

**ESTUDO DA CONVERSÃO DE POLARIZAÇÃO
LINEAR-CIRCULAR EM ANTENAS DUAL-BAND
PARA LEITORES RFID PORTÁTEIS USANDO
METASUPERFÍCIES MINIATURIZADAS**

AUGUSTO CÉSAR PEREIRA DA SILVA MONTALVÃO

Orientador: Prof. Dr. Sandro Gonçalves da Silva

Co-Orientador: Prof. Dr. Antonio Luiz Pereira de Siqueira Campos

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Engenharia Elétrica) como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica e de Computação.

Número de Ordem do PPgEEC: D173

Natal – RN

Julho – 2016

Catálogo da publicação na fonte.
Universidade Federal do Rio Grande do Norte
Sistema de Bibliotecas
Biblioteca Central Zila Mamede

Montalvão, Augusto César Pereira da Silva.

Estudo da conversão de polarização linear-circular em antenas dual-band para leitores RFID portáteis usando metasuperfícies miniaturizadas / Augusto César Pereira da Silva Montalvão. - Natal, RN, 2016.

192 f. : il.

Orientador: Prof. Dr. Sandro Gonçalves da Silva.

Coorientador: Prof. Dr. Antonio Luiz Pereira de Siqueira Campos.

Tese (doutorado) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Antenas - Tese. 2. Leitores RFID - Tese. 3. Radiofrequência - Identificação - Tese. 4. Metamateriais - Tese. 5. Polarização (Eletricidade) - Tese. 6. Engenharia elétrica - Tese. I. Silva, Sandro Gonçalves da. II. Campos, Antonio Luiz Pereira de Siqueira. III. Título.

RN/UF/BCZM

CDU 621.396.67(043.2)

**ESTUDO DA CONVERSÃO DE POLARIZAÇÃO LINEAR-
CIRCULAR EM ANTENAS DUAL-BAND PARA LEITORES
RFID PORTÁTEIS USANDO METASUPERFÍCIES
MINIATURIZADAS**

AUGUSTO CÉSAR PEREIRA DA SILVA MONTALVÃO

Tese de Doutorado aprovada em 04 de julho de 2016 pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:



Prof. Dr. Antonio Luiz Pereira de Siqueira Campos..... UFRN
(Presidente)



Prof. Dr. Humberto César Chaves Fernandes..... UFRN
(Examinador Interno)



Prof. Dr. Marcio Eduardo da Costa Rodrigues..... UFRN
(Examinador Externo ao Programa)



Prof. Dr. Alfrêdo Gomes Neto IFPB
(Examinador Externo à Instituição)



Prof. Dr. Jefferson Costa e Silva IFPB
(Examinador Externo à Instituição)

“Tudo tem o seu tempo determinado, e há tempo para todo o propósito debaixo do céu. Há tempo de nascer, e tempo de morrer; tempo de plantar, e tempo de se arrancar o que se plantou; tempo de matar, e tempo de curar; tempo de derrubar, e tempo de edificar; tempo de chorar, e tempo de rir; tempo de prantear, e tempo de dançar; tempo de espalhar pedras, e tempo de ajuntar pedras; tempo de abraçar, e tempo de afastar-se de abraçar; tempo de buscar, e tempo de perder; tempo de guardar, e tempo de lançar fora; tempo de rasgar, e tempo de coser; tempo de estar calado, e tempo de falar; tempo de amar, e tempo de odiar; tempo de guerra, e tempo de paz”.

(Ec 3: 1 - 8)

Às três maravilhosas mulheres da minha vida, minha querida avó Antônia Alves Pereira (in memoriam), minha maravilhosa e guerreira mãe Adautides Pereira da Silva e minha esposa amada Emanuele da Silva Rodrigues Montalvão, que foram, que são e que sempre serão os pilares da minha vida. E acima disso tudo, ao meu Deus maravilhoso que me deu vida, sabedoria e saúde para até aqui chegar.

Agradecimentos

Em primeiro lugar quero agradecer ao meu Pai amado; Criador dos céus, terra e mar; ao meu amigo eterno; Jesus Cristo, meu Salvador. Te Louvo, te Amo e te Honro. A Ti entrego mais esta vitória. E porque Deus é bom o tempo todo, e o tempo todo Deus é bom.

À minha mãe, instrumento vivo de Deus, com a qual me concedeu a vida. Pelo amor materno e paterno que sempre pude encontrar; pelos ensinamentos moral, intelectual e físico; e pelos incentivos e orações. Te amo sempre.

À minha esposa amada, presente de Deus. Mulher sábia que me deu amor, força, garra e companheirismo com os quais consegui chegar até aqui. Te amo infinitamente.

Ao sempre amigo e professor Alfrêdo, com quem, cada vez mais, tenho aprendido e tido esperança que a vida e as coisas vão dar certo (tudo no seu tempo).

Ao amigo e professor Antonio Luiz, por nos ajudar neste trabalho na hora em que mais precisamos e no momento em que não achávamos amparo.

Ao amigo e professor Sandro, que me aceitou como orientando e que acreditou em meu potencial acadêmico.

Ao amigo e professor Joabson, que lá atrás, nos tempos de graduação, acreditou em mim e me deu forças para até aqui chegar.

Aos verdadeiros amigos, que independente de onde estiverem fisicamente, estão aqui comigo me ajudando.

À CAPES pelo suporte financeiro.

Resumo

Este trabalho tem como objetivo propor uma nova estrutura capaz de converter sinais linearmente polarizados gerados por uma antena de microfita em sinais circularmente polarizados, para duas bandas de operação (2,45 GHz e 5,8 GHz), para aplicação em leitores RFID portáteis, usando duas metasuperfícies miniaturizadas. Para poder estudar o comportamento da estrutura proposta, são utilizados três *layouts* diferentes. Primeiro são feitos testes iniciais de simulação, utilizando a primeira metasuperfície acoplada à antena. Em seguida, a antena é testada acoplada à segunda metasuperfície. E posteriormente a antena é acoplada às duas metasuperfícies. As estruturas são analisadas numericamente por meio do ANSYS HFSS™ e para validar esses resultados, as estruturas são caracterizadas experimentalmente. São apresentadas as características de transmissão simuladas e medidas. Os resultados experimentais mostram uma boa concordância com os resultados simulados. A estrutura aqui proposta apresenta a vantagem de atender às características desejadas nas duas bandas de interesse, conseguindo obter excelentes valores de largura de banda de perda de retorno, bem como de razão axial, sendo uma estrutura simples de ser construída e com baixo custo.

Palavras-chave: antena, leitor RFID, metasuperfícies, conversão de polarização, razão axial.

Abstract

This work aims to propose a new structure able to convert signals linearly polarized generated by a microstrip antenna for circularly polarized signals at two operating bands (2.45 GHz and 5.8 GHz), for use in portable RFID readers, using two miniaturized metasurfaces. In order to study the behavior of the proposed structure, three different layouts are used. First initial simulation tests are made, using the first metasurface coupled to the antenna. Then, the antenna is tested coupled to the second metasurface. Posteriorly the antenna is coupled to the two metasurfaces. The structures are analyzed numerically through ANSYS HFSS™, and to validate these results, the structures are characterized experimentally. The characteristics of transmissions simulated and measures are presented. A good agreement between simulated and measured results was obtained. The structure proposed here has the advantage to meet desired characteristics in two bands of interest, obtaining excellent values of return loss wideband, as well as the axial ratio, being a simple structure to be constructed and with low cost.

Keywords: antenna, RFID reader, metasurfaces, polarization conversion, axial ratio.

Sumário

Lista de Figuras	xii
Lista de Tabelas	xvii
Lista de Símbolos e Abreviaturas	xviii
Capítulo 1 – Introdução	22
Capítulo 2 – Identificação por Radiofrequência – RFID	25
2.1 – Introdução	25
2.2 – Evolução histórica de RFID	26
2.3 – Arquitetura RFID	30
2.3.1 – Etiquetas RFID	31
2.3.1.1 – Classificação quanto à fonte de energia	32
2.3.1.2 – Classificação quanto aos dados	36
2.3.1.3 – Formatos das etiquetas	38
2.3.2 – Leitores RFID	40
2.3.2.1 – Componentes de um leitor RFID	43
2.3.3 – Antenas RFID	44
2.3.3.1 – Antenas para etiquetas RFID	45
2.3.3.2 – Antenas para leitores RFID	47
2.3.3.3 – Polarização em antenas RFID	48
2.3.4 – Elementos de <i>software</i>	50
2.3.4.1 – <i>Software</i> RFID	51
2.3.4.2 – RFID <i>middleware</i>	52
2.3.4.3 – Aplicativos do <i>host</i>	53
2.3.4.4 – Colisões e protocolos de acesso ao meio	54
2.4 – Princípios básicos de funcionamento	55
2.4.1 – Princípios de transmissão de 1 bit	56

2.4.1.1 – Por radiofrequência	57
2.4.1.2 – Por micro-ondas	59
2.4.1.3 – Por divisão de frequência	61
2.4.1.4 – Por efeito eletromagnético	62
2.4.1.5 – Por efeito acústico magnético	63
2.4.2 – Princípios de transmissão de n bits	64
2.4.2.1 – Por acoplamento indutivo	65
2.4.2.2 – Por acoplamento eletromagnético	66
2.4.2.3 – Por acoplamento magnético	67
2.4.2.4 – Por acoplamento elétrico	68
2.4.2.5 – Sequencial por acoplamento indutivo	69
2.4.2.6 – Sequencial SAW (Ondas Acústicas de Superfície)	70
2.5 – Comparação com outros sistemas	71
2.5.1 – Código de barras	72
2.5.2 – Reconhecimento Óptico de Caracteres – OCR	73
2.5.3 – Biometria	73
2.5.4 – <i>Smart cards</i>	74
2.5.5 – NFC – <i>Near Field Communication</i>	75
2.6 – Padronização em RFID	76
2.6.1 – Intervalos de frequência em RFID	76
2.6.2 – Regulamentação no Brasil	79
2.6.3 – Padrões ISO para RFID	80
2.6.3.1 – ISO 11784, 11785 e 14223	80
2.6.3.2 – ISO 10536, 14443 e 15693	81
2.6.3.3 – ISO 10374	81
2.6.3.4 – ISO 15961, 15962 e 15963	81
2.6.3.5 – Série ISO 18000	81
2.7 – Aplicações RFID	82
2.7.1 – Entretenimento e monitoramento de pessoas	82
2.7.2 – Aplicações automotivas	84
2.7.3 – Esportes	85
2.7.4 – Transporte público	86

2.7.5 – Saúde	87
2.8 – Conclusões	89
Capítulo 3 – Antenas de Microfita	90
3.1 – Introdução	90
3.2 – Breve histórico	91
3.3 – Propriedades básicas	92
3.3.1 – Impedância e perda de retorno	95
3.3.2 – Largura de banda	98
3.4 – <i>Patch</i> retangular	98
3.4.1 – Modelo de linha de transmissão	99
3.5 – Métodos de alimentação	101
3.6 – Métodos de análise	106
3.6.1 – Método dos Momentos – MoM	107
3.6.2 – Método dos Elementos Finitos – FEM	107
3.6.3 – Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo – FDTD	108
3.6.4 – Método das Ondas – WCIP	108
3.7 – Polarização	109
3.7.1 – Polarização circular	111
3.8 – Conclusões	114
Capítulo 4 – Metamateriais	115
4.1 – Introdução	115
4.2 – Breve histórico	116
4.3 – Propriedades básicas dos metamateriais	119
4.3.1 – Velocidade de grupo e de fase	123
4.3.2 – Índice de refração negativo	126
4.4 – Propagação de ondas eletromagnéticas em um meio LH	131
4.5 – Projeto de um meio metamaterial	137
4.5.1 – Modelo de Drude-Lorentz	138
4.5.2 – Modelo para o meio com SRR e fios metálicos	139
4.6 – Metamateriais quirais	141
4.7 – Metasuperfícies	143
4.7.1 – Propriedades das metasuperfícies	144

4.7.2 – Aplicações das metasuperfícies	147
4.8 – Conclusões	149
Capítulo 5 – Resultados	150
5.1 – Introdução	150
5.2 – Projeto da estrutura	150
5.3 – Resultados e discussões	154
5.4 – Conclusões	181
Capítulo 6 – Conclusões	182
Referências Bibliográficas	185

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Interrogador e <i>transponder</i> usados no IFF (à esquerda); e usados em RFID (à direita)	27
Figura 2.2 – Início da linha da evolução histórica de RFID	28
Figura 2.3 – Diversas empresas multinacionais e instituições de ensino passam a desenvolver e a apoiar os avanços de RFID no mundo	29
Figura 2.4 – Componentes que formam a arquitetura RFID	31
Figura 2.5 – Exemplo de uma etiqueta RFID genérica	32
Figura 2.6 – Exemplo de etiqueta RFID ativa encapsulada	34
Figura 2.7 – Exemplos de etiquetas RFID passivas utilizadas em UHF	35
Figura 2.8 – Exemplo de formato de uma etiqueta RFID usada em aplicações de identificação de animais	38
Figura 2.9 – Estrutura interna de uma etiqueta RFID de vidro	39
Figura 2.10 – Princípio de funcionamento mestre-escravo usado em leitores RFID	40
Figura 2.11 – Exemplos de leitores RFID: (a) leitor fixo UHF, e (b) leitor portátil UHF com Wi-Fi e <i>SmartPhone</i>	42
Figura 2.12 – Diagrama de blocos dos componentes de um leitor RFID	43
Figura 2.13 – Exemplo de várias tipos de antenas para etiquetas RFID	46
Figura 2.14 – Leitor RFID usado em prateleira de uma farmácia	48
Figura 2.15 – Interação entre os níveis de <i>software</i> usados em RFID	50
Figura 2.16 – Exemplo de <i>software</i> usado em RFID	53
Figura 2.17 – Diagrama de blocos da classificação dos sistemas de transmissão RFID	56
Figura 2.18 – Funcionamento de transmissão de 1 bit por radiofrequência	58
Figura 2.19 – Variação na impedância Z_1 em uma transmissão de 1 bit por radiofrequência gerada pelo encontro do leitor e etiqueta RFID	59
Figura 2.20 – Transmissão de 1 bit por micro-ondas	60

Figura 2.21 – Percepção da presença de uma etiqueta RFID na região de leitura do leitor RFID em micro-ondas	60
Figura 2.22 – Transmissão de 1 bit por divisão de frequência	61
Figura 2.23 – Exemplo de etiqueta RFID tipo adesivo usada em transmissão por efeito eletromagnético	63
Figura 2.24 – Transmissão de 1 bit por efeito acústico magnético	64
Figura 2.25 – Transmissão de n bits por FDX, HDX e sequencial	65
Figura 2.26 – Transmissão de n bits por acoplamento indutivo	66
Figura 2.27 – Transmissão de n bits por acoplamento magnético	68
Figura 2.28 – Transmissão de n bits por acoplamento elétrico	69
Figura 2.29 – Transmissão de n bits sequencial por acoplamento indutivo	70
Figura 2.30 – Transmissão de n bits sequencial por SAW	71
Figura 2.31 – Diversos sistemas de identificação automática	72
Figura 2.32 – Exemplo da estrutura de um código EAN	73
Figura 2.33 – Princípio físico de funcionamento de NFC	75
Figura 2.34 – Faixas de frequência para RFID mais usadas	77
Figura 2.35 – Exemplo de um leitor RFID portátil (na mão do funcionário); de uma pulseira RFID (<i>MagicBand</i>) e um leitor RFID usados no <i>Walt Disney World</i> [®]	83
Figura 2.36 – Exemplo de aplicação de RFID em pneus de borracha	85
Figura 2.37 – Exemplo do uso de RFID em bolas de golfe	86
Figura 2.38 – Exemplo de passaporte que utiliza RFID	87
Figura 2.39 – Funcionamento de sistema capaz de monitorar a ingestão de medicamentos e um exemplo de uma pílula RFID	88
Figura 2.40 – Sistema que detecta urina em pacientes com fraldas usando RFID	89
Figura 3.1 – Antena de microfita	93
Figura 3.2 – Alguns formas do elemento <i>patch</i>	93
Figura 3.3 – Linhas de campo elétrico E mostrando o franjamento no <i>patch</i>	99
Figura 3.4 – Dimensões de um <i>patch</i> retangular e sua extensão ΔL : (a) vista superior, e (b) vista lateral	100
Figura 3.5 – Alimentação por sonda coaxial	102
Figura 3.6 – Alimentação tradicional por linha de microfita	103
Figura 3.7 – Variações nesse tipo de alimentação: (a) <i>inset feed</i> , e (b) circuito	104

casador	
Figura 3.8 – Alimentação por acoplamento por abertura	105
Figura 3.9 – Alimentação por acoplamento por proximidade	105
Figura 3.10 – Onda com polarização linear vertical	110
Figura 3.11 – Polarização elíptica: (a) rotação da onda, e (b) formato da onda com polarização em $z = 0$	111
Figura 3.12 – Elipse considerada em cálculos de razão axial	113
Figura 4.1 – Arranjo periódico de fios condutores usados para produzir um meio com permissividade elétrica negativa	117
Figura 4.2 – SRR usado para produzir um meio com permeabilidade magnética negativa: (a) célula isolada, e (b) conjunto de SRR	118
Figura 4.3 – Arranjo criado para produzir um meio com permissividade e permeabilidade negativas: (a) célula isolada, e (b) arranjo completo	118
Figura 4.4 – Esquemático da permissividade e permeabilidade para os quatro tipos de meios	120
Figura 4.5 – Exemplo de propagação em um meio: (a) RHM, e (b) LHM	121
Figura 4.6 – Direção do campo elétrico \mathbf{E} , do campo magnético \mathbf{H} , do vetor de Poynting \mathbf{S} e do vetor de onda de um meio \mathbf{k} : (a) para RHM, e (b) para LHM	122
Figura 4.7 – Comparação entre átomos sólidos naturais e metamaterial com ressoadores SRR	123
Figura 4.8 – Movimento dos elétrons: (a) induzidos por \mathbf{E} , e (b) induzidos por \mathbf{H}	126
Figura 4.9 – Esquemático de representação da Lei de Snell	128
Figura 4.10 – Representação dos vetores de Poynting \mathbf{S} e dos vetores da constante de propagação \mathbf{k} em um meio convencional (θ_1) e um meio LH (θ_2)	129
Figura 4.11 – Lápis imerso em um meio aquoso: (a) com índice de refração positivo, e (b) com índice de refração negativo	130
Figura 4.12 – Lente plana com índice de refração negativo	131
Figura 4.13 – Metamaterial proposto por Pendry: (a) estrutura composta por fios metálicos, e (b) estrutura composta por SRR	137
Figura 4.14 – Exemplo típico de um ressoador quiral com sua imagem espelhada	141
Figura 4.15 – Exemplos de estruturas metamateriais do tipo quiral para uso em micro-ondas	142

