24)$$

Vale ressaltar que a equação 3.24 não leva em conta a influência mútua entre as fendas. Assim, o valor final de R_{in} , considerando a referida interação, pode ser visto na equação 3.25.

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (3.25)$$

A condutância G_2 é somada a G_1 quando a antena opera em modos ímpares de distribuição de voltagem ressonante abaixo do *patch*. Quando o modo de distribuição é par, a condutância G_2 é subtraída de G_1 . O cálculo da condutância mutua, G_{12} , pode ser visto em Balanis (2005).

3.4.2 Diretividade

Segundo (HUANG; BOYLE, 2008), a diretividade é definida pela razão da intensidade de radiação da antena em uma direção específica, $U(\theta, \phi)$, sobre a emitida por uma fonte isotrópica U_0 (BALANIS, 2005). A equação 3.26 mostra matematicamente a relação supracitada.

$$D_0 = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (3.26)$$

É coerente elucidar que P_{rad} é a potência total irradiada por uma determinada fonte. Assintoticamente, a diretividade de uma antena de microfita retangular é definida na equação 3.27 quando W é menor do que λ_0 , de acordo com (BALANIS, 2005).

$$D = 6.6 \quad (3.27)$$

Entretanto, quando W é maior do que λ_0 , a diretividade é obtida conforme a equação 3.28.

$$D = 8 \left(\frac{W}{\lambda_0} \right) \quad (3.28)$$

A diretividade é constantemente expressa em decibéis. A equação 3.29 permite que esse parâmetro seja convertido de adimensional para decibéis (BALANIS, 2005).

$$D(dB) = 10 \log_{10} [D(adimensional)] \quad (3.29)$$

3.4.3 Fator de Qualidade, Largura de Banda, Eficiência

Fator de qualidade, eficiência e largura de banda são parâmetros de uma antena que possuem significativa interdependência (BALANIS, 2005). Assim, é necessária a busca de um arranjo onde os três parâmetros estejam dentro do considerado ideal para uma antena que está sendo projetada, já que a melhora de desempenho em um desses pode implicar na piora de um dos outros dois.

O fator de qualidade total Q_t é um parâmetro que representa as perdas de uma antena, como observado na equação 3.30. Perdas dielétricas, condutivas, radiativas e por ondas de superfície, são representadas por Q_d , Q_c , Q_{rad} e Q_{sw} , respectivamente.

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}} \quad (3.30)$$

Para substratos finos, $h \ll \lambda_0$, as perdas por ondas de superfície são bem pequenas e podem ser desconsideradas (GARG et al., 2001). As equações 3.31, 3.32 e 3.33, retiradas de Garg et al. (2001), permitem o cálculo de Q_d , Q_c e Q_{rad} .

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (3.31)$$

$$Q_c = h\sqrt{\pi\mu_0\sigma f} \quad (3.32)$$

$$Q_{rad} = 2\pi f_r W_T / P_{rad} \quad (3.33)$$

As equações 3.31 e 3.32 apresentam a tangente de perda do substrato, $\tan \delta$, e a permeabilidade magnética no espaço livre, μ_0 , respectivamente. Na equação 3.33, P_{rad} é a potência irradiada e W_t é a energia armazenada em ressonância para qualquer mecanismo de perda que pode ser calculada de acordo com a equação 3.34, sendo ϵ_0 a permissividade elétrica do espaço livre. Para fins de projeto, as fórmulas mostradas para o cálculo dos vários fatores de qualidade são genéricas e demasiadamente complexas. Logo, é extremamente prático e válido a utilização de fórmulas específicas para esta finalidade (LEE; CHEN, 1997).

$$W_T = 0,25\epsilon_0\epsilon_r hLW \quad (3.34)$$

A largura de banda de uma antena é inversamente proporcional a Q_t , como pode ser visto na equação 3.35, sendo $VSWR$ a relação de onda estacionária de voltagem que está relacionada a eficiência do casamento de impedância entre a linha de alimentação e a antena (BALANIS, 2005; GARG et al., 2001).

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{VSWR - 1}{Q_t \sqrt{VSWR}} \quad (3.35)$$

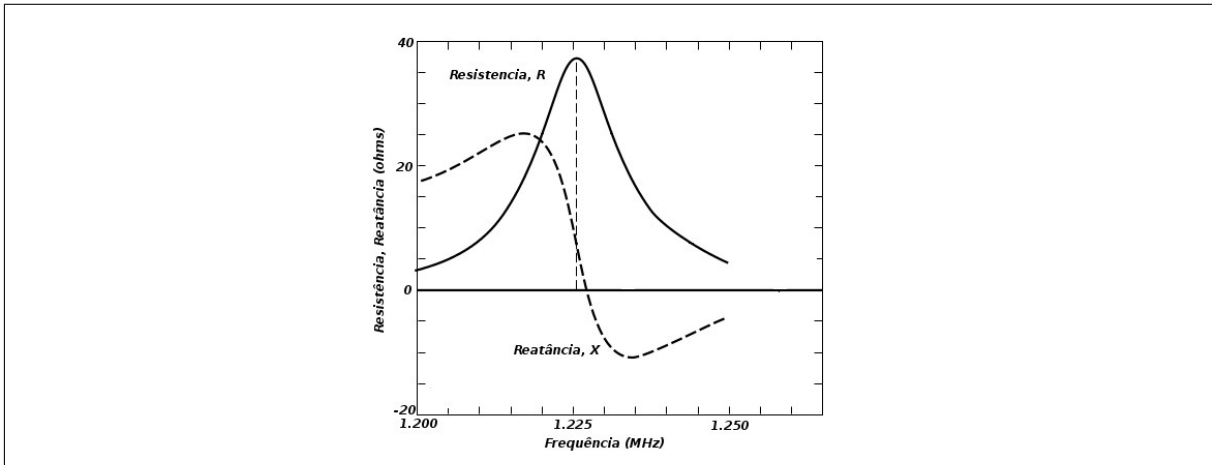
A banda em questão também pode ser descrita em função do coeficiente de reflexão, sendo a faixa de frequências em que os valores desse parâmetro são menores que -10dB (HUANG; BOYLE, 2008). A Figura 60 ilustra a banda de impedância simulada da MSA de propósito geral desenvolvida nesse trabalho com largura 194,5MHz. Por fim, a eficiência de irradiação de uma antena define o quanto de potência é irradiada em relação à quantidade recebida. Em termos de fatores de qualidade, a eficiência de uma antena de microfita é definida na equação 3.36 (BALANIS, 2005).

$$e = \frac{Q_t}{Q_{rad}} \quad (3.36)$$

3.4.4 Impedância de Entrada

A impedância de entrada de uma antena de microfita é complexa e inclui tanto a parte ressonante como a não ressonante. As partes real e imaginária da impedância variam em função da frequência, e um comportamento típico pode ser visto na Figura 28. Idealmente, tanto a resistência quanto a reatância apresentam simetria próxima à frequência de ressonância.

Figura 28: Variação típica da resistência e da reatância em uma antena de microfita



Fonte: Adaptada de Balanis (2005).

As antenas de microfita com substratos finos, como as que são tratadas nesse trabalho, apresentam reatância de entrada muito pequena em comparação com a resistência (BALANIS, 2005). Entretanto, quando a espessura do substrato é grande, a reatância de entrada apresenta significância e deve ser considerada para o casamento de impedância com a linha de transmissão que alimenta a antena. Como visto em Balanis (2005), a operação de um sistema irradiador de ondas eletromagnéticas em um intervalo de frequência não depende somente da antena. As características de operação desse sistema dependem também da combinação entre sua linha de transmissão e a antena. Geralmente, as impedâncias da antena e da linha de transmissão são, respectivamente, complexa e real. Além disso, o comportamento dispersivo desses dispositivos são diferentes. Segundo Sadiku (2004), quanto mais bem acopladas ou casadas, menor é a potência refletida e, conseqüentemente, maior é a transmitida. Assim, mecanismos de casamento de impedância procuram manter a operação de todo o sistema irradiador dentro do intervalo de frequência desejado, transferindo o máximo de potência da linha de transmissão para a antena.

O transformador de $\lambda/4$ é uma técnica de casamento de impedâncias. Se a impedância da antena for puramente resistiva, o transformador é colocado diretamente nessa, segundo (BALANIS, 2005). Se a impedância da antena for complexa, o transformador é colocado a uma distância s_0 dessa. Tal distância é escolhida de maneira que a impedância da antena em s_0 seja real e designada como R_{in} . Para que aconteça o casamento, a impedância característica da linha de transmissão, Z_0 , e a do transformador, Z_1 e R_{in} devem se relacionar conforme o exposto na equação 3.37 (SADIKU, 2004).

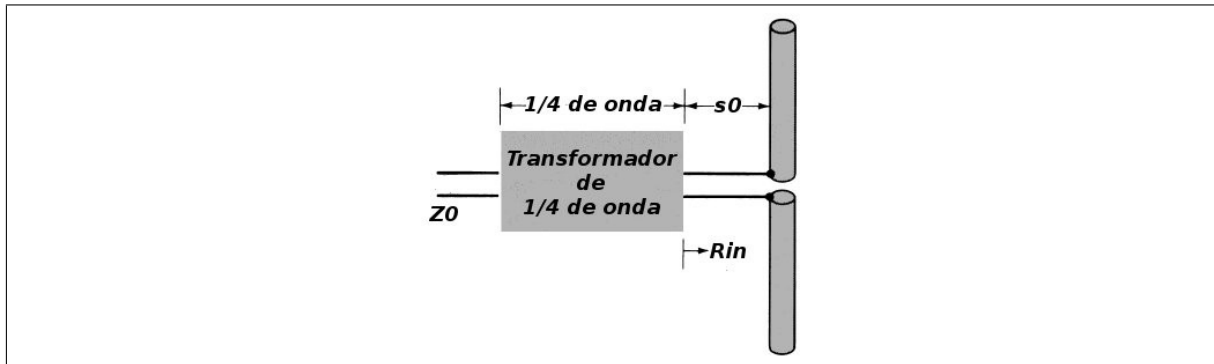
$$Z_1 = \sqrt{R_{in}Z_0} \quad (3.37)$$

O comprimento do referido dispositivo deve ser igual $\lambda/4$ da onda. Esse deve ser calculado a partir da equação 3.38, onde f é a frequência central de operação usada no dispositivo.

$$\frac{\lambda_0}{4} = \frac{c}{4f} \quad (3.38)$$

Ainda segundo Sadiku (2004), o transformador de $\lambda/4$ é a mais adequada técnica de casamento quando linhas de microfita são usadas, pois a impedância característica do dispositivo de transmissão de energia previamente citado pode ser alterada variando simplesmente a largura do condutor central, como visto na seção 3.2. A Figura 29 apresenta um casamento de impedâncias feito através de um transformador de $\lambda/4$.

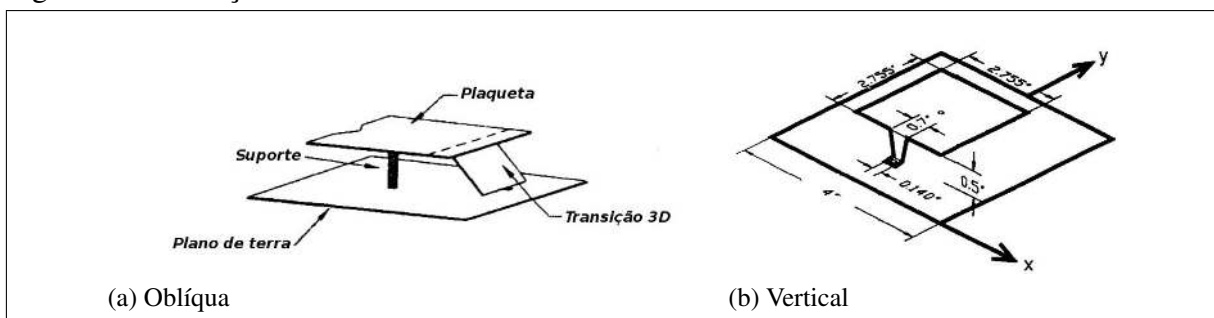
Figura 29: Transformador de $\lambda/4$



Fonte: Adaptada de Balanis (2005).

Outra técnica de casamento de impedância é a baseada na utilização de transições tridimensionais (GARG et al., 2001) como visto na Figura 30. Essa pode aumentar a largura de banda de impedância em até 90% e consiste de uma linha de microfita que faz a transição entre a sonda de alimentação e o *patch* suspenso (HERSCOVICI, 1998). A transição pode ter largura fixa ou variável e ser perpendicular ou inclinada em relação ao plano de terra. A antena e a transição não requerem nenhum material dielétrico específico. Esse método resulta em uma transição de banda larga devido à natureza eletricamente cônica da impedância. As vantagens dessa técnica de casamento de impedância incluem uma larga banda de VSWR, poucos efeitos de dispersão e de ondas de superfície, alta eficiência e grande capacidade de gerenciar potência devido a espessura da antena poder ser de até $0,25\lambda_0$.

Figura 30: Transições tridimensionais



Fonte: (a), adaptada de Herscovici (1998); (b), adaptada de Garg et al. (2001).

3.4.5 Polarização Circular

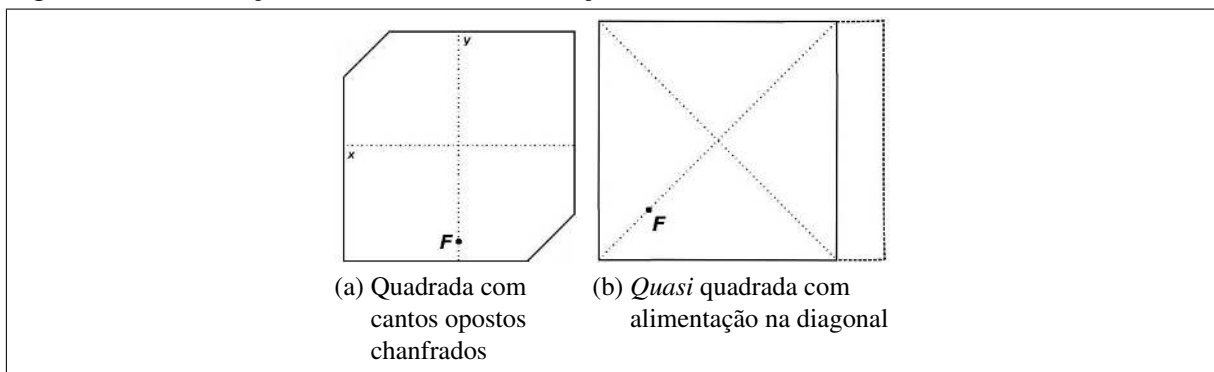
Vários sistemas de comunicação não apresentam garantias quanto à orientação de suas antenas, como pode ser visto na seção 2.10. Nesses casos, é imprescindível que a potência do sinal recebido seja independente da orientação rotacional das antenas envolvidas. Sinais com polarização linear possuem fraca recepção se as antenas do transmissor e do emissor estiverem com uma defasagem entre as orientações próximas a $\pi/2$. Por outro lado, em sistemas que operam com sinais polarizados circularmente, a intensidade de potência recebida independe da orientação rotacional das antenas envolvidas (KUMAR; RAY, 2003).

Como visto em Garg et al. (2001), antenas produzem ondas circularmente polarizadas quando é irradiado um campo com duas componentes ortogonais que possuem mesma amplitude, mas em quadratura de fase, sendo a antena de microfita um dos dispositivos irradiadores mais usados para a geração de polarização circular.

Um parâmetro utilizado para definir o grau de polarização de uma onda é a razão axial. Essa é o rácio entre as amplitudes dos componentes de campo elétrico que são ortogonais entre si e entre o sentido de propagação da onda. Uma antena é considerada circular quando essa razão é menor que 3dB. Consequentemente, a banda de razão axial é a faixa de frequências em que os valores desse parâmetro são menores que 3dB (HUANG; BOYLE, 2008).

Uma antena de microfita com um única *patch* pode irradiar sinais com polarização circular se dois modos ortogonais forem excitados com amplitudes iguais com uma defasagem de $\pm \pi/2$, onde o sinal é definido pelo sentido da rotação. Em linhas gerais, duas configurações de alimentação permitem a execução dessa tarefa nesses dispositivos. O primeiro tipo é o baseado em uma alimentação única, sendo a emissão de radiação polarizada circularmente obtida através da inserção de perturbações na antena como o visto em na Figura 31.

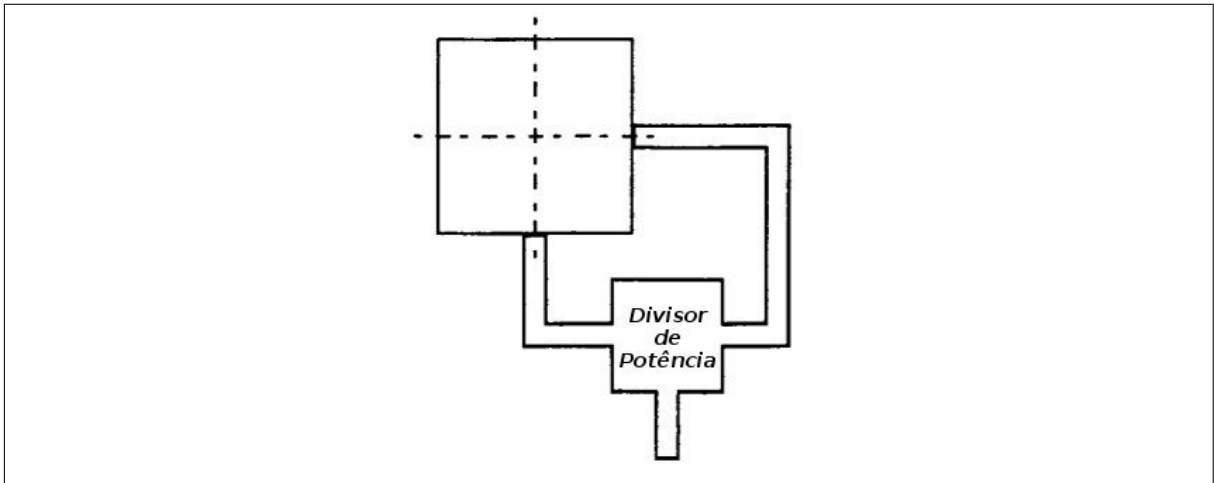
Figura 31: Polarização circular com alimentação única



Fonte: Adaptadas de Sainati (2007).

O segundo tipo é uma alimentação dupla ortogonal que usa uma rede externa divisora de potência como o ilustrado na Figura 32. Essa é a maneira mais direta de gerar radiação circularmente polarizada a partir de um *patch* quadrado (GARG et al., 2001).

Figura 32: Polarização circular com alimentação dupla

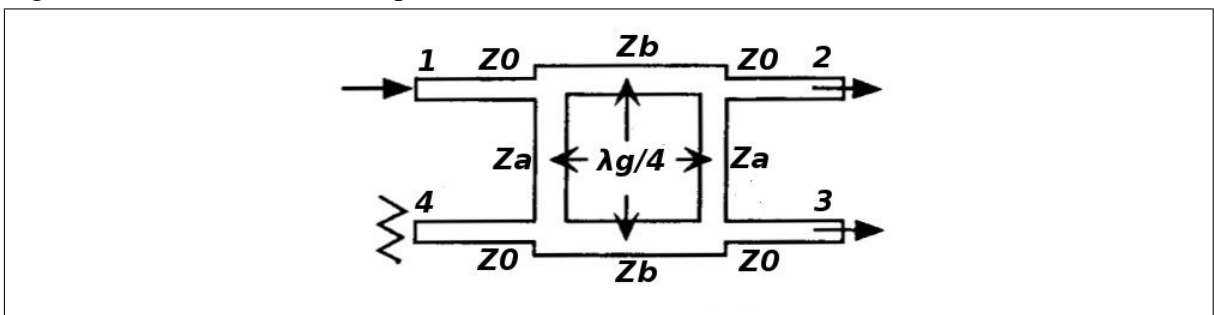


Fonte: Adaptada de Garg et al. (2001).

Os dois modos ortogonais e em quadratura de fase necessários para a geração de um sinal circularmente polarizado podem ser excitados usando duas alimentações perpendiculares. O divisor de potência que é ligado a antena através de transformadores de impedância provê as excitações necessárias de fase e de amplitude.

Vários tipos de divisores de potência podem executar esse trabalho, destacando o de junção em T e o híbrido de quadratura. Esse, de acordo Garg et al. (2001), é uma rede de quatro portas, onde geralmente a entrada é feita pela porta 1, a saída acontece pelas portas 2 e 3 e porta 4 é ligada a uma carga terminadora, como o ilustrado na Figura 33.

Figura 33: Divisor híbrido de quadratura



Fonte: Adaptada de Garg et al. (2001).

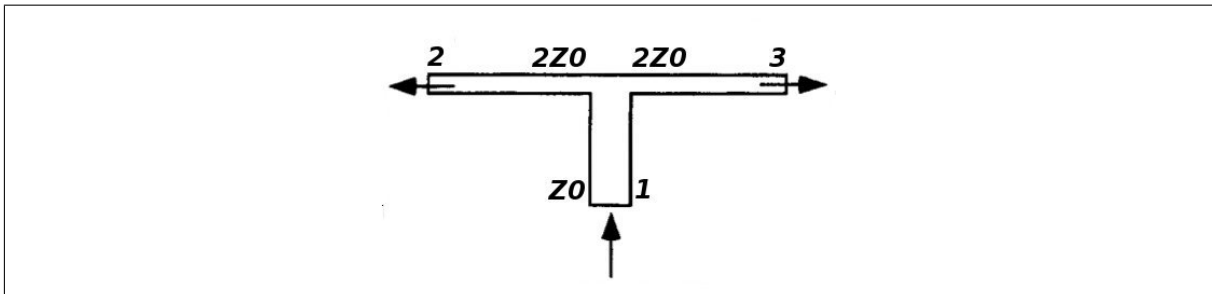
O divisor de potência híbrido de quadratura divide o sinal igualmente em amplitude e em defasagem de $\pi/4$ na fase. Sinais refletidos pelo *patch* devido às imperfeições no casamento são absorvidos pela carga na porta 4. As portas de saída apresentam boa isolamento, geralmente maior que 20dB, que, conseqüentemente, não degradam a razão axial. Um híbrido de quadratura pode ser projetado usando expressões para um divisor de potência diretamente

acoplado de quatro portas, conforme (GARG et al., 2001). As impedâncias características Z_a e Z_b são obtidas de acordo com as equações 3.39.

$$\begin{aligned} Z_b &= \frac{Z_0}{\sqrt{2}} \\ Z_a &= Z_0 \end{aligned} \quad (3.39)$$

O divisor de junção em T é uma rede que fenda arbitrariamente em N vias a potência (GARG et al., 2001). Nesse divisor a entrada na porta 1 é dividida igualmente em amplitude e quadratura de fase que acontece devido a diferença de $\lambda/4$ no comprimento das portas de saída 2 e 3. A Figura 34 ilustra um divisor de junção em T.

Figura 34: Divisor de potência de junção em T



Fonte: Adaptada de Balanis (1989).

Para uma divisão igualitária de potência entre as saídas, as impedâncias características nos braços do divisor de junção em T devem seguir a equação 3.40.

$$Z_2 = Z_3 = 2Z_0 \quad (3.40)$$

Qualquer um desses divisores pode gerar polarização circular ou à direita ou à esquerda. A saída do divisor que apresentar maior distância entre a entrada e a saída do divisor é a que possui defasagem de $\lambda/4$. Quando essa saída ficar à esquerda da alimentação do divisor de potência, a polarização da antena é em sentido horário, ou, do inglês, LHCP. Caso contrário, quando a saída em questão fica direita do ponto de injeção do sinal no divisor, anti-horário é o sentido da polarização circular da antena, ou, também do inglês, RHCP (KUMAR; RAY, 2003; BALANIS, 2005).

3.4.6 Técnicas de Aumento de Largura de Banda

Uma das mais sérias limitações das antenas de microfita é a estreita largura de banda, sendo essa tipicamente somente uma pequena porcentagem da frequência (GARG et al., 2001; BALANIS, 2005). Consequentemente, pesquisadores se empenharam em atenuar essa limitação e conseguiram aumentar a largura de banda de impedância. A maioria dessas novas técnicas utilizam o aumento de tamanho, altura e volume para o que largura de banda seja estendida, tendo como contra partida a degradação de alguma outra característica da antena. A

utilização de elementos parasitas coplanares é uma técnica bastante conhecida, sendo o emprego de *patch* empilhados outro método também frequentemente adotado.

O uso de um conjunto de ressoadores coplanares é uma configuração que apresenta desempenho de banda larga (GARG et al., 2001). Diretamente ou através de um espaçamento, os *patch* parasitas são acoplados ao que é alimentado. Quando dois *patches* são acoplados por um espaçamento ao principal ao longo das fendas radiantes, a largura de banda máxima obtida é 5,1 vezes maior do que a conseguida através de um único *patch* retangular, de acordo com (GARG et al., 2001). Entretanto, essa configuração aumenta significativamente o volume e a complexidade de fabricação da antena como pode ser visto na Figura 35.

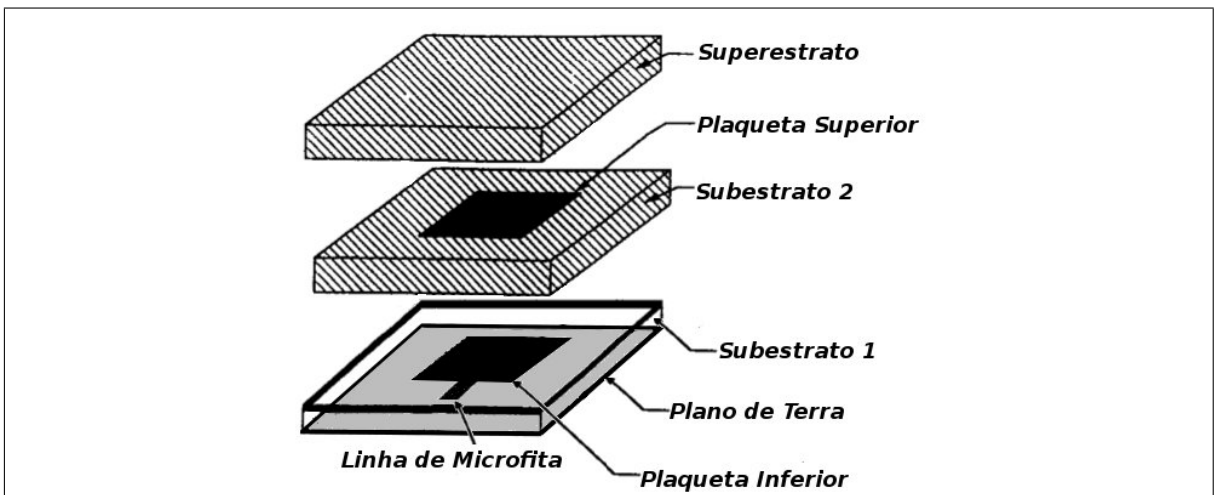
Figura 35: Elementos parasitas coplanares



Fonte: Garg et al. (2001).

Outra configuração de antena de microfita que possui características de banda larga é a de *patch* empilhados. Essa é constituída de uma antena de microfita alimentada conforme o visto na seção 3.3, com pelo menos um *patch* adicional colocado acima do principal, sendo esses elementos separados por uma camada de um substrato. De acordo com (GARG et al., 2001), o uso de três *patches* é até possível, entretanto, o aumento da largura de banda é muito pequeno em comparação a uma configuração otimizada utilizando dois elementos. Esses dois *patches* empilhados são acoplados por proximidade e os tamanhos dessas peças metálicas são eletricamente diferentes para que a frequência de ressonância de cada uma delas também possam diferir um pouco. A Figura 36 ilustra a configuração de *patches* empilhados.

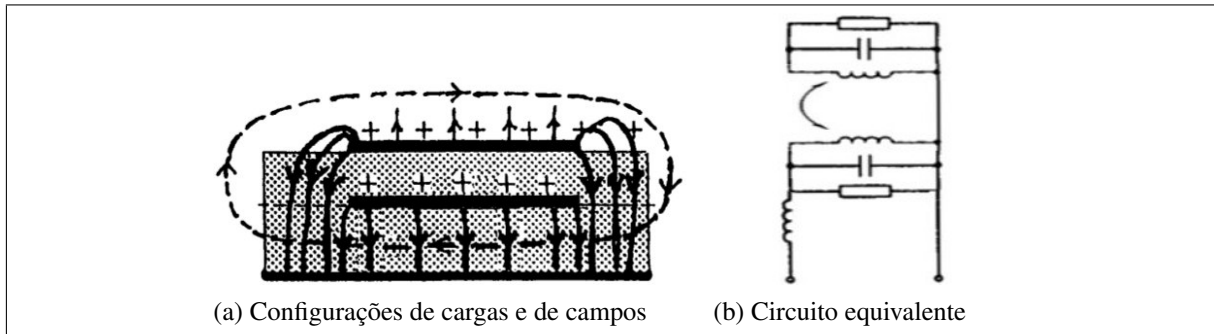
Figura 36: Elementos parasitas empilhados



Fonte: Adaptada de Lee e Chen (1997).

A configuração de *patches* empilhados permite que uma antena de microfita alcance valores de largura de banda de impedância de 10% a 29% (GARG et al., 2001). O empilhamento de *patches* não aumenta a área de superfície ocupada, o que permite, por exemplo, a aplicação dessa técnica em um arranjo de antenas, sem aumentar o espaçamento entre os elementos alimentados. O acoplamento magnético entre o *patch* parasita e o principal, operando em um modo par e o circuito equivalente, podem ser vistos na Figura 37.

Figura 37: Entendimento físico do acoplamento entre *patch* empilhados



Fonte: Adaptada de Garg et al. (2001).

Análises simples de antena de microfita com *patches* empilhados não são possíveis, sendo necessário a estimativa de valores iniciais para que esses sejam posteriormente refinados (CHUNG; MOHAN, 2003; GARG et al., 2001). A distância entre os *patches* principal e parasita pode ter valor inicial estimado através equação 3.41, conforme Chung e Mohan (2003), onde λ_r é o comprimento de onda no substrato. Já o comprimento da largura do *patch* parasita quadrado pode ser inicialmente estimado como a metade do comprimento de onda no superestrato.

$$d = 0.06\lambda_r \quad (3.41)$$

3.4.7 Conclusão

Esse Capítulo mostrou a fundamentação teórica necessária sobre antenas de microfita para o entendimento das etapas de projeto e construção dos objetivos desse trabalho. As linhas de microfita foram primeiramente explicadas, pois essas são a base de um dos modelos analíticos e das redes de alimentação dessas antenas. Em seguida, foram apresentadas as características genéricas básicas desses dispositivos de irradiação. Os modelos analíticos e as principais figuras de mérito das antenas de microfita retangulares foram mostrados, pois essa geometria de *patch* condutor é a adotada nesse trabalho. Por fim, são mostradas algumas técnicas necessárias para obtenção e melhoramento de algumas características como largura de banda e polarização circular.

4 METAMATERIAIS

4.1 Introdução

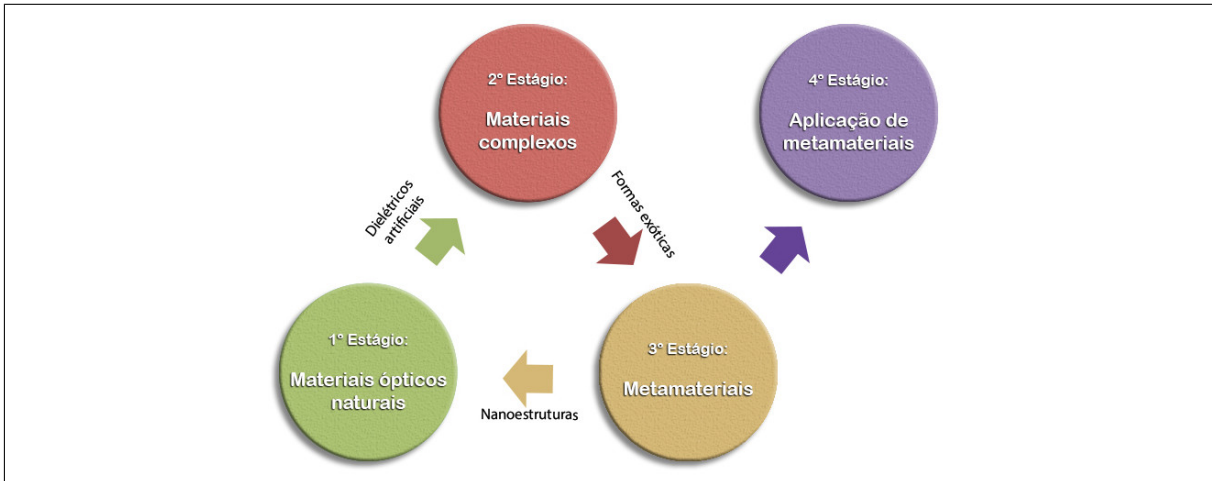
Metamateriais (MTM) podem ser definidos como materiais dispersivos e artificiais com propriedades eletromagnéticas incomuns e projetadas usando a repetição periódica de estruturas muito menores do que o comprimento da onda eletromagnética incidente chamadas de células unitárias (VESELAGO V.; HAFNER, 2006; CAPOLINO, 2009). Metamateriais são usados na fabricação de absorvedores e dispositivos para camuflagem (GANGWAR; PARAS; GANGWAR, 2014). Em antenas, metamateriais podem ser usados para reduzir o tamanho elétrico e aumentar a diretividade, a eficiência e largura de banda. Antenas que usam metamateriais podem ser aplicadas em RFID, IoT, sistemas de navegação, dentre outros (ANAND, 2006; MARTÍN; ZIOLKOWSKI, 2010). Inicialmente, esse Capítulo pretende fazer uma caracterização básica e uma contextualização histórica dos metamateriais. Em seguida, juntamente com uma terminologia, é proposta uma classificação dos metamateriais, tendo suas propriedades examinadas com maior profundidade de detalhes. Devido a sua utilização nesse trabalho, o metamaterial baseado em cruzes de Jerusalém tem sua eletrodinâmica e seus parâmetros de projeto pormenorizados para que possa ser a seguir projetado. Por fim, são mostradas aplicações dos metamateriais, exemplificando-as.