Figura 4.16 – Exemplo de uma metasuperfície formado por um arranjo planar de dispersores	143
Figura 5.1 – Geometria da antena: (a) <i>patch</i> , e (b) plano de terra	152
Figura 5.2 – Metasuperfície 1: (a) célula unitária, e (b) metasuperfície miniaturizada	153
Figura 5.3 – Metasuperfície 2	154
Figura 5.4 – Estrutura construída	155
Figura 5.5 – <i>Setup</i> de medição	156
Figura 5.6 – Visão lateral da estrutura acoplada (antena e metasuperfície 1)	157
Figura 5.7 – Simulação da perda de retorno para a antena isolada e para a estrutura acoplada (antena e metasuperfície 1), com $d = 8$ mm	158
Figura 5.8 – Razão axial simulada para a antena isolada	159
Figura 5.9 – Razão axial simulada para a estrutura acoplada (antena e metasuperfície 1)	160
Figura 5.10 – Visão lateral da estrutura acoplada (antena e metasuperfície 2)	161
Figura 5.11 – Simulação da perda de retorno para a antena isolada e para a estrutura acoplada (antena e metasuperfície 2), com $d = 8$ mm	162
Figura 5.12 – Razão axial simulada para a estrutura acoplada (antena e metasuperfície 2)	163
Figura 5.13 – Visão lateral da estrutura acoplada (antena e metasuperfícies)	164
Figura 5.14 – Simulação e medição da perda de retorno para a antena isolada e para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 7$ mm	165
Figura 5.15 – Simulação da razão axial para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 7$ mm	166
Figura 5.16 – Simulação e medição da razão axial para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 7$ mm, para a banda de 2,45 GHz	167
Figura 5.17 – Simulação e medição da razão axial para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 7$ mm, para a banda de 5,8 GHz	168
Figura 5.18 – Simulação e medição da perda de retorno para a antena isolada e para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 8$ mm	169
Figura 5.19 – Simulação da razão axial para a estrutura acoplada (antena e	170

	metasuperfícies), com $d = 8$ mm	
Figura 5.20	– Simulação e medição da razão axial para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 8$ mm, para a banda de 2,45 GHz	171
Figura 5.21	– Simulação e medição da razão axial para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 8$ mm, para a banda de 5,8 GHz	172
Figura 5.22	– Simulação e medição da perda de retorno para a antena isolada e para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 9$ mm	173
Figura 5.23	– Simulação da razão axial para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 9$ mm	174
Figura 5.24	– Simulação e medição da razão axial para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 9$ mm, para a banda de 2,45 GHz	175
Figura 5.25	– Simulação e medição da razão axial para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 9$ mm, para a banda de 5,8 GHz	176

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Comparativo entre os tipos de classificação das etiquetas quanto à fonte de energia	36
Tabela 2.2 – Exemplo de execução de um <i>software</i> RFID em conjunto com uma etiqueta e um leitor RFID	41
Tabela 2.3 – Características e aplicações RFID nas principais faixas de frequência	79
Tabela 3.1 – Vantagens e desvantagens das antenas de microfita	95
Tabela 5.1 – Comparação dos resultados obtidos para perda de retorno na primeira banda de interesse (2,45 GHz)	177
Tabela 5.2 – Comparação dos resultados obtidos para perda de retorno na segunda banda de interesse (5,8 GHz)	178
Tabela 5.3 – Comparação dos resultados obtidos para razão axial na primeira banda de interesse (2,45 GHz)	179
Tabela 5.4 – Comparação dos resultados obtidos para razão axial na segunda banda de interesse (5,8 GHz)	180

Lista de Símbolos e Abreviaturas

AAR	Associação da Indústria Ferroviária Americana
Anatel	Agência Nacional de Telecomunicações
ASK	Chaveamento em amplitude
<i>B</i>	Vetor densidade de fluxo magnético
<i>BW</i>	Largura de banda
<i>c₀</i>	Velocidade da luz no espaço livre
CPW	Guia de onda coplanar
CSMA	Acesso Múltiplo com Detecção de Portadora
<i>d</i>	Espaçamento entre as metasuperfícies e a antena
∂	Derivada parcial
dB	Decibel
Δ_x	Varição em relação ao eixo <i>x</i>
Δ_y	Varição em relação ao eixo <i>y</i>
ζ_e	Fator de perdas do metal em fios metálicos
ζ_m	Fator de perdas do metal no meio SRR
<i>E</i>	Vetor campo elétrico
EAN	Associação Européia de Artigos Numéricos
EAS	Vigilância Eletrônica de Artigos
EBG	<i>Band gap</i> eletromagnético
EPC	Código de Produto Eletrônico
\mathcal{E}	Permissividade elétrica
\mathcal{E}_0	Permissividade elétrica no espaço livre
\mathcal{E}_{eff}	Permissividade elétrica efetiva
\mathcal{E}_r	Permissividade elétrica relativa
EUA	Estados Unidos da América

F	Fator geométrico da célula
FDTD	Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo
FDX	Transmissão <i>full-duplex</i>
FEM	Método dos Elementos Finitos
f_R	Frequência de ressonância
f_{r1}	Frequência de ressonância 1
f_{r2}	Frequência de ressonância 2
FR-4	Substrato de fibra de vidro
FSK	Chaveamento em Frequência
FSS	Superfícies Seletivas em Frequência
Γ	Coefficiente de reflexão
GPS	Sistema de Posicionamento Global
GTEMA	Grupo de Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado
Γ_e	Frequência de amortecimento
h	Espessura do substrato
\mathbf{H}	Vetor campo magnético
HDX	Transmissão <i>half-duplex</i>
HF	Alta Frequência
Hz	Hertz
IFF	Identificação Amigo ou Inimigo
IFPB	Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba
ISM	Faixa de frequência para aplicações Industrial, Científica e Médica
ISO	Organização Internacional de Normalização
j	Imaginário igual a $\sqrt{-1}$
k	Número de onda
L	Comprimento do <i>patch</i>
LAN	Rede de Área Local
λ	Comprimento de onda
λ_0	Comprimento de onda no espaço livre
λ_g	Comprimento de onda guiada
LF	Baixa Frequência
LHCP	Polarização circular à esquerda

LHM	Materiais <i>left-handed</i>
MAC	Controle de Acesso ao Meio
μ	Permeabilidade magnética
μ_{eff}	Permeabilidade magnética efetiva
MIT	Instituto de Tecnologia de Massachusetts
μ_r	Permeabilidade magnética relativa
μ_0	Permeabilidade magnética no espaço livre
MoM	Método dos Momentos
n	Índice de refração
n_1	Índice de refração no meio 1
n_2	Índice de refração no meio 2
∇	Operador nabla
NFC	Comunicação de Campo Próximo
ω	Frequência angular
ω_{e0}	Frequência de ressonância elétrica
ω_{m0}	Frequência de ressonância magnética
Ω	Ohm
OCR	Reconhecimento Óptico de Caracteres
OSI	Interconexão de Sistemas Abertos
p	Período do arranjo
π	Número pi
Q	Fator de qualidade
χ	Susceptibilidade
R	Coefficiente de Reflexão
r	Raio dos fios
RA	Razão axial
R'	Resistência do metal
$R(0)$	Coefficiente de reflexão em incidência normal
$R(\theta)$	Coefficiente de reflexão em incidência oblíqua
RHCP	Polarização circular à direita
R_{in}	Resistência (parte real da impedância) de entrada
RF	Radiofrequência

RFID	Identificação por Radiofrequência
RHM	Materiais <i>right-handed</i>
S	Vetor de Poynting
SAW	Ondas Acústicas de Superfície
$ S_{11} $	Módulo do coeficiente de reflexão
SEQ	Transmissão sequencial
SRD	Dispositivo de Curto Alcance
SRR	Ressorador em Anel Dividido
T	Coeficiente de transmissão
T	Período da onda
$T(0)$	Coeficiente de transmissão em incidência normal
$T(\theta)$	Coeficiente de transmissão em incidência oblíqua
$\tan\delta$	Tangente de perdas
TDMA	Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo
TE	Modo transversal elétrico
θ_i	Ângulo de incidência
θ_t	Ângulo de transmissão
TM	Modo transversal magnético
U_d	Densidade média de energia em um meio dispersivo
UCC	Conselho de Códigos Uniformes
UHF	Frequência Ultra Alta
U_{nd}	Densidade média de energia em um meio não-dispersivo
UPC	Código de Produto Universal
v_0	Velocidade da onda no espaço livre
v_g	Velocidade de grupo
v_p	Velocidade de fase
VSWR	Razão de Onda Estacionária
W	Largura do <i>patch</i>
WCIP	Método das Ondas
X_{in}	Reatância (parte imaginária da impedância) de entrada
Z_0	Impedância característica
Z_{in}	Impedância de entrada da antena

Capítulo 1

Introdução

Nos últimos anos, a tecnologia de Identificação por Radiofrequência (RFID) tem ganhado grande interesse tanto de comunidades industriais como de comunidades científicas. Essa tecnologia é usada em todas as áreas que necessitam da captura automática de dados, permitindo a identificação de objetos sem contato físico, via radiofrequência, com aplicações que variam desde sistemas de pagamento via internet e seguros, a automação industrial e o controle de acesso e segurança [1] - [2].

RFID faz uso de ondas eletromagnéticas como meio de capturar as informações contidas em um dispositivo eletrônico conhecido como etiqueta RFID, através de equipamentos chamados de leitores RFID. Ambos possuem um tipo específico de antena capaz de realizar a interação entre eles, chamadas de antenas RFID [3].

Existem quatro bandas comuns para as várias aplicações RFID: banda LF (menos de 135 kHz), banda HF (13,56 MHz), banda UHF (860 MHz a 960 MHz) e micro-ondas (2,45 GHz e 5,8 GHz). Por existir tantas bandas, as empresas que fazem uso de RFID podem escolher qualquer uma delas. Nesse sentido torna-se uma boa estratégia possuir antenas para leitores RFID que funcionem em duas ou mais bandas [4].

As antenas de microfita são adequadas para o uso na tecnologia RFID devido ao seu baixo custo, baixo perfil e capacidade de integração com outras estruturas planares [5]. As antenas de microfita são popularmente chamadas de antenas *patch*, pois consistem em um fino condutor metálico irradiante conhecido por *patch*. Esse *patch* fica em um dos lados da antena, com um plano terra situado na outra face da antena. Ambos são separados por um substrato dielétrico [6].

Nesse contexto, as antenas de microfita são extremamente apropriadas às necessidades de RFID, pois em geral, podem ser pequenas, leves, de fácil construção e de baixo custo. Ou seja, podem facilmente serem usadas em leitores RFID (portáteis ou fixos). As antenas para

leitor RFID têm um papel importante na comunicação entre o leitor e as etiquetas, pois há a necessidade de se comunicar com as etiquetas em várias orientações/posições. Portanto, uma antena circularmente polarizada é mais indicada para atenuar este problema [7].

Uma das formas de se alcançar uma polarização circular em antenas de microfita é o uso de metasuperfícies acopladas a essas estruturas [8]. Metasuperfície é um tipo de metamaterial que é alcançado pela disposição elétrica de pequenos dispersores ou aberturas num padrão bidimensional em uma superfície ou interface. As metasuperfícies possuem a vantagem de ocupar menos espaço físico que os metamateriais tridimensionais, e oferecem a possibilidade de estruturas com menos perdas [9] - [10].

Em [8] os autores utilizaram duas antenas simples, uma do tipo *patch* e uma CPW, acopladas a uma metasuperfície para obter uma conversão de polarização linear-circular e os resultados mostraram que foi possível obter efetivamente essa conversão. Uma vantagem da polarização circular é que não é necessário ajustar a polarização das antenas (posição em torno do eixo de propagação) como acontece com antenas linearmente polarizadas.

Partindo desse contexto, este trabalho tem como objetivo principal propor uma nova estrutura capaz de polarizar circularmente os sinais linearmente polarizados gerados por uma antena de microfita para aplicação em leitores RFID portáteis, operando em duas bandas. Esse polarizador é obtido através do uso de duas metasuperfícies miniaturizadas acopladas a uma antena de microfita, operando nas duas bandas de micro-ondas 2,45 GHz (2,4 GHz a 2,48 GHz) e 5,8 GHz (5,725 GHz a 5,85 GHz) usadas em RFID. Para esse estudo são utilizados três *layouts* diferentes. Primeiro são feitos testes iniciais de simulação, utilizando a primeira metasuperfície acoplada à antena. Em seguida, a antena é testada acoplada à segunda metasuperfície. E posteriormente a antena é acoplada às duas metasuperfícies.

Além desse objetivo principal, esta Tese tem como meta apresentar de forma detalhada uma revisão bibliográfica sobre RFID, tornando o leitor capaz de compreender os princípios de funcionamento da tecnologia.

Para a realização deste trabalho, as estruturas são analisadas numericamente por meio do *software* ANSYS HFSS™ e para validar os resultados obtidos numericamente, as estruturas são caracterizadas experimentalmente e os valores simulados e medidos são comparados.

O conteúdo deste trabalho foi dividido em seis capítulos, que são descritos a seguir.

O capítulo 2 apresenta as principais características da arquitetura RFID; sua evolução histórica; seus princípios de funcionamento; questões que envolvem regulamentação/padronização; algumas de suas aplicações mais atuais; bem como um comparativo com outras tecnologias de identificação.

No capítulo 3 é apresentada a fundamentação teórica básica das antenas de microfita. Inicialmente é mostrada uma evolução histórica sobre antenas de microfita e suas características básicas. Após isso são mostradas as principais características do *patch* retangular (que serve como base para a antena utilizada neste trabalho), os métodos de alimentação, os métodos de análise, e uma discussão acerca de polarização.

O capítulo 4 apresenta a fundamentação teórica dos metamateriais. É mostrado um breve histórico com suas principais propriedades (índice de refração negativo; e velocidades de grupo e fase), bem como a formulação matemática para o projeto de um meio metamaterial. São apresentadas também as principais características das metasuperfícies e algumas aplicações desse tipo de estrutura, pois esta será a versão de metamaterial utilizada nesta Tese.

No capítulo 5 é mostrado o projeto da estrutura proposta para esta Tese, alcançado o objetivo principal do trabalho. São apresentados os dados e passos do projeto da estrutura proposta, bem como todos os resultados, apresentando valores simulados e medidos.

O capítulo 6 apresenta as conclusões gerais deste trabalho, bem como algumas sugestões de trabalhos futuros relacionados a esta linha de pesquisa.

Capítulo 2

Identificação por Radiofrequência - RFID

2.1 - Introdução

A sigla RFID vem do termo em inglês *Radio Frequency IDentification* e no Brasil é conhecida como Sistema ou Tecnologia de Identificação por Radiofrequência. Ao longo desta Tese, para tornar padronizado, o termo a ser usado será apenas RFID [11].

RFID faz uso de ondas eletromagnéticas como meio de capturar as informações contidas em um dispositivo eletrônico conhecido como etiqueta RFID, através de equipamentos chamados de leitores RFID. Ambos possuem um tipo específico de antena capaz de realizar a interação entre eles, chamadas de antenas RFID.

Esses três: etiqueta, leitor e antena são, juntos, os principais componentes da arquitetura RFID. Variações na potência, tamanho, projeto da antena, frequências operacionais, capacidade de dados e *software* para gerenciar e interpretar os dados, possibilitam uma gama de possíveis aplicações onde RFID pode ser usada para resolver problemas comerciais e de estrutura, como por exemplo, localização de inventário e fabricação de produtos em grande escala [3].

RFID é um dos tipos de tecnologia de identificação pelo qual um objeto ou um ser vivo pode ser identificado automaticamente. Na ciência existem diversas outras tecnologias que realizam identificação automática, tais como: código de barras, identificação biométrica (podendo usar voz, retina, impressão digital e até geometria da mão), cartões inteligentes de contato e reconhecimento óptico de caracteres [12].

Neste capítulo serão apresentadas as principais características da arquitetura RFID; sua evolução histórica; seus princípios de funcionamento; questões que envolvem

regulamentação/padronização; algumas de suas aplicações mais atuais; bem como um comparativo com outras tecnologias de identificação.

2.2 - Evolução histórica de RFID

É muito difícil traçar uma linha histórica sobre RFID, muito menos quando se pretende estabelecer um ponto de partida exato. Não há uma progressão clara da evolução de RFID ao longo do tempo. Sua história está entrelaçada com a de muitas outras tecnologias de comunicação desenvolvidas ao longo do século XX [13]. Aqui será apresentada uma síntese dessa linha histórica.

Embora a história dessa tecnologia possa ser rastreada para a década de 1930, a tecnologia subjacente RFID localiza suas raízes por volta de 1897, quando Guglielmo Marconi inventou o rádio. Em RFID aplicam-se os mesmos princípios da física utilizada na radiodifusão, onde as ondas de rádio, uma forma de energia eletromagnética, transmitem e recebem vários tipos de dados.

Na década de 30, as forças armadas dos países, estavam preocupados com o desafio de identificar objetos em qualquer lugar da Terra. Desta maneira foi que surgiram as primeiras ideias de RFID, próximas das que o mundo utiliza hoje. Com toda essa preocupação, foi projetado um sistema chamado de “amigo ou inimigo” (*IFF - Identification Friend or Foe*), que servia para identificar aviões amigos ou não.

A *Luftwaffe*, força aérea alemã, usava uma manobra em círculo para gerar um pulso nos radares alemães, se distinguindo em relação aos inimigos. Esta reflexão difusa do sinal do radar recebe o nome de *backscatter*. Esta era uma comunicação de sinal de radiofrequência (1 bit de dados) refletido de forma passiva, já que o objeto identificado não possuía um transmissor. Tudo isso ocorreu no período da Segunda Guerra Mundial. Após a guerra as aeronaves já tinham evoluído para sistemas ativos com 2,5 bits de informação, gerando até 6 códigos distintos de informação recebida ou transmitida [3] - [14].

A Figura 2.1 traz um comparativo dos equipamentos usados no sistema IFF com alguns equipamentos RFID mais modernos, porém vale salientar que os serviços realizados por eles não se equivalem, pois se tratam de aplicações diferentes.



Figura 2.1 - Interrogador e *transponder* usados no IFF (à esquerda); e usados em RFID (à direita) [3].

Passando para os laboratórios de pesquisa, essa tecnologia se tornou base para o sistema de controle aéreo por volta da década de 50 fazendo uso de *transponders*. Estes equipamentos modernos são interrogados por um par de pulsos em 1030 MHz e respondem em 1090 MHz, com até 12 bits de informação [3] - [14].

A Figura 2.2 ilustra essa evolução. Foi a partir do aparecimento de tecnologias mais compactas e com relação custo-benefício melhor, tais como: os circuitos integrados, os *chips* de memória programável, o microprocessador e aplicativos de *softwares*, que a tecnologia RFID tornou-se mais utilizável.

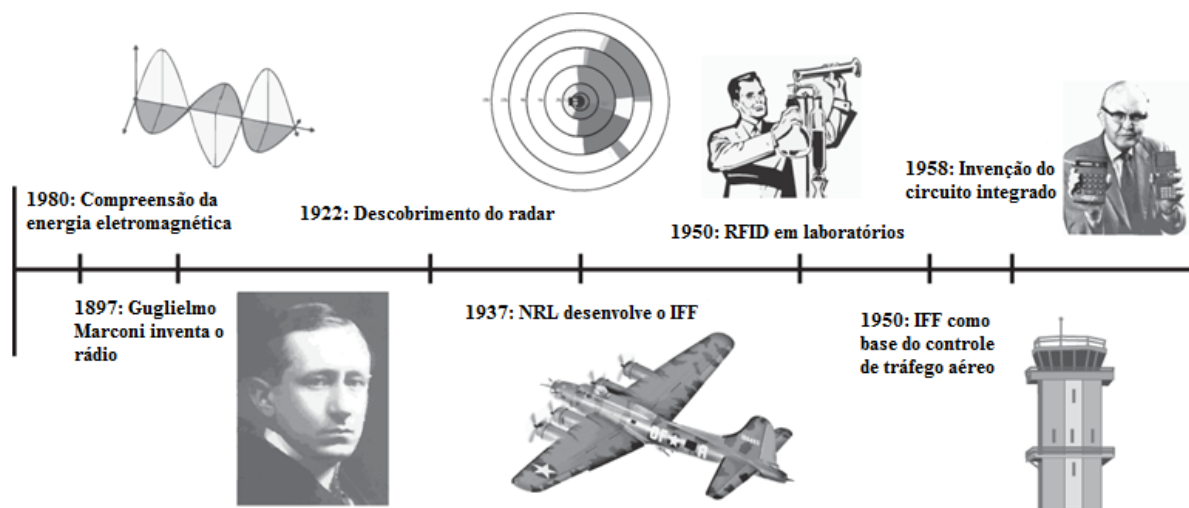


Figura 2.2 - Início da linha da evolução histórica de RFID [3].

Somente a partir do final da década de 60 e início da década de 70, que empresas de grande porte passaram a introduzir novas concepções sobre RFID, tornando as aplicações menos complexas e mais amplamente utilizadas. Essas empresas começaram a desenvolver equipamentos de vigilância para os produtos que ficavam estocados em seus armazéns e isso possibilitou detectar furtos e a quantidade de cada produto, facilitando e agilizando o processo de estocagem.

A partir daí foi desenvolvido o primeiro sistema de transmissão de 1 bit, responsável por detectar a saída irregular de um produto em uma loja, surgindo assim as primeiras etiquetas RFID, conhecidas também como *tags*. Por não utilizar baterias, foi considerado um dos primeiros sistemas passivos de RFID, que além de ser antifurto, possuía um baixo custo para a época. Durante as décadas de 70, 80 e 90 a tecnologia foi ganhando diversos tipos de aplicações em muitos países, entre elas o padrão S-918 criado pela Associação da Indústria Ferroviária Americana (AAR) usado para identificação de vagões nos Estados Unidos da América. Esse padrão é baseado em etiquetas passivas operando na faixa de frequências ISM de 902 MHz a 928 MHz [3] - [11].

Apesar desse desenvolvimento, um ponto ainda faltava a ser tratado - a padronização. Até esse momento a maioria dos esforços para padronizar a tecnologia foi centrada nos atributos técnicos, como a frequência de funcionamento e os protocolos de comunicação.

Como é mostrado na Figura 2.3, durante o final da década de 90 e início dos anos 2000, empresas, como a Wall-Mart (rede de hipermercados internacional) e instituições, como o Departamento de Defesa dos Estados Unidos, começaram a solicitar aos seus fornecedores a utilização da tecnologia RFID.

Na mesma época um consórcio sem fins lucrativos deu origem à EPC global (Código de Produto Eletrônico Global). A EPC global se tornou um padrão de fato para identificação automática de itens nas cadeias de abastecimento do mundo todo, dando à tecnologia RFID, pela primeira vez, uma exigência global para sua implantação e a necessidade de criação de um organismo de normatização pronto para facilitar o uso da tecnologia.

A EPC global é uma organização sem fins lucrativos, formada como um empreendimento conjunto entre a Associação Européia de Artigos Numéricos (EAN internacional) e o Conselho de Códigos Uniformes (UCC), para apoiar a rede de código de produto eletrônico (EPC). A EPC global recebeu investimentos de mais de cem empresas no mundo todo e serve para garantir segurança aos produtos dessas empresas. Apoiado pela indústria, a primeira rede EPC global foi desenvolvida pelo Centro de auto-identificação (*Auto-ID Center*), sediado no Instituto de Tecnologia de Massachusetts (MIT) e a partir da EPC global, o mundo começou a conhecer as padronizações para RFID [3].

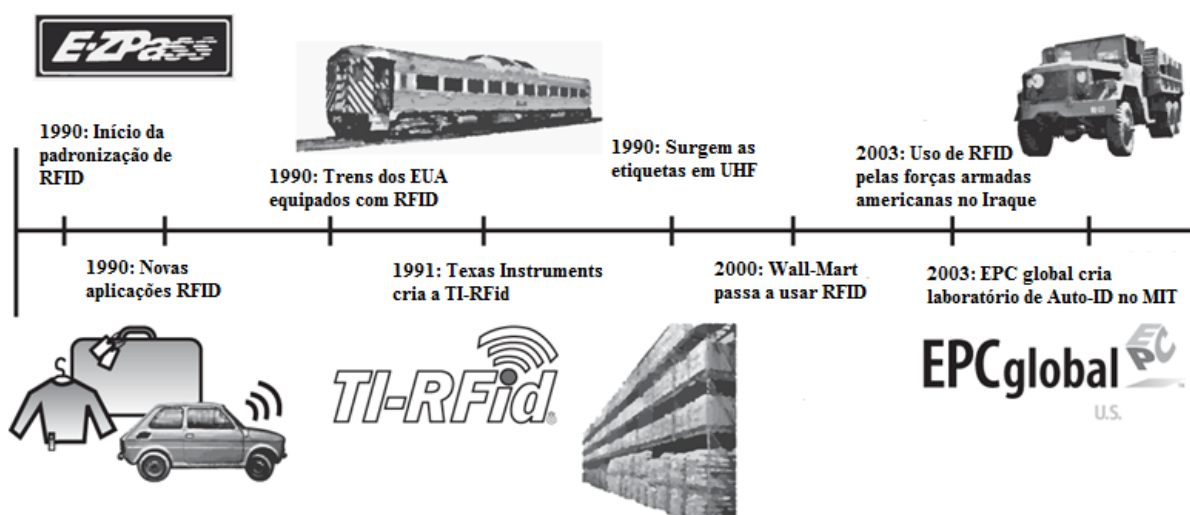


Figura 2.3 - Diversas empresas multinacionais e instituições de ensino passam a desenvolver e a apoiar os avanços de RFID no mundo [3].

A linha da evolução histórica de RFID não parou. Até hoje, diversas empresas adotaram a tecnologia em suas cadeias de suprimentos, indústrias etc. Mais a frente, na seção 2.7, será possível conhecer diversas aplicações atuais de RFID, mostrando a sua evolução no quadro histórico da ciência.

2.3 - Arquitetura RFID

RFID realiza diversas atividades, entre elas: a detecção e a identificação de objetos ou seres vivos em qualquer lugar de um ambiente, a coleta de informações armazenadas etc. Para que essas atividades ocorram, RFID necessita de componentes que propiciem essas funções. Tais componentes juntos formam a arquitetura RFID. Toda essa arquitetura segue um conjunto de princípios de funcionamento, os quais serão apresentados na seção 2.4. Aqui, o objetivo claro é conhecer os principais itens dessa arquitetura.

Os principais componentes dessa arquitetura são: a etiqueta, o leitor e as antenas. O leitor, geralmente é ligado a um computador ou a outro dispositivo que possua os dados necessários para a realização da aplicação desejada, seja ela uma identificação, uma autorização ou uma localização. Em alguns casos, os computadores ou equipamentos de leitura estão conectados a uma rede e essa rede por sua vez à internet. Tudo isso para que seja possível interligar empresas, instituições ou o que se fizer necessário [1] - [3].

Existem ainda elementos considerados secundários - a parte lógica da estrutura de RFID. Os *softwares* compõem boa parte dos estudos de RFID. Aqui serão apresentadas apenas algumas informações sobre essa linha de pesquisa, mas que darão uma boa noção de seu funcionamento e de sua importância.

Com essa arquitetura composta por vários elementos (mas de fácil compreensão), RFID pode atuar em situações bem variadas, desde uma aplicação em uma pequena loja, onde o sistema apenas irá ativar um alarme sonoro caso algum produto venha a sair sem ser pago até o mais sofisticado sistema de localização de produtos do mundo, fazendo uso inclusive de satélites para transmissão ou de alguma rede de comunicação [3]. A Figura 2.4 mostra esses componentes realizando transferência de dados entre si.

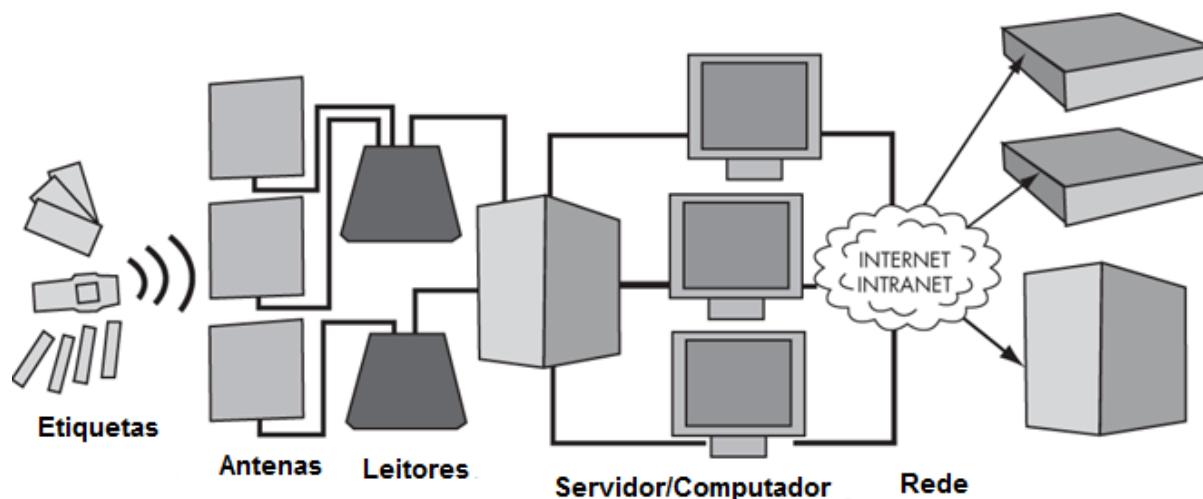


Figura 2.4 - Componentes que formam a arquitetura RFID [3].

A capacidade de alcance do sistema pode variar de acordo com a necessidade, podendo existir desde pequenos enlaces, como em uma aplicação de catracas eletrônicas ou de pagamentos em caixas até grandes enlaces, como em um pedágio ou em uma linha de montagem de automóveis. Essa flexibilidade no alcance só é possível devido ao uso das antenas, que podem estar localizadas em qualquer ponto do sistema. Vários outros elementos serão levados em consideração, tais como: frequência, modulação, codificação, protocolos de segurança e anti-colisão e aplicativos. A seguir serão apresentados os componentes da arquitetura RFID (tanto a nível de *hardware* quanto de *software*) com um certo nível de detalhamento para que seja possível compreender bem sua estrutura e em seguida seu funcionamento.

2.3.1 - Etiquetas RFID

A etiqueta RFID, também conhecida por *tag* ou como *transponder*, por possuir características de transmissão e recepção, contém os dados que serão enviados aos leitores RFID. Esses dados só serão enviados a esses leitores caso a etiqueta seja interrogada por eles ou passe por uma região chamada de região de leitura.

As etiquetas mais básicas são constituídas de um circuito integrado com memória, uma antena e essencialmente um *chip*, como se pode ver na Figura 2.5. Alguns outros tipos de etiquetas possuem uma espécie de bateria e outras possuem mais níveis de memória [3] - [13].

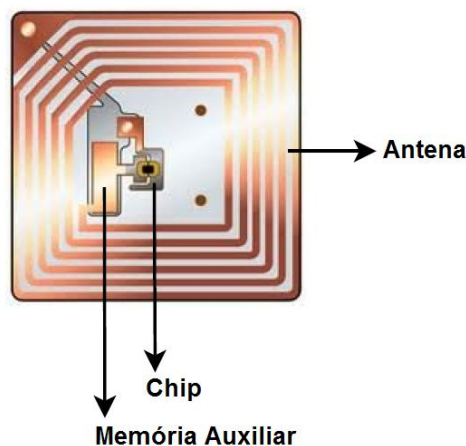


Figura 2.5 - Exemplo de uma etiqueta RFID genérica [15].

Quando uma etiqueta é interrogada, os dados armazenados em sua memória são recuperados e transmitidos. Uma etiqueta pode realizar tarefas básicas, como leitura e gravação para memória; podem ser lidas/acessadas por proximidade ou à distância. Daí surgem diversas classificações possíveis para as etiquetas e sistemas RFID. A seguir serão mostrados dois tipos de classificação que são dadas às etiquetas: quanto à fonte de energia (Ativas, Passivas e Semi-ativas); e quanto aos dados (Somente Leitura; e Leitura e Escrita). Além disso serão mostrados os diversos formatos que essas etiquetas podem assumir, variando de aplicação para aplicação.

2.3.1.1 - Classificação quanto à fonte de energia

As etiquetas RFID são energizadas de diversas maneiras e é por isso que surgiu esse tipo de classificação, caracterizando-as em três grupos: Ativas, Passivas e Semi-ativas.

Etiquetas Ativas são assim chamadas por possuírem uma fonte de energia própria, uma espécie de bateria, assim como acontece com um celular, por exemplo. Quando esse tipo de etiqueta precisa enviar alguma informação para o leitor, não precisa estar na região de leitura, pois não necessita das ondas enviadas pelo leitor para iniciar uma transmissão. Por essa razão, nessa classificação elas são chamadas de ativas, pois podem iniciar uma conversação etiqueta - leitor.

Além disso essas etiquetas alcançam distâncias maiores (mais que 30 metros), transmitem e recebem de forma eficaz os dados em ambientes bem atenuados e possuem memórias bem maiores, algumas com cerca de 128 kB. No entanto, etiquetas ativas são bem maiores em termos de espaço necessário e bem mais complexas de serem desenvolvidas, além de possuírem um custo mais elevado que as outras etiquetas (passivas ou semi-ativas). Uma outra característica importante desse tipo de etiqueta é que elas têm uma durabilidade considerável, podendo durar de dois a sete anos [13].

Outro fator interessante é que existe um tipo específico de etiqueta ativa que pode entrar em um estado chamado de “estado de sono” ou estado de “baixa energia”, quando não está em funcionamento ou na ausência de interrogação por parte dos leitores. Um leitor RFID pode “acordar” uma etiqueta emitindo um comando apropriado para essa função.

Essa propriedade do “sono” possibilita conservar a energia da bateria e portanto aumenta a sobrevivência da etiqueta, além disso ainda gera uma quantidade reduzida de ruído no ambiente, por não estar transmitindo muitos *bits* de controle da rede. É esse tipo de etiqueta que também é conhecida como *transponder*, por poder transmitir e receber dados [16]. Uma etiqueta ativa precisa ter como componentes básicos: um *chip*, uma antena, uma fonte de energia própria e um circuito eletrônico. A Figura 2.6 mostra uma etiqueta RFID ativa encapsulada em uma embalagem de acrílico que funciona em 900 MHz e que possui uma bateria, um GPS acoplado, um sensor de temperatura e um acelerômetro que juntos podem emitir a temperatura e velocidade de uma atleta, por exemplo.



Figura 2.6 - Exemplo de etiqueta RFID ativa encapsulada [17].

As **Etiquetas Passivas** não possuem nenhum tipo de fonte de energia própria como é o caso das ativas. Essas etiquetas são, na verdade, alimentadas pelos leitores RFID, por meio das ondas eletromagnéticas enviadas por eles. A etiqueta usa a energia vinda dessas ondas para alimentar seu circuito e para enviar uma possível resposta ao leitor. Nesse tipo de ação, os leitores também são conhecidos por **interrogadores**, por sempre iniciarem as conversações leitor - etiqueta. As etiquetas passivas sempre são alimentadas (interrogadas) ao entrarem na região de leitura de um leitor RFID.

Como resultado da ausência de baterias, essas etiquetas, em geral são menores em termos de espaço ocupado e conseqüentemente são mais baratas em termos de custo. Também são mais simples e leves em peso.

Para que haja um bom funcionamento do sistema passivo, exige-se que os leitores sejam mais robustos (em geral potência de transmissão mais elevada), pois o alcance do sistema é reduzido, muitos deles de proximidade na ordem de menos de 1 metro de distância (mas há sistemas passivos que alcançam cerca de 5 a 10 metros de distância da fonte).

Em geral, as etiquetas passivas são bem resistentes e aceitam vários tipos de condições físicas, climáticas, de pressão e de temperatura, dependendo obviamente de que é constituída e da aplicação desejada. Em relação à capacidade de armazenamento, esse tipo de etiqueta possui baixa capacidade, na ordem de alguns kilobytes. Por não possuírem bateria, o tempo de vida delas é praticamente ilimitado. É bom deixar claro também que na comunicação entre etiqueta e leitor, quem sempre inicia a conversação é o leitor. Essa informação é importante

para compreender os mecanismos de transmissão que serão vistos na seção 2.4 [13] - [16]. Na Figura 2.7 é possível ver exemplos de etiquetas passivas. Vale salientar que esse tipo de etiqueta só necessita como componentes básicos a antena e o circuito integrado.

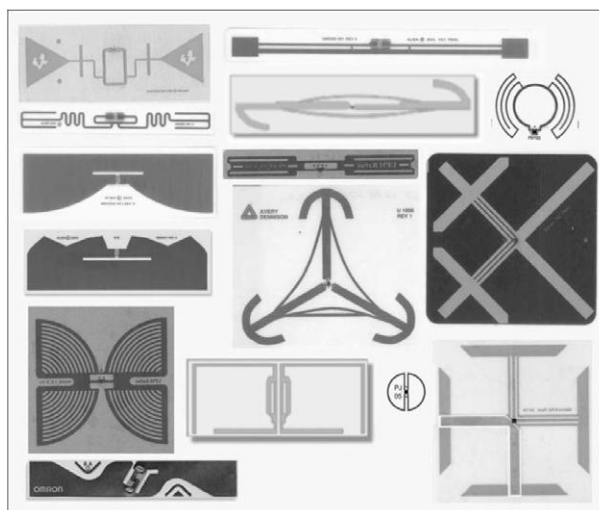


Figura 2.7 - Exemplos de etiquetas RFID passivas utilizadas em UHF [11].

Nas **Etiquetas Semi-ativas** que também podem ser chamadas de **Etiquetas Semi-passivas** por alguns fabricantes, existe um fonte própria de energia (bateria), mas a etiqueta não faz uso dela para todos os processos de comunicação com o leitor. Essa bateria só é usada quando há algo a ser transmitido para o leitor e a etiqueta não se encontra na região de leitura (alcance) do leitor RFID.