4.2 Origem e definição de Metamateriais

Certamente, metamateriais representam uma das mais relevantes conquistas da pesquisa na área de materiais não-convencionais e meios complexos. Esse nome foi proposto pela comunidade científica de meios complexos para identificar uma classe de materiais artificiais que exibem propriedades eletromagnéticas anômalas e surpreendentes, não sendo encontrados na natureza (BILOTTI; SEVGI, 2012). Seguindo esta definição e de acordo com o ponto de vista geral dessa comunidade, a palavra grega “meta” foi usada no sentido do “emergir” de novas propriedades a partir da combinação específica de materiais que exibem comportamentos eletromagnéticos convencionais (ZOUHDI et al., 2002). Atualmente, no entanto, o significado mais comum dado ao prefixo “meta” nos metamateriais está mais próximo de “além”, como na palavra “metafísica”. Metamateriais podem ser definidos como materiais artificiais projetados para possuírem propriedades únicas ou incomuns que não podem ser encontradas em materiais já disponíveis naturalmente nas frequências desejadas. Esta definição também converge com a oficialmente adotada pelo *Virtual Institute for Artificial Electromagnetic Materials and Metamaterials*, sendo essa a sociedade internacional mais relevante do mundo quando o assunto é metamateriais. O *website* dessa sociedade é <http://www.metamorphose-vi.org>. A Figura 38 ilustra esquematicamente o contexto científico dos metamateriais. A compreensão desse contexto possibilita ver com clareza de onde eles surgiram e quais são seus prováveis caminhos de pesquisa e desenvolvimento.

A princípio, os cientistas estudaram a interação entre ondas eletromagnéticas e materiais naturais. Esses estudos foram essencialmente desenvolvidos em frequências ópticas.

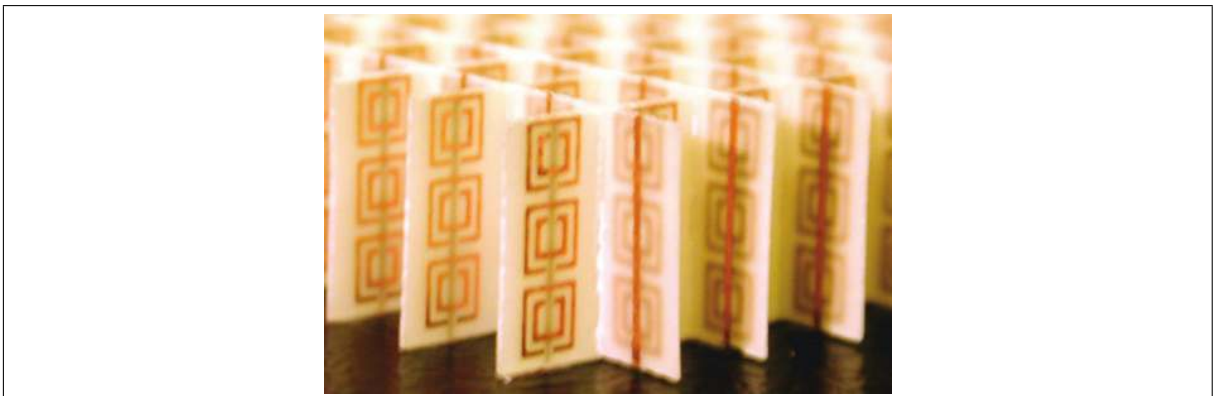
Figura 38: Esquemático do contexto dos metamateriais



Fonte: Adaptada de Bilotti e Sevgi (2012).

Nessa faixa de frequências, as ondas eletromagnéticas podem interagir efetivamente com os constituintes estruturais dos materiais naturais. Como resultado dessas investigações, algumas propriedades interessantes, devido à simetria das moléculas, foram encontradas. Um exemplo peculiar dessa pesquisa científica foi a observação da mudança da polarização de uma onda eletromagnética luminosa viajando através de uma amostra de material opticamente ativo (BILOTTI; SEVGI, 2012). Comumente reconhecido como atividade óptica, esse fenômeno foi rapidamente associado à simetria quiral das moléculas de alguns materiais específicos. Alguns outros fenômenos colaterais interessantes foram observados em materiais quirais naturais, como a decomposição de uma luz polarizada linearmente em duas ondas polarizadas circularmente à esquerda (BILOTTI; SEVGI, 2012). Após esta primeira etapa, caracterizada pela investigação

Figura 39: Primeiro metamaterial NIM fabricado



Fonte: Shelby, Smith e Schultz (2001).

da interação entre ondas eletromagnéticas e materiais naturais, o interesse passou a ser reproduzir os mesmos fenômenos em frequências mais baixas. Para atingir esse objetivo, a ideia era sintetizar materiais artificiais feitos por precisas inserções metálicas ou sintéticas em um meio

dielétrico. As inserções são chamadas de células unitárias e têm o mesmo papel das moléculas em materiais naturais, mas com um tamanho maior para efetivar a interação com ondas eletromagnéticas mais compridas. Nessa fase da pesquisa, havia um profundo interesse na fabricação de amostras de quirais artificiais, capazes de mudar a polarização do campo eletromagnético em frequências de micro-ondas. Algumas amostras foram fabricadas usando, por exemplo, inserções helicoidais difundidas em uma resina epóxi e algumas aplicações também foram propostas (CAPOLINO, 2009). Muitos outros materiais conhecidos sob o nome comum de mídia complexa (por exemplo, mídia ômega, materiais bianisotrópicos artificiais, etc.) apresentaram história semelhante a dos quirais artificiais. Os graus de liberdade disponíveis na estrutura de materiais artificiais complexos permitiram obter células unitárias singulares, dando origem a novas propriedades, não conhecidas de fato nas propriedades ópticas de materiais convencionais. Até que em 2000, o grupo de San Diego conseguiu fabricar pela primeira vez um material com um índice de refração negativo, podendo esse ser visto na Figura 39. Este foi o começo da era do metamaterial

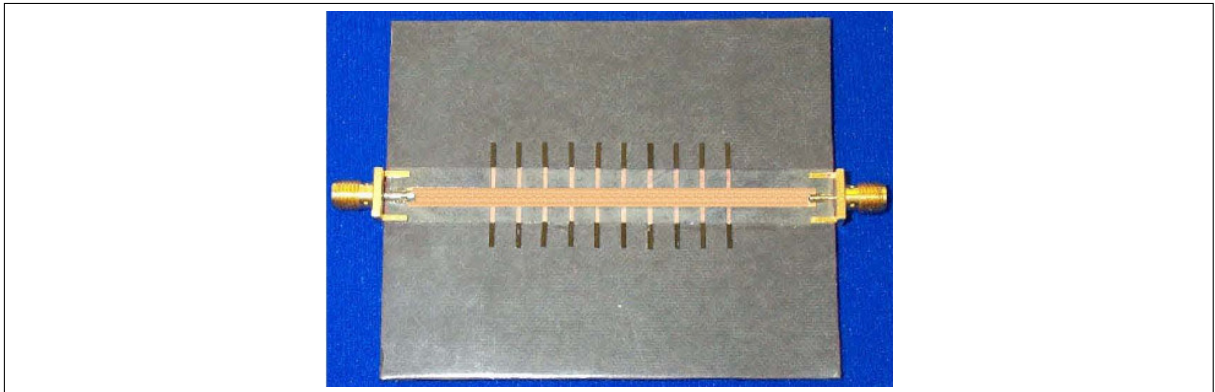
Atualmente, duas linhas de pesquisa principais são as mais relevantes no campo dos metamateriais. A primeira é dedicada a inserção metamateriais em componentes de micro-ondas convencionais como circuitos e antenas (GANGWAR; PARAS; GANGWAR, 2014) (ANAND, 2006; MARTÍN; ZIOLKOWSKI, 2010). A inserção de metamateriais em componentes de micro-ondas permitem a obtenção de propriedades anômalas que ajudam a superação de várias limitações existentes em componentes convencionais, abrindo a porta para novos dispositivos ultracompactos com desempenho aprimorado. Nessa linha de pesquisa, o fato de que os metamateriais não representam uma nova tecnologia, mas simplesmente uma nova maneira de pensar de tecnologias já existentes é um aspecto central. Significativa parte dos metamateriais desenvolvidos em micro-ondas, de fato, são baseadas na tecnologia de circuito impresso bem estabelecida como visto em (SAHU et al., 2014).

A outra linha de pesquisa é dedicada, em vez disso, a trazer a novos recursos interessantes descobertos nas frequências de micro-ondas de volta à óptica. Em contraste com o que está acontecendo em micro-ondas, essa é uma tarefa desafiadora, pois são necessários novos esforços tecnológicos. Nesse esforço de pesquisa e desenvolvimento, um novo impulso é dado pela nanotecnologia e suas nanoestruturas de fabricação relativamente fáceis (DAKIN; BROWN, 2017; BAR-ON et al., 2018).

Qualquer que seja a faixa de frequência de aplicação, metamateriais devem ser vistos como um meio artificial eficaz constituído por um arranjo espacial periódico de células unitárias compostas de uma parte metálica ressoante em um material base. A composição, o alinhamento, a densidade e a geometria das inclusões, bem como os parâmetros constitutivos do material base, determinam a resposta macroscópica do metamaterial (CAPOLINO, 2009). A variedade de parâmetros provê significativo grau de liberdade no projeto de um material artificial que deve possuir um conjunto de propriedades eletromagnéticas desejadas. Portanto, para uma definição adequada dos parâmetros constitutivos efetivos macroscópicos, como permissividade e permeabilidade, por exemplo, de um metamaterial, é necessário que as células unitárias, incluindo suas separações, sejam eletricamente pequenas (BILOTTI; SEVGI, 2012). Esse requisito permite uma clara separação entre metamateriais e outros materiais artificiais, como os

materiais EBG, que são comum e erroneamente misturados. EBGs também são uma classe de materiais artificiais constituídos por inclusões dispostas em um material base. Contudo, neste caso, embora o tamanho das inclusões possa ser eletricamente pequeno, sua separação geralmente é da ordem do comprimento de onda, como pode ser visto na Figura 40, sendo assim considerada grande. Materiais EBG, de fato, derivam suas propriedades interessantes da periodicidade em que as inserções estão arranjadas, muito mais do que a efetiva resposta eletromagnética do material artificial. Portanto, em EBGs, parâmetros constitutivos, que são comumente usados para descrever o comportamento eletromagnético de um metamaterial, como permissividade, permeabilidade, índice de refração, não podem nem ser definidos.

Figura 40: Protótipo de um material EBG inserido a um dipolo



Fonte: Maagt et al. (2004).

4.3 Terminologia e Classes de Metamateriais

Materiais convencionais que podem ser facilmente encontrados na natureza e que possuem permeabilidade e permissividade positivas constituem um referencial importante para a classificação dos metamateriais. Na estrutura de classificação e terminologia aqui proposta, esses materiais convencionais são chamados de materiais DPS (ENGHETA; ZIOLKOWSKI, 2006). Para uma melhor compreensão sobre a terminologia e as classes dos metamateriais, é importante revisar alguns conceitos básicos de eletrodinâmica para os materiais DPS. As equações 4.7, 4.8, 4.9 e 4.10 sintetizam as mais importantes leis do eletromagnetismo e foram emolduradas dessa maneira por Maxwell (SADIKU, 2004), levando assim seu nome e tendo ω como frequência angular.

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H} \quad (4.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\epsilon\mathbf{E} \quad (4.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (4.3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (4.4)$$

Para ondas planas, os campos elétrico e magnético variantes no tempo e no espaço podem ser matematicamente descritos como as equações 4.5 e 4.6, respectivamente, onde k é o vetor de

onda e r é o vetor posição que define um ponto no espaço tridimensional.

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_0 e^{j(kr - \omega t)} \quad (4.5)$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_0 e^{j(kr - \omega t)} \quad (4.6)$$

As equações de Maxwell podem ter seus rotacionais e divergentes desenvolvidos, resultando nas igualdades 4.7, 4.8, 4.9 e 4.10.

$$\mathbf{k} \times \mathbf{E} = \omega \mu \mathbf{H} \quad (4.7)$$

$$\mathbf{k} \times \mathbf{H} = -\omega \varepsilon \mathbf{E} \quad (4.8)$$

$$\mathbf{k} \cdot \mathbf{H} = 0 \quad (4.9)$$

$$\mathbf{k} \cdot \mathbf{E} = 0 \quad (4.10)$$

Dessa forma, para esses materiais, os vetores \mathbf{E} , \mathbf{H} e \mathbf{k} formam um sistema ortogonal de mão direita (GANGWAR; PARAS; GANGWAR, 2014). O fluxo de energia de uma onda propagada é determinado pela parte real do Vetor de Poynting definido pela equação 4.11.

$$S = \left(\frac{1}{2} \right) (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \quad (4.11)$$

O índice de refração e a velocidade de fase são dados, respectivamente, pelas equações 4.16 e 4.13, sendo c como a velocidade da luz no vácuo.

$$n = \sqrt{\varepsilon_r \mu_r} \quad (4.12)$$

$$v_p = \left(\frac{c}{n} \right) \quad (4.13)$$

Materiais DPS apresentam simultaneamente partes reais positivas de permissividade elétrica e permeabilidade magnética, sendo esses também são chamados de RHM, pois \mathbf{k} , \mathbf{E} e \mathbf{H} formam um sistema ortogonal de mão direita, como visto na Figura 41a, com velocidade de fase positiva. Consequentemente, o fluxo de energia e a onda viajam com mesma direção e sentido, resultando em uma propagação direta (*foward*).

A primeira, e provavelmente mais conhecida, classe de metamateriais é constituída por materiais que exibem simultaneamente partes reais negativas de permissividade e permeabilidade. Esses materiais são comumente referidos como materiais DNG ou índice de refração negativo NIM ou de mão esquerda LHM ou de propagação reversa BW (CAPOLINO, 2009; ENGHETA; ZIOLKOWSKI, 2006). A origem desses nomes se deve as propriedades exclusivas exibidas por essa classe de materiais. Além disso, é notado que os primeiros estudos sobre as propriedades fundamentais dos materiais com partes reais negativas de permissividade e permeabilidade são comumente datados dos anos 60 e creditados ao físico russo Veselago (PENDRY; SMITH, 2006). O termo DNG ressalta que a permissividade e a permeabilidade são negativas nas frequências de interesse. O termo LHM destaca que em tais materiais os vetores \mathbf{E} , \mathbf{H} e \mathbf{k} formam um sistema ortogonal de mão esquerda, mudando respectivamente as equações 4.1 e 4.2 para:

$$\mathbf{k} \times \mathbf{E} = -\omega\mu\mathbf{H} \quad (4.14)$$

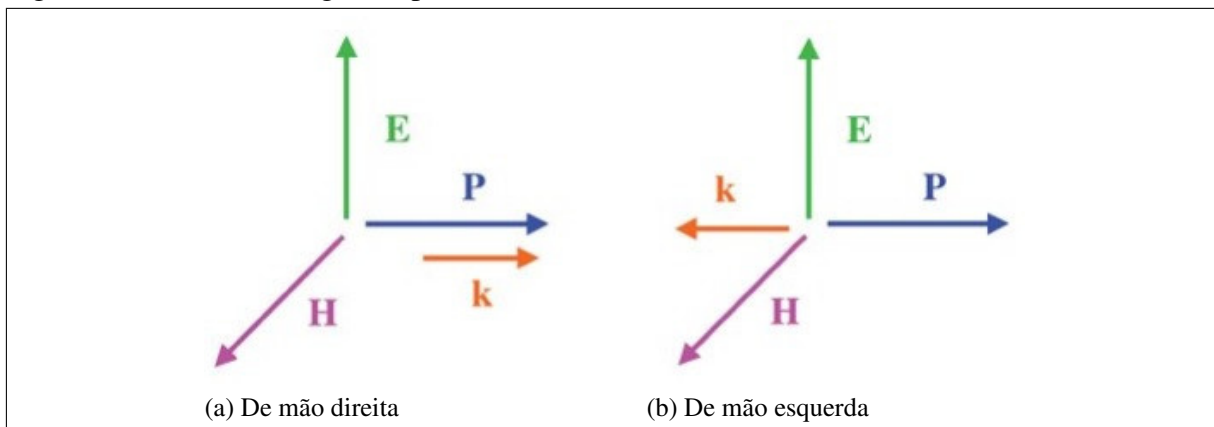
$$\mathbf{k} \times \mathbf{H} = \omega\varepsilon\mathbf{E} \quad (4.15)$$

O termo NIM refere-se ao fato de que materiais com partes reais simultaneamente negativas de permissividade e permeabilidade exibem também uma parte real negativa do índice de refração, levando a propriedades de refração anômalas e modificando a equação 4.16) para:

$$n = \pm\sqrt{\varepsilon_r\mu_r} \quad (4.16)$$

Finalmente, o termo BW refere-se mais especificamente ao fato de que materiais com partes reais simultaneamente negativas de permissividade e permeabilidade possuem velocidade de fase negativa e direção do vetor de onda antiparalela à do fluxo de energia e conseqüentemente à do vetor de Poynting. Os sistemas ortogonais de mão esquerda e de mão direita assim como o antiparalelismo estabelecido entre o vetor de onda e o de Poynting podem ser vistos na Figura 41. Assim, os materiais DNG representam uma classe de metamateriais, pois não se conhece

Figura 41: Sistemas ortogonais para materiais RHM e LHM

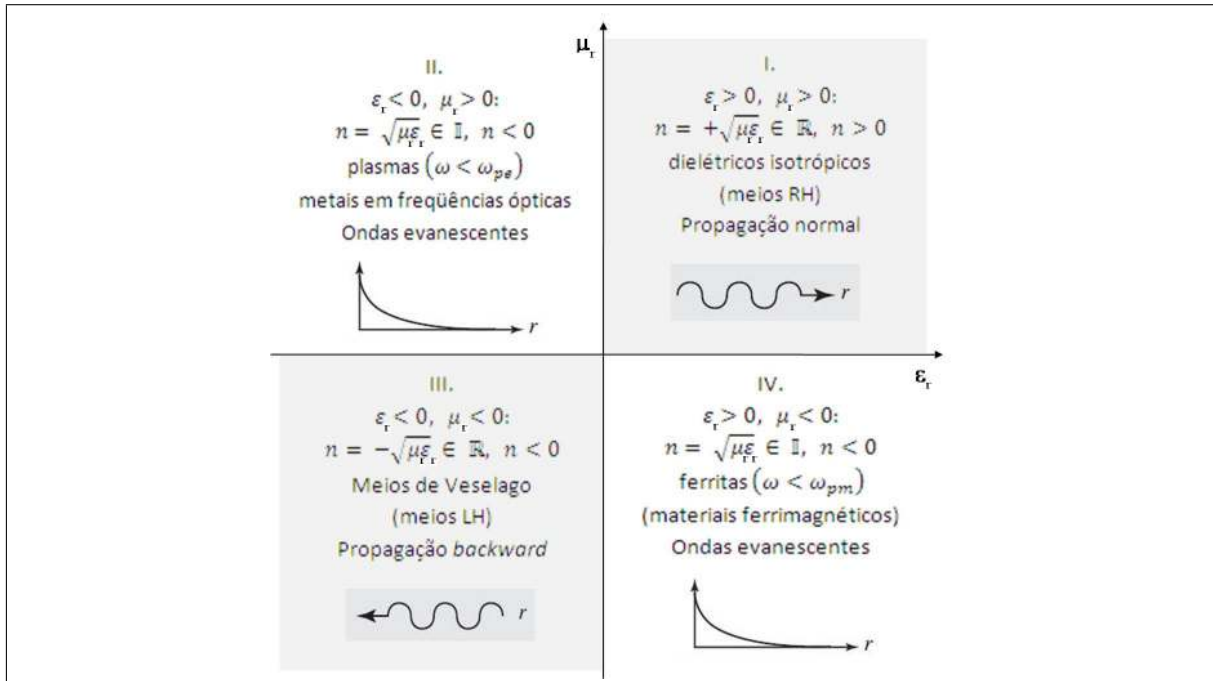


Fonte: Barros (2012).

nenhum material natural que possua partes reais negativas de permissividade e permeabilidade simultaneamente. No entanto, materiais artificiais caracterizados por parte real negativa da permissividade ou permeabilidade não representam metamateriais *a priori*, pois exemplos de materiais com características semelhantes podem ser facilmente encontrados em natureza. Por exemplo, um plasma constituído por um gás com elétrons livres, é caracterizada por uma parte real negativa da permissividade em uma determinada faixa de frequência. Do mesmo jeito, metais nobres exibem valores negativos da parte real da permissividade nas frequências próximas às faixas de infravermelho e ópticas. Por esse motivo, eles também são chamados de materiais plasmônicos. Da mesma forma, existe uma classe de materiais girotrópicos naturais que possuem parte real da permeabilidade negativa em radiofrequências. No entanto, materiais artificiais caracterizados por valores negativos da permissividade real, também são chamados de materiais ENG (ENGHETA; ZIOLKOWSKI, 2006), e materiais caracterizados por valores reais negativos da permeabilidade, também denominados materiais MNG (ENGHETA;

ZIOLKOWSKI, 2006) podem ser considerados metamateriais, pois exibem essas propriedades anômalas em frequências em que os materiais naturais não. Por exemplo, um material MNG artificial em frequências próximas ao infravermelho é claramente um metamaterial, bem como um material ENG artificial em frequências de micro-ondas. De acordo com a terminologia agora revisada e os valores das partes reais da permissividade e da permeabilidade, todos os materiais que mencionamos encontram um lugar na representação da Figura 42.

Figura 42: Classificação dos metamateriais no domínio $\mu \times \varepsilon$



Fonte: Barros (2012).

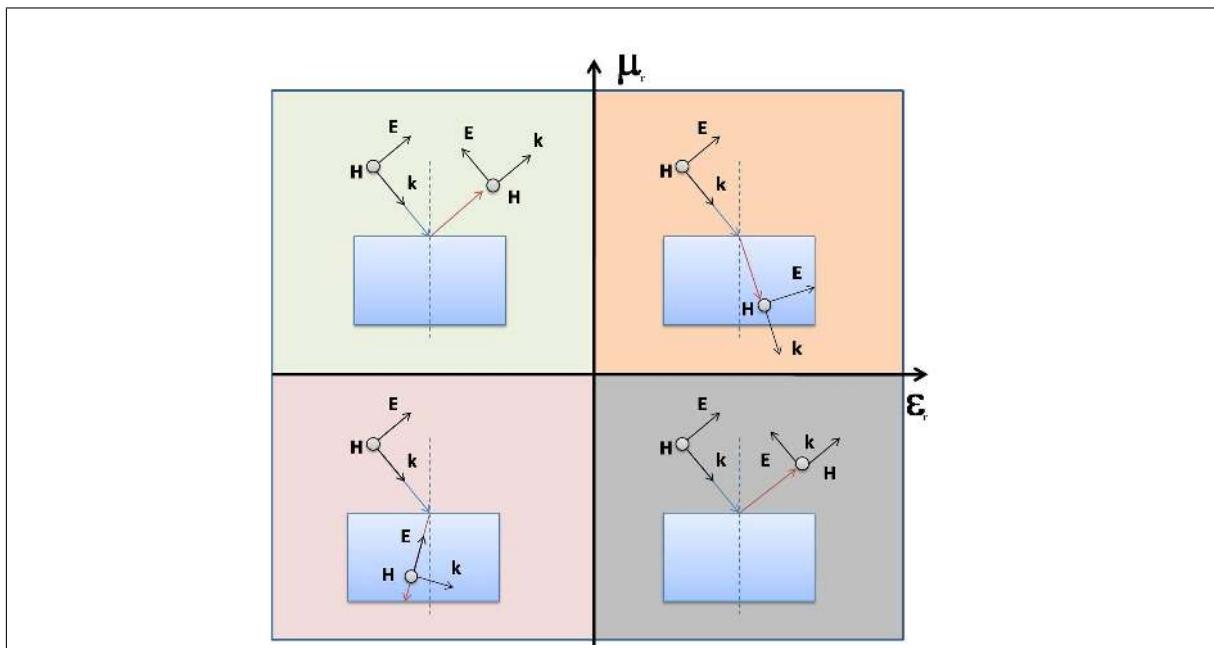
4.4 Propriedades e implementações dos Metamateriais

Em Veselago V. e Hafner (2006), algumas das mais interessantes propriedades dos materiais DNG são descritas. Considerando um meio DNG ilimitado e assumindo a propagação de ondas planas de um campo eletromagnético, o vetor de onda tem mesma direção que vetor de Poynting (isso se deve ao fato de o campo elétrico, o campo magnético e o vetor de onda seguirem a regra da esquerda), mas sentido contrário como visto na seção anterior. Este é claramente um novo resultado se comparado aos provenientes da eletrodinâmica de materiais DPS. Entretanto, nota-se que a propriedade de ter diferentes direções para o fluxo de energia e a velocidade da fase também é encontrada na eletrodinâmica dos materiais convencionais. Materiais biaxiais anisotrópicos, de fato, apresentam vetor de onda e Vetor de Poynting angulados entre si. Entretanto, em metamateriais a defasagem entre esses vetores é de 180° , sendo um aspecto incomum, em materiais macroscopicamente homogêneos e isotrópicos. Esse novo e surpreendente efeito apontado por Veselago (VESELAGO V.; HAFNER, 2006; CAPOLINO, 2009; ENGHETA; ZIOLKOWSKI, 2006) leva a outros efeitos colaterais interessantes. Por

exemplo, em um meio DNG infinito o efeito Doppler acontece de maneira inversa ao observado em materiais DPS (BILOTTI; SEVGI, 2012; PENDRY; SMITH, 2006). Se o observador estiver descansando em uma posição fixa, portanto, quando a fonte se mover em direção ao observador, a frequência recebida será menor, enquanto que quando a fonte se afastar do observador, a frequência recebida é maior. Esse fenômeno é bastante contra-intuitivo e está longe da experiência cotidiana.

Outra propriedade interessante pode ser observada quando uma onda plana incide obliquamente em uma interface plana infinita entre um material um material DPS e um DNG. Nesse caso, o ângulo de refração calculado usando a lei de Snell é negativo, e portanto a onda refratada dobra para o lado da onda incidente, se afastando da normal (CAPOLINO, 2009; VESELAGO V.; HAFNER, 2006; PENDRY; SMITH, 2006). Esse fenômeno é comumente referido como refração negativa e está, evidentemente, relacionado ao índice de refração negativo. A Figura 43 ilustra os casos de refração e reflexão existentes, baseada na distribuição dos materiais apresentada na Figura 42.

Figura 43: Refração e reflexão de uma onda eletromagnética em metamateriais

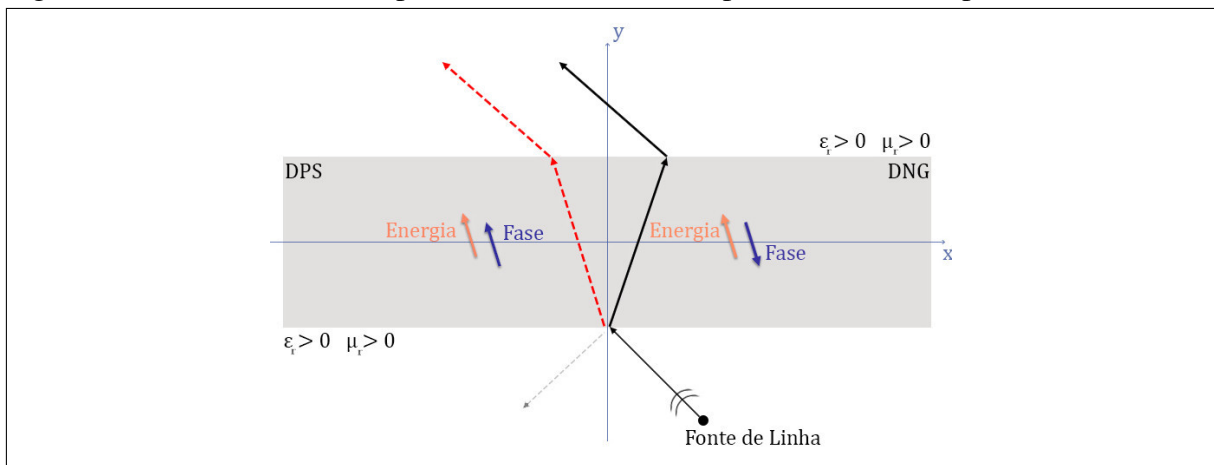


Fonte: Barros (2012).

Uma placa de metamaterial DNG infinita, no comprimento e na largura, e imersa em um material DPS convencional é um cenário que permite o entendimento de um desdobramento da refração negativa. Supondo uma fonte em um lado da placa, a onda plana passa por duas interfaces, DNG-DPS e DPS-DNG, até chegar ao outro lado, sofrendo refração negativa 2 vezes, percorrendo assim um caminho totalmente diferente se for considerado que tanto a placa como o meio em que essa está imersa sejam DPS, tendo a placa, entretanto, índice de refração maior que o do meio. A Figura 44 ilustra bem essa propriedade, sendo essa fundamental na elaboração de superlentes (PENDRY; SMITH, 2006; PADILLA; BASOV; SMITH, 2006).

Inicialmente, as propriedades apresentadas parecem interessantes, mas não claramente ligadas a nenhuma aplicação específica. Além disso, na época em que o “meio de Veselago” foi teoricamente previsto, não se tinha nem ideia de como esse material seria de fato fabricado. Outra propriedade interessante é que devido a considerações energéticas, não é possível obter uma resposta macroscópica de um material caracterizado por valores constantes e negativos das partes reais de permissividade e permeabilidade em qualquer frequência (TRETAKOV; MASLOVSKI, 2007). Se fosse possível, de fato, a densidade de energia transportada pelo campo eletromagnético seria negativa e isso claramente não é possível. Essa simples consideração implica que os materiais caracterizados por parâmetros constitutivos negativos devem ser dispersivos. Além disso, um material dispersivo não pode ser sem perdas em todas as frequências. Partes reais e imaginárias dos parâmetros constitutivos de um meio dispersivo, de fato, estão ligadas entre si pelas relações Kramers-Kronig, que são diretamente derivadas pela imposição de causalidade (BILOTTI; SEVGI, 2012). Assim, verifica-se que, ao modelar um metamaterial caracterizado por valores negativos dos parâmetros constitutivos, a dispersão e as perdas devem sempre ser incluídas. Além disso, do ponto de vista da aplicação, a dispersão e as perdas de material resultam em componentes baseados em metamateriais com banda estreita e eficiência reduzida. Portanto, cuidados especiais com esses dois aspectos sempre devem ser tomados.

Figura 44: Onda atravessando placa de meio finito DPS para $x < 0$ e DNG para $x > 0$

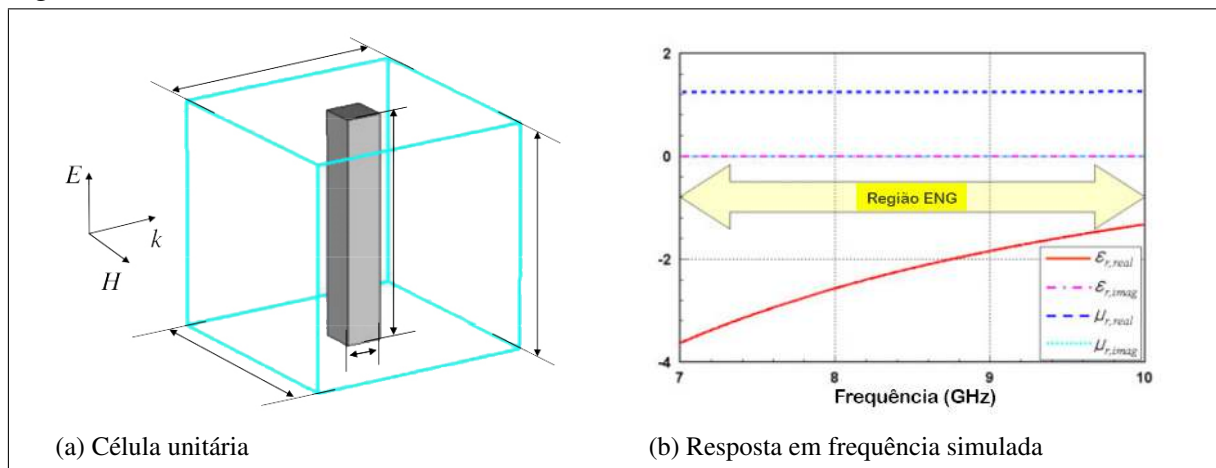


Fonte: Bilotti e Sevgi (2012).

A discussão sobre a implementação de metamateriais começa com os caracterizados por uma resposta elétrica artificial. Eles geralmente são feitos explorando as mesmas estratégias usadas nos anos 60 para a implementação de plasmas artificiais. Naquela época, a NASA estudava como manter a comunicação de veículos espaciais e estações terrestres quando veículos passam através da ionosfera. Para reproduzir os experimentos em laboratório, vários esforços foram dedicados a reproduzir um meio de plasma. O mais relevante deles é o meio de fios, sendo esse amplamente investigado na época e revisitado após o advento dos metamateriais (BILOTTI; SEVGI, 2012). Um meio de fio consiste em um arranjo de fios metálicos paralelos com seção transversal e separação menores que comprimento de onda. Foi demons-

trado que este arranjo de fios exibe uma permissividade negativa de acordo com a dispersão de Drude quando é excitado por um campo elétrico harmônico incidente aos fios (CAPOLINO, 2009). No entanto, a resposta do meio de fios não é tão simples e, como apontado em Belov et al. (2003), a dispersão espacial também deve ser considerada. Vale ressaltar que, do ponto de vista de propagação em campo, os meios de fio funcionam efetivamente como um material ENG. De fato, em um material ENG ideal, a propagação não é possível, pois a constante de propagação é idealmente imaginária (BILOTTI; SEVGI, 2012). Considerando a propagação de onda plana normal para os fios e o campo elétrico paralelo aos fios, é evidente que nesse meio a onda não pode se propagar e sua amplitude decai exponencialmente. As considerações acima mencionadas revelam uma questão geral relacionada à implementação efetiva de metamateriais com células unitárias: enquanto os metamateriais ideais são considerados materiais isotrópicos, suas implementações práticas não são, devido à anisotropia inerente das próprias células. A Figura 45 ilustra a célula unitária responsável pela modelagem do metamaterial ENG baseado em um arranjo de fios metálicos e sua resposta em frequência da permissividade e da permeabilidade. É possível ver claramente que dos 7GHz até os 10GHz o material simulado apresenta permissividade elétrica negativa e permeabilidade magnética positiva.