Este tipo de etiqueta também é muito durável como a etiqueta passiva, pois só se torna ativa quando está distante do leitor RFID, já quando está em sua região de leitura passa a funcionar como passiva. Esse modo híbrido é mais barato, em termos de custo, que as etiquetas ativas, mesmo possuindo bateria. O alcance desse tipo de etiqueta, assim como sua capacidade de armazenamento são semelhantes às das etiquetas ativas.

Assim como as etiquetas passivas, as semi-ativas não podem iniciar o processo de comunicação leitor - etiqueta. Sempre quem inicia o processo é o leitor RFID [13] - [15] - [16].

A Tabela 2.1 mostra um pequeno comparativo das características da classificação das etiquetas quanto à fonte de energia.

Tabela 2.1 - Comparativo entre os tipos de classificação das etiquetas quanto à fonte de energia.

Características	Tipos de Etiquetas		
	Ativas	Passivas	Semi-ativas
	Possuem bateria	Não possuem bateria	Possuem bateria
	Alcance longo (30 m)	Alcance curto (5 m)	Alcance longo (30 m)
	Maior capacidade de memória (128 kB)	Baixa capacidade de memória (alguns kB)	Maior capacidade de memória (128 kB)
	Iniciam a comunicação	Não iniciam a comunicação	Não iniciam a comunicação
	Custo alto	Custo baixo	Custo médio
	Mais resistente a atenuações	Menos resistente a atenuações	Mais resistente a atenuações
	Vida média de 2 a 7 anos	Vida ilimitada	Vida média de até 10 anos

2.3.1.2 - Classificação quanto aos dados

Em uma etiqueta, a memória é um elemento muito importante. Se bem planejadas e bem utilizadas, as memórias podem aprimorar os aplicativos RFID. Em determinadas aplicações da cadeia de abastecimento, tais como controle de gado, a memória pode ser utilizada inicialmente para armazenar um identificador exclusivo e em seguida, em qualquer fase da cadeia produtiva, alguma informação crítica pode ser atualizada e armazenada na memória. Por essa razão nasceu a classificação quanto aos dados que podem ser armazenados nas etiquetas RFID. Essa classificação está dividida em dois grupos: Somente Leitura; e Leitura e Escrita [3].

As etiquetas com memórias **Somente Leitura** como o próprio nome já diz só podem ser lidas pelos leitores RFID. Os dados necessários para seu uso já vêm gravados de fábrica, assim como nos códigos de barras em que as informações são gravadas uma única vez para apenas serem lidas, também são semelhantes ao CD-ROM. São etiquetas que são programadas com uma quantidade limitada de dados, em geral, números de séries de um produto e são facilmente integrados aos sistemas com código de barras. Esses números foram criados para serem estáticos (informação estática pura).

Já as etiquetas com memórias de **Leitura e Escrita** são muitas vezes chamadas de etiquetas inteligentes ou *smart tags*. Essas etiquetas podem armazenar uma grande quantidade de dados e podem ter uma memória endereçável que pode ser facilmente utilizada e alterada. Nessas etiquetas, os dados podem ser escritos e re-escritos inúmeras vezes, assim como em um pendrive. Dessa forma, as etiquetas podem carregar diversas informações (de produtos, empresas, indústrias etc.) de um ponto a outro no sistema, sem a necessidade de centralizar as informações nos computadores ou leitores RFID.

As possibilidades de aplicações para essas etiquetas são quase infinitas. Nos últimos anos, os avanços têm sido tão grandes que até os custos desse tipo de etiqueta tem sido reduzidos drasticamente. É possível, por exemplo, comprar uma etiqueta dessas por menos de 1 dólar e isso tem aumentado o interesse de diversas empresas e instituições no mundo todo.

A literatura ainda apresenta variantes nesses dois grupos da classificação quanto aos dados. Primeiro, existem etiquetas com memórias do tipo “Escrever uma vez e Ler várias vezes”. Essa variante é semelhante à do tipo Somente Leitura, na medida em que se destina a ter informação estática, se assemelha a um CD-RW. Aqui o usuário tem o direito de gravar informações uma única vez e depois só pode executar a função de leitura, o que é útil em uma linha de produção onde poderia ser colocado a informação de fabricação e lote de um produto.

A segunda variante seria uma etiqueta com uma memória com características de Somente Leitura; e Leitura e Escrita. Aqui a etiqueta teria uma porção de dados estáticos que poderiam ser gravados apenas um vez e depois apenas serem lidos; e teria outra porção que estaria sempre disponível para leitura e escrita [13].

Existe também uma outra forma de classificar as etiquetas RFID: quanto à frequência de operação. Esse tipo de classificação será tratado na seção 2.6 que fala das Padronizações, Protocolos e Frequências.

2.3.1.3 - Formatos das etiquetas

Os formatos das etiquetas ou seu encapsulamento ou até mesmo suas embalagens desempenham um papel fundamental na arte da criação de aplicativos RFID. Uma etiqueta pode requerer a incorporação de um objeto que possa variar em tamanho, contorno e material da superfície. A embalagem define para a etiqueta, na maioria dos casos, a sua utilidade. Muitas vezes o tamanho da embalagem é definido pela dimensão e forma de sua antena.

A atual tecnologia permite a construção de etiquetas flexíveis, também chamadas de etiquetas inteligentes. Esse tipo de etiqueta também pode possuir consigo um rótulo que pode ser um adesivo na parte superior. Dependendo do formato, nesse adesivo pode conter também um código de barras que auxilia em caso de necessidade por parte de alguma empresa que não possua RFID, por isso são chamadas etiquetas inteligentes [3].

As etiquetas podem ser colocadas dentro de vários objetos ou embalagens, tais como: cartões de plástico para chaves de carro ou porta; de vidro para injetar em animais que chega a medir cerca de 32 mm como se pode ver na Figura 2.8; carcaças que evitem a digestão ou corrosão para serem implantadas em estômagos de animais; papel para ser colocado em livros ou caixas de papelão; entre outros modelos existentes.

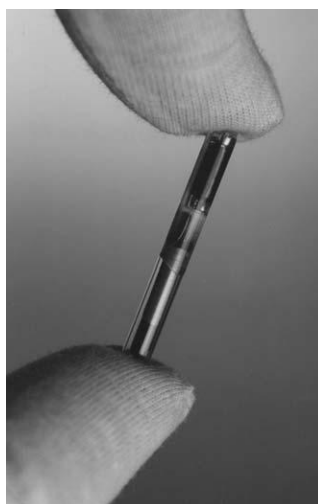


Figura 2.8 - Exemplo de formato de uma etiqueta RFID usada em aplicações de identificação de animais [1].

Na Figura 2.9 é possível ver a engenharia feita para construir a etiqueta mostrada na Figura 2.8. A etiqueta possui diversos componentes que a ajudam a realizar a aplicação de identificação de animais.

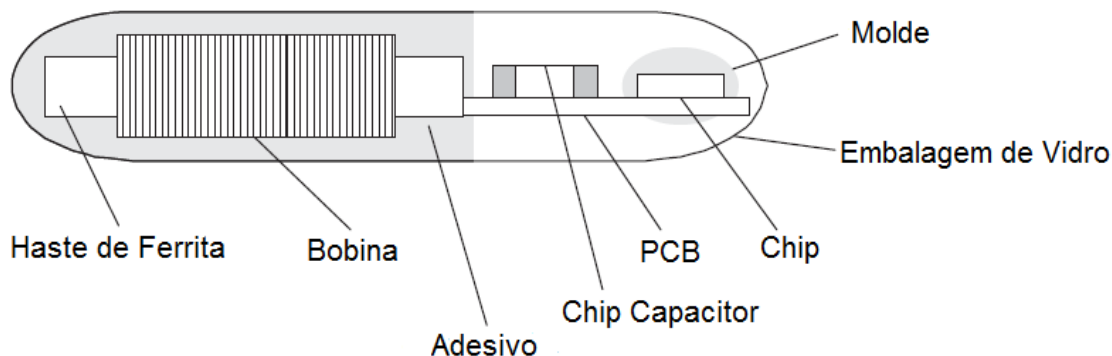


Figura 2.9 - Estrutura interna de uma etiqueta RFID de vidro [1].

Já há avanços muito grandes em relação às etiquetas RFID, como é o caso das etiquetas sensoriais. Elas oferecem a capacidade de monitorar, medir e gravar as diferentes condições ambientais, tendo um conceito muito simples. Um sensor é colocado junto com a etiqueta em seu encapsulamento para interagir e registrar qualquer condição para a qual o sensor esteja apto a captar.

Algumas das etiquetas sensoriais mais interessantes já desenvolvidas são capazes de detectar, registrar e transmitir as alterações na pressão do ar, temperatura, volume de líquidos ou a presença de agentes químicos ou bacterianos.

Muitos outros formatos de etiquetas podem ser encontradas na ciência e na literatura específica para RFID, cada uma com diferentes tamanhos, formas e materiais que as compõem [1] - [3].

2.3.2 - Leitores RFID

O leitor RFID, também chamado de interrogador, é um dispositivo que captura e processa dados de uma etiqueta. Embora alguns leitores possam escrever dados em etiquetas, ele ainda é essencialmente um leitor ou interrogador. O leitor só irá processar escritas caso as etiquetas permitam, o sistema instalado possibilite e a aplicação exija essa função. Operações de leitura e escrita em etiquetas RFID são executadas usando o princípio de funcionamento chamado de mestre-escravo, nesse caso o leitor RFID assume o papel de mestre (centralizador) e as etiquetas RFID (papel de escravos) apenas respondem aos comandos do leitor RFID. Esse princípio pode ser visto na Figura 2.10 [1].

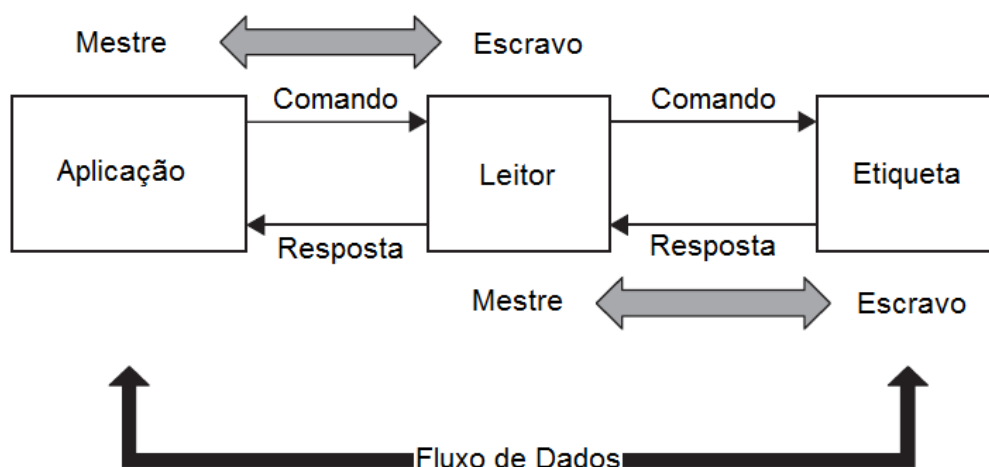


Figura 2.10 - Princípio de funcionamento mestre-escravo usado em leitores RFID [1].

Todas as atividades dos leitores e etiquetas RFID são iniciadas pelo conjunto de *softwares* de RFID (serão vistos na seção 2.3.5). Em uma estrutura hierárquica, os *softwares* representam sempre o mestre (mestre principal porque sempre é mestre); enquanto o leitor é um mestre secundário (mestre na conversação com a etiqueta e escravo na conversação com os *softwares*) e as etiquetas sempre são escravos nessa arquitetura. A Tabela 2.2 retirada de [1] mostra como ocorre uma comunicação entre leitor RFID - etiqueta RFID - *softwares* RFID (Aplicação). Aqui nesse exemplo um primeiro comando de leitura leva à ativação da etiqueta RFID, seguida de execuções e comandos de autenticação e de transmissão de dados.

Tabela 2.2 - Exemplo de execução de um *software* RFID em conjunto com uma etiqueta e um leitor RFID [1].

Conversaço Aplicaço ↔ Leitor	Conversaço Leitor ↔ Etiqueta	Comentário
→Blockread_Address[00]		Leia o [endereço] na etiqueta
	→Request	Etiqueta está na Região de leitura?
	←ATR_SNR[4712]	Etiqueta responde com nº serial
	→GET_Random	Inicia a autenticação
	←Random[081514]	
	→SEND_Token1	
	←GET_Token2	Autenticação bem sucedida
	→Read_@[00]	Ler o comando [endereço]
	←Data[9876543210]	Dados são enviados pela etiqueta
←Data[9876543210]		Dados são enviados para a aplicação

As principais funções de um leitor RFID são: dar suporte de transmissão de dados com a etiqueta; estruturar a sequência de comunicação com as aplicações/*softwares*; e a transferência de dados entre o *software* de aplicação e as etiquetas. O leitor também é responsável por criar uma interface amigável com um computador. Na Figura 2.11 são mostrados dois exemplos de leitores RFID comerciais (fixo e portátil) [1] - [3].



Figura 2.11 - Exemplos de leitores RFID: (a) leitor fixo UHF, e (b) leitor portátil UHF com Wi-Fi e *SmartPhone* [18] - [19].

Vale salientar que no caso do uso de leitores RFID em etiquetas passivas ou semi-ativas, o leitor fornece a energia necessária para ativar ou energizar a etiqueta através do campo eletromagnético gerado por ele. O alcance deste campo é, geralmente, determinado pelo tamanho das antenas e pela capacidade do leitor. O tamanho da antena geralmente é definido pelos requisitos da aplicação. Todavia, a potência do leitor é que define a intensidade do campo eletromagnético que será produzido e que geralmente é limitado pelos regulamentos e normas de cada país. Por esse motivo, incompatibilidades existem na tecnologia RFID.

Um dos aspectos mais importantes em uma conexão entre o leitor e a etiqueta é a frequência de operação. Essa frequência pode variar de acordo com o aplicativo, normas e regulamentos. Em geral, a frequência define a taxa de transmissão de dados (velocidade) entre a etiqueta e o leitor. Quanto menor a frequência, menor será a taxa de transmissão. No entanto, velocidade não é a única consideração na criação de uma solução RFID. Condições ambientais podem desempenhar um papel significativo ao determinar a frequência de funcionamento ideal para um aplicativo específico. Por exemplo, o alumínio das latas de refrigerante e a presença de outras ondas de rádio produzidas por fornos micro-ondas ou telefones sem fio, podem criar interferência nas bandas UHF ou micro-ondas, respectivamente.

Para sistemas RFID que proporcionam a possibilidade de escrever e ler dados, o leitor pode executar a tarefa de escrever dados na etiqueta. Isso pode ser útil no caso de uma etiqueta ficar sem espaço em sua memória. Neste caso o leitor poderá “zerar” sua memória e introduzir novos dados. Com uma etiqueta de leitura e gravação, os dados podem ser alterados, adicionados ou mesmo eliminados em qualquer instante, até mesmo os dados do fabricante podem ser apagados e substituídos.

O leitor também é responsável pelo fluxo de dados entre as etiquetas e o computador. Normalmente, o leitor se comunica com o computador através de uma porta serial ou uma conexão *ethernet*. Um leitor também pode estar equipado para se comunicar com o computador através de uma conexão sem fio, sobretudo se for um leitor portátil [3].

2.3.2.1 Componentes de um leitor RFID

Em todos os sistemas RFID, os leitores podem ser divididos em duas categorias ou dois componentes principais: a Unidade de Controle e a Interface RF (que consiste em um transmissor e um receptor). Essa estrutura pode ser vista no diagrama de blocos da Figura 2.12.

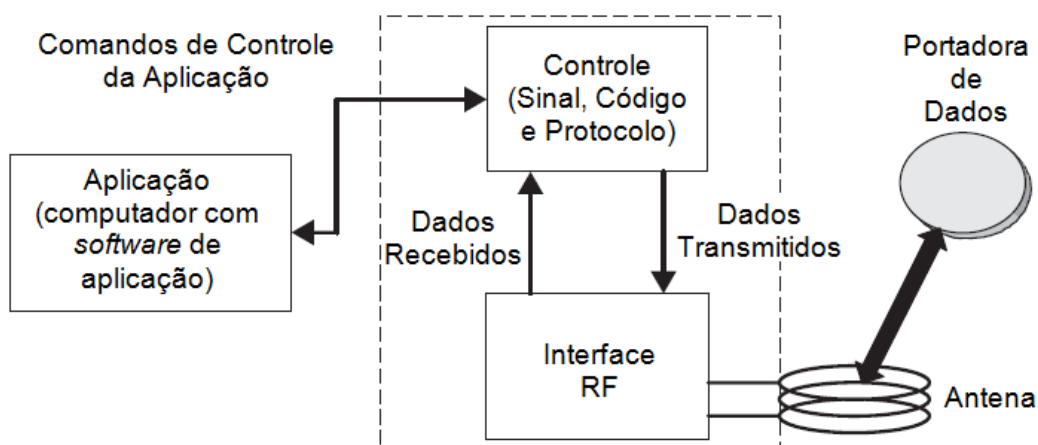


Figura 2.12 - Diagrama de blocos dos componentes de um leitor RFID [1].

O componente de **Interface RF** do leitor RFID realiza as seguintes funções primárias: gera potência de transmissão em alta frequência para ativar a etiqueta RFID e lhe conceder energia; realiza a modulação do sinal para enviar dados às etiquetas RFID; e recebe e demodula os sinais RF transmitidos pelas etiquetas RFID.

Essa Interface RF contém dois circuitos de sinais independentes para realizar os dois sentidos de fluxo: transmissão e recepção. Os dados transmitidos para a etiqueta RFID viajam através do módulo transmissor. Por outro lado, os dados recebidos vêm pelo módulo receptor [1].

O componente da **Unidade de Controle** do leitor RFID realiza as seguintes funções básicas: comunica-se com o *software* de aplicação e executa os comandos a partir do *software* de aplicação; realiza o controle da comunicação com a etiqueta RFID (princípio mestre-escravo); e codifica e decodifica os sinais.

Em sistemas mais complexos é possível encontrar leitores com uma Unidade de Controle que realize outras funções bem específicas, entre elas tem-se: executa um algoritmo anti-colisão; criptografa e descriptografa os dados para serem transmitidos entre etiqueta e leitor RFID; e realiza autenticação entre etiqueta e leitor RFID. A Unidade de Controle é baseada em um microprocessador que realiza estas funções complexas [1].

2.3.3 - Antenas RFID

A antena é um elemento importante em qualquer sistema que utilize radiofrequência e não seria diferente em RFID. Seu desempenho afeta drasticamente o funcionamento de RFID.

Aqui, a antena é responsável pela comunicação entre etiquetas e leitores e por essa razão é classificada em dois grupos: antenas para etiquetas e antenas para leitores.

O projeto de antenas RFID exige um grande esforço de seu desenvolvedor. Entre os desafios, tem-se: determinar uma boa estrutura, adequar o tamanho da antena, obter boa largura de banda, obter múltiplas bandas, polarização adequada à aplicação, o acoplamento múltiplo entre as várias estruturas etc.