Figura 45: Material ENG

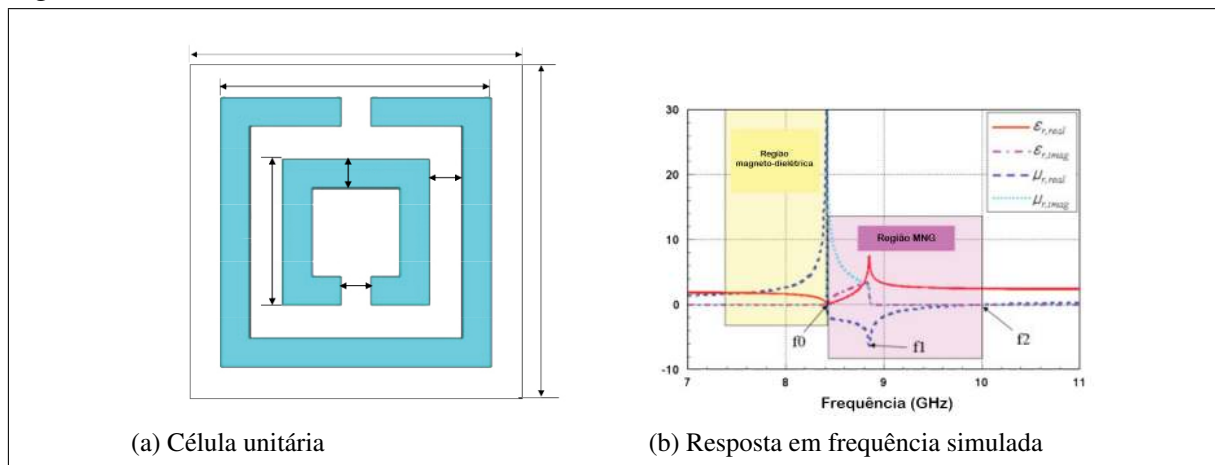


Fonte: Adaptada de Lee e Park (2009).

No que diz respeito aos materiais caracterizados por uma resposta magnética artificial, eles geralmente são feitos de ressonadores magnéticos menores que o comprimento da onda plana incidente, inspirados em *loops* metálicos carregados corretamente. O ressonador magnético mais comum, o *loop*, não pode ser usado como célula unitária de um metamaterial, pois suas dimensões são da mesma ordem de grandeza do comprimento de onda. Contudo, conforme relatado em Engheta e Ziolkowski (2006), se dois *loops* concêntricos são usados e cada um deles é cortado, a carga capacitiva adicional faz a estrutura ressoar quando suas dimensões são da ordem de $\lambda_0/10$ do comprimento de onda e, portanto, razoavelmente apropriadas para a implementação de um material com resposta magnética. Essa estrutura é chamada de SRR ou RAA, e foi explorada, juntamente com o meio de arame, para a primeira verificação experimental de um metamaterial NIM (SHELBY; SMITH; SCHULTZ, 2001). Vários outros

projetos de ressonadores magnéticos artificiais foram propostos após o SRR (BILOTTI; TOSCANO; VEGNI, 2007; BILOTTI et al., 2007), sendo menores, e apresentando largura de banda de operação mais estreitas. Uma possível solução para evitar a redução da largura de banda ao reduzir as dimensões da célula unitária de metamateriais MNG foi proposta em Vallecchi e Schuchinsky (2010). As mesmas considerações feitas para os materiais elétricos artificiais relacionados à anisotropia de suas implementações reais também se aplicam aos materiais magnéticos artificiais. Os ressonadores tipo *loop*, na verdade, são tipicamente excitados por um campo magnético paralelo ao eixo do *loop* e, portanto, a resposta da célula unitária é patentemente anisotrópica. Além disso, uma célula baseada em SRR também pode ser excitada por um campo elétrico direcionado ao longo dos cortes dos anéis. Esse aspecto revela também o efeito magneto-elétrico inerente dessa célula, que leva não apenas a uma resposta anisotrópica, mas também a uma resposta bianisotrópica (CAPOLINO, 2009). O efeito magneto-elétrico pode ser reduzido ou suprimido usando geometrias simétricas para os ressonadores magnéticos artificiais em forma de laço, como acontece no caso do chamado ressonador de labirinto (BILOTTI et al., 2007). A Figura 46 mostra a célula unitária responsável pela modelagem do metamaterial MNG baseada em RAAs e sua resposta em frequência da permissividade elétrica e da permeabilidade magnética, sendo esse altamente dispersivo. É possível ver claramente que dos 8,4GHz até os 10GHz o material simulado apresenta permissividade positiva e permeabilidade negativa.

Figura 46: Material MNG

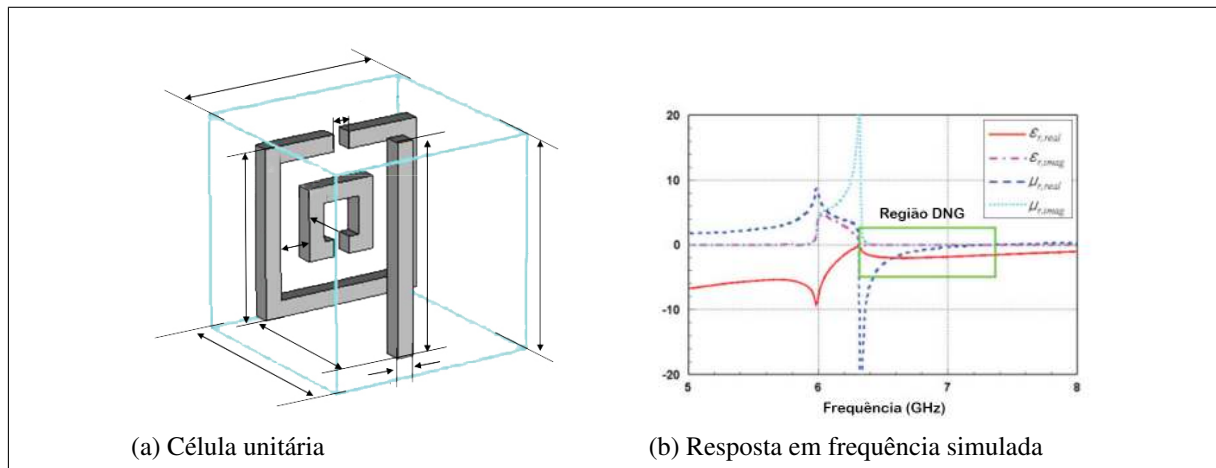


Fonte: Adaptada de Lee e Park (2009).

Finalmente, uma consideração adicional deve ser dedicada às interações mútuas entre as células unitárias, devido às suas separações menores que o comprimento da onda incidente. Ao projetar uma dada inclusão para ressoar em uma determinada frequência, precisamos sempre considerar que, quando essa célula é organizada em uma estrutura de matriz, a interação mútua causa uma alteração na frequência ressonante e, portanto, na resposta em frequência do material artificial correspondente. Vale apenas mencionar que o comportamento dispersivo de um metamaterial também está ligado ao comportamento dispersivo inerente das células constituintes. Essas, de fato, são ressonadores e sua resposta eletromagnética é fortemente dispersiva (LEE; PARK, 2009). Como mostrado em (SHELBY; SMITH; SCHULTZ, 2001), os metama-

teriais NIM podem ser implementados usando células unitárias magnéticas combinadas com elétricas. Os dois tipos devem ser organizados no mesmo volume e de forma que eles não interajam. Além disso, devido à forte dispersão, o projeto deve ser otimizado, para obter os valores de permeabilidade negativa e permissividade negativos exigidos exatamente na mesma frequência (SAHU et al., 2014). Projetos de ressonadores que implementam efeitos elétricos e magnéticos também foram propostos, como o ressonador ômega (BASIRY; ABIRI; YAHAGHI, 2011), cuja origem remonta à introdução de materiais artificiais pseudo-quirais. A Figura 47 mostra a célula unitária responsável pela modelagem do metamaterial DNG feito a partir da combinação de fios metálicos e RAAs e sua resposta em frequência da permissividade elétrica e da permeabilidade magnética. É possível ver claramente que dos 6,3GHz até os 7,3GHz o material simulado apresenta permissividade positiva e permeabilidade negativa, sendo ainda mais dispersivo que o metamaterial MNG apresentado.

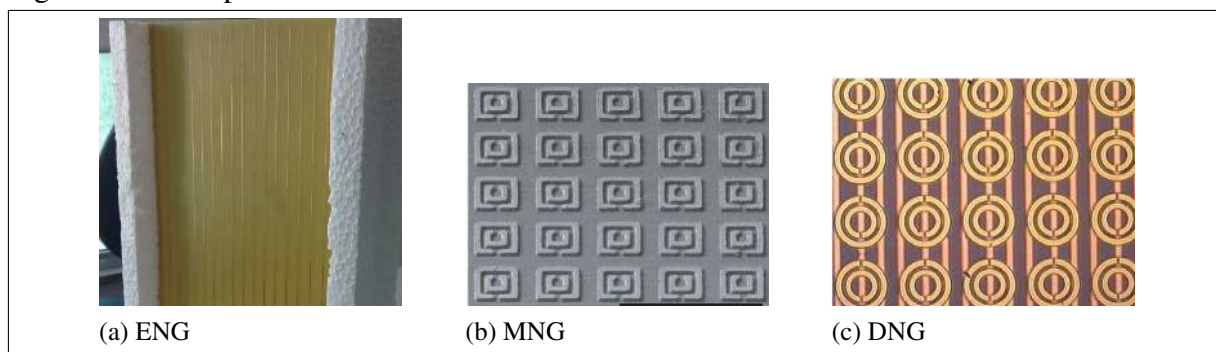
Figura 47: Material DNG



Fonte: Adaptada de Lee e Park (2009).

A Figura 48 mostra três metamateriais efetivamente fabricados.

Figura 48: Exemplos de metamateriais fabricados

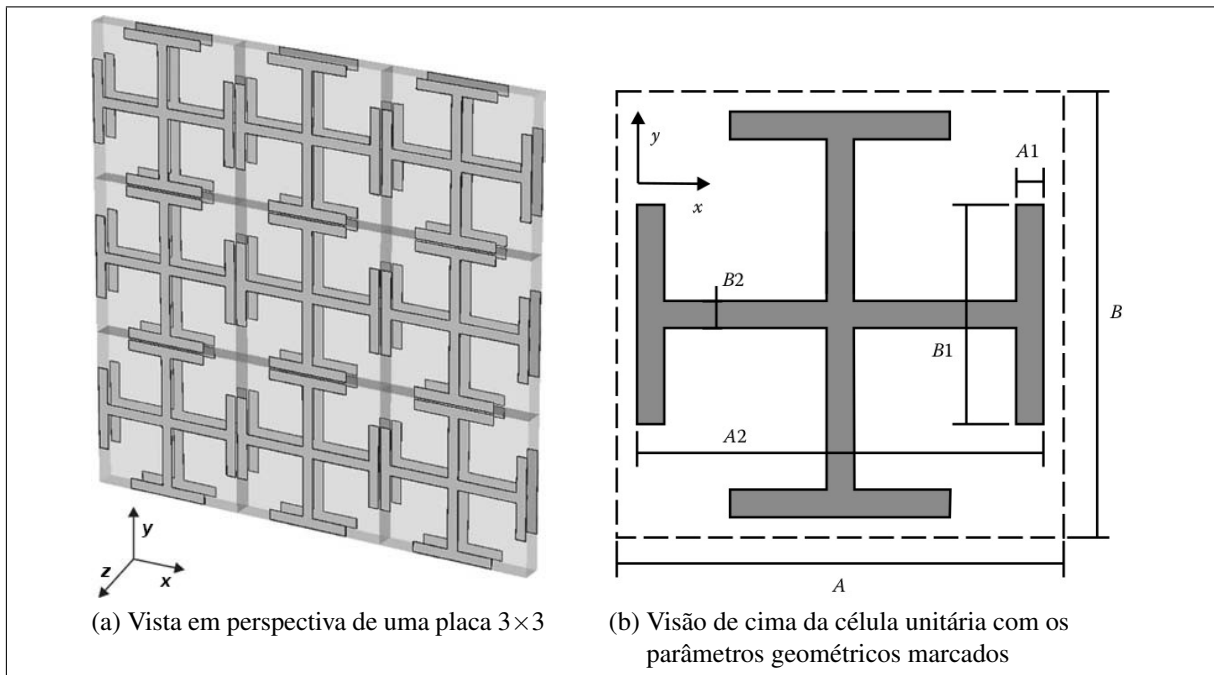


Fonte: (a), Morgado et al. (2014); (b) e (c), Padilla, Basov e Smith (2006).

4.5 Metamaterial NIM baseado em par de cruzes de Jerusalém

Devido a sua destacada importância para esse trabalho, o metamaterial composto por um arranjo periódico de pares de cruzes de Jerusalém acopladas (JCP), conforme ilustrado na Figura 49, é detalhado a seguir.

Figura 49: Metamaterial JCP

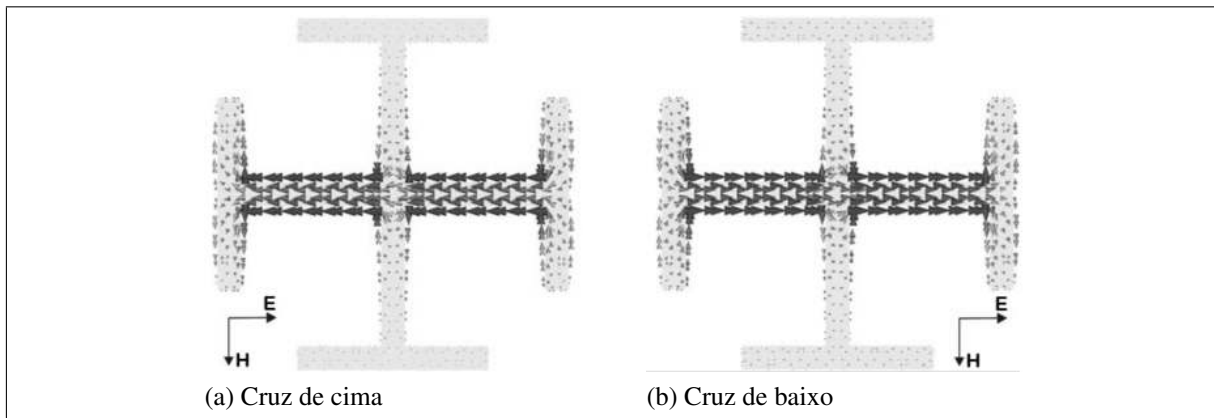


Fonte: Adaptada de Capolino (2009).

A célula unitária desse metamaterial é simétrica em todas as direções, como visto na Figura 49b, fornecendo uma resposta isotrópica a qualquer onda incidente polarizada linearmente (CAPOLINO, 2009). Além disso, essa estrutura também apresenta baixa sensibilidade a variação do ângulo de incidência da onda plana incidente. Como o par de cruzes de Jerusalém pode ser visto como a superposição de dois pares de condutores na geometria *Dogbone*, o fenômeno da resposta das partículas é substancialmente semelhante em ambas as estruturas (DONZELLI et al., 2009; VALLECCHI; CAPOLINO; SCHUCHINSKY, 2009), exceto na sensibilidade à polarização. De fato, em qualquer orientação do campo magnético incidente, seus componentes perpendiculares à área entre os braços centrais das cruzes de Jerusalém induzem um *loop* de corrente fechado pelas correntes de deslocamento nos braços externos. Como visto na Figura 50, esses *loops*, associados a correntes antiparalelas no par de cruzes empilhados e cargas de sinais opostos acumulados nas extremidades correspondentes, dão origem à ressonância magnética, que por sua vez resulta em uma permeabilidade efetiva negativa do substrato padronizado.

Os pares cruzados também exibem uma ressonância elétrica devido à excitação de correntes paralelas nas faixas centrais e cargas do mesmo sinal acumulados pelos braços externos, como visto na Figura 50. Esta última ressonância pode ser associada a uma permissividade

Figura 50: Distribuição de corrente nos condutores da célula unitário do metamaterial JCP em ressonância magnética

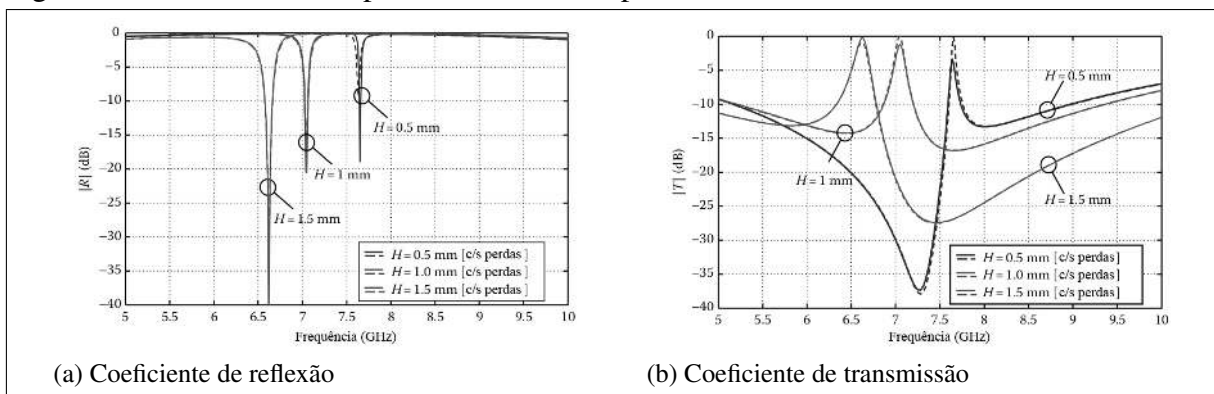


Fonte: Adaptada de Capolino (2009).

negativa efetiva e, quando é sobreposta à ressonância magnética mencionada acima, o meio composto passa a exibir um comportamento NIM efetivo na faixa de frequência em que ocorre essa superposição.

O modelo de simulação desse metamaterial montado em Capolino (2009) considera que a célula unitária do JCP tenha uma camada de cobre com $10 \mu\text{m}$ de espessura depositadas em ambos os lados de um substrato dielétrico com permissividade $\epsilon_r = 2,2$ e perda tangente $\delta = 0,0009$, como laminados para micro-ondas disponíveis no mercado Rogers RT/Duroid 5 ou Taconic TLY. A célula unitária periódica constitutiva possui uma seção transversal quadrada com comprimento lateral $A = B = 7,5\text{mm}$, enquanto o tamanho C na direção longitudinal e a espessura H do substrato dielétrico são parâmetros variáveis. Os valores padrão dos parâmetros geométricos restantes usados para o projeto são $A1 = B2 = 0,5\text{mm}$, $A2 = 7,4\text{mm}$ e $B1 = 4\text{mm}$. As magnitudes dos coeficientes de reflexão e transmissão simulados, considerando uma onda plana com incidência normal para três valores diferentes de H (0,5mm, 1mm e 2mm), são mostrados na Figura 51 para os casos de estruturas com e sem perdas.

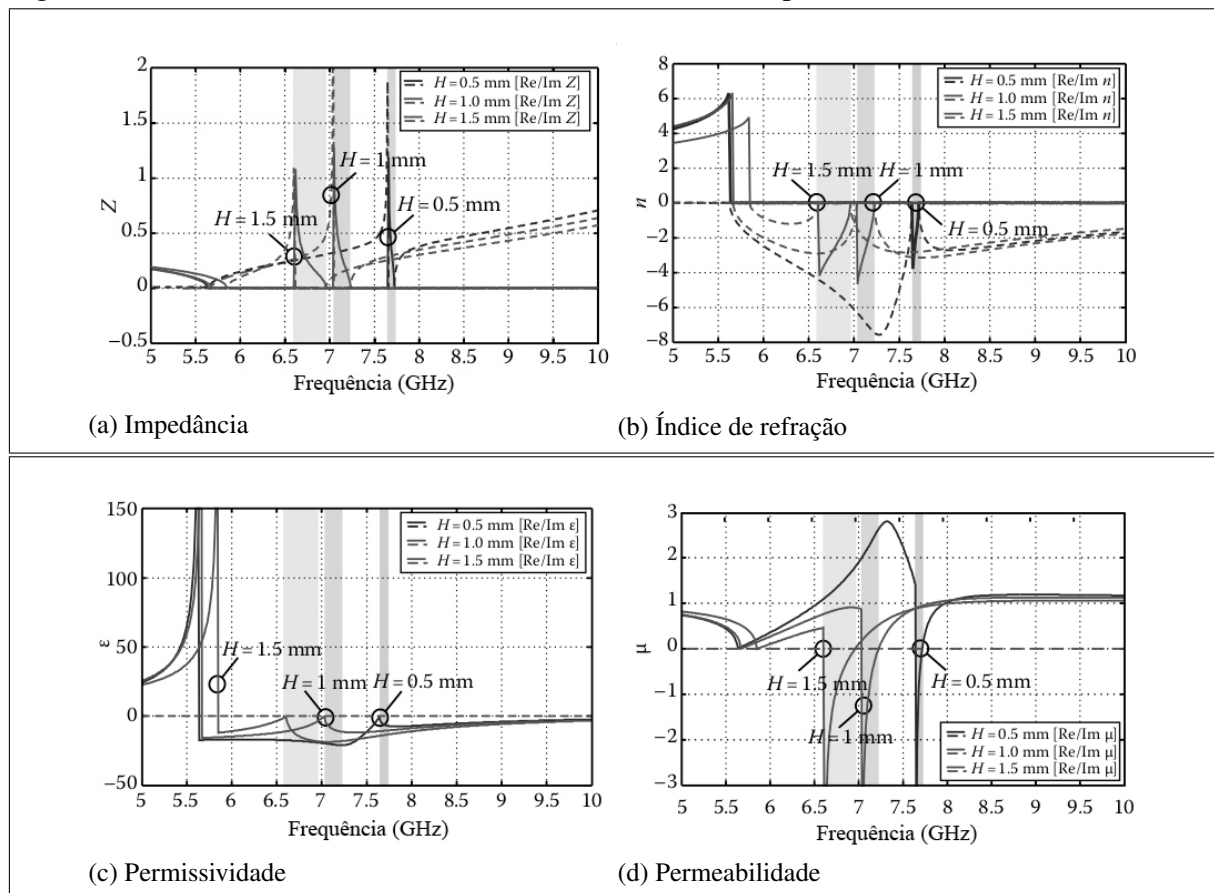
Figura 51: Parâmetros de espalhamento de uma placa de metamaterial JCP



Fonte: Adaptada de Capolino (2009).

Picos de transmissão de ressonância podem ser observados, sendo esses atribuídos à ressonância magnética semelhante ao da geometria *Dogbone* (DONZELLI et al., 2009). Em substratos mais espessos, a ressonância de transmissão ocorre em frequências mais baixas e sua largura de banda aumenta. Longe da ressonância magnética, as características de transmissão das estruturas com e sem perdas são quase coincidentes. Portanto, por uma questão de simplicidade, as perdas dielétricas e do condutor não são consideradas nas análises subsequentes. Para obter mais evidências de que as características de transmissão apresentadas acima estão associadas a um fenômeno de propagação *backward*, os parâmetros efetivos do material que descrevem o comportamento da estrutura de pares de cruzes de Jerusalém foram determinados seguindo o procedimento proposto em Chen et al. (2004) e considerando uma onda plana com incidência normal ao meio. A impedância efetiva z , índice de refração n , permissividade ϵ e permeabilidade μ recuperados dos coeficientes de transmissão e reflexão simulados para uma camada do meio JCP são mostrados na Figura 52. Esses resultados correspondem ao mesmo conjunto de diferentes espessuras de substrato H consideradas na Figura 51, enquanto o tamanho da célula unitária ao longo a direção de propagação é fixada em $C = 4\text{mm}$.

Figura 52: Parâmetros constituintes do metamaterial JCP de periodicidade infinita



Fonte: Adaptada de Capolino (2009).

Os gráficos mostram que a parte real da permissividade é negativa na maioria frequências dentro do intervalo simulado para todos os valores de espessura. Em contraste, a parte real

da permeabilidade é negativa apenas sobre uma banda de ressonância que se torna mais estreita com espessuras menores do substrato. Ressalta-se que as partes imaginárias da permissividade e da permeabilidade são zero devido à suposição de ausência de perdas. De qualquer forma, a ressonância magnética sempre cai dentro da região negativa de ϵ ; como consequência, na faixa de frequências logo acima da ressonância magnética, o metamaterial apresenta um comportamento DNG e a parte real extraída do índice de refração efetivo é negativa. Isso confirma a natureza LHM dos picos de transmissão observados na Figura 51. As bandas NIM, destacadas por diferentes áreas sombreadas na Figura 52 são separadas das bandas de transmissão relativas com índice de refração positivo em baixa frequências por um intervalo de banda em que a transmissão é proibida.

4.6 Aplicações dos Metamateriais

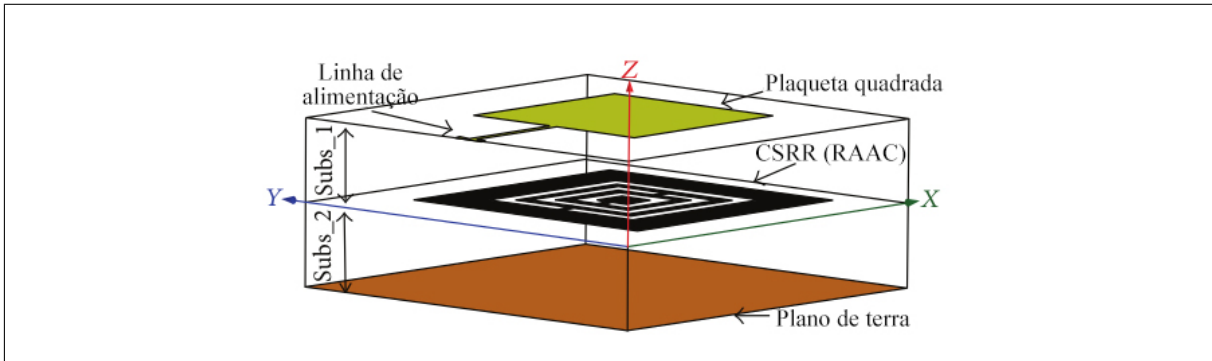
Metamateriais oferecem alternativas inexploradas, que respondem a perguntas intrigantes, resolvem problemas difíceis com facilidade e superam as limitações intrínsecas de tecnologias convencionais e avançadas. Desde a primeira verificação experimental de metamateriais (SHELBY; SMITH; SCHULTZ, 2001), agora é razoável pensar também em termos de materiais com índice de refração, permeabilidade e permissividade negativos. Dessa maneira, foi possível revisitar alguns conceitos de eletrodinâmica e de eletromagnetismo aplicado com uma perspectiva completamente diferente, levando a descoberta de materiais com novas propriedades eletromagnéticas, a ampliação e a generalização de conceitos do eletromagnetismo, a superação de limitações intrínsecas dos materiais convencionais, e ao melhoramento do desempenho dos dispositivos existentes através de diferentes projetos envolvendo as novas propriedades dos metamateriais.

Como dito anteriormente, uma das mais relevantes linhas de pesquisas sobre metamateriais diz respeito a inserção desses em componentes de micro-ondas convencionais como circuitos, antenas e absorvedores, como visto em Martín e Ziolkowski (2010) e Anand (2006), possibilitando assim a obtenção de propriedades anômalas que ajudam a superação de várias limitações dos componentes convencionais e abrindo a porta para novos dispositivos ultracompactos com desempenho aprimorado.

Metamateriais podem ser usados como substrato de antenas com o intuito de aumentar ganho e largura de banda de impedância, e de reduzir de tamanho (RANI; KAUR; VERMA, 2015). Em Ramzan e Topalli (2015) é mostrado uma antena de microfita projetada para banda de 5,15GHz que usa um metamaterial baseado em ressoadores de anel aberto complementares para compor seu substrato, diminuindo em 75% a sua área sem sacrificar significativamente seu desempenho eletromagnético. O metamaterial de resposta predominante elétrica atua na diminuição do tamanho elétrico da antena. A Figura 53 mostra a antena miniaturizada através do uso de metamaterial como substrato.

Como visto na Figura 54, ondas eletromagnéticas, ao incidirem em uma placa plana de vidro, são refratadas e divergem da fonte como visto na Lei de Snell (VESELAGO V.; HAFNER, 2006). Entretanto, chapas planas compostas de metamateriais NIM usam do conceito de

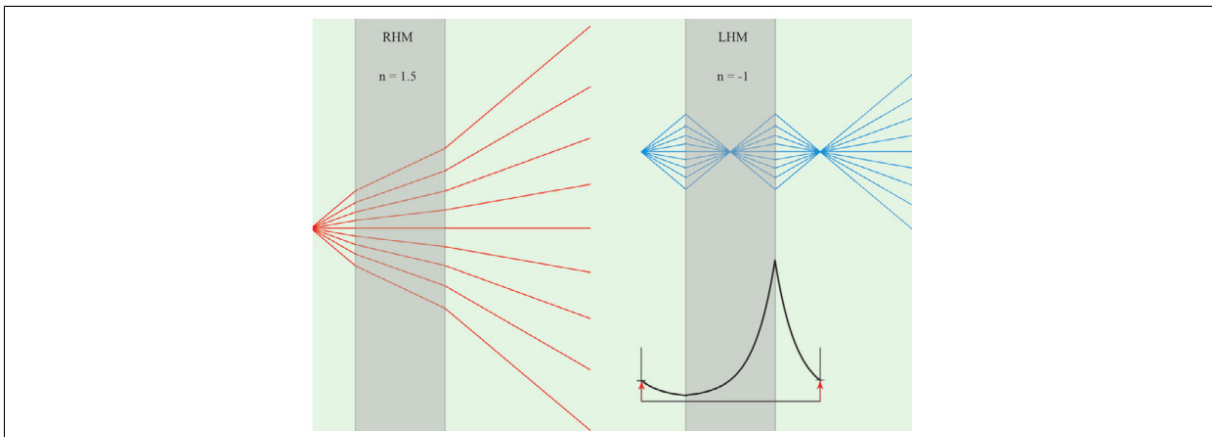
Figura 53: Antena de microfita com substrato de metamaterial MNG



Fonte: Adaptada de Ramzan e Topalli (2015).

refração negativa apresentado na seção 4.4 para focalizar as ondas eletromagnéticas emitidas pela fonte (PADILLA; BASOV; SMITH, 2006). Essas lentes ainda possuem a capacidade de superar o limite da difração, focalizando não somente os componentes de propagação ligados ao campo distante, mas também as ondas evanescentes relacionados ao campo próximo, possibilitando o aumento da resolução da imagem reconstituída após a lente (PENDRY; SMITH, 2006; GANGWAR; PARAS; GANGWAR, 2014).

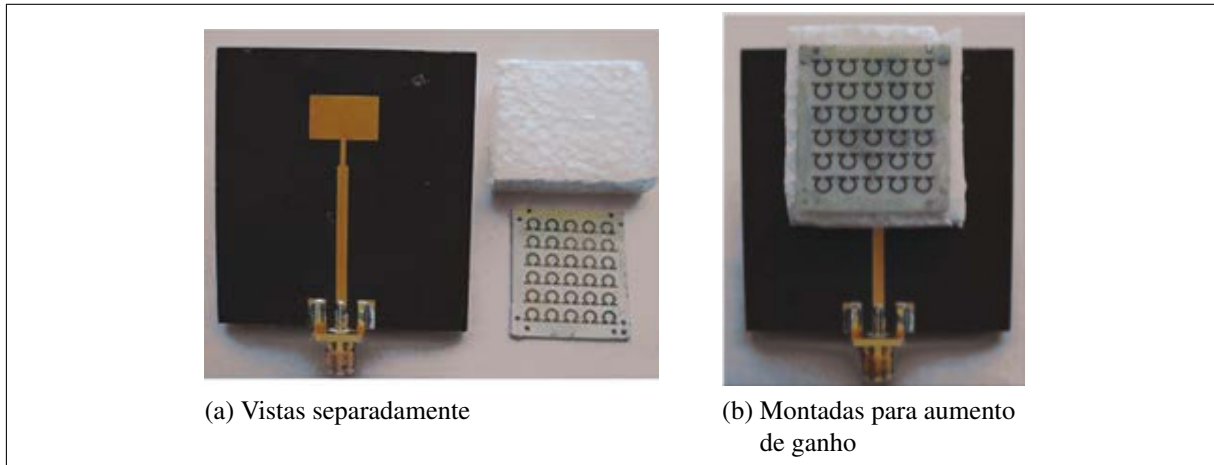
Figura 54: Ondas planas transitando em meio RHM ou DPS à esquerda. Ondas planas e evanescente transitando em meio LHM ou DNG à direita



Fonte: Padilla, Basov e Smith (2006).