Na concepção de antenas para RFID, alguns outros problemas, tais como efeitos ambientais sobre às etiquetas, ambientes muito úmidos ou com água, etiquetas ou leitores RFID cercados por objetos metálicos, devem ser levados em consideração.

Nessa seção será mostrada essa classificação, bem como a importância da polarização. No capítulo 3 será mostrado um tipo específico de antena (antena de microfita) que serve para ser utilizado em antenas para leitores RFID. Esse tipo de antena é usado no projeto desta Tese [20].

2.3.3.1 - Antenas para etiquetas RFID

As antenas para etiquetas RFID não só transmitem as ondas eletromagnéticas que carregam as informações das etiquetas, como também precisam das ondas eletromagnéticas geradas pelo leitor RFID para energizar-se. Outro fator importante é o formato da antena e o local a ser colocada, pois determinam a zona de cobertura, o intervalo e a exatidão do sistema.

A antena da etiqueta normalmente é feita sobre a mesma superfície onde se encontra o circuito integrado e é encapsulada dentro da embalagem da etiqueta. A Figura 2.13 mostra o formato de uma antena e o local onde ela se encontra dentro de várias etiquetas RFID. O tamanho dessa antena vai determinar o tamanho da etiqueta e seu formato também [3].

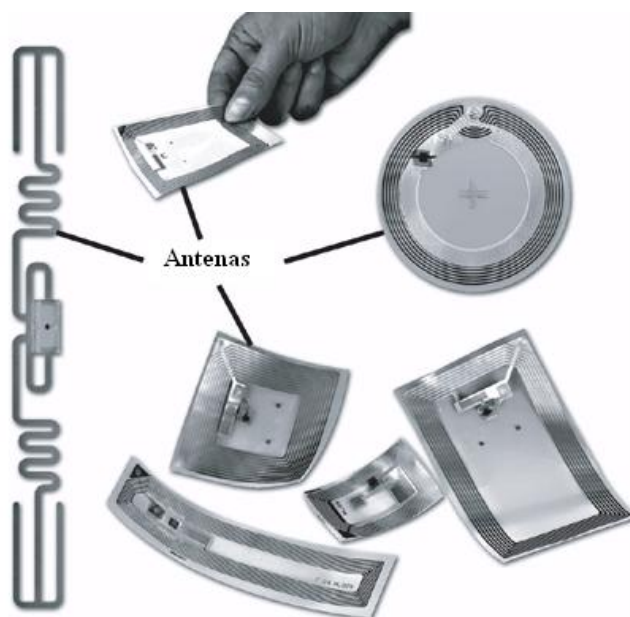


Figura 2.13 - Exemplo de várias tipos de antenas para etiquetas RFID [3].

Na maioria dos casos, a antena da etiqueta RFID deve apresentar irradiação do tipo omnidirecional. Em geral, a impedância do *chip* não é de 50Ω e a antena da etiqueta precisa estar com sua impedância casada à do *chip*, a fim de obter máxima potência do *chip* da etiqueta RFID e isso leva ao seu correto funcionamento [20]. Em aplicações comuns, as antenas das etiquetas RFID devem possuir baixo custo e ser de fácil construção para que assim possam ser fabricadas em massa.

Sendo assim, o casamento de impedâncias da antena com o *chip* da etiqueta é muito importante para o projeto dos sistemas RFID e isso tem sido muito discutido na ciência e na indústria, tendo guiado os projetos das etiquetas. Muitas antenas de etiquetas de uso comum são fabricadas com a transformação de impedância simples para combinar com a impedância especial do *chip*. Na faixa de frequência de micro-ondas algumas antenas de etiquetas têm sido projetadas para integrar seus circuitos específicos já existentes com uma impedância de 50Ω .

Para maximizar a transferência de energia entre a antena e o *chip* da etiqueta RFID deve haver sempre um casamento de impedâncias entre a antena e o *chip*. Hoje a impedância da maior parte das antenas usadas em etiquetas tem variado entre 50Ω e 75Ω , enquanto que a impedância do *chip* pode apresentar valores muito variados ou pode variar com a frequência

de funcionamento. É extremamente importante conseguir esse casamento de impedâncias, por isso essa missão está sempre presente na vida dos projetistas de etiquetas RFID [20].

2.3.3.2 - Antenas para leitores RFID

A antena de um leitor RFID transmite energia eletromagnética responsável por ativar uma etiqueta RFID; realiza a transferência de dados; e envia as instruções para uma etiqueta. Em geral, a posição de uma etiqueta RFID é aleatória e o modo como ela é colocada em produtos ou seres vivos varia muito. Por isso, a antena dos leitores RFID precisa ter uma polarização adequada à aplicação que irá ser utilizada. Na seção a seguir será mostrada a influência dessa polarização nas aplicações RFID.

As antenas para leitores RFID precisam possuir baixo perfil e serem concebidas de forma a serem miniaturizadas (o máximo possível). Em muitos casos e aplicações exigem-se antenas que funcionem em mais de uma faixa de frequência. Em casos especiais, o uso de múltiplas antenas ou sistemas com antenas inteligentes se faz necessário [20].

As características de uma antena para um leitor RFID também variam muito dependendo dos requisitos do aplicativo. Em certos casos, tais como leitores portáteis, a antena está montada diretamente no leitor. Em outros casos, várias antenas podem ser montadas fora do leitor e posicionadas estrategicamente para melhorar a qualidade e o alcance dos sinais de rádio. Um exemplo básico desse modelo é um leitor RFID criado para ser usado em prateleiras de um ambiente farmacêutico que irá definir a quantidade de produtos que estão nas prateleiras de uma farmácia. A Figura 2.14 mostra muito bem esse exemplo [3] - [21].



Figura 2.14 - Leitor RFID usado em prateleira de uma farmácia [21].

2.3.3.3 - Polarização em antenas RFID

Uma característica muito importante para RFID é a polarização de suas antenas. Por definição, a polarização de uma antena é definida em termos da orientação do vetor campo elétrico na direção de máxima irradiação.

Uma onda eletromagnética move elétrons no plano perpendicular à direção de propagação, e não ao longo da direção de propagação. A direção indicada pelo campo elétrico determina a polarização de uma onda eletromagnética irradiada [11] - [14].

Quando esta direção é constante no tempo, a onda é considerada **linearmente polarizada**. É possível que a direção de polarização seja dependente do tempo, onde o campo elétrico gira em torno do eixo de propagação como uma função do tempo, com amplitude constante. Dessa forma a irradiação é considerada **circularmente polarizada**.

Se os tipos de polarização da antena do leitor RFID e da antena da etiqueta RFID não apresentarem uma boa interação, poderá haver um fraco acoplamento do sinal. Muitas antenas

de etiquetas são formadas por uma linha de metal simples. Caso esta linha não esteja alinhada com a direção do campo elétrico emitido pela antena do leitor, a corrente induzida na antena da etiqueta será mínima, inviabilizando a alimentação de energia na etiqueta RFID.

Caso uma antena de polarização circular seja usada no leitor RFID, a onda irá interagir com uma antena linear de uma etiqueta disposta em qualquer ângulo no plano perpendicular ao eixo de propagação, mas em todo caso, apenas metade da potência do sinal transmitido será recebida, já que a polarização circular é dividida nas componentes vertical e horizontal em cada instante de tempo. Portanto, antenas com polarização circular devem ser usadas apenas quando não for possível garantir a orientação das etiquetas RFID [11] - [14].

Nas aplicações, em geral, a posição de uma etiqueta RFID é aleatória e o modo como ela é colocada em produtos ou seres vivos varia muito. Por isso, a antena dos leitores RFID precisa ter uma polarização circular, de modo a evitar a perda de polarização quando a orientação do objeto ou ser vivo for alterada.

Nos sistemas atuais de RFID, a antena do leitor RFID tem sido projetada para ser uma antena polarizada circularmente. Antenas do tipo *patch* ou em espiral são típicas antenas de leitor RFID. Em alguns casos, antenas com polarização linear podem ser usadas. Algumas antenas de etiquetas são polarizadas circularmente.

Por exemplo, uma antena linear oferece um alcance melhor que uma antena circular. Ao mesmo tempo, uma antena linear produzirá resultados de leitura menos precisos em aplicações onde a orientação da antena de uma etiqueta relativamente à antena do leitor possa variar aleatoriamente. Isto torna a antena linearmente polarizada mais adequada para aplicações onde a orientação de um item seja sempre a mesma, tal como uma linha de montagem industrial automatizada; já a antena circularmente polarizada é mais adequada para aplicações onde os objetos poderão estar em qualquer posição, como em cadeias de produção e distribuição de objetos do varejo [3] - [20].

2.3.4 - Elementos de *software*

As características de *hardware* de um computador servidor geralmente dependem dos tipos de aplicativos de *software* em execução no computador. Por isso define-se a função do servidor em termos do seu aplicativo. Os aplicativos do servidor são basicamente *softwares* que utilizam os dados gerados por RFID.

Os recursos específicos e as funções dos elementos de *software* de RFID variam muito dependendo da aplicação e de seus requisitos. Para esses elementos existem as seguintes categorias: *software* RFID; RFID *Middleware* e Aplicativos do *Host*. Tais *softwares* podem ser executados na etiqueta, no leitor e no computador servidor de RFID. Embora cada categoria dessas possua suas definições e funções é interessante perceber através da Figura 2.15 a ligação e a sobreposição existentes entre elas [3].

Ainda existe uma outra categoria de *software* muito importante em RFID: os Protocolos de acesso ao meio. Tais protocolos visam evitar um problema comum em qualquer meio de comunicação: a colisão de dados. Na seção 2.3.4.4 será explicado como RFID resolve esse problema através desses protocolos.

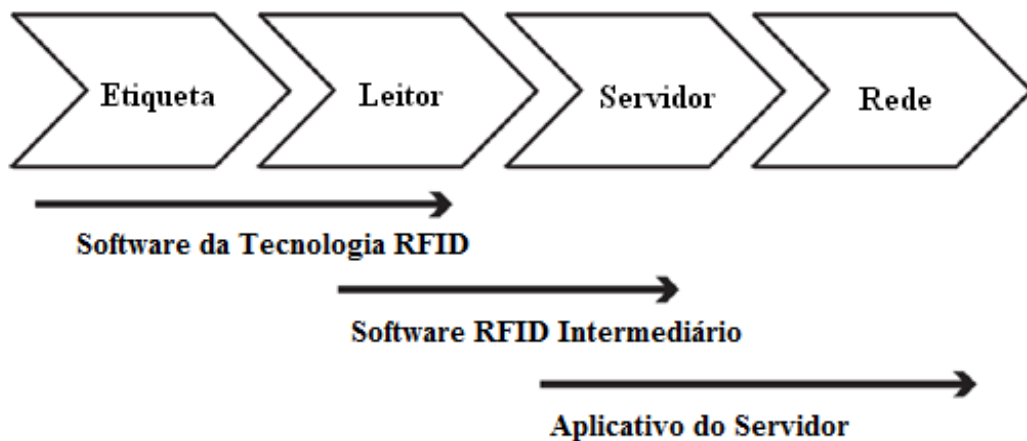


Figura 2.15 - Interação entre os níveis de *software* usados em RFID [3].

2.3.4.1 - *Software* RFID

Este *software* é o conjunto de funções necessárias para habilitar a interação básica entre uma etiqueta e um leitor. Na sua forma mais elementar, a comunicação ocorre em nível de processamento de sinal de rádio. Ela requer *hardware*, *software* de baixo nível e *software* de alto nível para gerenciar o fluxo de dados entre a etiqueta e o leitor.

Leitura e escrita são as funções mais básicas de uma etiqueta RFID. Um leitor solicita a uma etiqueta para ler ou gravar dados em sua memória. A etiqueta acessa sua memória para ler os dados conforme instruções recebidas pelo leitor e transmite os dados novamente para o leitor e tendo espaço em sua memória a etiqueta também pode guardar novos dados.

Existem *softwares* chamados de anti-colisão e eles são usados quando, em qualquer momento, várias etiquetas estiverem no campo de um leitor e devam ser identificadas e controladas simultaneamente. Isto é muito comum em aplicativos para cadeias de produção, por exemplo, em um aplicativo de gerenciamento de estoque implantado em um depósito, onde centenas ou milhares de etiquetas podem estar no campo de visada de apenas um leitor e que pode ter um grande alcance. Cada caixa das centenas ou milhares que existam no depósito pode conter mais uma centena de objetos ou itens com etiquetas a serem identificadas e controladas.

Por isso esse tipo de *software* é bastante utilizado. Esse *software* exige cooperação entre as etiquetas e os leitores a fim de que não aconteça que centenas de etiquetas tentem se comunicar com o leitor ao mesmo tempo. Em alguns casos, os algoritmos podem ser bem simples, bastando apenas fazer com que as etiquetas gerem um tempo aleatório de resposta ao leitor. Esse mecanismo de *software* será descrito mais a frente como Protocolos de Acesso ao Meio [3].

Um leitor RFID pode possuir um *software* que detecte e corrija erros de transmissão da etiqueta RFID. Esse tipo de *software* ainda pode conter um algoritmo que detecte e descarte dados duplicados ou incompletos.

Criptografia, autorização e autenticação são úteis quando há a necessidade de troca de dados sigilosos que exijam segurança, entre o leitor e a etiqueta, devendo os dois cooperar

para executar o protocolo necessário para alcançar o nível desejado de segurança de dados, por exemplo, para impedir que um leitor não autorizado faça leitura dos dados das etiquetas.

Sendo assim, os dois, etiqueta e leitor, deverão executar o mesmo protocolo podendo esse exigir um código ou uma senha para validar o pedido, finalizando na troca de informação segura e autorizada. Esse tipo de ferramenta é encontrada nos diversos modelos de *softwares* RFID disponíveis no mercado [3]. Essa etapa de segurança será mostrada mais a frente.

2.3.4.2 - RFID *middleware*

Este tipo de *software*, também chamado de *software* intermediário RFID, consiste em um conjunto de componentes de *software* que atua como uma ponte ou ligação entre os componentes do sistema RFID (leitor e etiquetas) até o aplicativo do servidor e realiza duas funções principais, sendo elas: o monitoramento do estado do leitor RFID e o gerenciamento da troca de dados entre a etiqueta e o leitor. Essas funções, muitas vezes estão relacionadas em compartilhar dados em comum. No entanto, elas possuem características muito exclusivas.

A função de monitoramento do leitor é especialmente importante em ambientes onde vários leitores são distribuídos em um único, ou vários locais, onde o controle manual não seria prático. Por exemplo, em um armazém onde existam vários leitores RFID posicionados estrategicamente e necessitem de ordem e agilidade. Quando um falhar, o sistema não irá parar como um todo e os outros passarão a receber novas funções, substituindo em tempo real o leitor RFID com defeito.

A função de gerenciamento da troca de dados entre a etiqueta e o leitor, executa tarefas como codificação, processamento, filtragem, agregação e recolhimento de dados entre a etiqueta e o leitor para integração com o aplicativo do servidor. Esse tipo de *software* é útil para corrigir dados duplicados e redundantes. Outra tarefa executada aqui é a normalização dos dados, principalmente na ausência de normas e padrões de protocolos entre sistemas operacionais proprietários. O *software* traduz vários formatos de dados e os transformam em um único formato normalizado para a integração mais fácil no nível de aplicativo do servidor [3] - [13].

2.3.4.3 - Aplicativos do *host*

O Aplicativo do *Host* também conhecido como Aplicativo do Servidor recebe os dados tratados e normalizados enviados a partir da etiqueta, através do leitor e do RFID *Middleware*. Normalmente é um programa que previamente existe em uma empresa, tal como um sistema de controle de inventário. Dependendo da sofisticação do RFID *Middleware* e as capacidades dos Aplicativos do *Host*, o *software* desse aplicativo ainda não precisa saber a origem real dos dados que espera receber.

Por exemplo, RFID pode ser implantado em uma empresa que já tenha feito o cadastro de produtos através de outros sistemas, como o código de barras ou NFC. Então o aplicativo do servidor apenas irá receber esses dados sem se preocupar com a origem dos mesmos, mas sendo que se essa atividade tivesse sido realizada por RFID e não pelo código de barras, os *softwares* RFID *Middleware* iriam sempre comunicar a origem do produto. Para uma empresa como essa, que possuía apenas o código de barras, existem vários *softwares* RFID que convertem os dados originais para dados novos da tecnologia RFID, como exemplificado na Figura 2.16, através do *software* comercial *BarTender*®. Em poucos sistemas haverá a necessidade de inserção desses dados apenas através da leitura RFID, não permitindo anexar dados anteriores captados através de outras tecnologias [3].

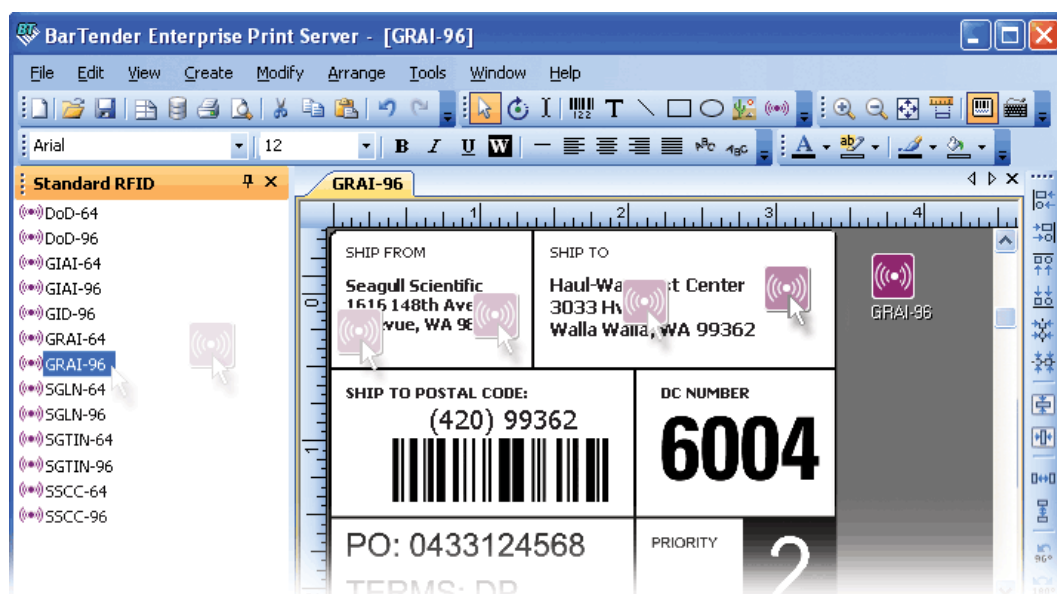


Figura 2.16 - Exemplo de *software* usado em RFID [22].

2.3.4.4 - Colisões e protocolos de acesso ao meio

Em qualquer rede ou sistema de difusão de dados, uma questão fundamental é determinar quem pode usar o canal de comunicação quando há uma disputa por ele. O caso se torna mais complicado quando apenas um único canal está disponível naquele momento, pois a determinação de quem poderá fazer uso do canal deve ser muito bem definida. Os protocolos usados para determinar quem será o próximo a transmitir ou receber dados em um canal de múltiplo acesso pertencem a uma subcamada da camada de enlace de dados do Modelo de Referência OSI (Interconexão de Sistemas Abertos), conhecida como MAC (Controle de Acesso ao Meio) e esses protocolos são chamados de Protocolos de Acesso ao Meio.