A Figura 55 mostra uma antena de microfita com uma lente plana feita de um metamaterial DNG baseado em uma célula unitária contendo um ressonador no formato de ômega (ABDEL-RAHMAN; IBRAHIM, 2016). A inserção da camada de metamaterial resulta no aumento da largura de banda de impedância fracional de 3,64% para 4,68%, considerando 10,5GHz como a frequência central de operação do dispositivo. O ganho, nessa mesma frequência, salta de 5,8dBi sem o metamaterial para 12dBi com essa lente plana. Em Sahu, Tripathi e Singh (2015) e Sahu et al. (2014), é possível ver metamateriais NIM funcionando como lentes juntamente com antenas dielétricas. Os absorvedores feitos de metamateriais foram propostos

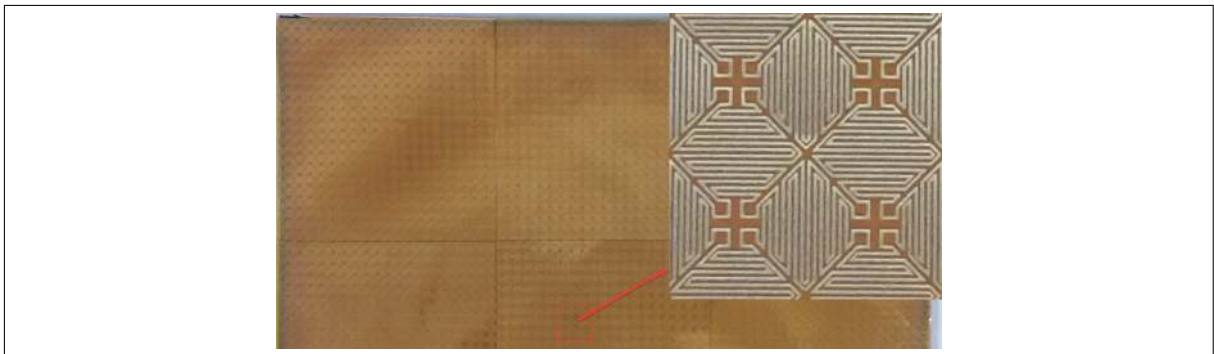
Figura 55: Antena de microfita e lente plana NIM



Fonte: Abdel-Rahman e Ibrahim (2016).

por Landy et al. (2008), e possuem amplas perspectivas de aplicação como em objetos *stealth*, projeto de antenas e proteção eletromagnética. O absorvedor proposto em Fan e Song (2018) é na mostrado na Figura 52, sendo projetado para a faixa de frequência UHF e absorvendo 99.73% de uma onda de rádio com 442 MHz.

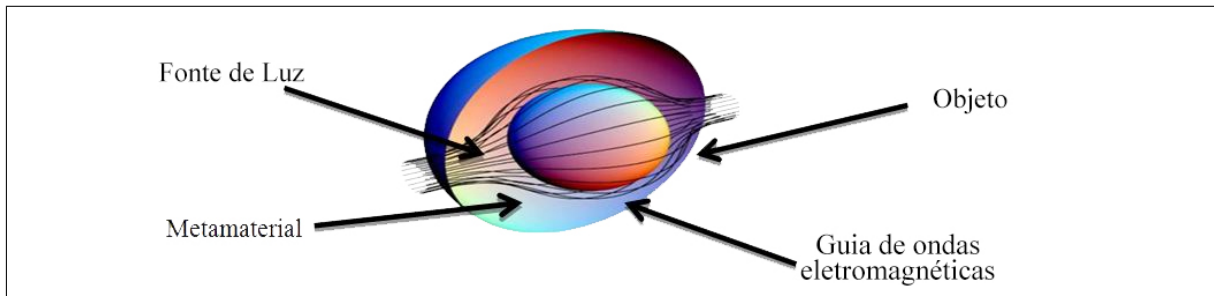
Figura 56: Metamaterial como absorvedor



Fonte: Fan e Song (2018).

Segundo Gangwar, Paras e Gangwar (2014), a camuflagem ou invisibilidade pode ser conseguida pelo cancelamento dos campos elétrico e magnético gerado por um objeto ou guiando a onda eletromagnética ao redor do objeto. Guiar a onda significa transformar o sistema de coordenadas de tal maneira que a região dentro do metamaterial usado para camuflagem desaparece, pois ao campo eletromagnético se iguala a zero. A Figura 57 esquematiza a aplicação de metamateriais na camuflagem.

Figura 57: Metamaterial usado para camuflagem



Fonte: Garg et al. (2001).

4.7 Conclusão

Esse Capítulo mostrou a fundamentação teórica necessária sobre metamateriais para que seja possível compreender as etapas de projeto e construção das antenas propostas por esse trabalho. Inicialmente, foi apresentada uma caracterização básica juntamente com uma contextualização histórico-científica. Em seguida, foram apresentadas as classes de metamateriais em conjunto com um modelo de terminologia largamente aceito. Então, as propriedades dos metamateriais são apresentadas buscando explicar as novas e exóticas propriedades advindas desses meios complexos. Em face da contextualização já feita, o metamaterial composto a partir de uma célula unitária baseada em um par de cruzes de Jerusalém é então detalhadamente explicado devido a sua utilização específica adiante. Por fim, foram mostradas algumas aplicações eletromagnéticas dos metamateriais, incluindo a que eles são usados como lente plana para aumento de ganho.

5 CONCEPÇÃO DA ANTENA

5.1 Introdução

Os capítulos anteriores trouxeram a fundamentação teórica necessária para entender o contexto em que as antenas estão inseridas e quais características, do ponto vista eletromagnético, devem apresentar. Esse Capítulo trata do projeto da antena de ganho aumentado por uma lente plana NIM, incluindo a MSA de propósito geral e o superestrato NIM. A etapa de concepção inicia com o projeto dos dispositivos. Durante essa fase, modelos de simulação de cada um dos dispositivos são criados e seus resultados são analisados e precisam ser validados de acordo com especificações funcionais estabelecidas. A partir dos projetos, a MSA com lente plana NIM e seus componentes são então fabricados e os protótipos são apresentados. Por fim, os estudos paramétricos usados no projeto dos dispositivos também são disponibilizados, visando incrementar a compreensão de como a MSA com lente plana NIM e suas partes constituintes foram projetadas.

5.2 Projeto e Fabricação

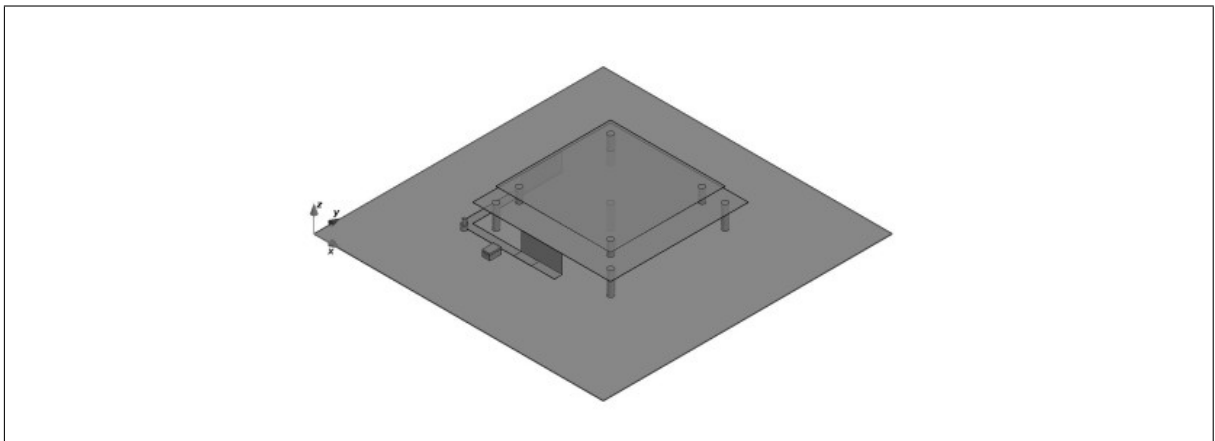
A concepção desta antena de microfita de baixo custo com ganho aumentado por uma lente plana NIM para aplicações RFID de longo alcance começa com o projeto da MSA de propósito geral e da lente plana NIM. Em seguida, ambas são agrupadas para compor a configuração final desta MSA com lente plana NIM. Por fim, protótipos dos dispositivos previamente projetados são construídos para validação experimental.

O primeiro passo no projeto MSA de propósito geral é a definição de sua matéria constitutiva. Esse projeto da antena considera o uso de chapas de aço galvanizadas com espessura $t_g = 0,30$ mm, espaçadores cilíndricos de PP com raio de 3mm e um rabicho feito de cabo RG-316 e um conector fêmea TNC-RP como interface elétrica, enfatizando a natureza de baixo custo desta MSA.

Em seguida, o dispositivo tem sua estrutura projetada. O *patch* quadrado é a estrutura mais simples de fabricar e analisar (BALANIS, 2005), sendo usada desde as aplicações mais simples às mais exigentes. Assim, dois *patches* empilhados, um principal e um parasita, formam uma estrutura compacta capaz de fornecer largura de banda de impedância suficiente para cobrir a faixa de frequências 902-928MHz (CHEN; QING; CHUNG, 2009). A polarização circular é relevante para várias aplicações RFID (BERTOLINI et al., 2012) devido à sua dificuldade em determinar a orientação relativa entre as antenas do leitor e das *tags* (DOBKIN, 2008; BROWN, 2007). O uso de uma junção em T é uma maneira simples e eficiente de excitar dois modos ressonantes, ortogonais e *quasi* degenerados, os modos TM_x001 e TM_x010 , necessários para fazer com que a radiação da antena seja polarizada circularmente (GARG et al., 2001; BALANIS, 1989). A transição tridimensional eletricamente cônica é uma estrutura compacta de casamento de impedâncias que conecta a rede de alimentação com o *patch* quadrado principal (HERSCOVICI, 1998). Assim, essa MSA de propósito geral é baseada em Moreira,

Sombra e Barroso (2012) e especificada como um *patch* quadrado de microfita polarizado circularmente, com um plano de terra, um *patch* principal e um parasita, uma linha de alimentação de microfitas atuando como uma junção T, e duas transições tridimensionais que funcionam como dispositivos de casamento de impedância e ligam o *patch* principal à rede de alimentação mencionada acima. O plano de terra é separado do *patch* principal por cinco espaçadores cilíndricos de PP com h_{pi} de altura que fornecem uma camada de substrato de ar, reduzindo perdas, como as de ondas de superfície, aumentando assim a largura de banda, a eficiência e o ganho (CHUNG; QING; CHEN, 2007). O uso dessa camada de substrato de ar é a mais significativa evolução estrutural desta MSA de propósito geral em comparação com o proposto em Moreira, Sombra e Barroso (2012). O *patch* quadrado parasita está acima do principal, sendo esses também separados entre si por quatro espaçadores cilíndricos de PP com h_{pa} de altura e outra camada de substrato de ar. A configuração proposta para a MSA de propósito geral a ser usada em leitores de RFID pode ser vista na Figura 58.

Figura 58: Configuração da MSA de propósito geral proposta



Fonte: Elaboração própria.

As dimensões exatas da configuração da antena estão ilustradas na Figura 59, sendo determinadas usando o método sistemático de projeto definido em Chung e Mohan (2003), em conjunto com ferramentas matemáticas e físicas mostradas em Balanis (2005), Garg et al. (2001), Chen, Qing e Chung (2009), Chung, Qing e Chen (2007) e vários estudos paramétricos feitos com o Ansoft HFSS.

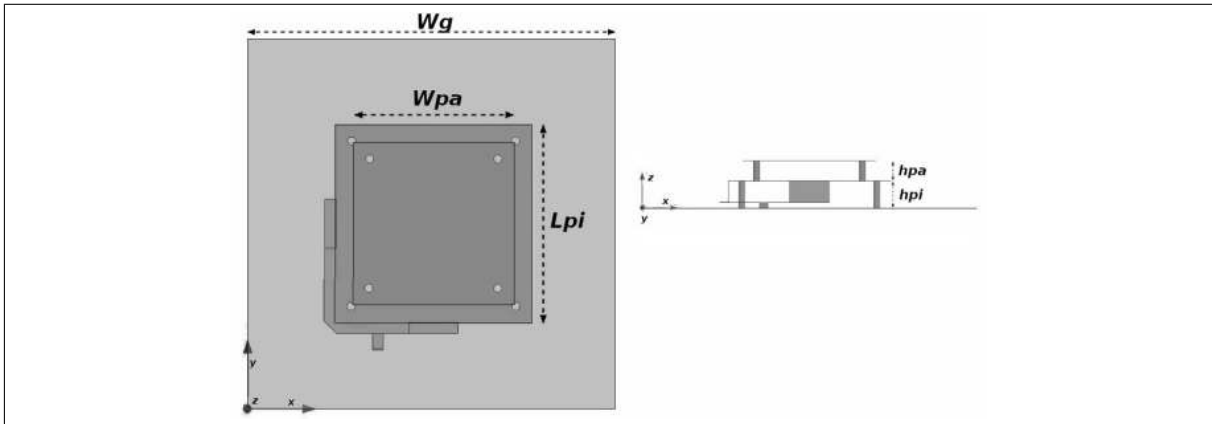
A Tabela 5 exibe os valores numéricos das dimensões mais relevantes da antena.

Tabela 5: Dimensões da MSA de propósito geral

Parâmetro	W_g	L_{pi}	W_{pa}	h_{pi}	h_{pa}
Comprimento	250mm	124mm	95mm	20mm	12mm

Fonte: Elaboração própria.

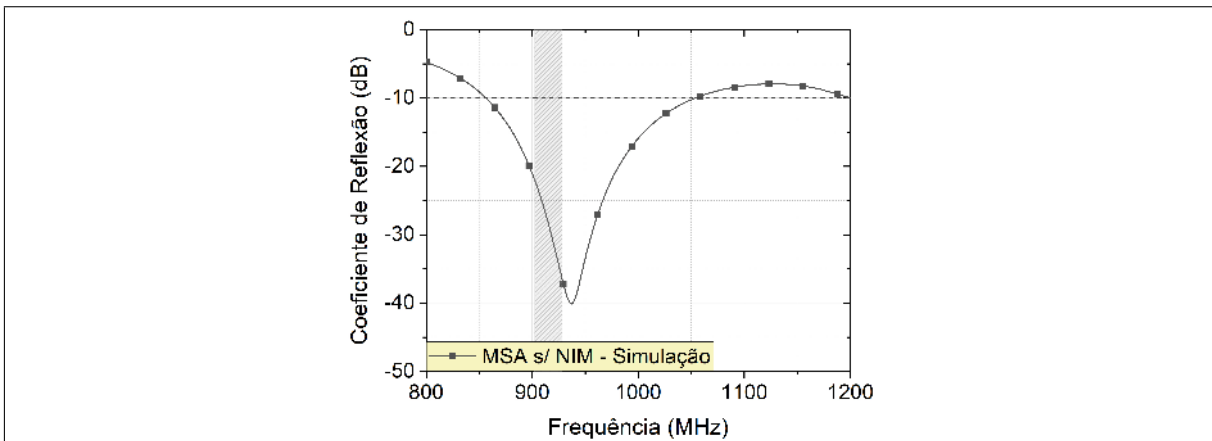
Figura 59: Visões de cima e lateral da configuração da MSA de propósito geral



Fonte: Elaboração própria.

A validação do projeto da MSA de propósito geral é atestada através da análise dos resultados de simulação referentes a coeficiente de reflexão, ganho e razão axial. Como visto em Huang e Boyle (2008), valores menores que -10dB para o coeficiente de reflexão definem a banda de impedância do dispositivo. Dessa forma, o modelo de simulação construído no Ansoft HFSS da MSA de propósito geral deve possuir uma banda de impedância que compreenda o intervalo de frequências de $902\text{-}928\text{MHz}$. A Figura 60 apresenta o coeficiente de reflexão do modelo de simulação da MSA de propósito geral em função da frequência.

Figura 60: Coeficiente de reflexão simulado da MSA de propósito geral

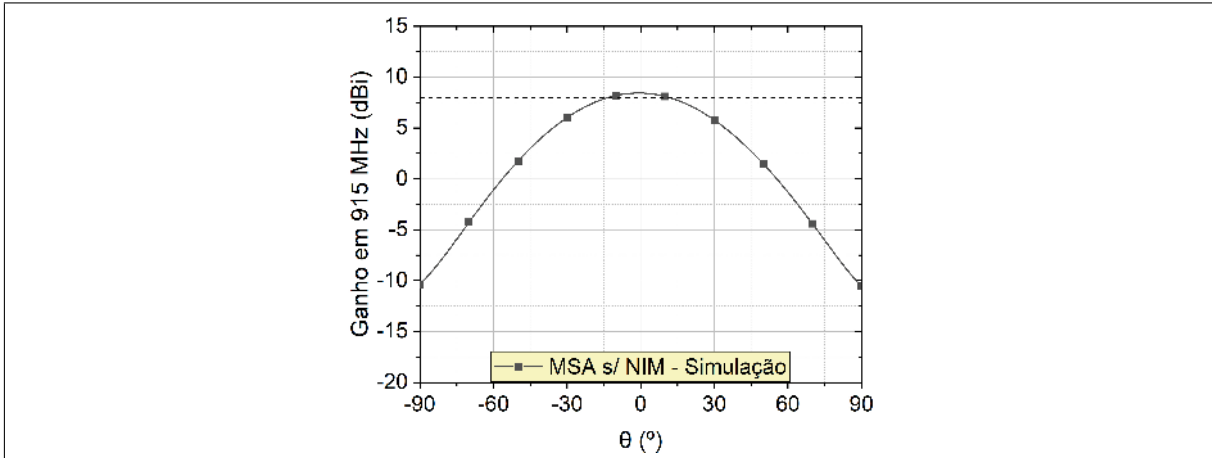


Fonte: Elaboração própria.

A banda de impedância do dispositivo simulado é definida pelo intervalo $856\text{-}1050,50\text{MHz}$, tendo $194,50\text{MHz}$ de largura. O valor mínimo de $-40,11\text{dB}$ pode ser observado na frequência de $937,37\text{MHz}$. Destarte, a faixa de frequências de $902\text{-}928\text{MHz}$ é integralmente contemplada, validando, quanto a banda de impedância, o modelo de simulação da MSA de propósito geral. É importante ressaltar que sempre é considerado que esse dispositivo é alimentado por uma linha de transmissão com impedância de 50Ω .

Antenas de microfita convencionais apresentam valores de ganho máximo variando entre 6-9dBi (BALANIS, 2005; DOBKIN, 2008; HU et al., 2019). Logo, é razoável usar 8dBi em 915MHz como mínimo necessário para validação do modelo proposto quanto a essa figura de mérito. A Figura 61 ilustra o ganho no plano $x-z$ com θ variando entre 90° e -90° .

Figura 61: Ganho simulado da MSA de propósito geral em 915MHz

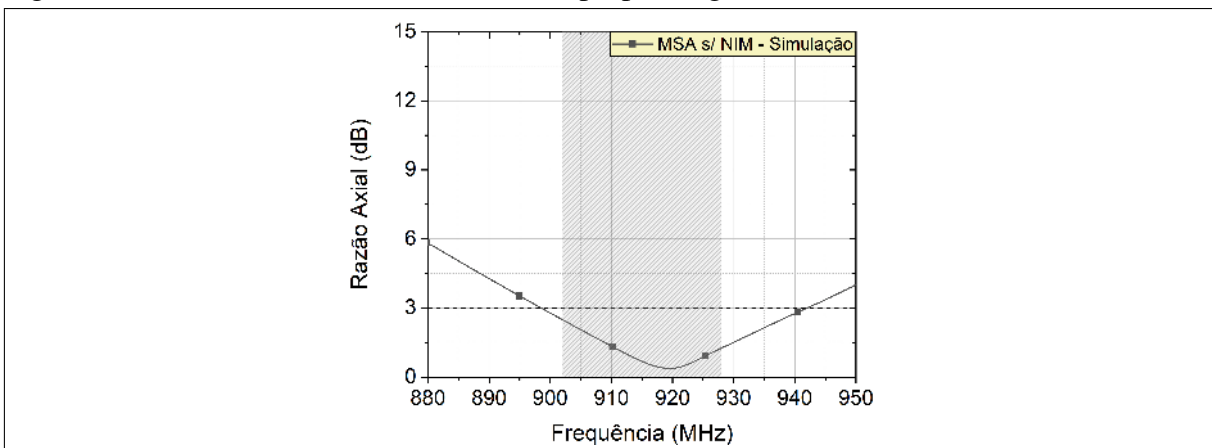


Fonte: Elaboração própria.

O modelo de simulação da MSA com propósito geral apresenta ganho máximo na direção $\phi = 0^\circ$ e $\theta = 0^\circ$ com valor de 8,43dBi, superando 8dBi especificados como critério de validação para o modelo de simulação.

Antenas são consideradas de polarização circular quando o valor de razão axial é inferior a 3dB (HUANG; BOYLE, 2008). Logo, a MSA de propósito geral deve possuir uma banda de razão axial que compreenda o intervalo de frequências de 902-928MHz. A Figura 62 apresenta valores de razão axial para $\phi = 0^\circ$ e $\theta = 0^\circ$ do modelo de simulação da MSA de propósito geral em função da frequência.

Figura 62: Razão axial simulada da MSA de propósito geral



Fonte: Elaboração própria.

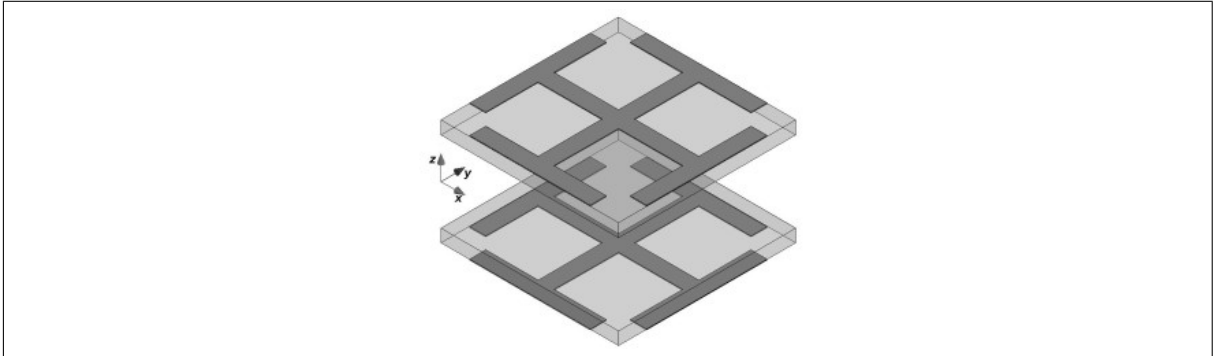
Os resultados de simulação trazem um valor mínimo de razão axial de 0,4dB em 926,26MHz. Nesse modelo, a largura da banda de razão axial é de 40,36MHz, estando essa compreendida no intervalo 900,06-940,40MHz. Logo, a faixa de 902-928MHz é atendida pelo modelo, atestando assim sua polarização circular.

Destarte, o modelo da MSA de propósito geral é considerado válido e é a base para seu processo de fabricação.

Após o projeto da MSA de propósito geral, a lente plana feita com um metamaterial NIM é projetada. Este processo também começa com a seleção dos materiais a serem usados na fabricação da lente NIM, sendo essa baseada em folhas de FR4 com $td = 1,60\text{mm}$ de espessura, com condutor de cobre de espessura de $tc = 0,140\text{mm}$. Naturalmente, a seleção da geometria da célula unitária do metamaterial é o próximo passo. A Cruz de Jerusalém (JC) é uma geometria baseada em um par de dipolos cruzados em forma de I que são usados em várias metassuperfícies (COSTA; MONORCHIO; G., 2014; GAO X.; YU, 2016; KATIYAR P.R., 2014). As células unitárias baseadas em pares de condutores JC fortemente acoplados (CAPOLINO, 2009; VALLECCHI; CAPOLINO; SCHUCHINSKY, 2009; MAJUMDAR P.; R., 2016) produzem metamateriais capazes de suportar modos de ressonância simétrica (elétrica) e anti-simétrica (magnética) cuja sobreposição leva a um meio NIM efetivo. Esse metamaterial de par de cruces de Jerusalém (JCP) é fácil de fabricar e pode fornecer uma resposta efetiva negativa do índice de refração com pequena sensibilidade à polarização e ângulo de incidência da onda plana recebida (CAPOLINO, 2009; VALLECCHI; CAPOLINO; SCHUCHINSKY, 2009), simplificando o processo de projeto e fabricação. Basicamente, o processo de projeto dessa placa de periodicidade infinita JCP/NIM é guiado sabendo que o a capacitância desse metamaterial vem do campo elétrico presente nas lacunas entre cada célula unitária, que a indutância está relacionada à corrente elétrica que flui no corpo do dipolo em forma de I, e que substratos mais espessos resultam em bandas mais largas (COSTA; MONORCHIO; G., 2014; GAO X.; YU, 2016; KATIYAR P.R., 2014; CAPOLINO, 2009; VALLECCHI; CAPOLINO; SCHUCHINSKY, 2009; MAJUMDAR P.; R., 2016). Assim, a célula unitária do metamaterial NIM possui duas folhas de FR4 separados por uma camada espessa de substrato de ar, fornecendo largura de banda de refração negativa suficiente. As cruces de Jerusalém de cobre estão presentes nas faces externas de cada folha FR4. Esta configuração da célula unitária do metamaterial NIM é ilustrada na Figura 63.

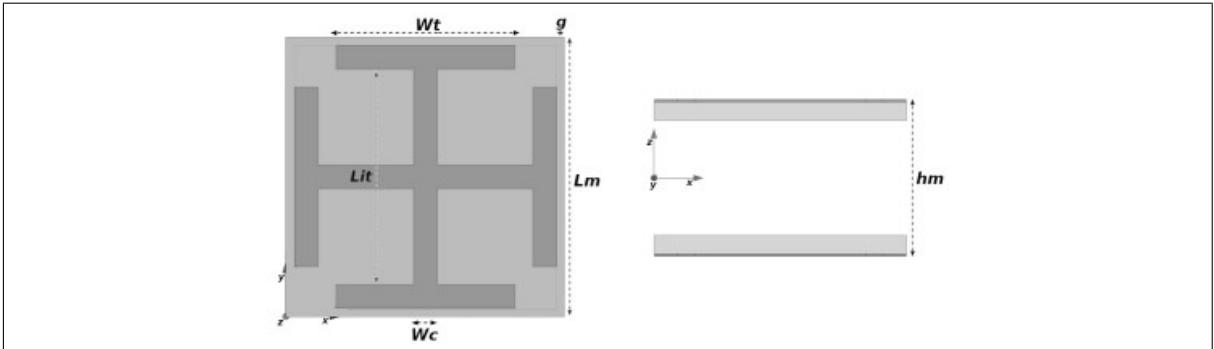
As dimensões exatas da célula unitária NIM são obtidas usando as condições de contorno periódicas mestre-escravo e a excitação da porta *Floquet* do Ansoft HFSS (NUMAN; SHARAWI, 2013; ANSOFT INC., 2009), que emula uma placa NIM com infinitas repetições dessa célula, permitindo a elaboração de múltiplos estudos paramétricos, que podem ser vistos na seção e são fundamentais para o projeto desse metamaterial. A Figura 64 apresenta as dimensões mais críticas da célula da unidade NIM.

Figura 63: Configuração da célula unitária NIM



Fonte: Adaptada de Capolino (2009).

Figura 64: Visões de cima e da lateral da célula unitária NIM



Fonte: Elaboração própria.

A Tabela 6 exibe os valores numéricos das dimensões mais relevantes da célula unitária do metamaterial NIM

Tabela 6: Dimensões da célula unitária NIM

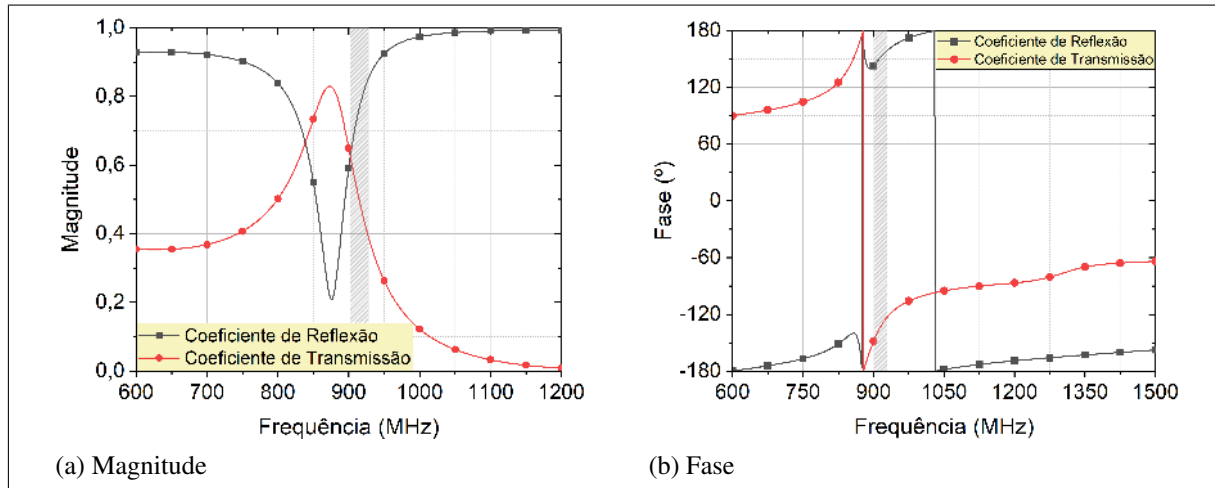
Parâmetro	W_t	W_c	L_m	L_{it}	g	h_m
Comprimento	15mm	2mm	22,10mm	18mm	0,05mm	13,20mm

Fonte: Elaboração própria.

A validação do projeto do metamaterial NIM é feita através da análise dos resultados de simulação referentes aos coeficientes de reflexão e transmissão, e a permissividade elétrica, a permeabilidade magnética e ao índice de refração efetivos. Como visto na seção 4.5, a análise da magnitude e da fase dos coeficientes de reflexão e transmissão do metamaterial que está sendo projetado permite inferir sobre a existência de uma banda de índice de refração negativo e onde ela está posicionada no espectro de frequência. Dessa forma, é possível simplificar

muito a atividade de projeto do metamaterial NIM, pois não existe a necessidade de extrair a todo momento seus parâmetros constitutivos. A Figura 65 apresenta os coeficientes de reflexão e transmissão.

Figura 65: Coeficiente de transmissão e reflexão do metamaterial NIM/JCP de periodicidade infinita



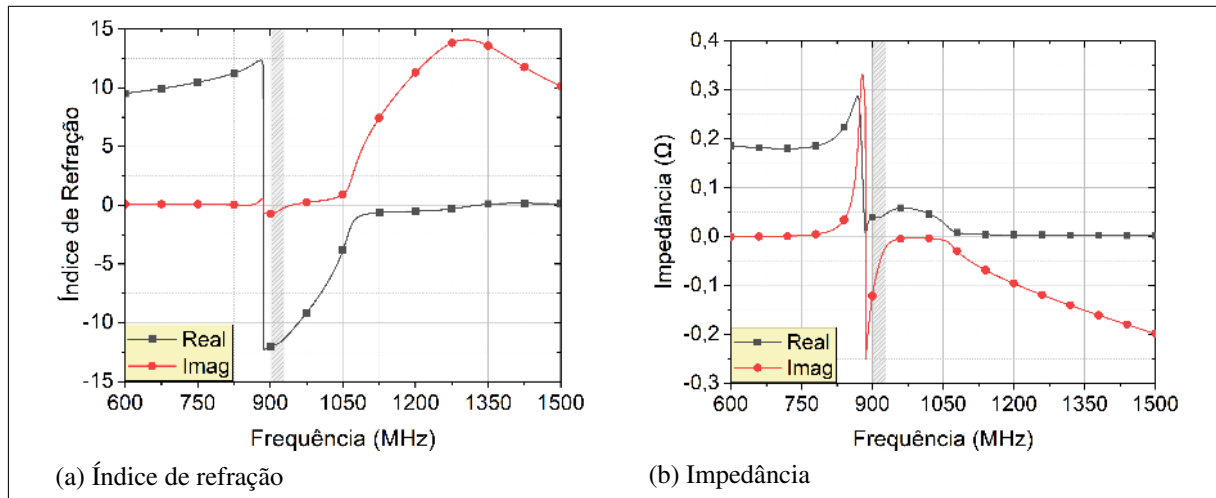
Fonte: Elaboração própria.

Os resultados apresentados mostram um vale e um pico nas magnitudes do coeficiente de reflexão e de transmissão com o valor de 0,83 em 873MHz e 0,21 em 876MHz respectivamente. A capacidade de transmitir uma onda plana do metamaterial projetado é atestada com esses resultados. Vale ainda ressaltar que o vale na fase do coeficiente de transmissão situada em 878MHz indica a existência de uma banda com índice de refração negativa próxima a faixa de frequência de 902-928MHz.

Objetivamente, para que o metamaterial se comporte como uma lente plana, ele precisa apresentar valores negativos para as partes reais do índice de refração, da permissividade elétrica e da permeabilidade magnética efetivos. Esses parâmetros constitutivos de um metamaterial são obtidos usando um algoritmo do Octave baseado nos métodos de obtenção que usam os coeficientes de reflexão e transmissão (WANG; CHEN; HUANG, 2011; NUMAN; SHARAWI, 2013; CHEN et al., 2004; FENG, 2006). Esse código para Octave pode ser visto no apêndice A. A Figura 66 mostra o índice de refração e a impedância da placa em função da frequência. A impedância é usada em conjunto com o índice de refração para obter a permeabilidade e permissividade de $\epsilon = z/n$ e $\mu = zn$.

Os resultados de simulação do metamaterial projetado mostram uma banda de índice de refração negativa no intervalo de frequências de 886–1326MHz, representando uma banda fracionária de 48% para a frequência central de 915MHz e apresentando um valor mínimo de 12.30 em 886 MHz. Esses resultados ratificam a percepção da existência de uma banda NIM fornecida pela análise de vales e picos dos coeficientes de reflexão e transmissão. A capacidade do metamaterial de apresentar índice de refração negativo em todas as frequências do intervalo de 902-928MHz o validam como uma lente plana.