Esse tipo de protocolo nasceu para evitar um problema grave existente nos meios que realizam difusão de dados: a colisão de dados. A colisão ocorre quando dois computadores ou equipamentos tentam enviar seus dados ao mesmo tempo. A colisão é normal, existe em todo sistema de difusão de dados, mas precisa ser solucionada para que os dados que trafegam naquele sistema não se percam e nem sejam danificados.

Em redes de computadores comuns, onde as máquinas estão equipadas com placas de rede, o acesso ao meio compartilhado pode ser realizado através dos protocolos chamados de CSMA (Acesso Múltiplo com Detecção de Portadora) que, entre outras coisas, define quais máquinas devem escutar o meio compartilhado antes de uma transmissão [15] - [23].

Ao contrário disso, equipamentos com baixo poder computacional e poucos recursos de *hardware* e *software*, como sistemas passivos RFID, dispõem de recursos limitados, não podendo funcionar com protocolos como o CSMA. Dessa maneira, as etiquetas passivas RFID usam o método mais simples para acessar um meio compartilhado que é transmitir assim que houver a necessidade [1] - [15].

Quando há a presença de diversas etiquetas RFID na região de leitura de um leitor RFID, essas etiquetas comumente responderão as requisições/solicitações simultaneamente, havendo assim a possibilidade de ocorrerem as colisões de dados. Como resultado das colisões que surgem durante o processo de comunicação com a etiqueta RFID há o

desperdício de energia, largura de banda e tempo. Dessa maneira, os leitores RFID precisam implementar algum procedimento anti-colisão.

Em RFID a energia e a capacidade computacional são limitados, portanto é inviável a implementação de procedimentos anti-colisão sofisticados como o CSMA/CD que detecta colisões ou o CSMA/CA que emprega meios capazes de evitar uma colisão. Em geral, são usados mecanismos que seguem o padrão de divisão por tempo para acesso ao meio compartilhado, conhecido como TDMA (Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo) [1] - [15].

2.4 - Princípios básicos de funcionamento

Nesta seção serão descritos os princípios básicos de funcionamento de RFID, com a descrição da interação básica entre etiqueta e leitor RFID, em especial a transferência de dados entre eles. RFID possui duas principais categorias de funcionamento: **sistema de transmissão de 1 bit**, que está dividido em: radiofrequência, micro-ondas, divisão de frequência, eletromagnético e acústico magnético; e **sistema de transmissão de n bits**, que se divide em *full* e *half-duplex* e os procedimentos sequenciais, conforme pode ser visto no diagrama de blocos apresentado na Figura 2.17.

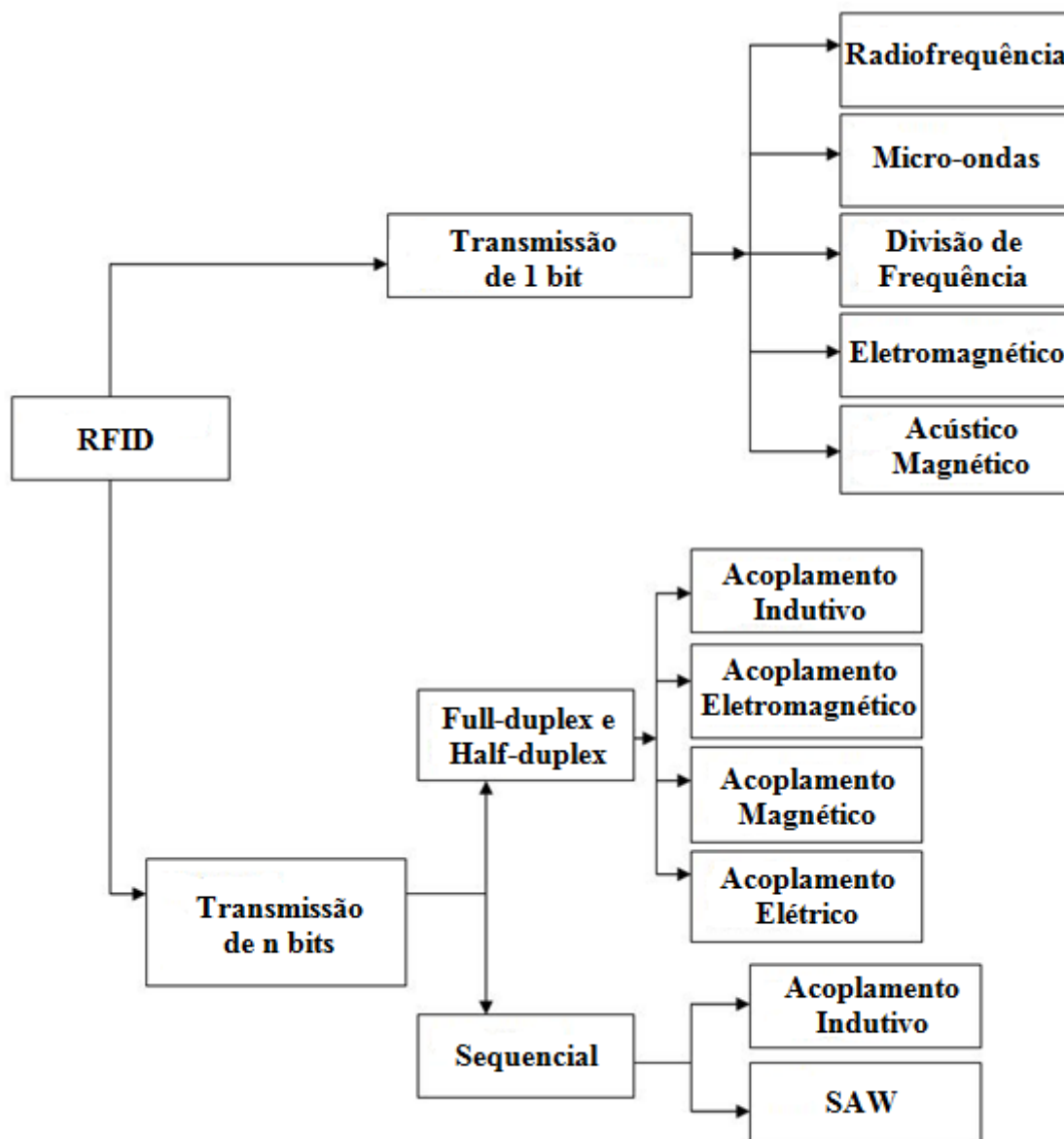


Figura 2.17 - Diagrama de blocos da classificação dos sistemas de transmissão RFID [1].

2.4.1 - Princípios de transmissão de 1 bit

Um bit é a menor unidade de informação que pode ser representada e possui apenas dois estados, 1 ou 0. Isto significa que apenas duas situações podem ser representadas por sistemas com base de transmissão de 1 bit: primeira, “a etiqueta está na região de leitura do leitor RFID”; segunda, “a etiqueta não está na região de leitura do leitor RFID”. Apesar dessa

limitação, os sistemas de 1 bit são muito generalizados e usados. Sua principal aplicação consta de um dispositivo anti-furto em lojas, ou seja, Vigilância Eletrônica de Artigos (EAS).

Um sistema EAS é constituído pelos seguintes componentes: a antena de um leitor RFID, o elemento de segurança, ou seja, a etiqueta RFID e um dispositivo de desativação da etiqueta após o pagamento do produto. Nos sistemas mais modernos, a desativação é realizada no ato do pagamento, pelo próprio caixa eletrônico através de um sistema interligado. Alguns sistemas também podem possuir um elemento responsável por reativar a etiqueta mesmo depois de sua desativação.

O que caracteriza o desempenho desse sistema é a distância entre os leitores e as etiquetas, que se localizam nas portas e nos produtos, respectivamente. A seguir serão mostrados os tipos de transmissão de 1 bit, são eles: Radiofrequência, Micro-ondas, Divisão de Frequência, Efeito Eletromagnético e Efeito Acústico Magnético [1].

2.4.1.1 - Por radiofrequência

O procedimento de radiofrequência baseia-se em um circuito ressonante LC ajustado para uma frequência ressonante f_r . Para garantir que a resistência não se torne muito elevada e reduza a qualidade do circuito ressonante para um nível inaceitável, a espessura do condutor de alumínio deve ser de 25 μm e a espessura de um polietileno deve ser de 50 μm . O leitor RFID gera um campo magnético alternado no intervalo de frequência de rádio, conforme a Figura 2.18.

Se o circuito ressonante LC se mover nas proximidades desse campo magnético, esse fará com que circule uma corrente dentro do circuito ressonante energizando a bobina da etiqueta RFID. Se a frequência do leitor combinar com a frequência ressonante do circuito LC da etiqueta, então haverá uma pequena variação na tensão entre os terminais da bobina. A magnitude dessa variação irá depender da separação entre as bobinas da etiqueta e do leitor e do fator de qualidade Q do circuito ressonante formado pelo sistema [1].

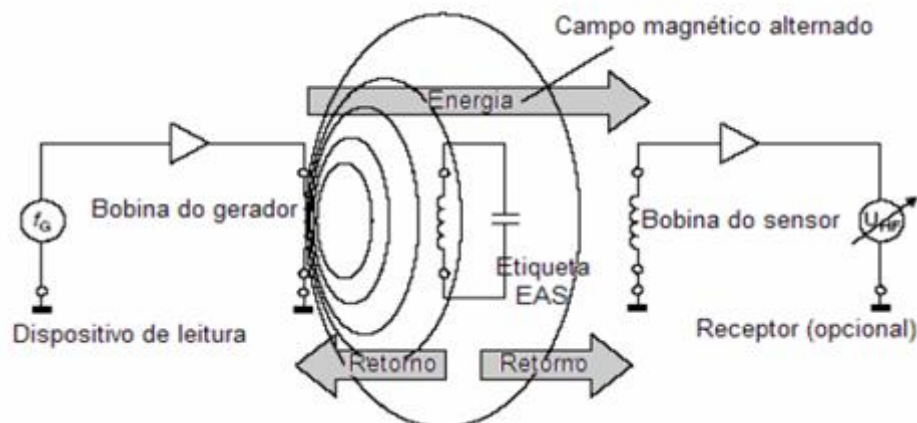


Figura 2.18 - Funcionamento de transmissão de 1 bit por radiofrequência [1].

Por serem muito baixas, as variações na tensão das bobinas do leitor RFID ou de um sensor (caso exista), se tornam difíceis de serem percebidas, por isso o sinal precisa estar livre de interferência.

Para produzir uma queda na tensão das bobinas do leitor ou de um sensor, é necessário que o sistema oscile sempre que a frequência lida pelo leitor corresponda à frequência da etiqueta RFID. Essa queda na tensão sinaliza a presença de uma etiqueta na zona de leitura do campo magnético do leitor.

A Figura 2.19 mostra exatamente uma variação na impedância nos terminais da bobina do leitor para um sistema de transmissão de 1 bit por Radiofrequência. É interessante perceber, que quando há um encontro entre as frequências, do leitor e da etiqueta, também há uma variação na impedância da bobina do leitor [1].

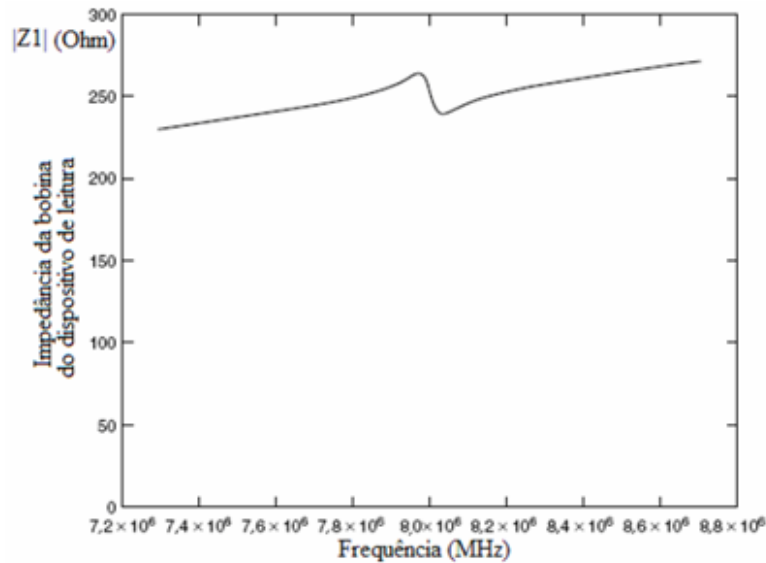


Figura 2.19 - Variação na impedância Z1 em uma transmissão de 1 bit por radiofrequência gerada pelo encontro do leitor e etiqueta RFID [1].

Para que as etiquetas RFID sejam desativadas no caixa, elas devem ser alteradas para que não ativem o sistema RFID anti-roubo. Para tanto, basta apenas o caixa colocar a etiqueta em um equipamento conhecido como desativador RFID, que gera um campo magnético elevado o suficiente para destruir o circuito da etiqueta; ou simplesmente remover a etiqueta RFID do produto.

2.4.1.2 - Por micro-ondas

Sistemas de transmissão de 1 bit no intervalo de micro-ondas exploram a geração de componentes harmônicas com características não-lineares, utilizando diodos, pois os diodos possuem uma característica não-linear de tensão-corrente. O diodo escolhido para uso no sistema é quem irá definir o número e a intensidade das harmônicas geradas. O esquema de transmissão de 1 bit utilizando o intervalo de frequência de micro-ondas, em geral, é muito simples, existindo apenas um diodo ligado a uma antena que será projetada para a frequência da portadora, que nesse tipo aplicação, RFID, pode ser de 2,45 GHz ou de 5,8 GHz. A Figura 2.20 mostra o esquema de transmissão usando micro-ondas.

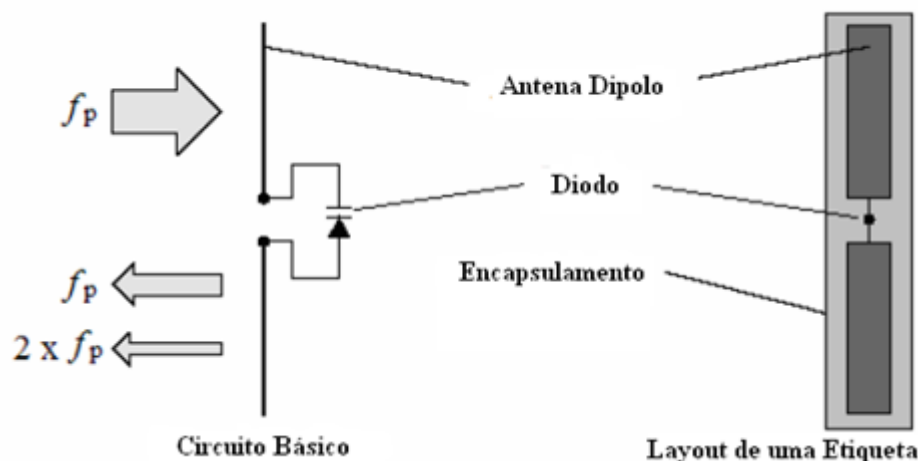


Figura 2.20 - Transmissão de 1 bit por micro-ondas [1].

Para que haja o funcionamento de RFID, é necessário que a etiqueta esteja na região de leitura e seja induzida por um campo elétrico gerado pelo leitor RFID. Uma corrente flui pelo dipolo até o diodo, que por sua vez irradia, na maioria das vezes, os 2º e 3º harmônicos da frequência da portadora. A Figura 2.21 mostra que o leitor é capaz de perceber essa transmissão feita no 2º harmônico da frequência da portadora, pois o mesmo foi ajustado para tal frequência [1].

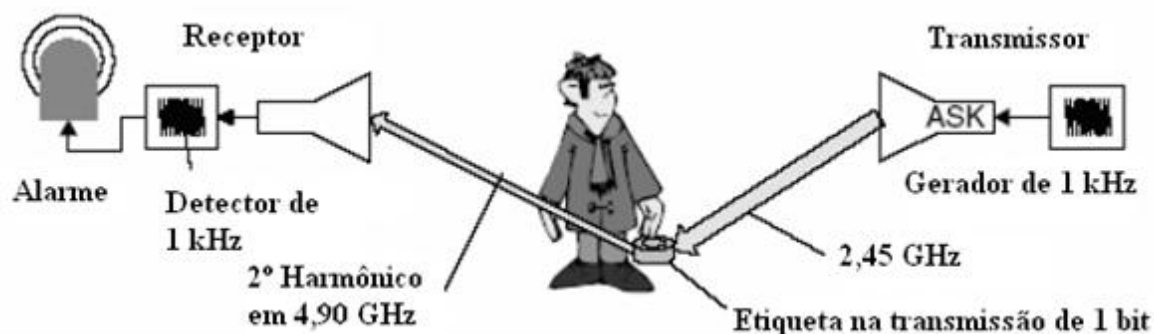


Figura 2.21 - Percepção da presença de uma etiqueta RFID na região de leitura do leitor RFID em micro-ondas [1].

Faz-se o uso das modulações ASK (Chaveamento em Amplitude) ou FSK (Chaveamento em Frequência) da portadora, para garantir maior segurança e precisão. Assim, as harmônicas terão a mesma modulação, permitindo que o sinal seja livre de interferência de meios externos ao sistema. Esse tipo de aplicação é comum com o uso de pelo menos dois portais como leitores RFID.

2.4.1.3 - Por divisão de frequência

Esse tipo de transmissão opera na faixa de frequência 100 Hz a 135,5 kHz. A etiqueta RFID é composta por uma bobina, um circuito ressonante e um *chip*, que tem por função dividir por dois a frequência da portadora e retransmitir o sinal para o leitor RFID, que fará a identificação e execução da aplicação. O processo é semelhante ao do sistema de transmissão de 1 bit por micro-ondas, mas com uma redução da frequência da portadora pela metade. Também é usada a modulação na amplitude ou na frequência (ASK ou FSK) a fim de melhorar o desempenho do sistema. Na Figura 2.22 pode-se ver esse tipo de transmissão [1].