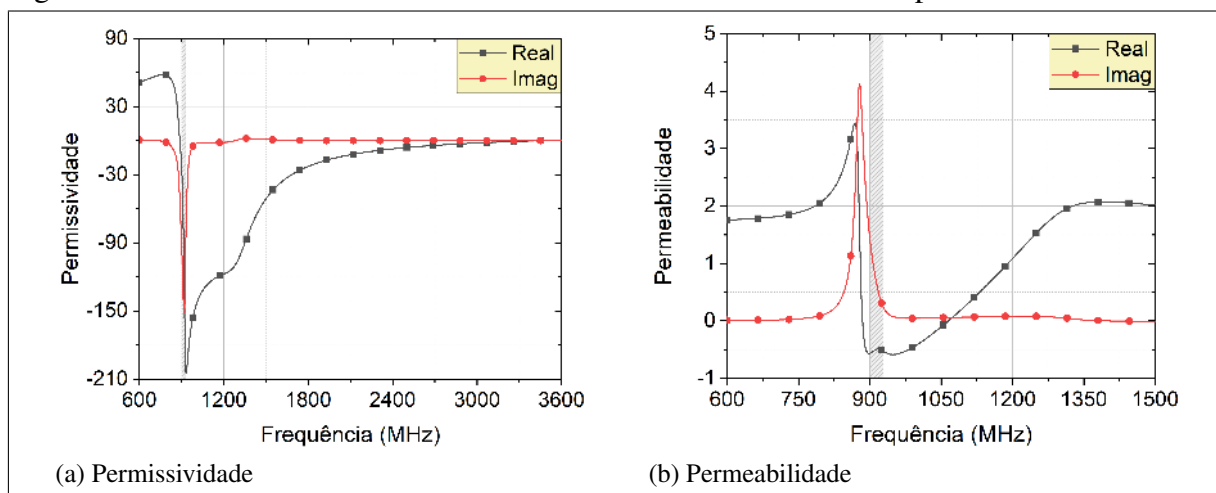
Figura 66: Parâmetros efetivos extraídos do metamaterial NIM/JCP de periodicidade infinita



Fonte: Elaboração própria.

Apesar do projeto do metamaterial NIM já estar validado, é relevante analisar os valores efetivos das partes reais da permissividade elétrica e da permeabilidade magnética do metamaterial, pois a banda NIM é fortemente atrelada as bandas negativas de ϵ e μ . A Figura 67 mostra permissividade elétrica e permeabilidade magnética efetivas em função da frequência.

Figura 67: Parâmetros efetivos extraídos do metamaterial NIM/JCP de periodicidade infinita



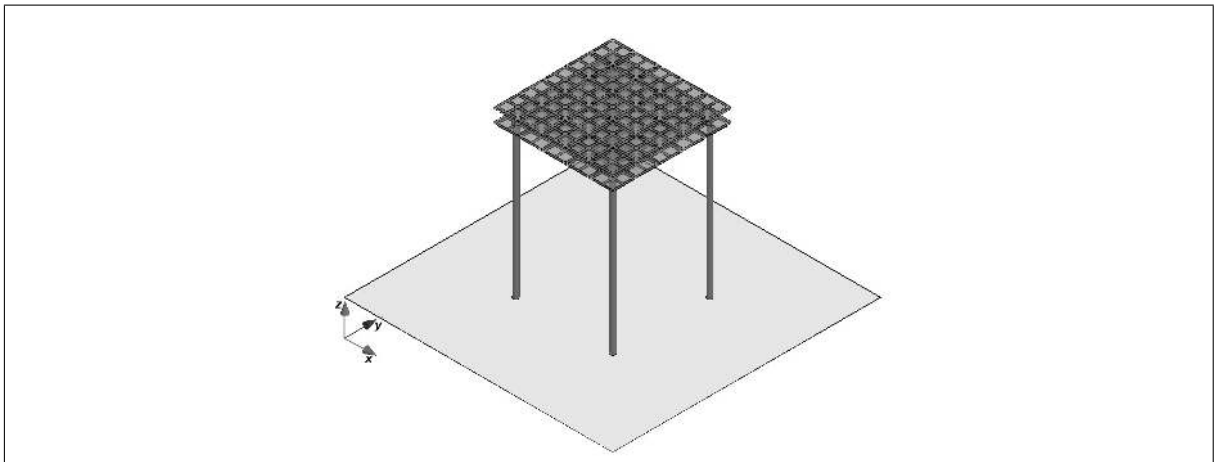
Fonte: Elaboração própria.

O modelo de simulação do metamaterial apresenta uma banda de permissividade negativa definida pelo intervalo de frequência de 888-3406MHz, apresentando um valor mínimo de -204,70 em 932MHz. A banda de permeabilidade negativa do metamaterial projetado é definida pelo intervalo de frequência de 885-1065 MHz, representando uma banda fracionária de 19,70% para 915 MHz e apresentando um valor mínimo de -0,56 em 898 MHz. Dessa forma, pode ser observado que o metamaterial NIM/JCP de periodicidade infinita possui as

características necessárias para compor a lente plana a ser usada no aprimoramento do ganho da MSA de propósito geral.

Para concluir o projeto da MSA com ganho aumentado para aplicações RFID de longo alcance, é necessário acoplar a lente plana NIM à MSA de propósito geral. Essa tarefa é feita com a definição das dimensões da lente plana NIM e sua incorporação à MSA de propósito geral. Nesse sentido, os estudos paramétricos apresentados na seção 5.3 são usados para encontrar o valor ideal do tamanho do arranjo de células unitárias do metamaterial NIM e sua altura acima do *patch* parasita da MSA de propósito geral. Como resultado, obteve-se uma lente plana baseada em um metamaterial NIM composto de uma matriz de 5×5 células unitárias fixada ao suporte mecânico que permite um fácil acoplamento entre o MSA de propósito geral e a lente plana NIM. O suporte é constituído por uma placa de acrílico (polimetilmetacrilato) e quatro espaçadores cilíndricos de PP. A configuração da lente plana NIM com seu suporte é mostrada na Figura 68.

Figura 68: Configuração da lente planar NIM com suporte



Fonte: Elaboração própria.

Na Figura 69, as dimensões mais críticas da lente plana NIM e o seu suporte são ilustrados. A Tabela 7 exibe os valores numéricos das mais relevantes dimensões da placa de metamaterial NIM e o seu suporte.

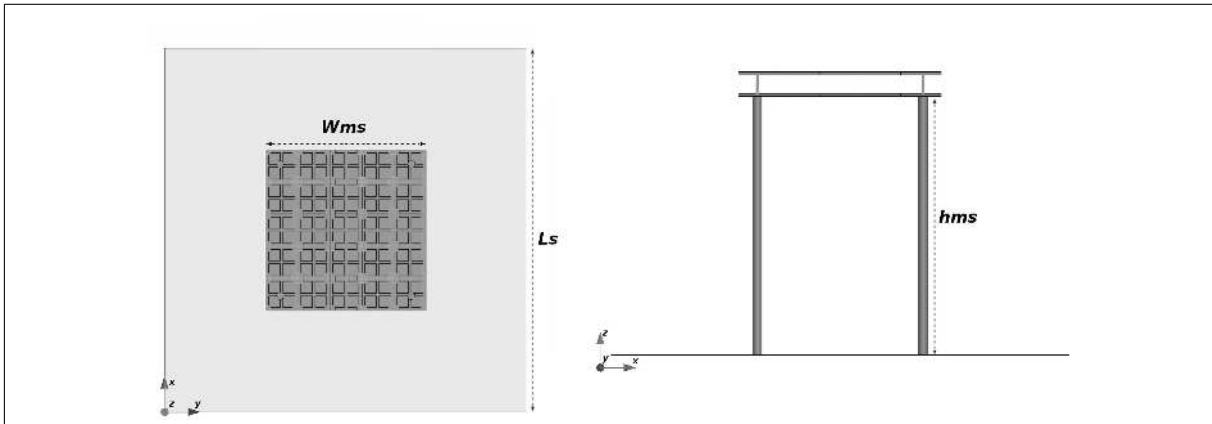
Tabela 7: Parâmetros importantes da placa NIM e seu suporte

Parâmetros	L_s	W_{ms}	h_{ms}
Comprimento	250mm	110,50mm	140mm

Fonte: Elaboração própria.

Finalmente, a MSA de propósito geral é acoplada facilmente ao suporte da lente

Figura 69: Visões de cima e da lateral da lente plana NIM com seu suporte

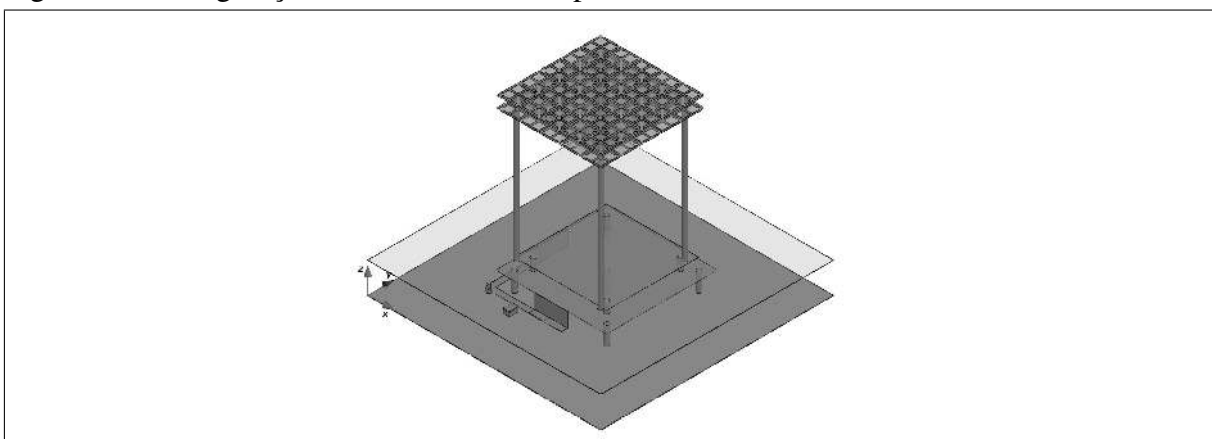


Fonte: Elaboração própria.

plana NIM usando quatro espaçadores cilíndricos de PP de 32mm de altura, formando a antena de baixo custo de ganho aprimorado com lente plana NIM para aplicações RFID UHF de longo alcance. Esta configuração de dispositivo é apresentada na Figura 70.

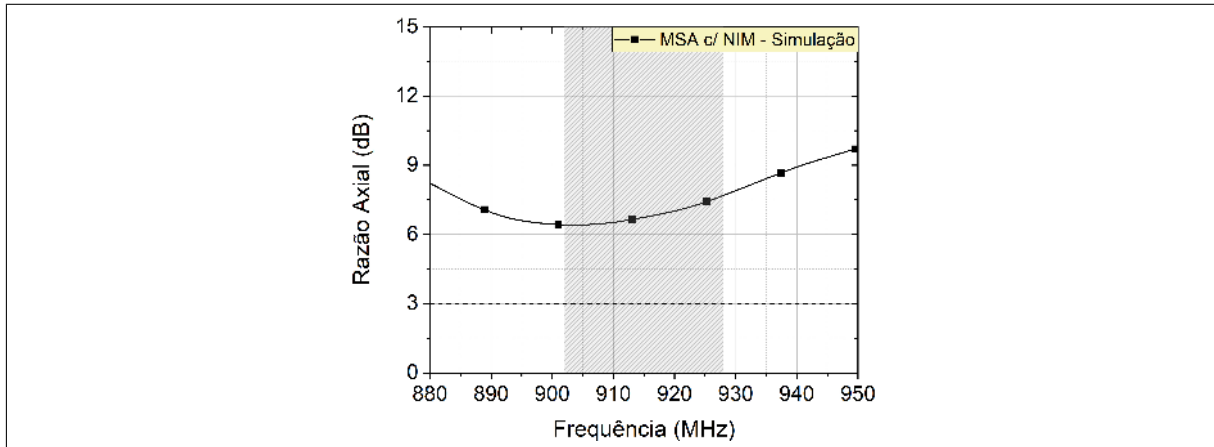
Semelhante a MSA de propósito geral, a validação do projeto da MSA com lente plana NIM é feita através da análise dos resultados de simulação referentes ao coeficiente de reflexão e ao ganho. Como as aplicações de sistemas de RFID que mais demandam alcance de leitura apresentam significativa previsibilidade da orientação das antenas envolvidas na comunicação, diminui-se a importância do uso de uma antena de leitor RFID com polarização circular. Dessa forma, a razão axial da MSA com lente plana NIM é mostrada na Figura 71 somente com o intuito de caracterizar a antena, não sendo assim critério de validação.

Figura 70: Configuração da MSA com lente plana NIM



Fonte: Elaboração própria.

Figura 71: Razão axial simulada da MSA com lente plana NIM

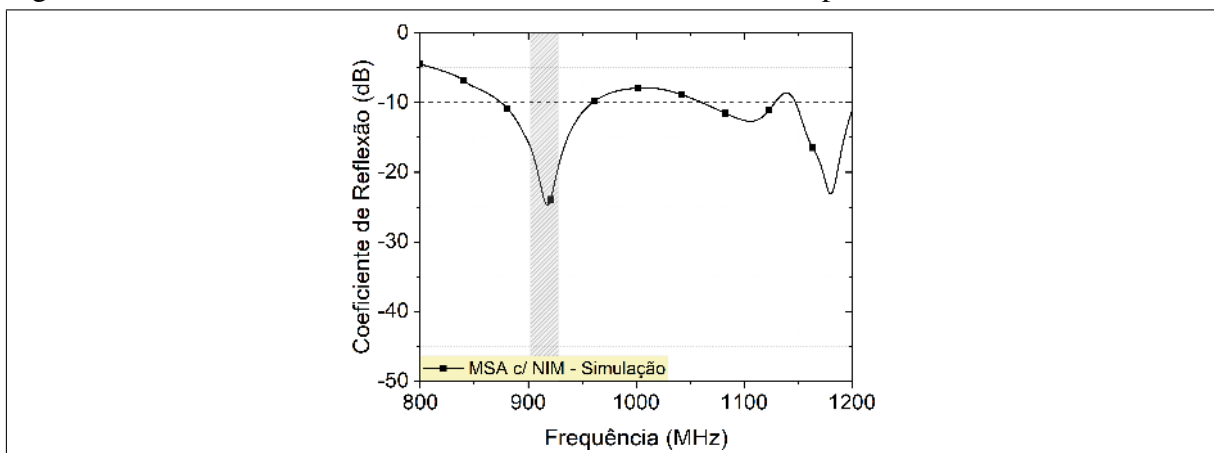


Fonte: Elaboração própria.

Os resultados da razão axial do modelo de simulação da MSA com lente plana NIM apresentam um valor mínimo de 6,41dBi em 905,45MHz, levando esse dispositivo a ser classificado como de polarização elíptica. Portanto, fica evidente que a inserção da lente plana degrada a razão axial.

A MSA com lente plana NIM também precisa ter uma banda de impedância que contemple o intervalo de frequências 902-928MHz usados pelos sistemas RFID operando na faixa UHF para os países da região 2 da ITU (SANGHERA, 2007). A Figura 72 mostra o coeficiente de reflexão do modelo de simulação dessa antena em função da frequência. O modelo do dispositivo simulado possui uma banda de impedância de 80,81MHz de largura situada entre 876,76MHz e 957,57MHz. O valor mínimo de -25,29dB pode ser observado na frequência de 917,17MHz. Assim, o modelo de simulação da MSA com lente plana NIM é considerado validado, pois a faixa de frequências de 902-928MHz é integralmente contida em sua banda de impedância.

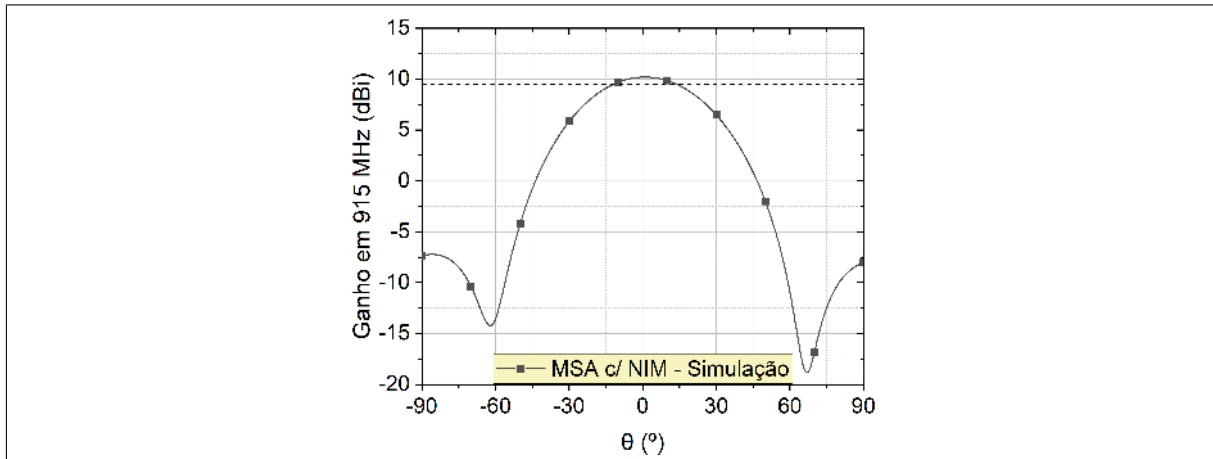
Figura 72: Coeficiente de reflexão simulado da MSA com lente plana NIM



Fonte: Elaboração própria.

Por fim, é preciso validar o ganho da MSA com lente plana NIM. Para essa finalidade, foi especificado um critério de validação que ateste o aumento de ganho da MSA com lente planar NIM em comparação com a antena de microfita de propósito geral. Fica então estabelecido que o modelo de simulação da MSA com lente plana NIM deve apresentar valor superior em 1dBi ao ganho máximo da MSA de propósito geral. A Figura 73 mostra o ganho no plano $x - z$, com θ variando entre 90° e -90° .

Figura 73: Ganho simulado da MSA com lente plana NIM em 915MHz



Fonte: Elaboração própria.

O modelo de simulação da MSA com lente plana NIM obteve ganho máximo de 10,20dBi, superando os 9,46dBi (8,46dBi + 1dBi) especificados como critério de validação desse modelo de simulação. Portanto, como é possível notar, a MSA com lente plana NIM é considerada validada em todos os aspectos funcionais de interesse. Agora, com a antena de propósito geral, a lente planar NIM e sua combinação, a nova MSA com lente planar NIM para aumento de ganho, projetados, esses dispositivos são fabricados com os materiais especificados anteriormente, como as chapas de aço galvanizado, as placas de FR4 e os espaçadores cilíndricos de PP. Semelhante ao proposto em Moreira, Sombra e Barroso (2012), a fabricação da MSA de propósito geral tem início com o corte das peças metálicas como os *patches* principal e parasita, a junção em T e o plano de terra, usando as chapas de aço galvanizado. O *patch* principal é então unida a junção em T através das transições tridimensionais, usando solda comum. Os *patches* parasita e principal são furadas e unidas aos espaçadores cilíndricos de PP com 12mm de comprimento. Em seguida, o plano de terra é também furado para que seja unido através dos espaçadores cilíndricos de 20mm ao conjunto já pré-montado contendo os *patches* principal e parasita e a junção em T. Por fim, o rabicho feito com cabo RG-316 e o conector TNC-RP fêmea é soldado a antena, concluindo o processo de fabricação da MSA de propósito geral. A Figura 74 mostra o protótipo fabricado dessa antena.

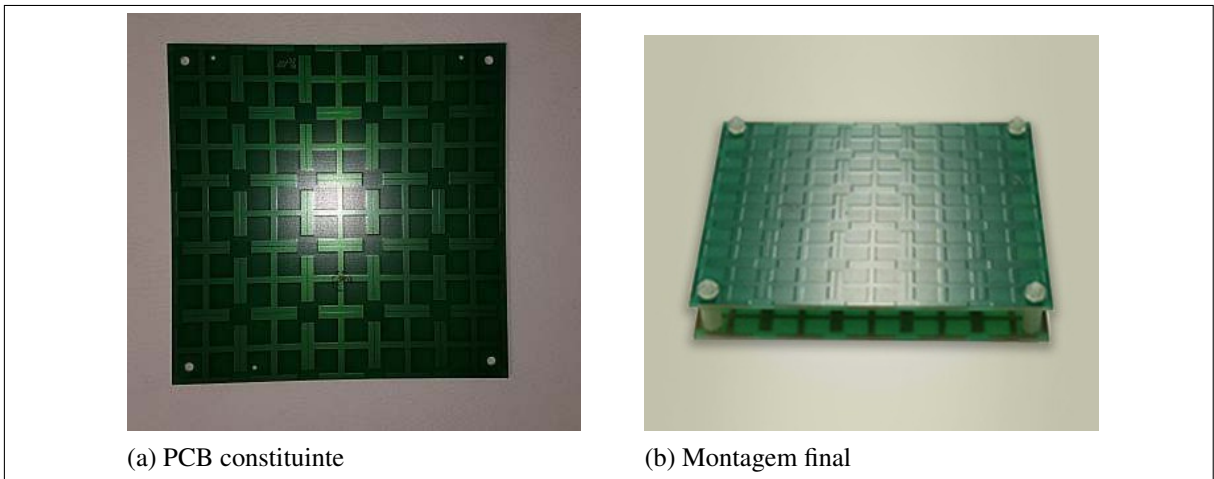
Figura 74: Protótipo fabricado da MSA de propósito geral



Fonte: Elaboração própria.

A fabricação da lente plana NIM com seu suporte de acoplamento começa com a elaboração de duas placas de circuito impresso que irão compor o metamaterial. Essas PCBs são feitas corroendo o cobre presente na placa de FR4 que não foi marcado através do processo de fotolitografia (SAHU et al., 2014). A Figura 75 ilustra uma dessas placas pronta. Em seguida, essas placas são então unidas usando espaçadores cilíndricos de PP com 10mm de comprimento, formando a lente plana NIM em si que pode ser vista na Figura 75.

Figura 75: Lente plana NIM/JCP fabricada



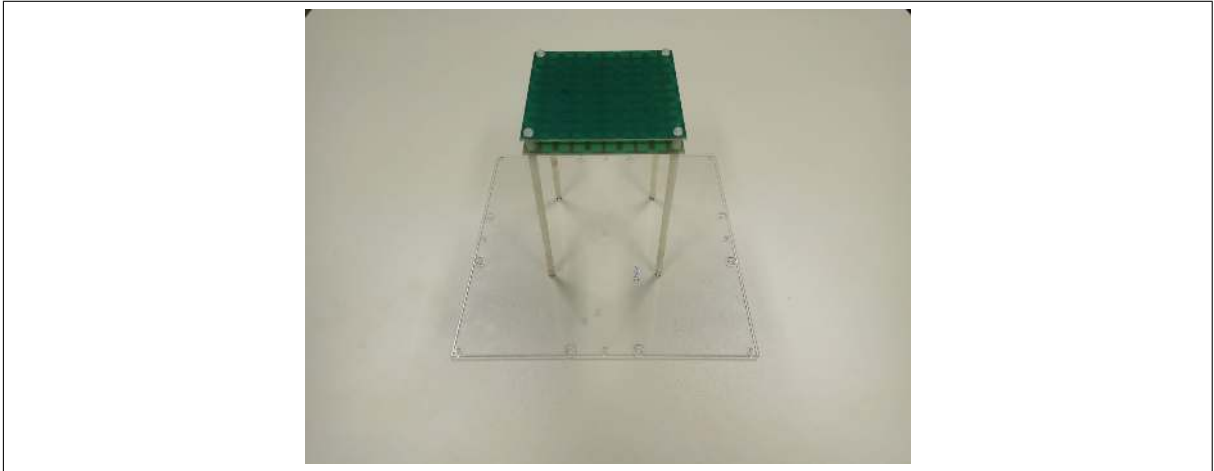
(a) PCB constituinte

(b) Montagem final

Fonte: Elaboração própria.

Por fim, o corte a laser de uma chapa de acrílico origina a base do suporte que é unida a lente plana NIM através de quatro espaçadores cilíndricos de 140mm. A lente plana NIM com seu suporte mecânico de fácil acoplamento à MSA de propósito geral pode ser vista na Figura 76.

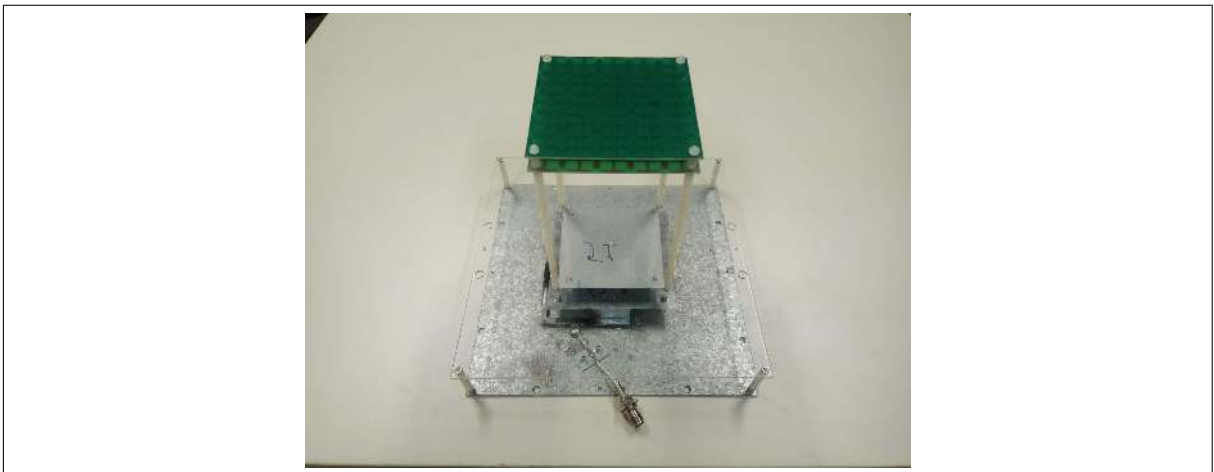
Figura 76: Lente plana NIM/JCP com suporte



Fonte: Elaboração própria.

Visto na Figura 77, o protótipo da MSA com ganho aprimorado por uma lente NIM surge da união da MSA de propósito geral ao suporte mecânico com a lente plana NIM usando quatro espaçadores cilíndricos de polipropileno com 32mm de comprimento.

Figura 77: Protótipo fabricado da MSA com lente plana NIM



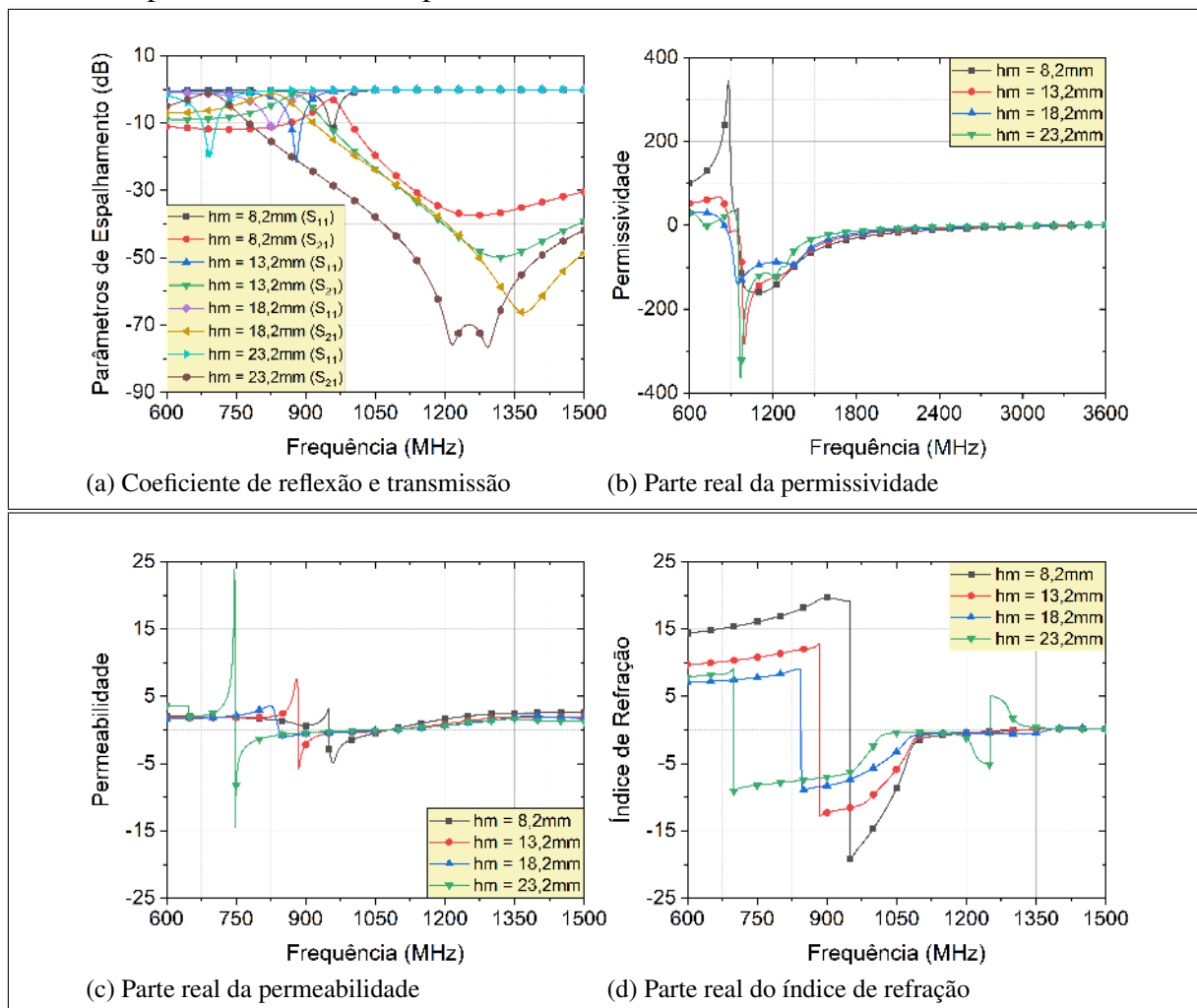
Fonte: Elaboração própria.

5.3 Estudos Paramétricos

Estudos paramétricos foram utilizados para investigar a influência dos parâmetros de projeto da MSA de propósito geral, da lente plana NIM e da combinação de ambos. Esses estudos sobre as características e o desempenho da MSA com lente plana NIM fornecem informações cruciais para seu projeto e otimização. A MSA de propósito geral é construída sob um conhecimento bem estabelecido (BALANIS, 2005; GARG et al., 2001; CHEN; QING;

CHUNG, 2009; CHUNG; QING; CHEN, 2007), e os efeitos sob a maioria dos parâmetros da antena já são bem conhecidos e, portanto, não são apresentados. Em (CAPOLINO, 2009; VALLECCHI; CAPOLINO; SCHUCHINSKY, 2009; MAJUMDAR P.; R., 2016), estudos paramétricos sobre o metamaterial JCP fornecem algumas análises significativas, considerando-o um conjunto infinito de células unitárias, mas ambos são focados apenas no coeficiente de transmissão e reflexão, analisando poucos parâmetros de projeto e focando em frequências acima de 5 GHz. Os estudos mostrados aqui observam a influência das dimensões mais críticas do projeto, Wt , Lit , g e hm , nos coeficientes de reflexão e transmissão e na permissividade, na permeabilidade, e no índice de refração efetivos, focando em frequências próximas da faixa UHF de 902-928MHz usada para sistemas RFID.

Figura 78: Parâmetros constitutivos e de espalhamento do metamaterial NIM/JCP de periodicidade infinita para diferentes valores de hm

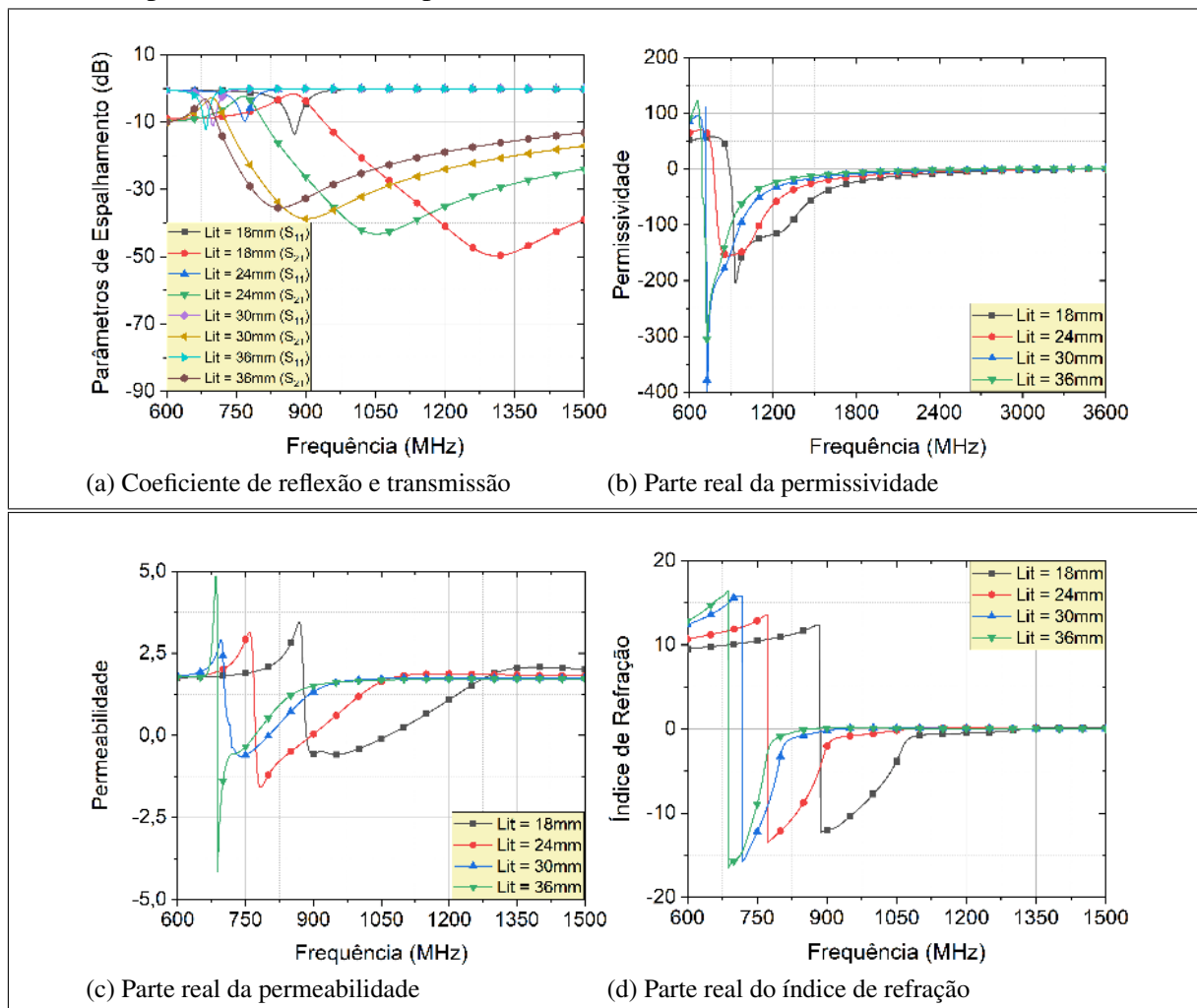


Fonte: Elaboração própria.

Finalmente, a combinação entre a lente plana NIM e a MSA de propósito geral para formar a MSA com lente plana NIM é estudada, observando a influência do número de células unitárias da lente plana NIM e sua altura, hms , acima do *patch* parasita no ganho e no

coeficiente de reflexão da antena. Este estudo fornece uma nova compreensão no uso de lentes planas NIM para aumento de ganho em torno de 1 GHz. Os estudos paramétricos são baseados em resultados simulados devido à boa concordância entre eles e os obtidos experimentalmente. Para fornecer uma compreensão mais clara da influência entre os parâmetros de projeto e as características desejadas do metamaterial e da MSA com lente planar NIM, apenas um parâmetro por vez é variado, enquanto outros são mantidos inalterados. Os parâmetros de projeto da célula unitária para os estudos paramétricos são: $Wt = 15\text{mm}$, $Wc = 2\text{mm}$, $Lm = 22,10\text{mm}$, $Lit = 18\text{mm}$, $g = 0,05\text{mm}$, $hm = 13,20\text{mm}$ and $tc = 0,14\text{mm}$. Para o MSA com lente planar NIM, os parâmetros de projeto são: $Wg = 250\text{mm}$, $Lpi = 124\text{mm}$, $Wpa = 95\text{mm}$, $hpa = 20\text{mm}$, $hpi = 12\text{mm}$, $Ls = 250\text{mm}$, $Wms = 110,50\text{mm}$ and $hms = 140\text{mm}$.

Figura 79: Parâmetros constitutivos e de espalhamento do metamaterial NIM/JCP de periodicidade infinita para diferentes valores de Lit



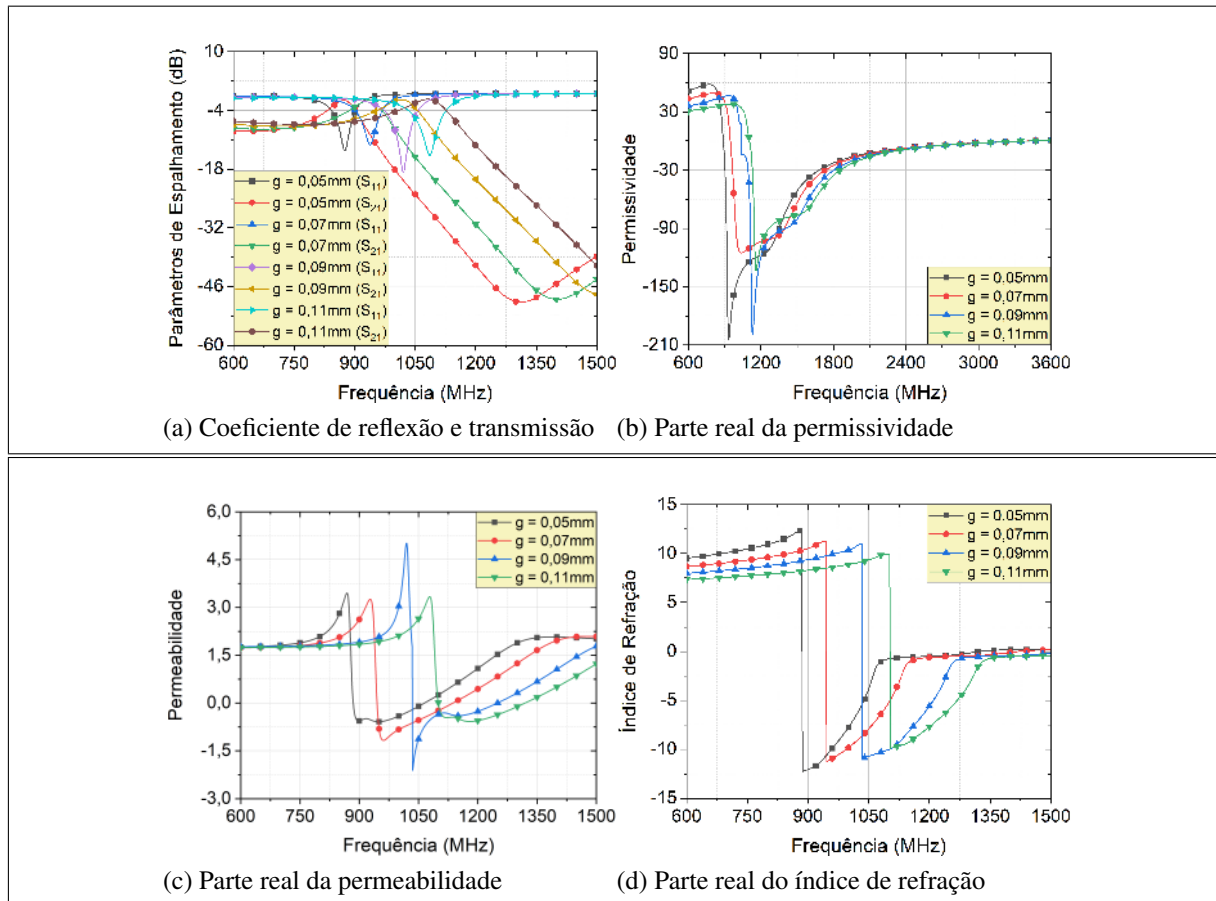
Fonte: Elaboração própria.

5.3.1 Os efeitos no metamaterial baseado em JCP

Como mostrado na Figura 59, os parâmetros mais críticos relacionados às características eletromagnéticas do metamaterial NIM baseado em JCP são o comprimento do dipolo em forma de I, Lit , a largura de sua ponta, Wt , a altura da camada de ar entre as placas de FR4, hm e o espaço entre a ponta do dipolo e a borda do dielétrico FR4, g .

A Figura 78 mostra o impacto da variação hm no coeficiente de reflexão e transmissão e na permissividade, permeabilidade e índice de refração efetivos. O aumento em hm praticamente mantém a banda de permissividade negativa no mesmo intervalo de frequência e com largura semelhante. As outras três bandas são todas deslocadas para baixo no espectro de frequências, com ampliação significativa em suas larguras.

Figura 80: Parâmetros constitutivos e de espalhamento do metamaterial NIM/JCP de periodicidade infinita para diferentes valores de g



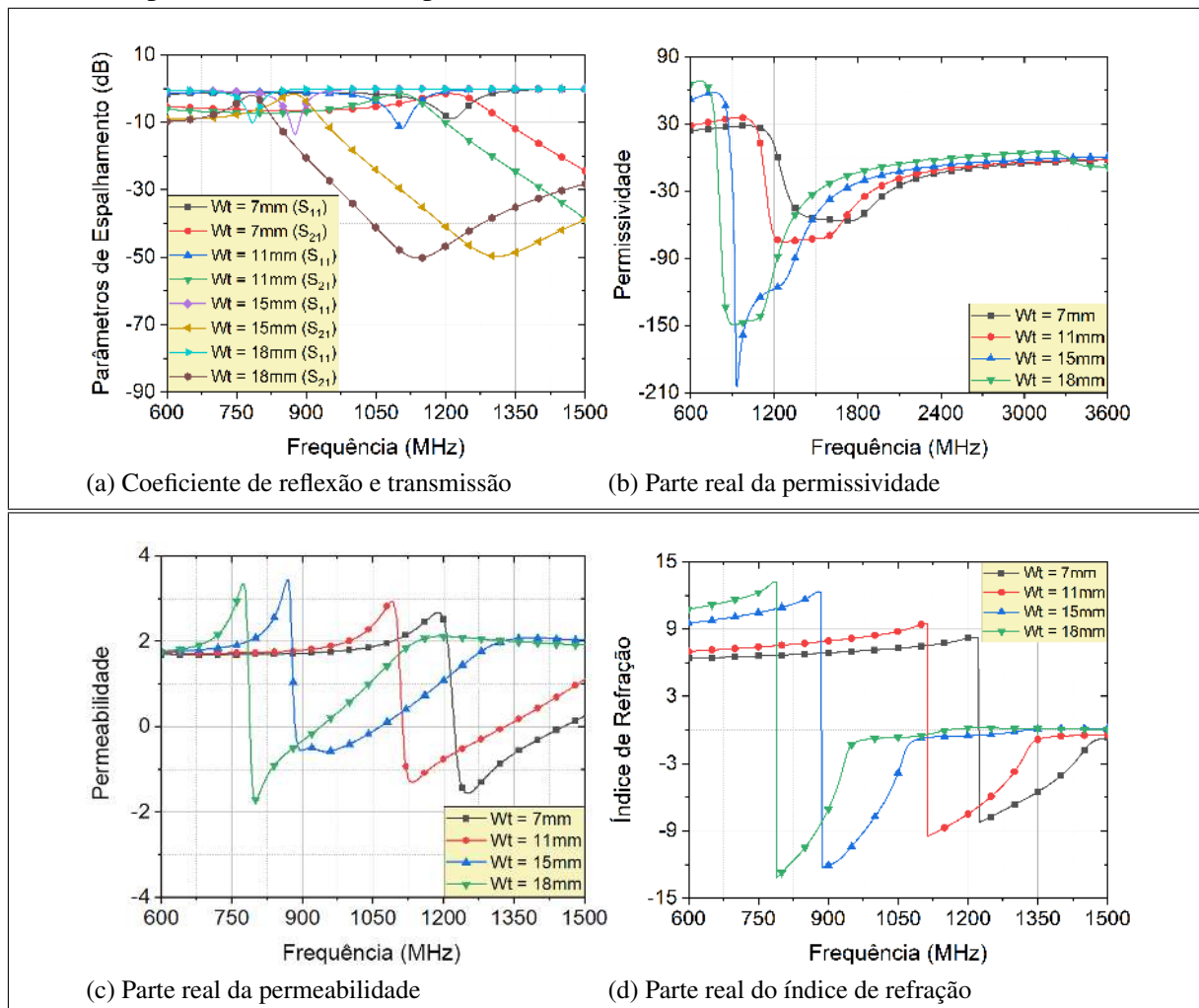
Fonte: Elaboração própria.

A Figura 79 apresenta os efeitos da variação de Lit no coeficiente de reflexão e transmissão e na permissividade, permeabilidade e índice de refração efetivos. O incremento em Lit move para baixo as cinco bandas, estreitando suas larguras. A intensidade do efeito de refração negativa aumenta devido ao ajuste entre as faixas de frequência de permeabilidade e permissividade.

A Figura 80 ilustra a influência da variação de g no coeficiente de reflexão e transmissão e na permissividade, permeabilidade e índice de refração efetivos. O incremento em g move a banda de permissividade negativa para cima, mas sua largura é diminuída. As outras quatro bandas são ampliadas e reposicionadas acima no espectro de frequências.

A Figura 81 mostra os efeitos da variação Wt nos coeficientes de transmissão e reflexão e na permissividade, permeabilidade e índice de refração efetivos. Inicialmente, o incremento em Wt aumenta as larguras de banda do coeficiente de reflexão e transmissão. A seguir, essa tendência é revertida e essas bandas começam a estreitar. As bandas de frequência mencionadas também são movidas para baixo durante o aumento de Wt . Todas as outras três bandas são diminuídas e movidas para baixo no espectro de frequências.

Figura 81: Parâmetros constitutivos e de espalhamento do metamaterial NIM/JCP de periodicidade infinita para diferentes valores de Wt



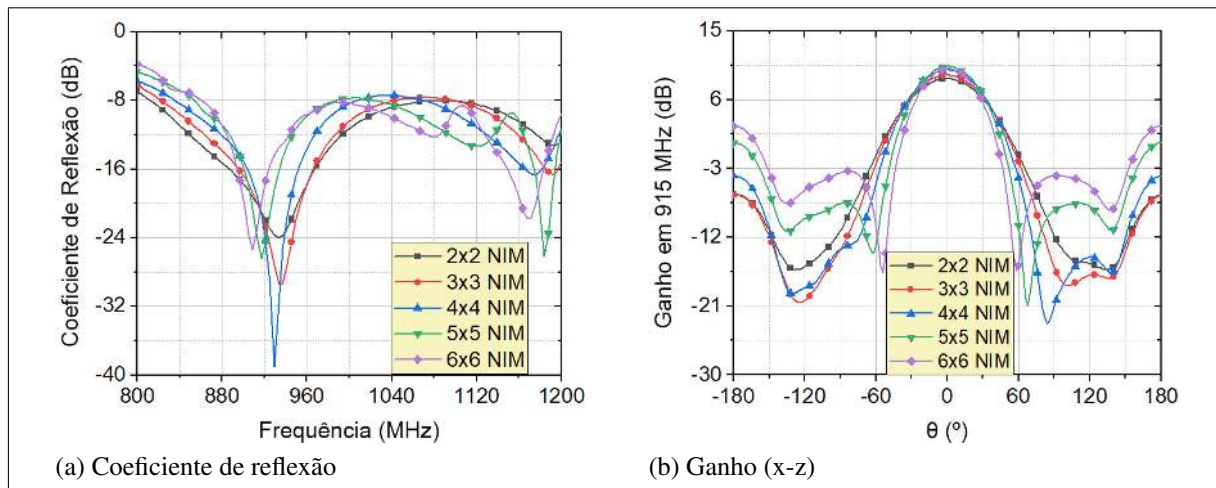
Fonte: Elaboração própria.

5.3.2 Os efeitos na MSA com lente plana NIM

Como visto na Figura 69, para formar o MSA com lente plana NIM como uma combinação da placa NIM e o MSA de propósito geral, o número de células unitárias da lente plana NIM e sua altura, hms , acima do *patch* parasita precisam ser determinados. O ganho da antena e o coeficiente de reflexão são os parâmetros observados nesses estudos, tentando maximizar o ganho e manter a cobertura da banda de impedância ao intervalo 902-928MHz.

Na Figura 82, são mostrados o ganho e o coeficiente de reflexão para a variação no número de células unitárias. A configuração da matriz de células unitárias que compõe a lente plana NIM varia de 2×2 até 6×6 . O ganho da MSA com lente plana NIM aumenta até a configuração 5×5 quando atinge seu máximo. O coeficiente de reflexão não é significativamente alterado, mantendo a banda 902-928MHz coberta.

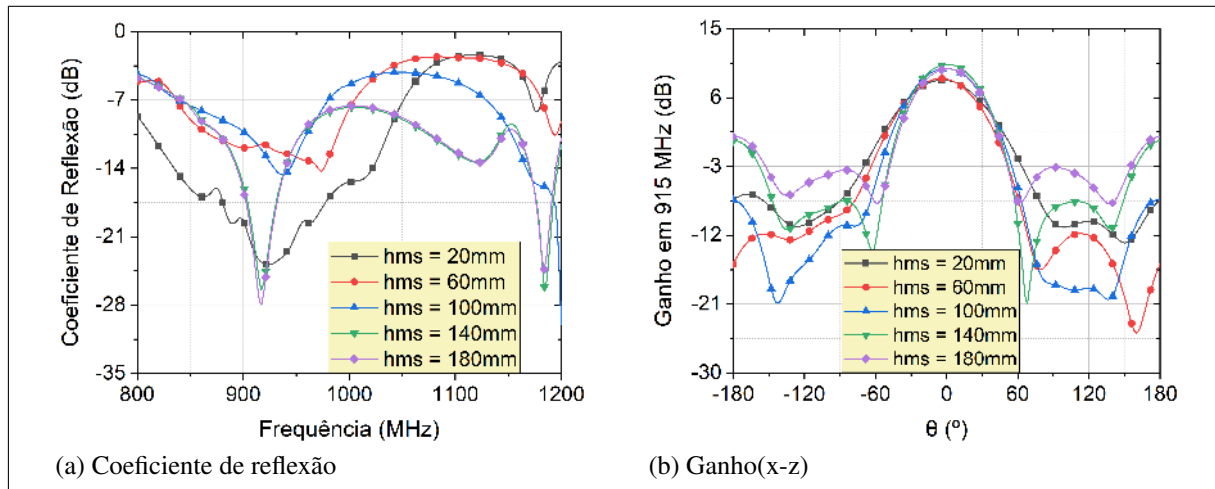
Figura 82: Valores simulados da MSA com lente plana NIM com diferentes números de células unitárias no metamaterial



Fonte: Elaboração própria.

Na Figura 83, são mostrados o ganho e o coeficiente de reflexão para a variação da altura, hms , da lente plana NIM com configuração de matriz de células unitárias de 5×5 . A distância entre o *patch* parasita e a lente plana NIM varia de 20mm até 180mm. O ganho da MSA com lente plana NIM aumenta até atingir seu valor máximo em 140mm. O coeficiente de reflexão é severamente alterado em baixos valores de hms , sendo esse fenômeno causado por um intenso acoplamento entre o MSA de propósito geral e a lente plana NIM. Mesmo com essa alteração, a banda 902-928MHz ainda é coberta na configuração $hms=140$ mm.

Figura 83: Valores simulados da MSA com lente plana NIM com diferentes valores de h_{ms}



Fonte: Elaboração própria.

5.4 Conclusão

Esse capítulo apresentou o projeto e a construção da MSA de ganho aumentado com uma lente plana NIM que é o foco do desenvolvimento desse trabalho. Inicialmente, a MSA de propósito geral foi projetada e validada de acordo com especificações estabelecidas para garantir o desempenho esperado para as aplicações as quais esse dispositivo busca atender. Em seguida, um metamaterial com índice de refração negativo e baixa sensibilidade a variação da polarização e do ângulo de incidência da onda plana incidente é projetado e validado. Para concluir o projeto da MSA com lente plana NIM, são definidas as dimensões efetivas da lente plana NIM e o seu acoplamento mecânico e eletromagnético à MSA de propósito geral. Após o projeto dos dispositivos, eles são fabricados e apresentados. Finalmente, dois conjuntos de estudos paramétricos usados durante o projeto são apresentados. O primeiro diz respeito ao metamaterial NIM com uma célula unitária baseada em JCP. O último está relacionado ao acoplamento desse metamaterial à MSA de propósito geral para formar a MSA com lente plana NIM. Ambos serão de extrema valia para projetistas de antenas e metamateriais.

6 RESULTADOS E DISCUSSÕES

6.1 Introdução

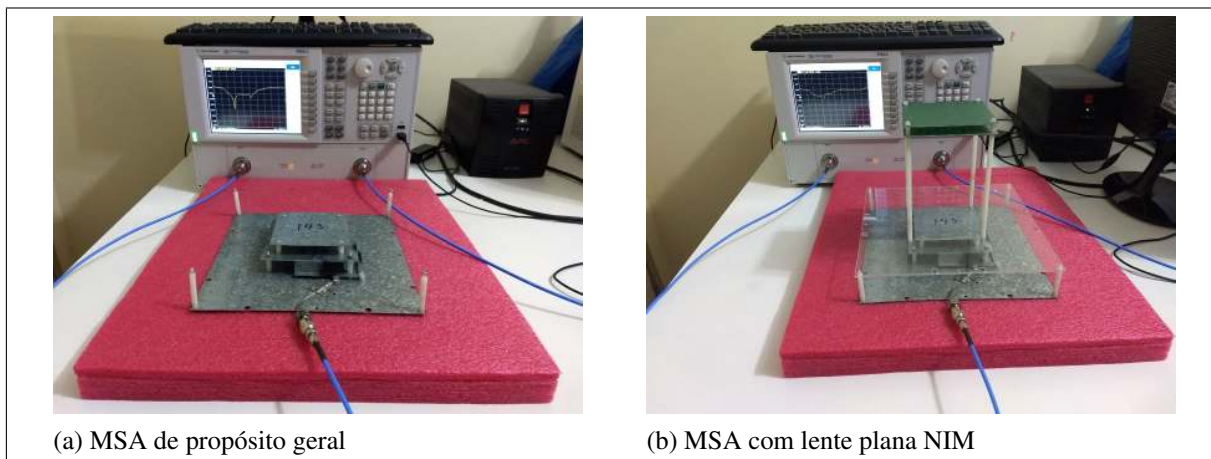
Inicialmente, esse Capítulo elenca, descreve e ilustra os procedimentos experimentais que os protótipos construídos devem ser submetidos para que esses possam ser caracterizados e validados. Em seguida, as antenas e o metamaterial construídos são eletromagneticamente caracterizados, usando principalmente os resultados experimentais e de simulação sobre coeficiente de reflexão, razão axial e ganho. Uma análise econômica é também realizada com o intuito de compreender o potencial valor agregado desses protótipos ao mercado de RFID. Com as antenas devidamente caracterizadas, essas são comparadas com o intuito principal de compreender o impacto trazido pela inserção da lente plana NIM. Por fim, é apresentado um parecer de validação sobre a MSA de propósito geral, o metamaterial NIM e a MSA com lente plana NIM.

6.2 Testes das antenas

A coleta de dados experimentais tem como propósito caracterizar e/ou validar os protótipos fabricados, usando coeficiente de reflexão, ganho e alcance. A razão axial é um parâmetro importante de validação para a MSA de propósito geral, mas, para MSA com lente plana NIM, essa figura de mérito tem unicamente a finalidade de caracterização eletromagnética. Os testes foram executados no LOCEM e no LEMA, ambientes sujeitos a interferências eletromagnéticas oriundas de equipamentos como ar-condicionados, computadores, telefones celulares, entre outros.

Os coeficientes de reflexão das antenas foram obtidos no LOCEM, usando um analisador de rede de impedância vetorial Agilent 8510C, como pode ser visto na Figura 84.

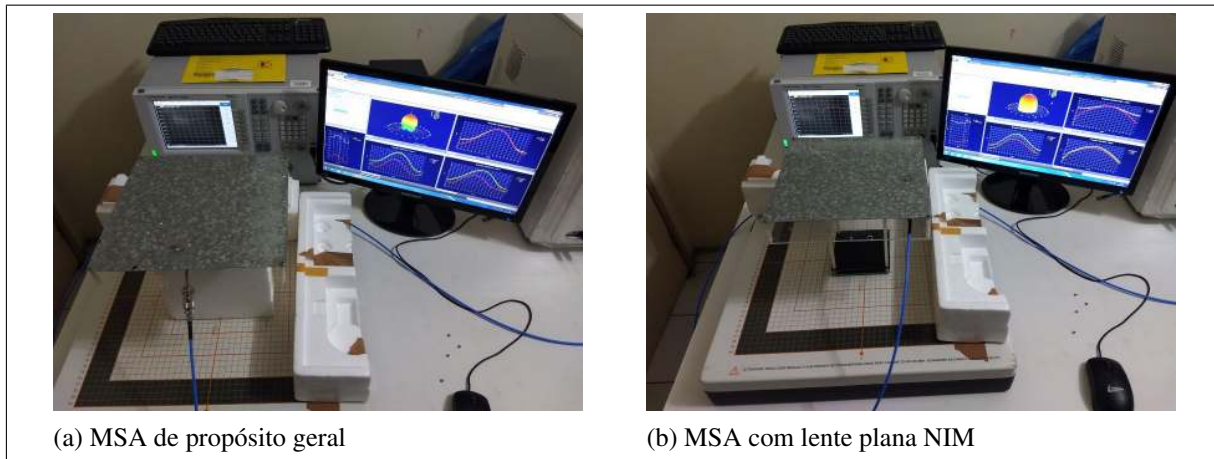
Figura 84: Testes usando o analisador de rede



Fonte: Elaboração própria.

Ganho e razão axial também foram obtidos no LOCEM, usando um analisador de antena EMScan RFXpert RFX2, conforme visto na Figura 85. Esse equipamento é composto de uma rede de sensores que mede valores em campo próximo relativo que são usados para computar os parâmetros de campo distante (PATTON; YANG, 2012).

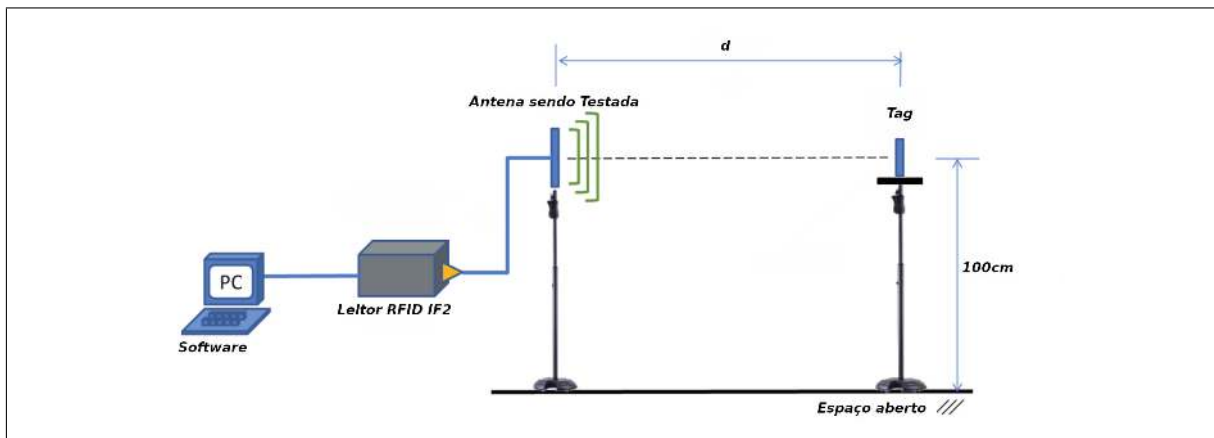
Figura 85: Testes usando o analisador de antena



Fonte: Elaboração própria.

No LEMA, a MSA de propósito geral e a MSA com lente plana NIM foram submetidas a um teste de alcance de leitura adaptado de Brown (2007), Hu et al. (2019), Silva e Correia (2018), usando um leitor RFID UHF monostático IF2 da Honeywell, um cabo LMR-195 de 4m e duas etiquetas Avery Dennison AD-237. Separadamente, cada protótipo de antena é conectado ao leitor RFID IF2 usando um cabo LMR-195 de 4m e fixado a 1m acima do solo, com sua região de máxima irradiação apontada para uma etiqueta AD-237. A Figura 86 ilustra esquematicamente o cenário de teste de alcance de leitura.

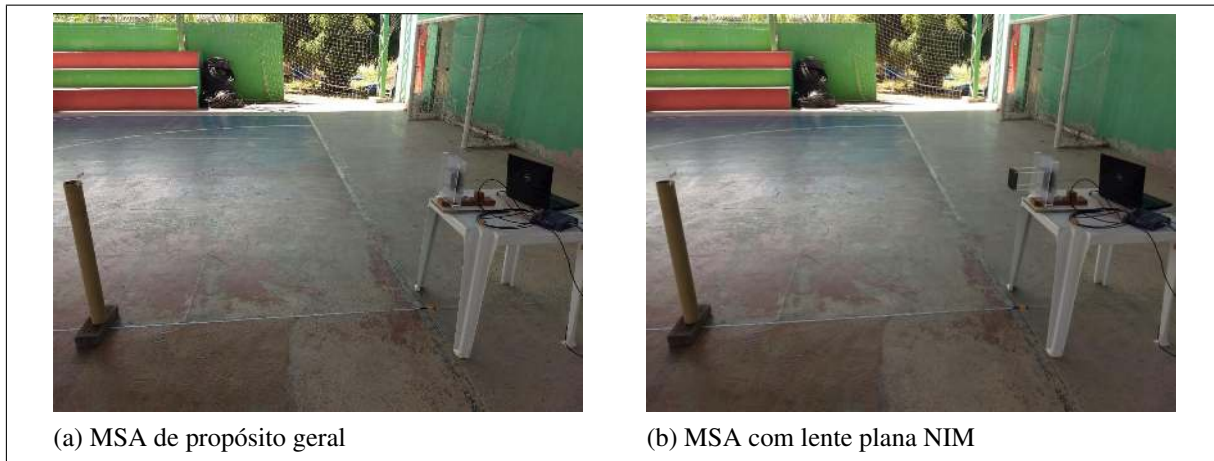
Figura 86: Esquemático do teste de alcance de leitura das antenas



Fonte: Adaptada de Silva e Correia (2018).

O alcance máximo de leitura d foi obtido primeiro com uma etiqueta AD-237 colocada horizontalmente e depois verticalmente. A potência de saída utilizada pelo leitor de RFID foi de 30dBm em todos os procedimentos. A Figura 87 mostra a realização dos testes de alcance para os dois protótipos.

Figura 87: Testes de alcance de leitura

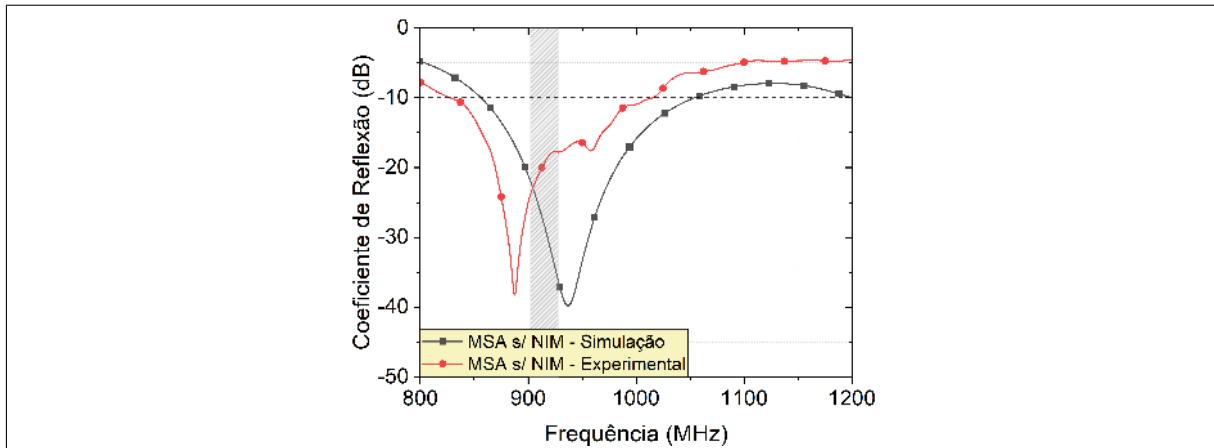


Fonte: Elaboração própria.

6.3 Análise dos Aspectos Eletromagnéticos das Antenas

Essa seção apresenta resultados simulados e/ou experimentais para a caracterização do metamaterial e das antenas desenvolvidas nesse trabalho, almejando investigar se os referidos protótipos funcionam como o idealizado e o projetado. Inicialmente, a MSA de propósito geral é analisada. Seus valores de coeficiente de reflexão simulados e obtidos experimentalmente são mostrados na Figura 88.

Figura 88: Coeficiente de reflexão da MSA de propósito geral

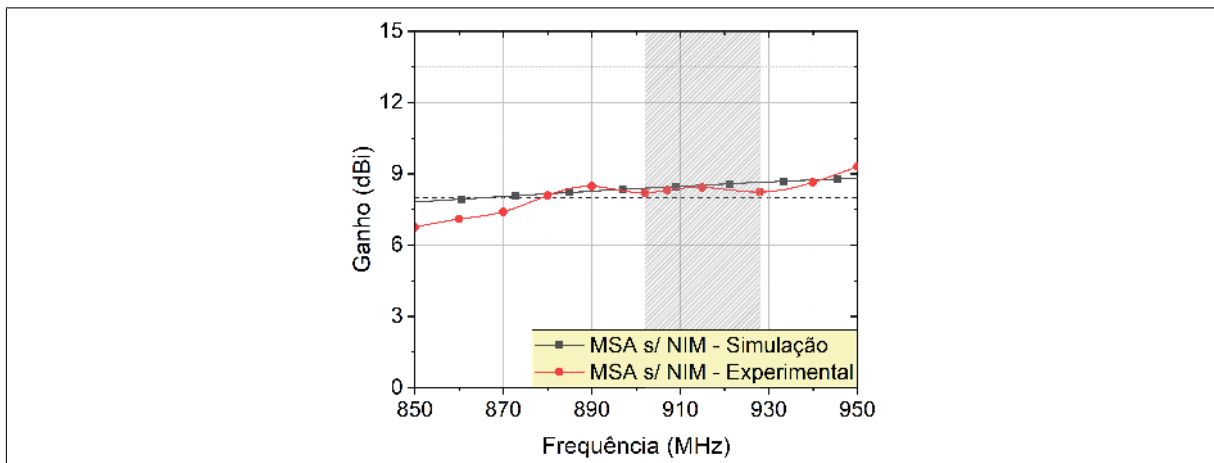


Fonte: Elaboração própria.