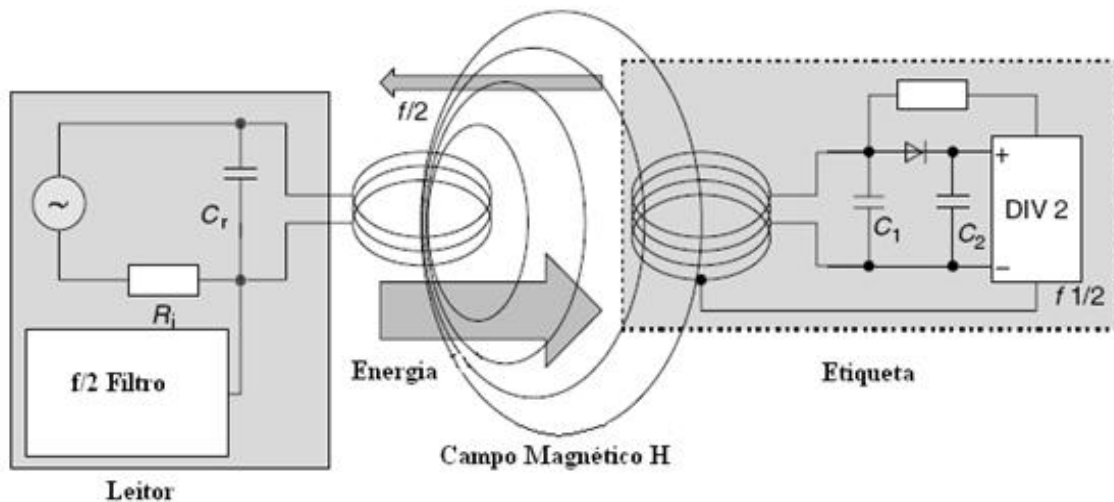


Figura 2.22 - Transmissão de 1 bit por divisão de frequência [1].

2.4.1.4 - Por efeito eletromagnético

Esse tipo de transmissão utiliza campos magnéticos no intervalo de frequência que vai de 10 Hz até 20 kHz. As etiquetas RFID são fabricadas com uma espécie de fita magnética. Sua magnetização é periodicamente revertida e quando a fita se expõe a um alto campo magnético alternado a mesma entra em saturação. A relação acentuada não-linear entre o campo magnético H e a densidade de fluxo magnético B perto da saturação, mais a mudança súbita da densidade de fluxo magnético B nas proximidades do campo H igual a zero, gera componentes harmônicas na frequência de operação da etiqueta.

Esse sistema de transmissão por efeito eletromagnético, pode ser otimizado através da sobreposição de seções adicionais de sinal com frequências mais elevadas que a do sinal principal. Por exemplo, dado um sinal principal com frequência (f_s) de 20 Hz e sinais adicionais (f_1) de 3,5 kHz e (f_2) de 5,3 kHz, eles geram os sinais de 1ª ordem mostrados nas Equações 2.1 a 2.3:

$$f_1 + f_2 = 8,80 \text{ kHz} \quad (2.1)$$

$$f_2 - f_1 = 1,80 \text{ kHz} \quad (2.2)$$

$$f_s + f_2 = 5,32 \text{ kHz} \quad (2.3)$$

Dessa forma, o leitor RFID reagirá com a frequência harmônica básica e também com a soma ou diferença dos sinais adicionais, garantindo assim maior confiabilidade ao sistema.

Sua grande vantagem é que, devido a sua operação em baixa frequência, ele se torna o único sistema (transmissão de 1 bit) para uso em produtos que contêm metal, porém possui uma enorme desvantagem, ele depende da posição em que a etiqueta RFID se encontra. As linhas de campo magnético da etiqueta devem estar verticalmente alocadas através da fita de metal.

Mesmo assim, as etiquetas RFID desse tipo de sistema são muito utilizadas em bibliotecas, pois são muito pequenas e podem ser coladas em livros facilmente e ainda podem ser ativadas e desativadas a qualquer instante, através da magnetização e desmagnetização. Na Figura 2.23 é possível ver esse tipo de etiqueta em um rótulo de um perfume mostrando como pode ser facilmente implementada e colada em objetos variados [1].



Figura 2.23 - Exemplo de etiqueta RFID tipo adesivo usada em transmissão por efeito eletromagnético [1].

2.4.1.5 - Por efeito acústico magnético

De maneira similar ao da transmissão por efeito eletromagnético, esse sistema que opera por efeito acústico magnético utiliza duas fitas magnéticas. Porém, aqui o efeito é chamado de magnetostricção, que é a vibração decorrente das variações inter-atômicas, ou seja, a distância entre os átomos varia com o campo magnético alternado aplicado na direção longitudinal. A amplitude da vibração é alta quando a frequência do campo magnético é igual à frequência de ressonância acústica da fita de metal.

Na Figura 2.24 é demonstrado o funcionamento desse tipo de sistema. Quando a etiqueta encontra-se na região de leitura, as fitas de metal começam a oscilar devido à influência do campo magnético. A oscilação na frequência de ressonância do material é facilmente captada pelo leitor RFID.

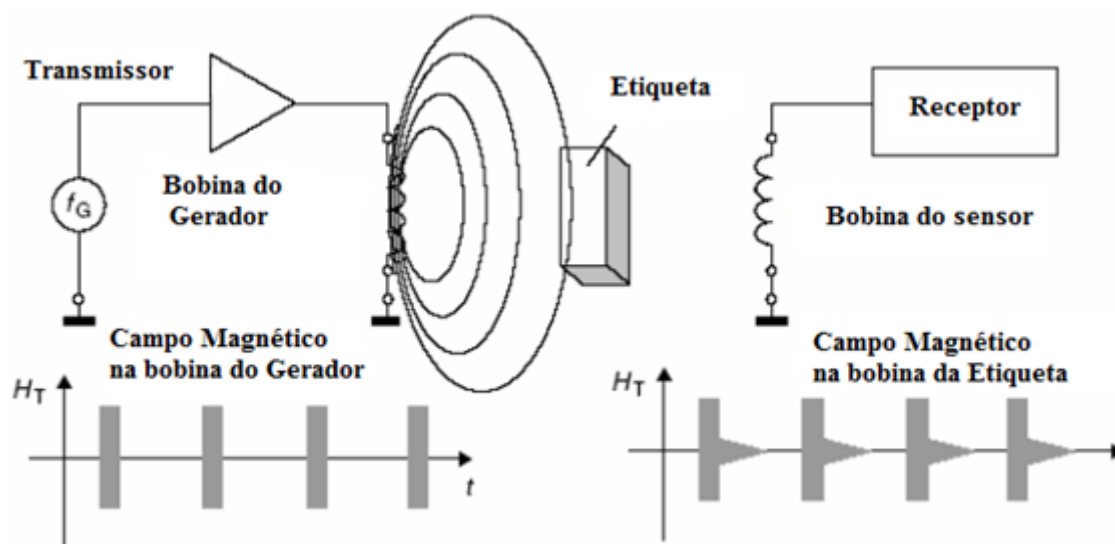


Figura 2.24 - Transmissão de 1 bit por efeito acústico magnético [1].

2.4.2 - Princípios de transmissão de n bits

Em contraste com a transmissão de 1 bit, que normalmente explora simples efeitos físicos, os sistemas de transmissão de n bits e sequenciais utilizam um *chip* eletrônico, trazendo de fato a transmissão de dados. Essa transferência de dados ocorre de duas maneiras principais: procedimento *full-duplex* e *half-duplex* ou procedimento sequencial (SEQ).

Na transmissão *full-duplex* (FDX), a informação é enviada nos dois sentidos e de forma simultânea, não existindo assim perda de tempo com operação de troca de sentido de transmissão entre os dispositivos. Já na transmissão *half-duplex* (HDX), a informação é enviada nos dois sentidos, mas não de forma simultânea. A Figura 2.25 mostra o

comportamento de transferência de energia e de transmissão nos sistemas *full-duplex*, *half-duplex* e do sistema sequencial [1].

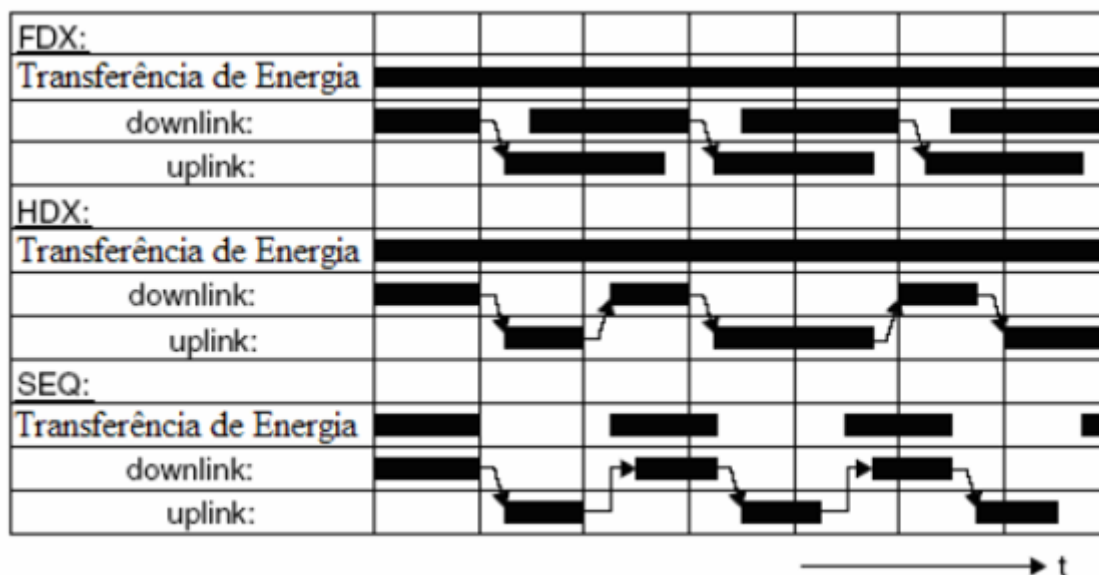


Figura 2.25 - Transmissão de n bits por FDX, HDX e sequencial [1].

A transmissão de energia entre o leitor e a etiqueta RFID é contínua para FDX e HDX, mas não para sequencial (SEQ). Nesse último, os dados e a energia são transmitidos de forma contínua em determinados períodos de tempo. Serão mostrados aqui, os quatro procedimentos de FDX/HDX (Acoplamento Indutivo, Acoplamento Eletromagnético, Acoplamento Magnético e Acoplamento Elétrico); e os dois procedimentos SEQ (Acoplamento Indutivo e SAW - Ondas Acústicas de Superfície).

2.4.2.1 - Por acoplamento indutivo

Esse tipo de transmissão utiliza uma etiqueta RFID que possui em sua composição, um dispositivo para armazenar dados e uma bobina que funciona como antena. Geralmente, são elementos do tipo passivo, ou seja, que recebem energia do leitor RFID para poder funcionar. O leitor gera um campo eletromagnético nas frequências de 135 kHz ou 13,56 MHz que entra

na área da bobina da etiqueta e induz uma tensão, que é utilizada para energizar o *chip*, que enviará de volta ao leitor seu código de identificação.

Na Figura 2.26, pode-se ver que, paralelo à bobina do leitor e paralelo à bobina da etiqueta, têm-se capacitores que acabam formando um circuito ressonante ajustado na frequência de operação do leitor. Esse tipo de circuito pode ser comparado a um transformador. O acoplamento entre as duas bobinas é muito fraco e a eficiência na transmissão de potência entre as duas bobinas depende da frequência de operação, do número de enrolamentos, da área da seção transversal da etiqueta e do ângulo entre a bobina da etiqueta e a do leitor [1].

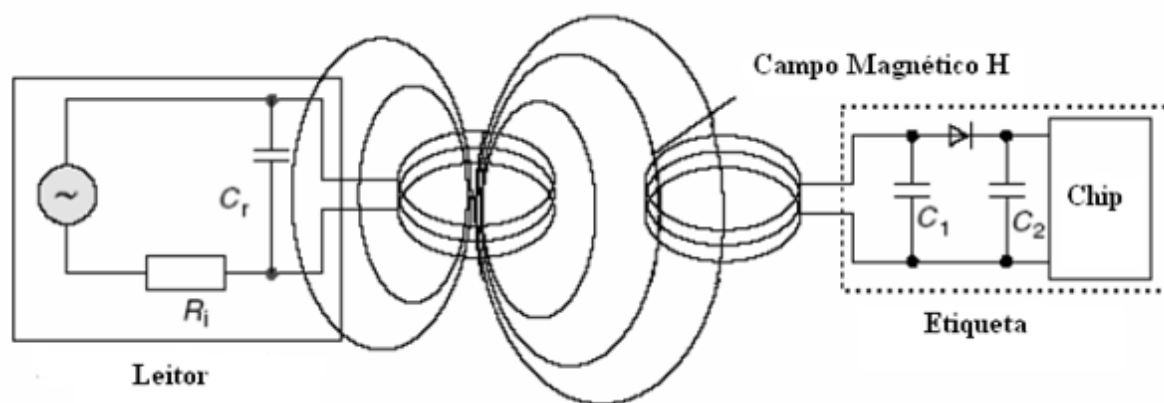


Figura 2.26 - Transmissão de n bits por acoplamento indutivo [1].

2.4.2.2 - Por acoplamento eletromagnético

Esse sistema de transmissão é muito interessante, pois pode funcionar tanto nos intervalos de frequência de UHF como em micro-ondas. Possui um alcance longo e dá a oportunidade da construção de antenas pequenas, por operar com comprimentos de onda curtos. Para que esse sistema funcione adequadamente é necessário que a potência transferida para a etiqueta seja maior ou igual à perda no espaço livre mais a potência consumida pelo circuito eletrônico da etiqueta. A perda no espaço livre é dada pela Equação 2.4:

$$P(dB) = -147,6 + 20 \log(R) + 20 \log(f) - 10 \log(G_t) - 10 \log(G_r) \quad (2.4)$$

onde R é a distância entre a antena do leitor e a antena da etiqueta (em m), G_t é o ganho da antena do leitor, G_r é o ganho da antena da etiqueta e f a frequência de transmissão (em Hz) [1].

2.4.2.3 - Por acoplamento magnético

Esse tipo de transmissão, também pode ser chamado de sistema de proximidade, pois pode operar em distâncias que variam entre 0,1 cm e 1 cm. As funções das bobinas, tanto do leitor quanto da etiqueta, são as de um transformador, no qual o leitor RFID é representado pelo enrolamento primário e o enrolamento secundário representa a bobina da etiqueta RFID.

Uma das aplicações desse tipo de transmissão é a abertura de portas. Ao se introduzir uma etiqueta no formato de uma chave no leitor, que seria um trinco, a bobina existente na etiqueta RFID irá se posicionar precisamente na abertura existente no núcleo em forma de U.

Quando a etiqueta está presente no leitor, como mostra a Figura 2.27, a tensão que é induzida na bobina da etiqueta é corrigida e utilizada para energizá-la. Esses sistemas operam geralmente no intervalo de frequência de 1 a 10 MHz. Suas etiquetas possuem circuitos integrados com memória e microprocessador, sendo possível armazenar bastante informação, como senhas, códigos e até mensagens [1] - [3].

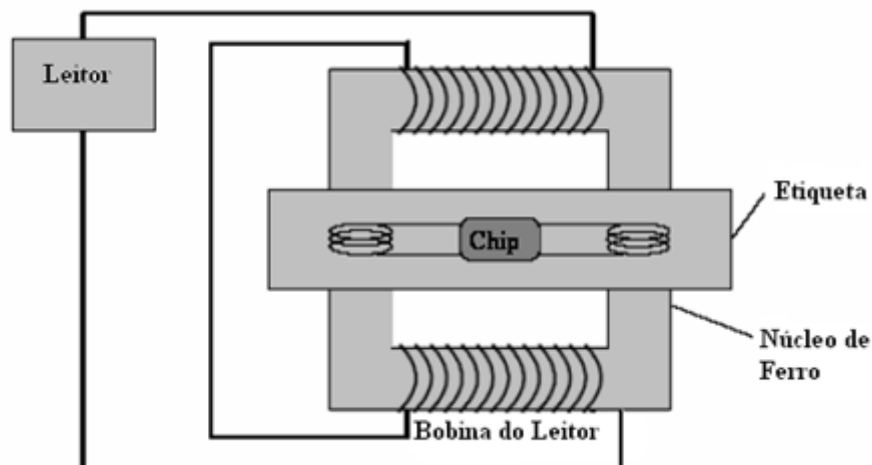


Figura 2.27 - Transmissão de n bits por acoplamento magnético [1].

2.4.2.4 - Por acoplamento elétrico

Nessa transmissão, o leitor RFID irá gerar um campo elétrico E com alta frequência e sua antena será uma placa plana condutora. Então, quando uma tensão de alta frequência é aplicada a essa placa, haverá a formação de um campo elétrico E entre a placa e o elemento terra. A antena da etiqueta é formada por duas superfícies condutoras que se encontrarão em um mesmo plano. Para suprir a necessidade de energia para alimentar a etiqueta RFID, a mesma deverá ser colocada no campo elétrico gerado pelo leitor RFID e então será induzida uma tensão entre os dois eletrodos da etiqueta, tornando-a energizada. Um exemplo desse sistema pode ser visto na Figura 2.28.

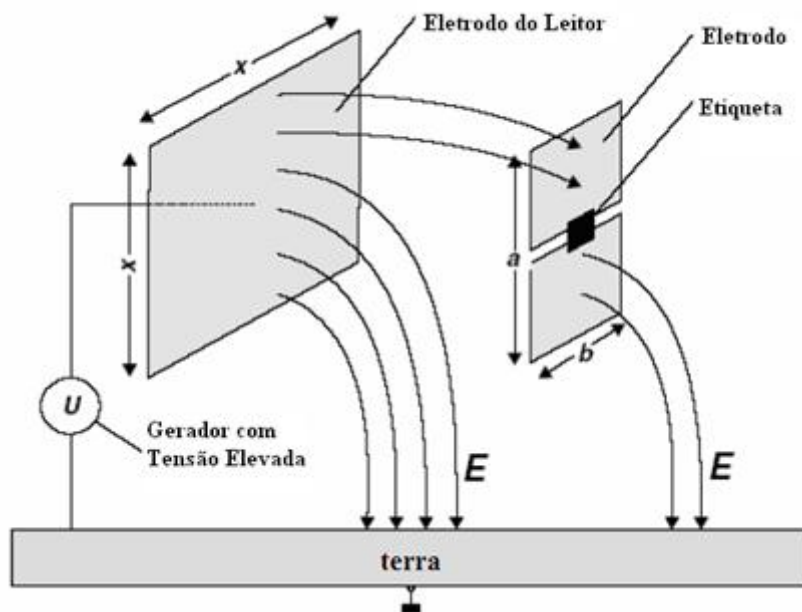


Figura 2.28 - Transmissão de n bits por acoplamento elétrico [1].

2.4.2.5 - Sequencial por acoplamento indutivo

Nesse sistema, a transmissão de dados e de energia do leitor RFID para a etiqueta RFID ocorre de modo alternado. É um sistema digital e sua saída depende, em um instante qualquer t ou outros instantes quaisquer, do valor de entrada. É classificado entre síncronos e assíncronos.

Com acoplamento indutivo, o sistema de transmissão de n bits sequencial opera com frequência abaixo de 135 kHz, através de um acoplamento que ocorre entre a bobina da etiqueta e a bobina do leitor, similar a um transformador. Como fonte de energia, uma tensão gerada na bobina da etiqueta pelo efeito do campo magnético H alternado do leitor, deve ser retificada. Como em outros sistemas de transmissão, as frequências, tanto da etiqueta quanto do leitor, devem ser iguais ou bem próximas para que haja qualidade e eficiência no sistema.

Por isso, a etiqueta RFID utilizada nesse sistema, possui um capacitor que serve para compensar a tolerância nas diferenças causadas pelos componentes elétricos do sistema e na frequência de ressonância.