As medidas experimentais do coeficiente dessa antena exibiram um mínimo de $-38,24\text{dB}$ em $887,12\text{MHz}$. Na frequência central determinada, o coeficiente de reflexão tem um valor experimental de $-19,31\text{dB}$. O intervalo $828\text{--}1015\text{MHz}$ define a banda de impedância obtida experimentalmente, tendo essa uma largura de 187MHz . Essa banda caracterizada apresenta boa congruência com a obtida por simulação na seção 5.2, sendo, entretanto, um pouco mais estreita e ligeiramente deslocada para a esquerda no espectro da frequência. Isso acontece majoritariamente devido a dificuldade de acoplar a antena ao cabo RG-316 responsável pela interface elétrica do dispositivo com o leitor de RFID, levando essa estrutura a participar do processo de irradiação.

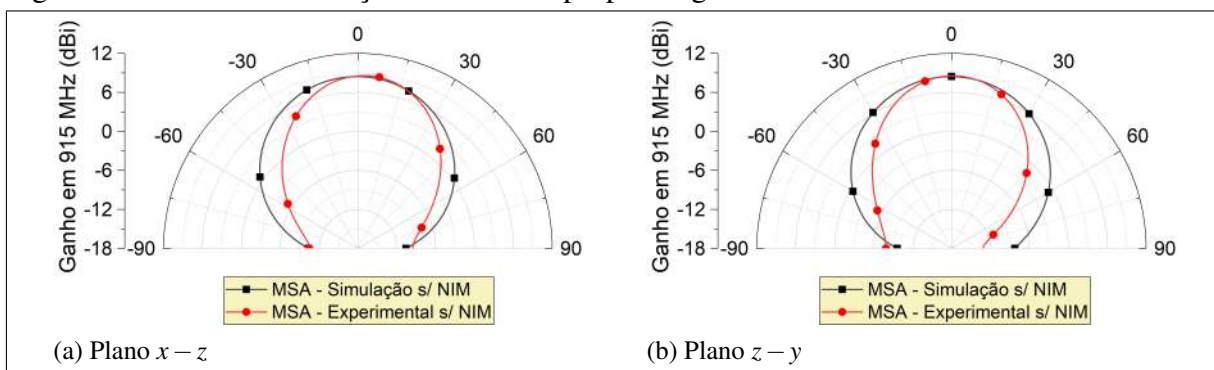
O ganho máximo da MSA de propósito geral é visto na Figura 89. Na faixa de frequências compreendida entre 902MHz e 928MHz , essa antena apresenta um ganho máximo de $8,43\text{dBi}$ em 915MHz e mínimo de $8,2\text{dBi}$ em 902MHz .

Figura 89: Ganho máximo da MSA de propósito geral



Fonte: Elaboração própria.

Figura 90: Padrões de radiação da MSA de propósito geral



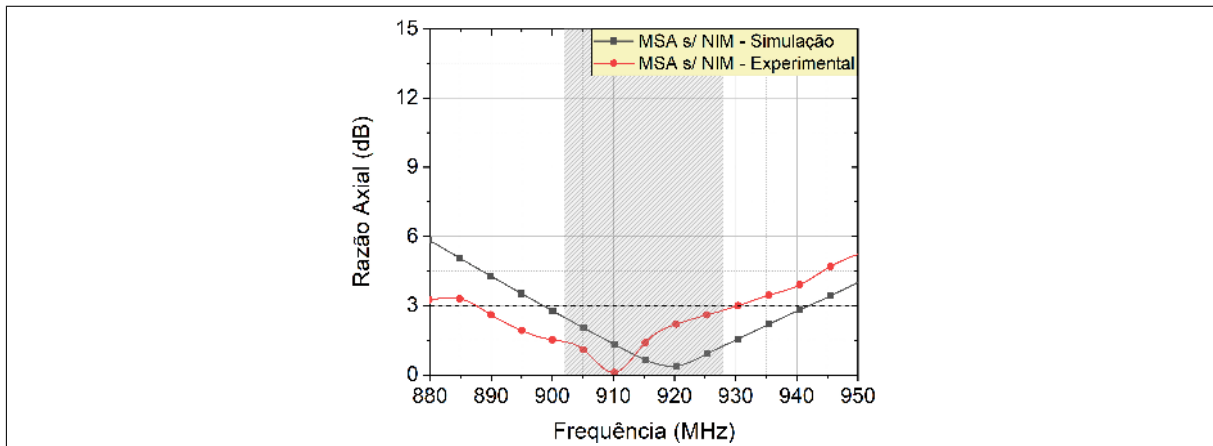
Fonte: Elaboração própria.

Os padrões de radiação nos planos $x-z$ e $y-z$, usando dados simulados e experimentais da MSA de propósito geral, estão ilustrados na Figura 90 para a frequência central de 915MHz para sistemas de RFID operando na faixa UHF. Respectivamente, o ganho máximo e o feixe de 3dB apresentam valores experimentais de 8,43dBi e 48,6°.

As Figuras 89 e 90 apresentam uma pequena discrepância entre os valores de ganho simulados e experimentais da MSA de propósito geral. A principal justificativa para essa divergência está relacionada às limitações e dificuldades do uso do sistema de medição de campo próximo reativo do EMScan RFXpert RFX2, especialmente quando se lida com antenas espessas como a MSA de propósito geral (PAYANDEHJOO; PATTON, 2014; PATTON, 2014).

A Figura 91 apresenta os valores simulados e experimentais da razão axial da MSA de propósito geral. É possível observar que o protótipo apresenta uma banda de 3dB de 35MHz posicionada na faixa de frequência 896–931MHz e com valor mínimo de 0,1 dB em 916,20MHz. Em comparação com os resultados de simulação vistos na seção 5.2, os valores obtidos experimentalmente estão ligeiramente deslocados para esquerda devido também a imperfeição do acoplamento do cabo RG-316 à antena.

Figura 91: Razão axial da MSA de propósito geral

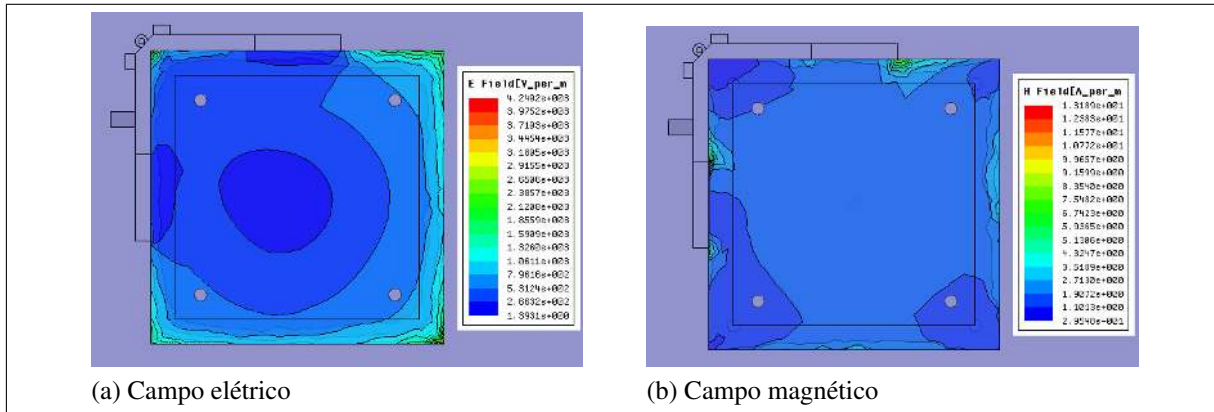


Fonte: Elaboração própria.

Com o intuito de aprofundar a compreensão da eletrodinâmica da MSA de propósito geral, a Figura 92 mostra as distribuições de campos elétrico e magnético no *patch* principal.

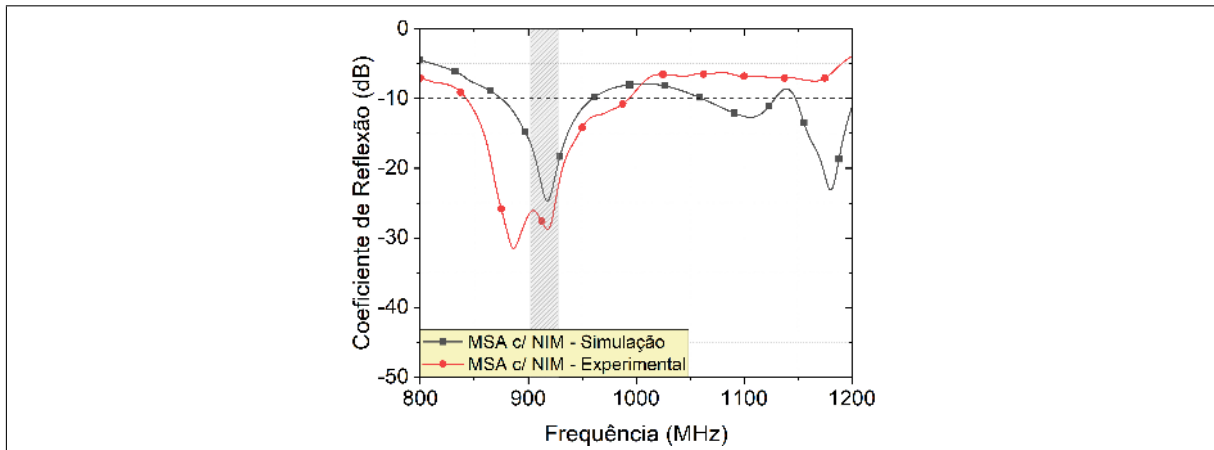
Em seguida, a MSA com lente plana NIM é analisada. Seus valores de coeficiente de reflexão simulados e obtidos experimentalmente podem ser vistos na Figura 93. As medidas experimentais do coeficiente dessa antena exibiram um mínimo de -31,54dB em 886,75MHz. Em 915MHz, o coeficiente de reflexão tem um valor experimental de -28,32dB. O intervalo 843-993MHz define a banda de impedância obtida experimentalmente, tendo essa uma largura de 150MHz. Essa banda caracterizada apresenta boa congruência com a obtida por simulação na seção 5.2, sendo, entretanto, um pouco mais larga e deslocada para a esquerda no espectro da frequência. Isso acontece também devido a dificuldade de acoplar a antena ao cabo RG-316 responsável pela interface elétrica do dispositivo com o leitor de RFID, mas também a dificul-

Figura 92: Distribuições dos campos na MSA de propósito geral



Fonte: Elaboração própria.

Figura 93: Coeficiente de reflexão da MSA com lente plana NIM



Fonte: Elaboração própria.

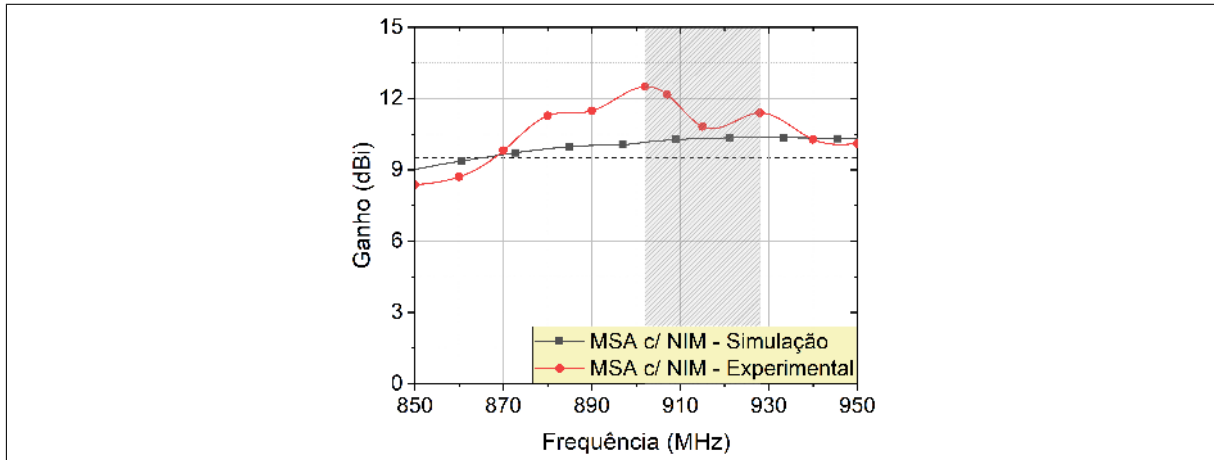
dades relacionadas ao acoplamento da lente NIM à MSA de propósito geral. Mesmo assim, a faixa de frequências de 902-928MHz é integralmente contemplada pela banda de impedância experimental do protótipo da MSA com lente plana NIM.

A Figura 94 mostra o ganho máximo da MSA com lente plana NIM em função da frequência. Na faixa de frequências compreendida entre 902 e 928MHz, essa antena apresenta um ganho máximo de 12,5dBi em 902MHz e mínimo de 10,82dBi em 915MHz.

Na Figura 95, são mostrados os padrões de radiação nos planos $x-z$ e $y-z$, usando dados simulados e experimentais da MSA com lente plana para 915MHz. Respectivamente, o ganho máximo e o feixe de 3dB apresentam valores experimentais de 10,95dBi e $50,4^\circ$.

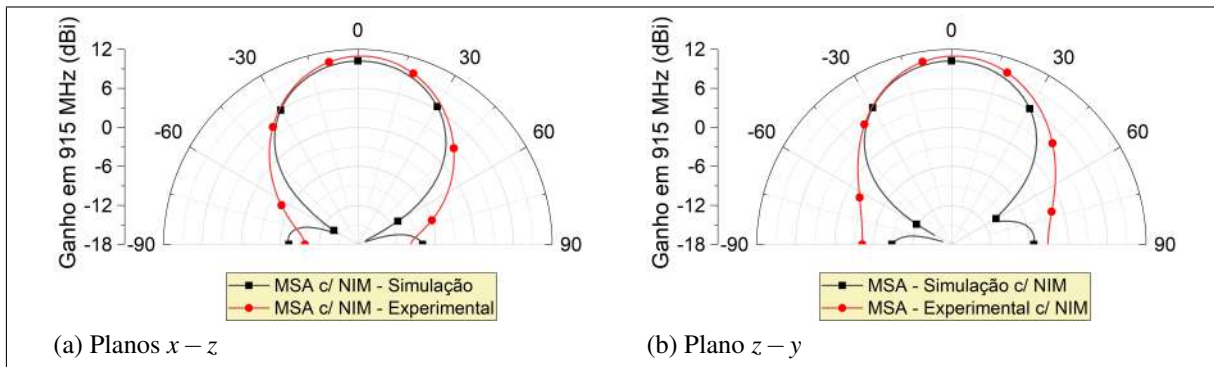
É possível perceber nas Figuras 94 e 95 uma pequena discrepância entre os valores de ganho simulados e os experimentais da MSA com lente plana NIM. Existem várias razões para essas diferenças. A primeira delas, como já ressaltado anteriormente, diz respeito as limitações do EMScan RFxpert RFX2 para antenas muito espessas como a MSA com lente plana

Figura 94: Ganho máximo da MSA com lente plana NIM



Fonte: Elaboração própria.

Figura 95: Padrões de radiação da MSA com lente plana NIM



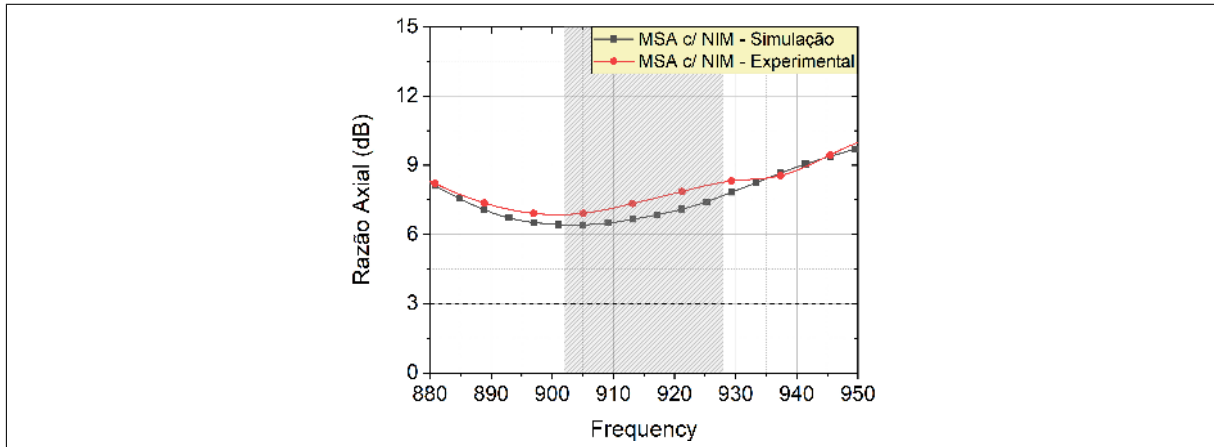
Fonte: Elaboração própria.

NIM(PAYANDEHJOO; PATTON, 2014; PATTON, 2014). Outra justificativa está possivelmente relacionada a desvios entre os valores reais e os especificados da constante dielétrica e da tangente de perda do substrato FR4. Por último, outras possíveis causas também tratam da imprecisão na montagem da lente plana NIM a partir das PCBs confeccionadas, e no acoplamento dessa à MSA de propósito geral para formar a MSA com lente plana NIM.

Como já explicado na seção 5.2, a MSA com lente plana NIM não demanda polarização circular, mas, com o propósito de caracterizar esse dispositivo, os valores simulados e experimentais da razão axial são apresentados na Figura 96. Assim como na simulação, é possível observar que o protótipo dessa antena também possui polarização elíptica com valor mínimo de 6,91dB a 896,7MHz, sendo esses resultados bem verossímeis aos obtidos experimentalmente.

Após caracterizar os protótipos da MSA de propósito geral e da MSA com lente plana NIM, é o momento de analisar o metamaterial NIM baseado em pares de cruzeiros de Jerusalém. Como não foram obtidos dados do metamaterial experimentalmente, a análise de dados

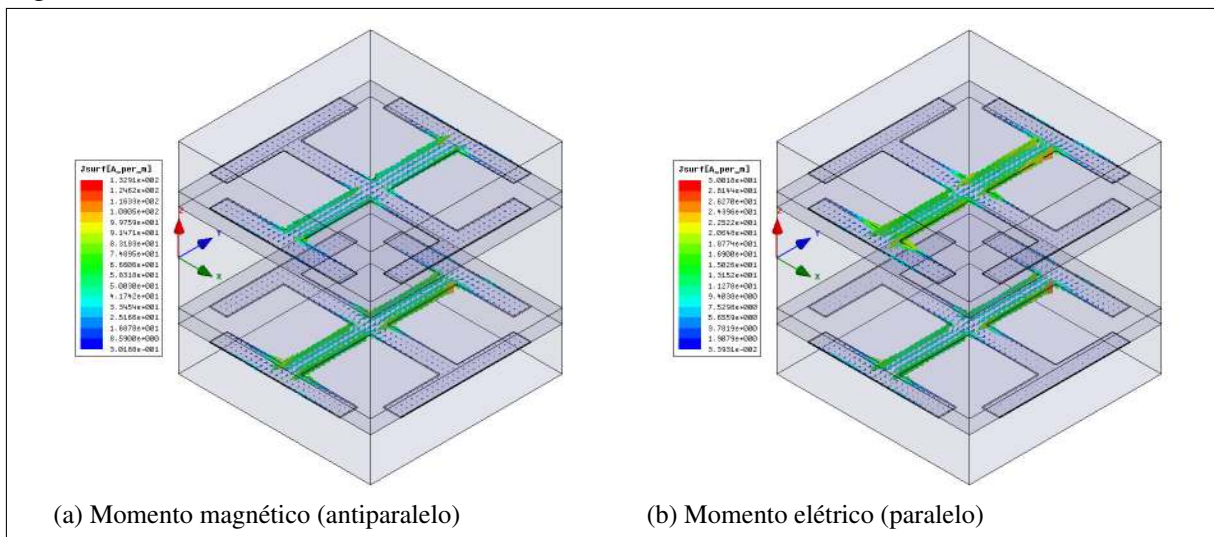
Figura 96: Razão axial da MSA com lente plana NIM



Fonte: Elaboração própria.

simulados da densidade de corrente na célula unitária e das distribuições de campos elétrico e magnético na lente plana NIM/JCP conclui a caracterização desse metamaterial, ajudando a entender melhor a eletrodinâmica de seu funcionamento. A Figura 97 mostra a densidade de corrente em 915MHz nos condutores elétricos da célula unitária constituinte desse metamaterial NIM.

Figura 97: Densidade de corrente na célula unitária do metamaterial NIM/JCP



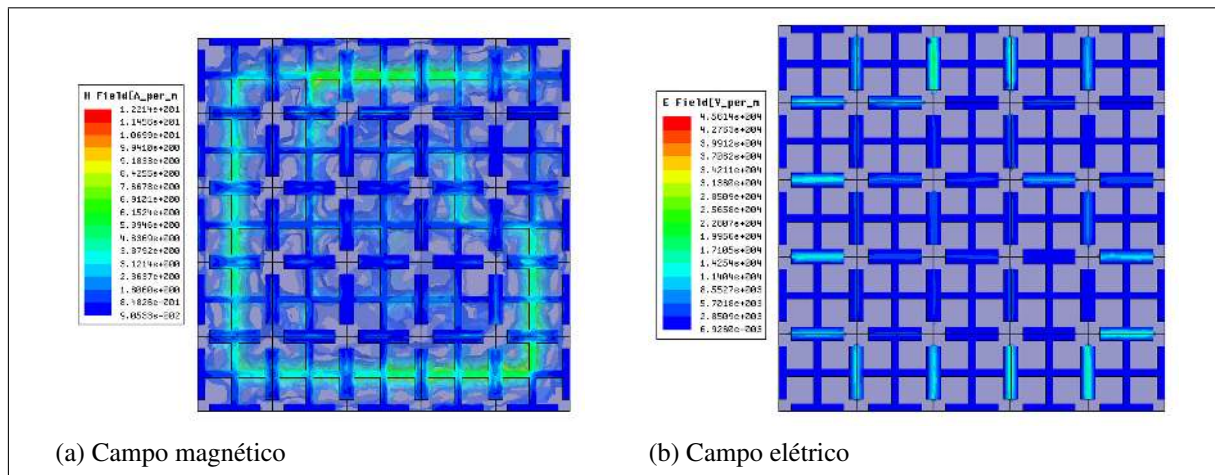
Fonte: Elaboração própria.

Na Figura 97a, é possível observar que as correntes elétricas nas cruzes superior e inferior são iguais em sentido e opostas em direção (antiparalelas) resultando assim em um *loop* de corrente (dipolo magnético). Esse é responsável pela ressonância magnética e, consequentemente, pela permeabilidade negativa do metamaterial. Já na Figura 97b, as correntes elétricas nas cruzes superior e inferior são iguais em sentido e em direção (paralelas), resultando em um

momento elétrico responsável pela permissividade negativa do metamaterial (dipolo elétrico). Como os dois momentos podem ser vistos em 915MHz, o metamaterial é seguramente DNG para essa frequência.

Já a Figura 98 mostra as distribuições dos campos na lente plana NIM com 5×5 células unitárias. É possível observar a excitação das células mais próximas às fendas irradiantes da MSA de propósito geral.

Figura 98: Distribuições de campos na lente plana NIM/JCP



Fonte: Elaboração própria.

6.4 Análise de aspectos econômicos das antenas

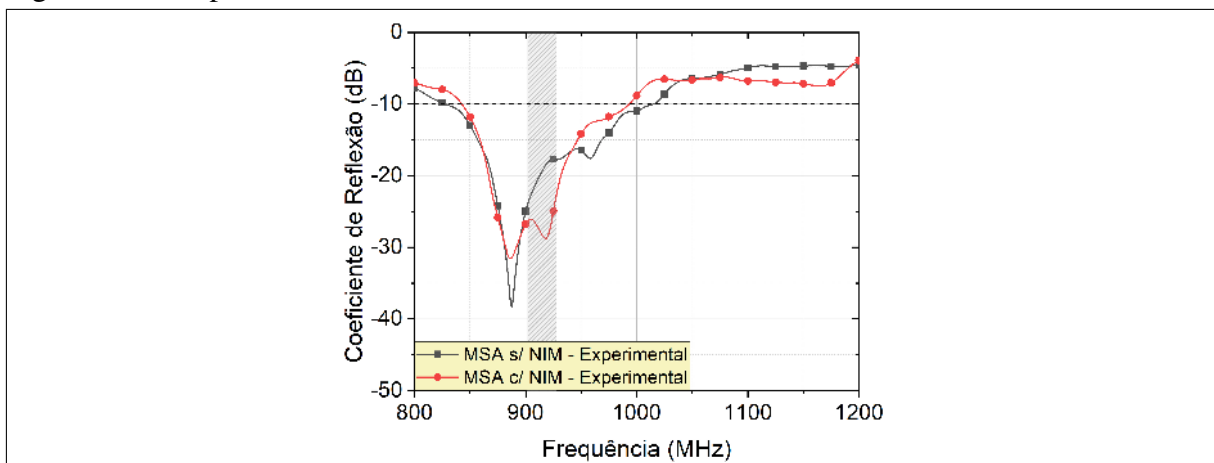
A análise econômica tem o intuito de investigar o valor agregado que os protótipos desenvolvidos nesse trabalho podem incorporar ao setor produtivo em que estão inseridos. Antenas de mercado com características físicas e eletromagnéticas semelhantes à MSA de propósito geral custam, no mínimo, R\$500 (INOVACODE SOLUTIONS, 2019) e ratificado mediante consulta informal ao mercado. Esse valor então é usado como referência nesse estudo de viabilidade econômica. A MSA de propósito geral apresenta custos de matéria prima e recursos humanos de aproximadamente R\$125. Despesas com impostos e outros custos fixos podem somar algo em torno de R\$75,00, considerando um preço de venda de R\$400,00. Dessa forma, em uma análise simplificada, é possível comercializar o produto com 50% de margem líquida, atestando assim sua viabilidade econômica. Para a MSA com lente plana NIM, a análise de impacto econômico segue a mesma linha de raciocínio, fazendo as devidas adequações. Antenas de mercado com características eletromagnéticas e físicas compatíveis possuem preço superior a R\$1500,00 (INOVACODE SOLUTIONS, 2019) e ratificado por consultas ao mercado, referenciando assim essa análise. A MSA com lente plana NIM possui custos de matéria prima e recursos humanos próximos a R\$195. É razoável considerar custos fixos e com impostos somando R\$180,00 para um preço de venda de R\$1000,00. Dessa forma, também analisando simplificada, é possível comercializar o produto com aproximadamente 60% de margem líquida, atestando assim sua viabilidade econômica. Vale ressaltar que o fato da MSA com

lente plana NIM ser uma extensão da MSA de propósito geral impacta significativamente no incremento de sua atratividade econômica, pois ela herda boa parte da linha de produção dessa antena. Logo, ganhos de escala oriundos da demanda da MSA de propósito geral resultam na diminuição do custo marginal de ambas antenas (MCGUIGAN; MOYER; HARRIS, 2016). Complexos arranjos de microfita (HU et al., 2019) possuem linhas de montagem exclusivas e portanto dependem unicamente do ganho de escala oriundo do aumento de sua demanda. Ainda é relevante enfatizar que como a MSA com lente plana NIM pode ser vista como uma diferenciação da MSA de propósito geral. Assim, a decisão sobre que antena de fato está sendo produzida pode ser postergada, permitindo um melhor casamento entre oferta e demanda, e, conseqüentemente, maximizando estoque e lucros (MCGUIGAN; MOYER; HARRIS, 2016).

6.5 Análise Comparativa entre as Antenas

Inicialmente, as características eletromagnéticas da MSA com lente plana NIM são comparadas as da MSA de propósito geral. Esse comparativo tem o intuito de evidenciar a influência da inserção da lente planta feita com metamaterial de índice de refração negativo baseado em pares de cruces de Jerusalém à MSA de propósito geral. As figuras de mérito comparadas são coeficiente de reflexão, ganho e razão axial. A Figura 99 compara os valores experimentais do coeficiente de reflexão das duas antenas. A inserção da lente plana NIM aumenta a reflexão da energia eletromagnética injetada na antena em quase todo o espectro de frequência observado, diminuindo a largura de banda de impedância da MSA com lente plana NIM.

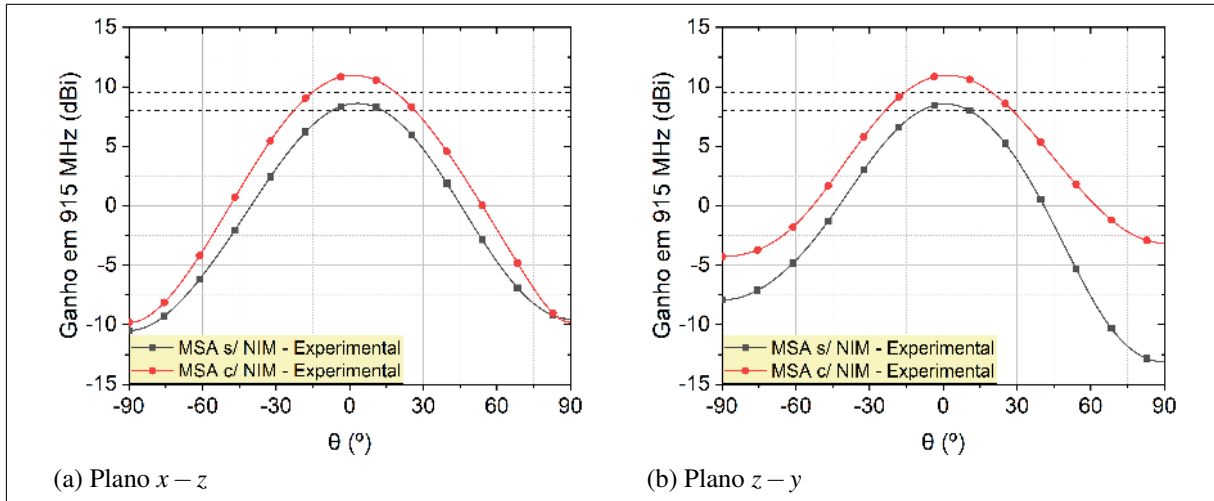
Figura 99: Comparativo do coeficiente de reflexão das antenas



Fonte: Elaboração própria.

A Figura 100 confronta o ganho nos planos $x - z$ e $z - y$ obtido experimentalmente da MSA de propósito geral e da MSA com lente plana NIM em 915MHz. Fica bem nítido aumento do ganho máximo, sendo esse resultante da focalização da energia eletromagnética pela lente plana NIM.

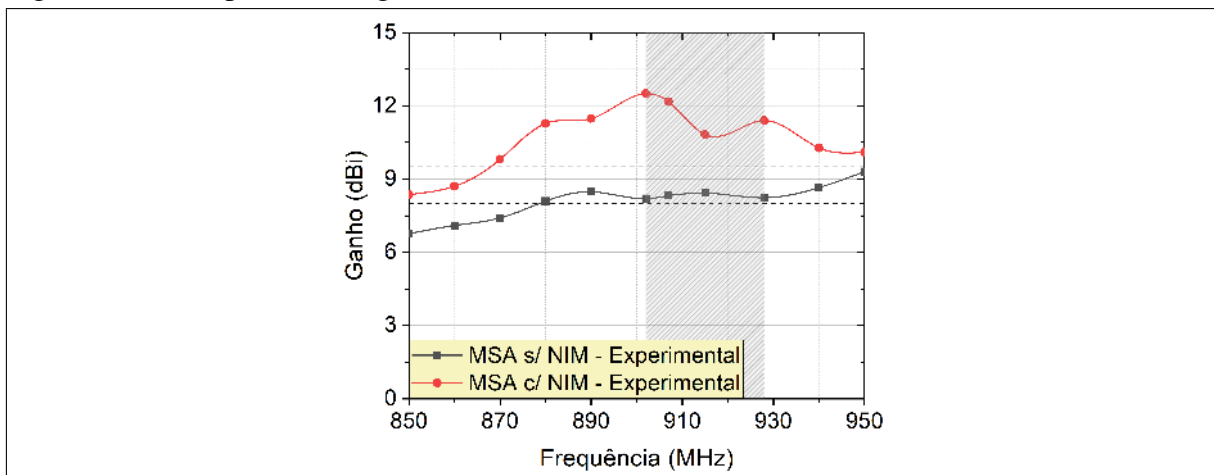
Figura 100: Comparativo do ganho das antenas



Fonte: Elaboração própria.

A Figura 101 mostra o ganho máximo de ambas antenas em função da frequência. Na faixa de frequências compreendida entre 902 e 928MHz, a MSA com lente plana NIM possui um ganho máximo de 12.5dBi, em 902 MHz, representando um aumento de 48.27% em relação aos 8.43 dBi da MSA de propósito geral em 915MHz.

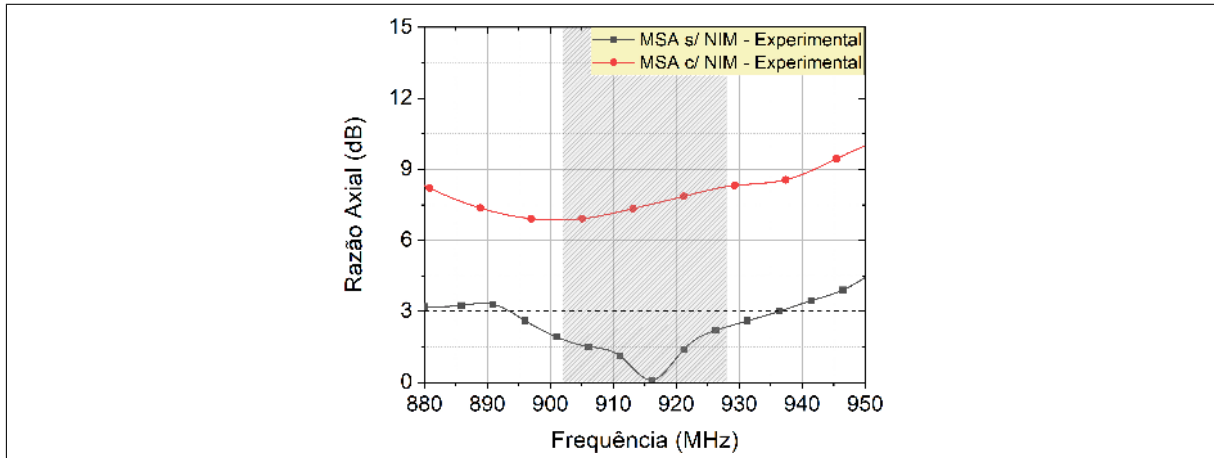
Figura 101: Comparativo do ganho máximo das antenas



Fonte: Elaboração própria.

Os valores experimentais de razão axial obtidos dos protótipos das duas antenas podem ser vistos na Figura 102. A degradação da razão axial é intensa com a inserção da lente plana NIM. Isso possivelmente é resultado da incapacidade da lente NIM de ser igualmente transparente para o campo elétrico gerado pelos modos *quasi*-degenerados, pois é possível observar a existência desses dois modos próximo a região de 902-928MHz na Figura 99.

Figura 102: Comparativo da razão axial das antenas



Fonte: Elaboração própria.

O alcance de leitura é uma maneira prática e funcional de caracterizar os protótipos. A Tabela 8 apresenta comparativamente os resultados obtidos a partir do teste de alcance de leitura especificado na seção 6.2 para os dois protótipos.

Tabela 8: Comparativo do alcance de leitura das antenas

Antena	Orientação da <i>tag</i>	Distância de Leitura (d)
MSA de propósito geral	Horizontal	14,50m
	Vertical	11,50m
MSA com lente plana NIM	Horizontal	17,50m
	Vertical	9m

Fonte: Elaboração própria.

Uma análise comparativa do alcance de leitura mostra que a MSA com lente plana NIM obteve maior distancia de leitura, considerando as duas orientações. Por outro lado, a MSA de propósito geral apresentou a menor diferença entre as distâncias de leitura para cada orientação da *tag*.

Por fim, para concluir essa seção de comparação, a Tabela 9 é mostrada confrontando a MSA de propósito geral, o MSA com lente plana NIM, a MSA descrita em Chen, Qing e Chung (2009) e o arranjo de MSAs proposto em Hu et al. (2019), com todas operando na faixa de frequência de 902-928 MHz para sistemas de RFID. Infelizmente, nenhuma outra antena com lente plana NIM para sistemas RFID ISO 18000-6c UHF foi encontrada para integrar essa comparação.

Tabela 9: Comparativo entre esse trabalho e outras antenas para leitores RFID operando na faixa UHF

Parâmetro	MSA de propósito geral	MSA de (CHEN; QING; CHUNG, 2009)	MSA com lente plana NIM	Arranjo de microfitas de (HU et al., 2019)
Banda de impedância	828-1015MHz	740-970MHz	843-993MHz	759-1026MHz
Banda de razão axial	896-931MHz	818-964MHz	Elíptica	828-993MHz
Ganho máximo	8.43dBi	≅9dBi	12.50dBi	12.50dBi
Complexidade de fabricação	Baixo	Médio	Médio	Alto
Área do plano de terra	625cm ²	625cm ²	625cm ²	1936cm ²
Volume	2187cm ³	2187cm ³	3871cm ³	4388cm ³
Peso	352g	Desconhecido	648g	≅1160g
Alcance	Médio (Extensível para longo)	Médio	Longo	Longo

Fonte: Elaboração própria.

6.6 Validação do Desenvolvimento das Antenas

Nesse trabalho, o processo de validação do desenvolvimento das antenas produzidas consiste em analisar aspectos econômicos e eletromagnéticos como especificado na seção 5.2. Do ponto de vista econômico, deve ser observado se as antenas realmente são de baixo custo. Sob a perspectiva eletromagnética, a MSA de propósito geral deve possuir ganho superior a 8dBi, e suas bandas de impedância e razão axial devem contemplar a faixa de frequências de 902-928MHz usada pelo protocolo de interface aérea ISO 18000-6C para sistemas de RFID. A MSA com lente plana NIM deve apresentar ganho 1dBi superior a antena de propósito geral e banda de impedância contemplando também o intervalo supracitado.

Como visto na seção 6.4, ambas antenas apresentam baixo custo de fabricação e possuem uma linha de produção simples, de baixo custo e compartilhada entre elas, permitindo uma rápida fabricação, a postergação da diferenciação (adição da lente plana), e, consequentemente, um melhor casamento entre oferta e demanda, maximizando lucros e estoque. Logo, essas antenas podem, sem dúvidas, serem classificadas como de baixo custo, podendo assim facilitar a adoção de sistemas RFID. A MSA de propósito geral, possui ganho máximo de 8,43dBi em 915MHz, superior aos 8dBi especificados como mínimo, e bandas de impedância e razão axial definidas por 828–1015MHz e 896–931 MHz, respectivamente, atendendo o intervalo de frequências de 902-928MHz usado pela interface aérea ISO 18000-6c. Já a MSA com

lente plana NIM apresenta ganho máximo de 12,50dBi em 902MHz, superior aos 9,43dBi especificados como mínimo, e banda de impedância definida pelo intervalo 842,62-993,12MHz, respectivamente, que atendem todo o intervalo de frequências de 902-928MHz. Assim, do ponto de vista eletromagnético, a MSA de propósito geral e a MSA com lente plana NIM estão validadas sob todas as perspectivas propostas. Os resultados de alcance de leitura promovem uma validação adicional, mostrando as antenas no sistema de comunicação para o qual foram projetadas, ratificando o papel da inserção da lente plana NIM na melhoria de ganho e na degradação da razão axial da MSA com lente plana NIM em comparação com a MSA de propósito geral. Por fim, a validação do protótipo da MSA com lente plana NIM juntamente com a caracterização eletromagnética usando dados de simulação do metamaterial NIM/JCP mostram que esse cumpre seu papel no aumento do ganho máximo e portanto pode também ser considerado validado.

6.7 Conclusão

Esse Capítulo teve início com a definição e um breve descritivo dos testes que as antenas deveriam passar para que os dados experimentais necessários fossem obtidos. Logo após, são mostrados os aspectos eletromagnéticos e econômicos das antenas, permitindo mostrar que os protótipos apresentam bom desempenho como dispositivos irradiadores, e são de baixo custo. Finalmente, um comparativo sobre os três dispositivos foi feito, ressaltando fraquezas e fortalezas de cada um dos modelos, e foi constatado que os protótipos foram parcialmente validados.

7 CONCLUSÕES, TRABALHOS FUTUROS E PUBLICAÇÕES

O projeto, a fabricação, os testes, a análise e a validação da MSA de propósito geral, do metamaterial NIM/JCP e da combinação de ambos, a antena de microfita de ganho aumentado com lente plana NIM operando na banda UHF determinada pela ANATEL para o Brasil, foi uma tarefa muito desafiadora por uma série de fatores. O primeiro, sem dúvida, trata da necessidade de não somente ter conhecimento e criatividade para projetar os dispositivos de naturezas distintas em ambiente de simulação, mas também para manufaturar protótipos desses dispositivos a partir do conjunto de matérias primas de baixo custo, sendo obrigatória uma visão sistêmica de todo o processo.

O desenvolvimento das antenas teve início de fato na fase de concepção das antenas e do metamateriais que definiu as matérias primas a serem utilizadas, projetou essas antenas, validando esses projetos através dos resultados de simulação, e as fabricou. A caracterização foi sucintamente feita e envolveu aspectos funcionais e econômicos das antenas. O projeto das antenas procurou obter as características especificadas desses dispositivos através de uma estrutura que fosse fácil de ser fabricada, considerando sempre as limitações dos materiais previamente selecionados. Com os projetos das antenas prontos, elas foram fabricadas.

Depois de fabricados, os protótipos foram inicialmente testados e seus aspectos eletromagnéticos, e econômicos discutidos. Quanto aos aspectos eletromagnéticos, todas as antenas apresentam um excelente patamar de conformidade entre os resultados teóricos e os experimentais, com eventuais divergências devidamente explicadas. Quanto aos aspectos econômicos, fica claro o potencial de agregar valor ao mercado de RFID, pois os dispositivos apresentam excelente desempenho e potencialmente possuem custo abaixo do que está disponível no mercado. Em seguida, um sucinto comparativo entre as antenas desenvolvidas foi feito para que, logo após, um parecer sobre a validação desse conjunto de antenas fosse emitido, sendo essa atividade feita baseada na caracterização dos dispositivos desempenhada na seção 5.2. O comparativo supracitado mostrou claramente o impacto da inserção da lente plana NIM à MSA de propósito geral, pois a MSA com lente plana NIM apresenta um ganho máximo de 12.5dBi, representando um aumento de 48.27% em relação aos 8.43 dBi da MSA de propósito geral, considerando a faixa de 902-928MHz. Por fim, as duas antenas e o metamaterial foram integralmente validados com êxito.

É importante ressaltar que esse trabalho apresenta o primeiro metamaterial com permissividade elétrica, permeabilidade magnética e índice de refração negativos para a banda de 902-928MHz usada por sistemas de RFID UHF. Consequentemente, também é inédita a aplicação de um metamaterial NIM como lente para aumento de ganho nessa mesma faixa de frequências.

Quanto à trabalhos futuros, existe uma variedade considerável de proposta que podem ser executadas a partir do exposto nessa tese. A seguir, são listadas algumas dessas possibilidades:

1. A extensão do estudo do projeto apresentado, focando em reconfiguração de ganho e

compreensão da densidade de corrente.

2. O projeto, a fabricação, os testes, um metamaterial com permeabilidade magnética próxima de zero e permissividade elétrica alta que deve ser incorporado como substrato à MSA de propósito geral desenvolvida nessa proposta de trabalho, provendo potencialmente uma antena de alto ganho, polarização circular e pequeno volume, com distância entre o superestrato e a MSA na ordem $\lambda/16$. Esse trabalho também terá como foco as aplicações de RFID de longa distância, operando na faixa de frequência de 902-928MHz, semelhante ao visto em (CHAIMOOL S.; P., 2010).
3. O projeto, a fabricação, os testes, de um metamaterial ENG para ser incorporado como substrato à MSA de propósito geral desenvolvida nesse trabalho, provendo potencialmente uma antena para comunicação em campo próximo para sistemas de RFID operando na banda UHF determinada pela ANATEL para o Brasil, semelhante ao visto em (MORGADO et al., 2014).

Por fim, o artigo intitulado *A NOVEL GAIN-ENHANCED ANTENNA WITH META-MATERIAL PLANAR LENS FOR LONG-RANGE UHF RFID APPLICATIONS* foi submetido, aceito e publicado no Volume 85 da revista na *Progress In Electromagnetics Research B(PIER B)*.

REFERÊNCIAS

- ABDEL-RAHMAN, A. B.; IBRAHIM, A. A. Metamaterial Enhances Microstrip Antenna Gain. *Microwave & RF*, p. 46–50, 2016.
- ABDELREHIM, A. A. A.; GHAFOURI-SHIRAZ, H. Performance Improvement of Patch Antenna Using Circular Split Ring Resonators and Thin Wires Employing Metamaterials Lens. *Progress In Electromagnetics Research B*, v. 69, p. 137–155, 2016.
- ALIEN TECHNOLOGY. *Turkish Municipality Gives Green Light to RFID Vehicle Tracking*. [S.l.], 2007. Disponível em: <<http://partners.alientechnology.com/portal/partner/download/detail.php?id=120&chk=92683502>>. Acesso em: 20 out. 2019.
- ANAND, M. Applications of Metamaterial in Antenna Engineering. *International Journal of Technical Research and Applications*, v. 2, n. 1, p. 49–52, 2006.
- ANATEL. *Plano de Atribuição, Destinação e Distribuição de Faixas de Frequência no Brasil*. Diário Oficial da União, 2017. Disponível em: <<https://www.anatel.gov.br/Portal/verificaDocumentos/documento.asp?numeroPublicacao=347196>>. Acesso em: 20 out. 2019.
- ANSOFT INC. *Ansoft HFSS – User Guide*. 3. ed. [S.l.: s.n.], 2009.
- ARORAL, C.; PATTNAIK, S. S.; N., B. R. SRR Superstrate for Gain and Bandwidth Enhancement of Microstrip Patch Antenna Array. *Progress In Electromagnetics Research B*, v. 76, p. 73–85, 2017. ISSN 19376472.
- BALANIS, C. A. *Advanced Engineering Electromagnetics*. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 1989. ISBN 0-471-62194-3.
- BALANIS, C. A. *Antenna Theory - Analysis and Design*. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 2005. ISBN 0-471-66782-X.
- BAR-ON, O. et al. High Quality 3D Photonics using Nano Imprint Lithography of Fast Sol-gel Materials. *Scientific Reports*, v. 8, n. 1, 2018.
- BARROS, V. F. de. Estudo do Efeito de Substratos Metamateriais em Parâmetros de Antenas de Microfita. 2012. 97 f. Dissertação (Mestrado em Automação e Sistemas; Engenharia de Computação; Telecomunicações) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, RN, 2012.
- BASIRY, R.; ABIRI, H.; YAHAGHI, A. Electromagnetic Performance Analysis of Omega-type Metamaterial Radomes. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, v. 21, n. 6, p. 665–673, 2011.
- BELOV, P. A. et al. Strong Spatial Dispersion in Wire Media in the Very Large Wavelength Limit. *Phys. Rev. B*, American Physical Society, v. 67, p. 113103, 2003.
- BERTOLINI, M. et al. Experimental Evaluation of Business Impacts of RFID in Apparel and Retail Supply Chain. *International Journal of RF Technologies Research and Applications*, v. 3, n. 4, p. 257–282, 2012.

- BILOTTI, F.; SEVGI, L. Metamaterials: Definitions, Properties, Applications, and FDTD-based Modeling and Simulation. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, v. 22, n. 4, p. 422–438, 2012.
- BILOTTI, F.; TOSCANO, A.; VEGNI, L. Design of Spiral and Multiple Split-Ring Resonators for the Realization of Miniaturized Metamaterial Samples. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 55, n. 8, p. 2258–2267, 2007.
- BILOTTI, F. et al. Equivalent-Circuit Models for the Design of Metamaterials Based on Artificial Magnetic Inclusions. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 55, n. 12, p. 2865–2873, 2007.
- BROWN, D. *RFID Implementation*. [S.l.]: McGraw-Hill Education, 2007. (McGraw-Hill communications). ISBN 9780072263244.
- BROWN, M.; PATADIA, S.; DUA, S. *Mike Meyers Comptia RFID+ Certification Passport*. [S.l.]: McGraw-Hill Companies, Inc., 2007. ISBN 0-262-69274-0.
- CAPOLINO, F. *Theory and Phenomena of Metamaterials*. [S.l.]: CRC Press, 2009. (Metamaterials Handbook). ISBN 9781420054262.
- CHAIMOOL S., C. K. L.; P., A. Simultaneous Gain and Bandwidths Enhancement of a Single-Fed Circularly Polarized Microstrip Patch Antenna Using a Metamaterial Reflective Surface. *Progress In Electromagnetics Research B*, v. 22, p. 23–37, 2010. ISSN 1937-6472.
- CHEN, X. et al. Robust Method to Retrieve the Constitutive Effective Parameters of Metamaterials. *Phys. Rev. E*, American Physical Society, v. 70, p. 016608, 2004.
- CHEN, Z. N.; QING, X.; CHUNG, H. L. A Universal UHF RFID Reader Antenna. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 57, n. 5, p. 1275 –1282, 2009. ISSN 0018-9480.
- CHUNG, H. L.; QING, X.; CHEN, Z. N. A Broadband Circularly Polarized Stacked Probe-Fed Patch Antenna for UHF RFID Applications. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2007. ISSN 0018-9480.
- CHUNG, K. L.; MOHAN, A. A Systematic Design Method to obtain Broadband Characteristics for Singly-fed Electromagnetically Coupled Patch Antennas for Circular Polarization. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 51, n. 12, p. 3239–3248, 2003. ISSN 0018-926X.
- CHURCHILL, W. *Memórias da Segunda Guerra Mundial*. [S.l.]: Editora Nova Fronteira S.A., 1995. ISBN 85-209-637-0.
- COSTA, F.; MONORCHIO, A.; G., M. An Overview of Equivalent Circuit Modeling Techniques of Frequency Selective Surfaces and Metasurfaces. *ACES Journal*, v. 29, p. 960–976, 2014.
- DAKIN, J.; BROWN, R. *Handbook of Optoelectronics: Concepts, Devices, and Techniques (Volume One)*. [S.l.]: CRC Press, 2017. (Series in Optics and Optoelectronics). ISBN 9781482241792.

- DAS, R. RFID Forecasts, Players and Opportunities 2017-2027. *IDtechEx*, 2017. Disponível em: <<https://www.idtechex.com/research/reports/rfid-forecasts-players-and-opportunities-2017-2027-000546.asp>>. Acesso em: 20 out. 2019.
- DEAVOURS, D. *Choosing an EPC GEN2 Interrogator*. 2006. Disponível em: <<http://www.rfidjournal.com/article/view/2404>>. Acesso em: 20 out. 2019.
- DIAS, E. M.; TATTO, J. A.; A., S. D. The National Vehicle Identification System in Brazil as a tool for mobility improvement. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS, 19., 2015, Ilha de Zakynthos, Grécia. *Proceedings[...]*. Ilha de Zakynthos, Grécia, 2015. p. 247–251.
- DOBKIN, D. M. *The RF in RFID - Passive UHF RFID in Practice*. [S.l.]: Elsevier Inc., 2008. ISBN 978-0-7506-8209-1.
- DONZELLI, G. et al. Metamaterial made of Paired Planar Conductors: Particle Resonances, Phenomena and Properties. *Metamaterials*, v. 3, n. 1, p. 10 – 27, 2009. ISSN 1873-1988.
- ENGHETA, N.; ZIOLKOWSKI, R. *Metamaterials: Physics and Engineering Explorations*. [S.l.]: Wiley, 2006. ISBN 9780471784180.
- FAN, S.; SONG, Y. UHF Metamaterial Absorber with Small-Size Unit Cell by Combining Fractal and Coupling Lines. *International Journal of Antennas and Propagation*, p. 9409152, 2018.
- FENG, B. Extracting Material Constitutive Parameters from Scattering Parameters. 2012. 81 p. Dissertação (Master of Science in Systems Engineering) — Naval Postgraduate School, Monterey, Califórnia, Estados Unidos da América, 2006.
- FINKENZELLER, K. *RFID Handbook Fundamental and Applications in Contactless Smart Cards, RadioFrequency and Near-Field Communication*. [S.l.]: John Wiley & Sons, Ltd., 2010. ISBN 978-0-470-69506-7.
- FOIA, A. G.; RAMIREZ-FERNANDEZ, F. J. Real-time Identification and Tracking System using RFID Technology. In: RFID UNIVERSITY COMMUNITY WORKSHOP, 2., 2007, Barueri, São Paulo, Brasil. *Proceedings [...]*. Barueri, São Paulo, Brasil, 2007.
- GANGWAR, K. S.; PARAS, D. M.; GANGWAR, D. P. Metamaterials : Characteristics , Process and Applications. *Advance in Electronic and Electric Engineering*, v. 4, n. 1, p. 97–106, 2014.
- GAO X., Y.-X. C. W. J. Y.; YU, X. Ultra-wideband Circular-polarization Converter with Micro-split Jerusalem-cross Metasurfaces. *Chinese Physics B*, v. 25, n. 12:128102, 2016.
- GARG, R. et al. *Microstrip Antenna Design Handbook*. [S.l.]: Artech House, Inc., 2001. ISBN 0-89006-513-6.
- HERSCOVICI, N. New Considerations in the Design of Microstrip Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 46, n. 6, p. 807 –812, 1998. ISSN 0018-926X.
- HU, W. et al. A Circularly Polarized Antenna Array with Gain Enhancement for Long-Range UHF RFID Systems. *Electronics*, v. 8, n. 4, 2019. ISSN 2079-9292.

HUANG, Y.; BOYLE, K. *Antennas : From Theory to Practice*. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 2008. ISBN 978-0-470-51028-5.

HUNT, V. D.; PUGLIA, A.; PUGLIA, M. *RFID - A Guide to Radio Frequency Identification*. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 2007. ISBN 978-0-470-10764-5.

INOVACODE SOLUTIONS. *ANTENA RFID UHF 9 dBi*. 2019. Disponível em: <<http://rfidinovacode.com.br/produto/antena-rfid-uhf-9-dbi/40287>>. Acesso em: 20 out. 2019.

JAMES, J. R.; HALL, P. S. *Handbook of Microstrip Antennas*. [S.l.]: Peter Peregrinus Ltd., 1989. ISBN 0 86341 150 9.

KATIYAR P.R., M.-W. Comparative Analysis of Different Single Cell Metamaterial. *Australian Journal of Basic and Applied Sciences*, v. 8, n. 21, p. 1–7, 2014.

KUMAR, G.; RAY, K. *Broadband Microstrip Antennas*. [S.l.]: Artech House, Inc., 2003. ISBN 1-58053-244-6.

LANDY, N. I. et al. Perfect Metamaterial Absorber. *Phys. Rev. Lett.*, American Physical Society, v. 100, p. 207402, 2008.

LEE, D. H.; PARK, W. S. Extraction of Effective Permittivity and Permeability of Periodic Metamaterial Cells. *Microwave and Optical Technology Letters*, v. 51, n. 8, p. 1824–1830, 2009.

LEE, K. F.; CHEN, W. *Advances in Microstrip and Printed Antennas*. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 1997. ISBN 0-471-004421-0.

MAAGT, P. de et al. Review of Electromagnetic-bandgap Technology and Applications. *URSI Radio Science Bulletin*, v. 2004, n. 309, p. 11–25, 2004.

MAJUMDAR P., Z.-Z. J. C.; R., L. Parametric Analysis and Modeling of Jerusalem cross Frequency Selective Surface. *International Journal of Electromagnetics and Applications*, v. 6, n. 1, p. 13–21, 2016.

MARTÍN, F.; ZIOLKOWSKI, R. Editorial: Microwave Metamaterials: Application to Devices, Circuits and Antennas. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Institution of Engineering and Technology, v. 4, p. 975–976(1), 2010. ISSN 1751-8725.

MCGUIGAN, J.; MOYER, R.; HARRIS, F. *Economia de Empresas: Aplicações, Estratégia e Táticas*. [S.l.]: CENGAGE, 2016. ISBN 9788522106844.

MILLIGAN, T. A. *Modern Antenna Design*. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 2005. ISBN 978-0-471-45776-3.

MORE, A. *Barcode Scanner Market In-deep Analysis And Experts Review Report to reach CAGR of 4.32% in 2023*. 2019. Disponível em: <<https://www.marketwatch.com/press-release/barcode-scanner-market-in-deep-analysis-and-experts-review-report-to-reach-cagr-of-432-in-2023-2019-06-13>>. Acesso em: 20 out. 2019.

- MORE, A. *RFID Reader Market 2019 | Analysis by Industry Trends, Size, Share, Company Overview, Growth, Development and Forecast by 2024*. 2019. Disponível em: <<https://www.marketwatch.com/press-release/rfid-reader-market-2019-analysis-by-industry-trends-size-share-company-overview-growth-development-and-forecast-by-2024-2019-05-27>>. Acesso em: 20 out. 2019.
- MOREIRA, E. C.; BEZERRA, J. W. de O. Gerenciamento da Cadeia de Suprimentos de Impressão e Imagem com RFID. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES, 27., 2009, Blumenau, Santa Catarina, Brasil. *Anais do XXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*. Blumenau, Santa Catarina, Brasil, 2009.
- MOREIRA, E. C. et al. RFID in Cashew Nut Industry. In: IEEE BRASIL RFID, 2014, São Paulo, Brasil. *2014 IEEE Brasil RFID*. São Paulo, Brasil: IEEE, 2014. p. 31–34.
- MOREIRA, E. C.; SOMBRA, A. S. B.; BARROSO, G. C. An UHF RFID Reader Antenna made of Recycled and Reutilized Materials from Construction Debris. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON PERSONAL, INDOOR AND MOBILE RADIO COMMUNICATIONS (PIMRC), 23., 2012, Sydney, Austrália. *2012 IEEE 23rd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications - (PIMRC)*. Sydney, Austrália: IEEE, 2012. p. 1779–1784.
- MORETTI E. A., A. R. R. I. S. S. D. S.-E. L. A.; IGNACIO, P. S. A. Main Difficulties during RFID Implementation: an Exploratory Factor Analysis Approach. *Technology Analysis & Strategic Management*, v. 31, n. 8, p. 943–956, 2014.
- MORGADO, T. A. et al. Spatially Confined UHF RFID Detection With a Metamaterial Grid. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 62, n. 1, p. 378–384, 2014.
- NUMAN, A. B.; SHARAWI, M. S. Extraction of Material Parameters for Metamaterials Using a Full-Wave Simulator. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v. 55, n. 5, p. 202–211, 2013.
- OZIS E., O. A. V.; EIBERT, T. F. Metamaterials for Microwave Radomes and the Concept of a Metaradome: Review of the Literature. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2017.
- PADILLA, W. J.; BASOV, D. N.; SMITH, D. R. Review feature. *Materials Today*, v. 9, n. 7-8, p. 28–35, 2006.
- PATTON, R. A Very-Near-Field Measurement Technique to Test Large Antennas in the Lab. *Microwave Journal*, v. 57, n. 1, p. 116–120, 2014.
- PATTON, R.; YANG, N. *How to Measure All Types of Antennas Using Very-Near-Field Measurement*. 2012. Disponível em: <<https://www.mdltechnologies.co.uk/technical-docs/RFxpert%20White%20Paper%201-A4.pdf>>. Acesso em: 20 out. 2019.
- PAYANDEHJOO, K.; PATTON, R. De-embedding the Effect of a Printed Array of Probes on Planar Very-near-field Measurements. In: IEEE CONFERENCE ON ANTENNA MEASUREMENTS APPLICATIONS (CAMA), 2014, Antibes Juan-les-Pins, França. *2014 IEEE Conference on Antenna Measurements Applications (CAMA)*. Antibes Juan-les-Pins, França: IEEE, 2014. p. 1–4.

- PENDRY, J.; SMITH, D. The Quest for the Superlens. *Scientific American*, v. 295, p. 60–67, 2006.
- PERIN, E. Brasil tem boas oportunidades em RFID e IoT. *RFID Journal*, 2018. Disponível em: <<https://brasil.rfidjournal.com/notas-do-editor/vision?17284>>. Acesso em: 20 out. 2019.
- RAMZAN, M.; TOPALLI, K. A Miniaturized Patch Antenna by Using a CSRR Loading Plane. *International Journal of Antennas and Propagation*, p. 495629, 2015.
- RANASINGHE, D. et al. A Distributed Architecture for a Ubiquitous RFID Sensing Network. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INTELLIGENT SENSORS, SENSOR NETWORKS AND INFORMATION PROCESSING CONFERENCE, 2005, Melbourne, Australia. *Proceedings of the 2005 International Conference on Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing Conference*. Melbourne, Australia: IEEE, 2005. p. 7–12.
- RANI, R.; KAUR, P.; VERMA, N. Metamaterials and Their Applications in Patch Antenna: A Review. *International Journal of Hybrid Information Technology*, v. 8, n. 11, p. 199–212, 2015.
- ROBERTI, M. RFID Calculator. *RFID Journal*, 2015. Disponível em: <<https://www.rfidjournal.com/whitepapers/download?289>>. Acesso em: 20 out. 2019.
- SADIKU, M. N. O. *Elementos de Eletromagnetismo*. [S.l.]: Bookman Companhia Editora, 2004. ISBN 85-363-0275-5.
- SAHU, B. et al. Dual Segment Rectangular Dielectric Resonator Antenna with Metamaterial for Improvement of Bandwidth and Gain. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, v. 24, n. 6, p. 646–655, 2014.
- SAHU, B.; TRIPATHI, P.; SINGH, S. P. Investigation on Cylindrical Dielectric Resonator Antenna with Metamaterial Superstrate. *Wireless Personal Communications*, v. 84, n. 2, p. 1151–1163, 2015. ISSN 1572-834X.
- SAINATI, R. A. *CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications*. [S.l.]: McGraw-Hill Companies, Inc., 2007. ISBN 0-262-69274-0.
- SANGHERA, P. *RFID+ Study Guide and Practice Exam*. [S.l.]: Syngress Publishing, Inc., 2007. ISBN 978-0-470-10764-5.
- SECITECE. *Tecnologia que utiliza rádio frequência é aposta para novo sistema logístico*. 2017. Disponível em: <<https://www.sct.ce.gov.br/2017/06/20/tecnologia-que-utiliza-radio-frequencia-e-aposta-para-novo-sistema-logistico/>>. Acesso em: 20 out. 2019.
- SHELBY, R. A.; SMITH, D. R.; SCHULTZ, S. Experimental Verification of a Negative Index of Refraction. *Science*, American Association for the Advancement of Science, v. 292, n. 5514, p. 77–79, 2001. ISSN 0036-8075.
- SHEPARD, S. *RFID - Radio Frequency Identification*. [S.l.]: McGraw-Hill Companies, Inc., 2005. ISBN 0-07-144299-5.
- SILVA, S. B.; CORREIA, A. R. Minimum Activation Power of a Passive UHF RFID Tags: a Low Cost Method. *Journal of Aerospace Technology and Management*, v. 10, n. e2418, 2018.

SWEDBERG, C. BASF Tracks Chemical-Carrying Railcars in Real Time. *RFID Journal*, 2009. Disponível em: <<http://www.rfidjournal.com/article/view/7255>>. Acesso em: 20 set. 2019.

SWEENEY, P. J. *RFID For Dummies*. [S.l.]: Wiley Publishing, Inc., 2005. ISBN 0-7645-7910-X.

TRETYAKOV, S. A.; MASLOVSKI, S. I. Veselago Materials: What is Possible and Impossible about the Dispersion of the Constitutive Parameters. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v. 49, n. 1, p. 37–43, 2007.

VALLECCHI, A.; CAPOLINO, F.; SCHUCHINSKY, A. G. 2-D Isotropic Effective Negative Refractive Index Metamaterial in Planar Technology. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, v. 19, n. 5, p. 269–271, 2009.

VALLECCHI, A.; SCHUCHINSKY, A. G. Entwined Planar Spirals for Artificial Surfaces. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 9, p. 994–997, 2010.

VESELAGO V., L. B. V. S.; HAFNER, C. *Negative refractive index materials*. *Journal of Computational and Theoretical Nanoscience*, v. 3, n. 2, p. 1–30, 2006.

WANG, H.; CHEN, X.; HUANG, K. An Improved Approach to Determine the Branch Index for Retrieving the Constitutive Effective Parameters of Metamaterials. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Taylor & Francis, v. 25, n. 1, p. 85–96, 2011.

Y., C.; K., S. T. RFID-Based Intelligent Parking Management System with Indoor Positioning and Dynamic Tracking. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON UBI-MEDIA COMPUTING AND WORKSHOPS, 10., 2017, Pattaya, Tailândia. *2017 10th International Conference on Ubi-media Computing and Workshops (Ubi-Media)*. Pattaya, Tailândia: IEEE, 2017. p. 1–8.

ZOUHDI, S. et al. *Advances in Electromagnetics of Complex Media and Metamaterials*. [S.l.]: Springer Netherlands, 2002. (NATO science series: Mathematics, physics, and chemistry). ISBN 9781402011023.

APÊNDICE A – CÁLCULO DOS PARÂMETROS CONSTITUTIVOS

Esse apêndice mostra o código em Octave usado para obter os parâmetros constitutivos μ_r , ϵ_r , n , e z a partir dos parâmetros de espalhamento S_{11} e S_{21} obtidos usando o Ansoft HFSS como visto na seção 5.2. A execução do código abaixo pressupõe a importação de duas matrizes denominadas S11 e S21. Elas são compostas de 4 vetores coluna: frequência, fase(°), fase(rad) e magnitude. Ao fim de sua execução, são mostrados gráficos contendo a parte real e a imaginária de ϵ_r , μ_r , n , e z .

```
f=S11(:,1)*1e9
c=3e8
k=(2*pi/3e8)*f
d=13.2e-3

S11(:,3)=-S11(:,3)
S21(:,3)=-S21(:,3)

s11=S11(:,4).*(cos(S11(:,3))+i*sin(S11(:,3)))
s21=S21(:,4).*(cos(S21(:,3))+i*sin(S21(:,3)))

z = (((1+s11).^2)-s21.^2)./(((1-s11).^2)-s21.^2).^0.5

tmp = (z-1)./(z+1)
exp = s21./(1-s11.*tmp);
m = round(-1/(2*pi)*(log(exp)));
n = ((imag(log(exp))+2*m.*pi)-i.*real(log(exp)))./(k*d)

eps_eff=n./z

mu_eff=n.*z

plot(S11(:,1),real(eps_eff),'--k',S11(:,1),imag(eps_eff),'k')
legend('Re(\epsilon_eff)', 'Img(\epsilon_eff)')
xlabel('Freq(GHz)')
ylabel('Permissividade Real and Imaginária')
figure

plot(S11(:,1),real(mu_eff),'--k',S11(:,1),imag(mu_eff),'k')
legend('Re(\mu_eff)', 'Img(\mu_eff)')
xlabel('Freq(GHz)')
ylabel('Permeabilidade Real and Imaginária')
figure
```

```
plot(S11(:,1),real(n),'--k',S11(:,1),imag(n),'k')
legend('Re(n)', 'Img(n)')
xlabel('Freq(GHz)')
ylabel('Índice de Refração Real and Imaginário')
figure
```

```
plot(S11(:,1),real(z),'--k',S11(:,1),imag(z),'k')
legend('Re(z)', 'Img(z)')
xlabel('Freq(GHz)')
ylabel('Impedância Real and Imaginária')
figure
```