Diferentemente do que ocorre nos sistemas FDX e HDX, no sistema sequencial, o transmissor do leitor e a etiqueta não funcionam de forma contínua. A energia transferida à etiqueta pelo leitor é feita de forma discreta e seu funcionamento ocorre em três etapas: carga, leitura e descarga, como mostra a Figura 2.29 [1].

A operação de carga funciona quando o leitor alimenta o capacitor da etiqueta, o qual armazena essa energia a fim de usá-la depois para a transmissão de dados. Na leitura, o transmissor é desligado, ficando em estado de espera, para receber as informações da etiqueta. No período de descarga, descarrega-se o resto da energia armazenada no capacitor.

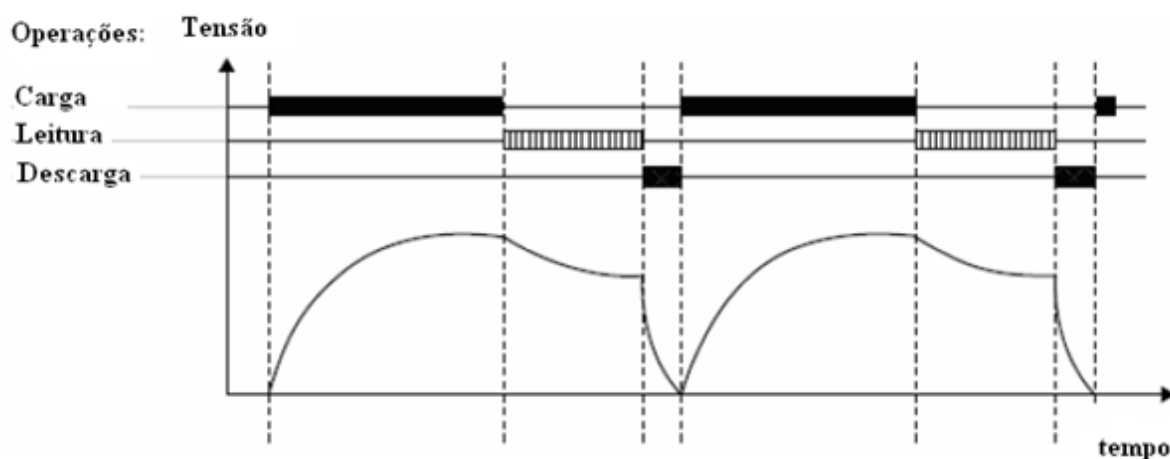


Figura 2.29 - Transmissão de n bits sequencial por acoplamento indutivo [1].

2.4.2.6 - Sequencial SAW (Ondas Acústicas de Superfície)

Esse sistema se baseia em ondas acústicas de superfície, ou seja, no efeito pizoelétrico e na dispersão superficial elástica da onda acústica para baixas velocidades. Então, se um cristal iônico for deformado elasticamente em determinado sentido, as cargas da superfície aparecerão, o que gera tensões no cristal. Esses dispositivos fazem uso do intervalo de frequência de micro-ondas, onde transdutores eletroacústicos e refletores podem ser fabricados usando uma estrutura plana de eletrodos em um substrato [1]. A Figura 2.30 mostra o esquema básico desse sistema de transmissão.

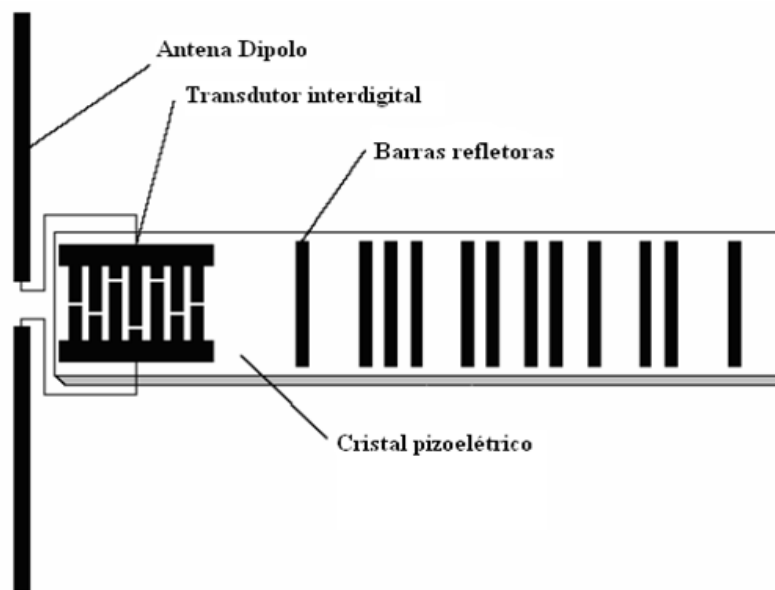


Figura 2.30 - Transmissão de n bits sequencial por SAW [1].

2.5 - Comparação com outros sistemas

Os Sistemas de Identificação Automática (Auto - ID) vêm se tornando muito comuns e indispensáveis. Aqui será apresentada uma visão geral de diferentes sistemas de identificação automática que, em algumas aplicações, possuem funções semelhantes às de RFID. Entre os mais conhecidas tem-se: Código de Barras, Reconhecimento Óptico de Caracteres (OCR), Biometria e os *Smart Cards*. Na Figura 2.31 pode-se ver a interação entre esses sistemas.

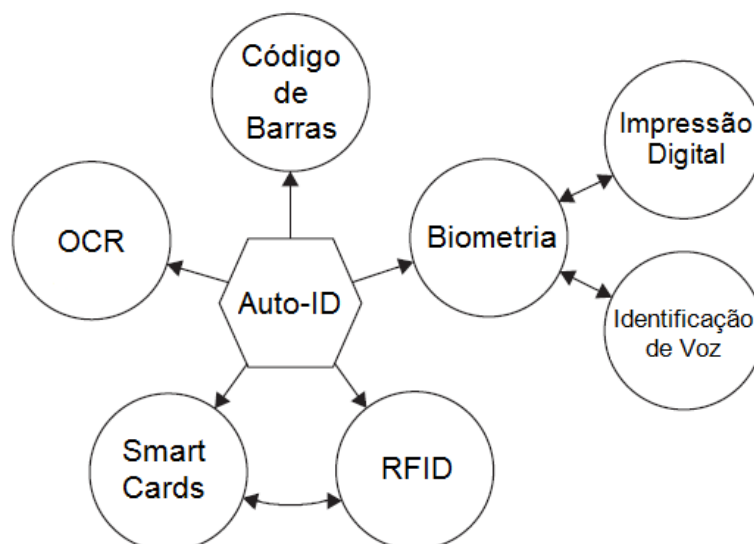


Figura 2.31 - Diversos sistemas de identificação automática [1].

2.5.1 - Código de barras

O Código de Barras é sem dúvidas, o sistema de identificação automático mais conhecido e usado no mundo todo. Estima-se que há um faturamento bilionário no uso desse código desde o início dos anos 90.

Ele é formado por barras paralelas seguindo um padrão pré-definido dispostas na vertical. Essas barras podem ser compostas por barras brancas (largas ou estreitas) ou barras pretas (largas ou estreitas). Essas sequências podem ser interpretadas de forma numérica ou alfanumérica. Essas barras são lidas por um leitor óptico que faz uso de um *laser* e faz a leitura pela diferente reflexão do feixe de luz do *laser* que existe entre as diferentes barras. No mercado atual tem-se até dez tipos diferentes de códigos de barras em uso [1].

O código de barras mais popular é o código EAN (Número de Artigo Europeu), que foi projetado em 1976. Esse código representa o UPC (Código de Produto Universal) dos Estados Unidos da América, introduzido em 1973. Hoje, a UPC representa um subconjunto do EAN, portanto são compatíveis. Na Figura 2.32 pode-se ver um exemplo da estrutura do código de barras usado no EAN.

Identificador do País		Identificador da Companhia					Número do Item do Fabricante					CD
4	0	1	2	3	4	5	0	8	1	5	0	9
FRG		Nome da Companhia Nome da Rua CEP e Cidade					Chocolate 100 g					

Figura 2.32 - Exemplo da estrutura de um código EAN [1].

2.5.2 - Reconhecimento Óptico de Caracteres - OCR

O Reconhecimento Óptico de Caracteres (OCR) foi usado pela primeira vez na década de 60. É uma tecnologia que permite reconhecer/identificar caracteres a partir de várias fontes, como um arquivo de imagem ou mapa de *bits* que podem ter sido escaneados, impressos, datilografados, desenhados ou feitos à mão.

Com isso é possível ter um texto em arquivo editável em um computador. A vantagem mais importante dos Sistemas OCR é a elevada densidade de informação e a possibilidade de leitura de dados visuais em casos de emergência, ou simplesmente para controles de arquivos.

Contudo, esse sistema não conseguiu se tornar universalmente usado devido ao seu alto preço e por apresentar leitores mais complexos que em outras tecnologias [1].

2.5.3 - Biometria

A biometria é conhecida como a ciência que provê procedimentos de leitura de partes do corpo de seres vivos. No contexto dos sistemas de identificação automática, biometria é o termo genérico usado para todos os procedimentos que identificam as pessoas comparando

características físicas inconfundíveis e individuais. Duas categorias são muito importantes, são elas: Identificação de Voz; e Impressão Digital (datiloscopia).

Sistemas especializados tornaram-se capazes de identificar os indivíduos pelo reconhecimento da voz. Nesses sistemas, as pessoas falam em um microfone ligado a um computador e este equipamento converte as palavras faladas em sinais digitais, que são avaliadas pelo *software* de identificação. O discurso do locutor é comparado a padrões registrados no *software* e a partir daí é possível saber se o locutor é ou não uma pessoa cadastrada.

O procedimento de recolher impressões digitais vem sendo utilizado pelos sistemas judiciais do mundo todo desde o século XX. Este processo baseia-se na comparação da estrutura das digitais, que são únicas para cada indivíduo. Para efetuar a leitura de digitais existem leitores capazes de identificar as características únicas das digitais e assim passá-las para um sistema computadorizado que irá comparar com seu banco de dados e dessa maneira identificar o indivíduo [1].

2.5.4 - *Smart cards*

Os *Smart Cards* que também podem ser conhecidos por cartões inteligentes, formam um sistema capaz de armazenar dados eletronicamente, eventualmente com capacidade de computação adicional e por conveniência incorporado dentro de um cartão de plástico, em geral, do tamanho de um cartão de crédito. A primeira versão desses cartões foi na forma de cartões telefônicos pré-pagos, lançados em 1984.

Suas aplicações são as mais variadas, porém faz muito sucesso em transações financeiras simples, seguras e baratas, como: catracas de ônibus e metrô. Hoje, os *Smart Cards* representam um dos segmentos que mais crescem na indústria da microeletrônica [1].

2.5.5 - NFC - *Near Field Communication*

A NFC (*Near Field Communication*), também conhecida no Brasil como Comunicação de Campo Próximo, não é um sistema RFID, mas uma interface de dados entre dispositivos sem fio, semelhante ao infravermelho ou ao conhecido *Bluetooth*. NFC tem várias características que são do interesse de RFID. A transmissão de dados entre as duas interfaces NFC usam uma faixa de frequência comum em RFID, a 13,56 MHz. O alcance máximo de sua comunicação é de 20 cm, pois a perspectiva de transmissão baseia-se no Campo Próximo da antena do transmissor e daí vem a origem do nome dessa tecnologia.

Na Figura 2.33 é possível ver o princípio físico de transmissão de dados entre duas interfaces NFC. Há duas interfaces em 13,56 MHz, a de transmissão e a de recepção, e são alternadamente ligadas à antena. A antena é projetada como uma bobina. Para a comunicação NFC, a interface individual pode assumir diferentes funções, pode haver um dispositivo mestre e outro escravo. Essa comunicação possui dois modos de funcionamento: ativo e passivo [1].

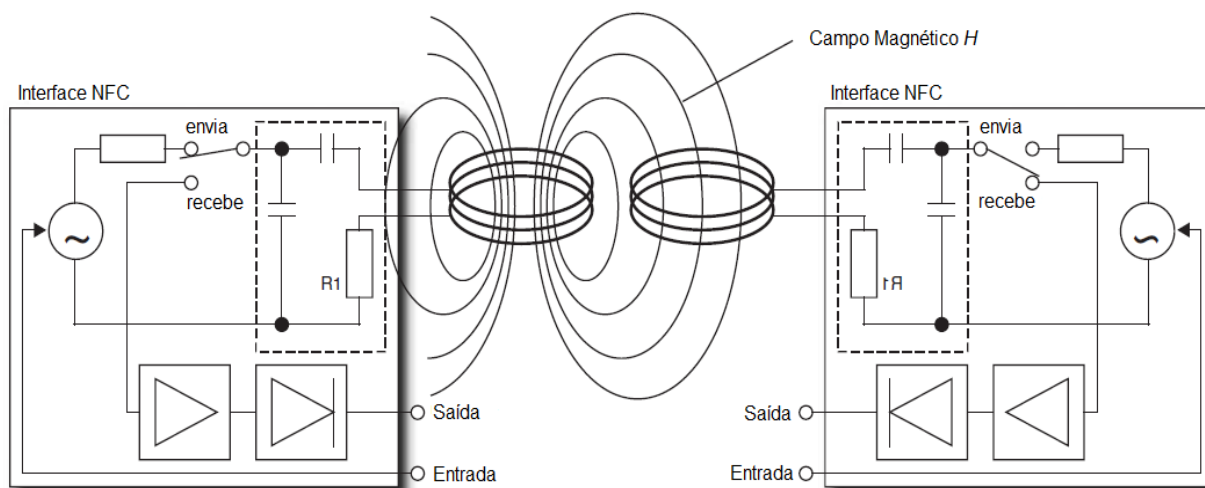


Figura 2.33 - Princípio físico de funcionamento de NFC [1].

2.6 - Padronização em RFID

Com um mundo tão globalizado e com as crescentes inovações tecnológicas, um tema é essencial para se discutir em qualquer tecnologia: a padronização. Ela é responsável por permitir a existência de várias tecnologias ao mesmo tempo e em um mesmo ambiente, sem que uma cause danos à outra. Em RFID, ao longo dos anos, muitas empresas e instituições desenvolveram projetos e técnicas e por esse motivo, torna-se cada vez mais importante, antes de qualquer coisa, entender o que já existe de legislação para RFID. A seguir são mostrados os vários intervalos de frequência mais usados, a Regulamentação no Brasil, os padrões ISO para RFID e um comparativo com o modelo OSI da ISO [1] - [24].

2.6.1 - Intervalos de frequência em RFID

Os sistemas RFID geram e irradiam ondas eletromagnéticas e em geral são classificadas como sistemas de rádio, embora existam outras classificações dependendo do país. As funções de outros sistemas que utilizem rádio em hipótese nenhuma podem ser perturbadas ou prejudicadas por RFID. É muito importante garantir que os sistemas RFID não interfiram no rádio e na televisão, em serviços de rádio móvel (polícia, segurança, indústria), serviços de rádio marinha ou aeronáutica e telefones móveis, entre diversos outros serviços.

A necessidade de exercer o cuidado com que se refere a outros serviços de rádio restringe significativamente as frequências operacionais adequadas e disponíveis a RFID. Por esse motivo, a maioria dos intervalos de frequência para RFID usam especificamente frequência para aplicativos industriais, científicos ou médicos, que são os intervalos de frequência ISM (Médica-Científica-Industrial).

Existem vários intervalos de frequência para RFID, entre eles: de 0 a 135 kHz e as frequências ISM, 13,56 MHz; 27,125 MHz; 40,68 MHz; 440 MHz; 869 MHz; 915 MHz (860 MHz a 960 MHz); 2,45 GHz; 5,8 GHz e 24,125 GHz [1]. As frequências mais usadas são mostradas na Figura 2.34 e sem seguida são apresentadas algumas informações a cerca de cada uma delas.

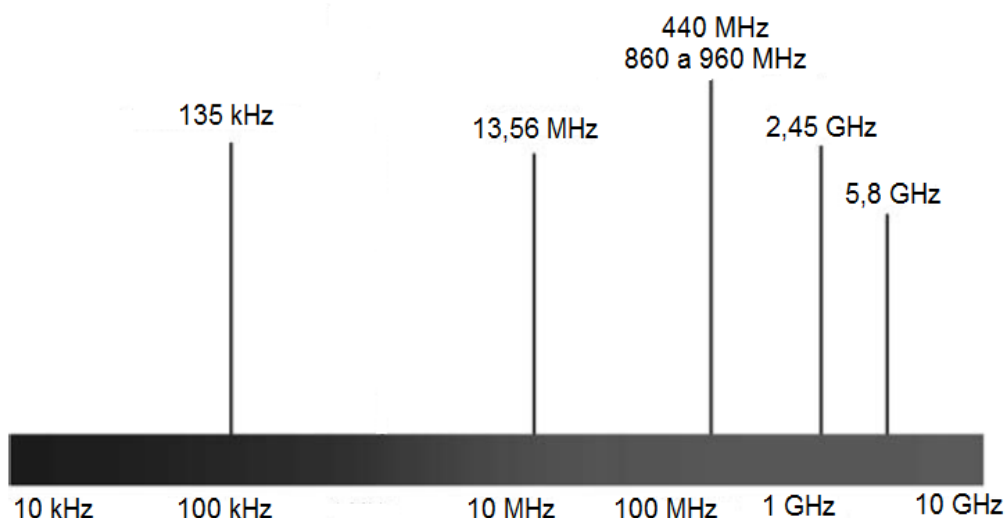


Figura 2.34 - Faixas de frequência para RFID mais usadas [24].

O intervalo de frequência abaixo de 135 kHz é fortemente usado por outros serviços de rádio, pois não é reservado como um intervalo de frequência ISM. As condições de propagação deste intervalo de frequência permitem que os sinais cheguem a um raio de até 1000 km com baixo custo técnico.

Serviços típicos de rádio neste intervalo são os de navegação aeronáutica e marinhos, serviços de sinal de tempo, juntamente com serviços de rádio militar. Assim, na Europa central, o transmissor de sinal de tempo 77 DCF pode ser encontrado em torno de 77,5 kHz. Um sistema RFID operando nesta frequência iria causar falha em todos os relógios de rádio em um raio de centenas de metros em volta do leitor RFID [1].

O intervalo de 13,553 a 13,567 MHz está situado no meio do intervalo de ondas curtas. As condições de propagação deste intervalo permitem comunicações transcontinentais durante todo o dia. Vários serviços de rádio utilizam este intervalo, inclusive agências de imprensa e telecomunicações. Outros aplicativos de ISM, além de RFID, fazem uso desse intervalo, como sistemas de controle remoto e *paggers*, por exemplo.

O intervalo de 430 a 440 MHz é alocado como serviços de radioamador em todo o mundo. Radioamadores usam esse intervalo para transmissão de voz e dados para comunicação através de estações de rádio de retransmissão. Quando encontrados edifícios e outros obstáculos, há reflexão das ondas eletromagnéticas. Dependendo do método de

transmissão utilizado por radioamadores, essa transmissão pode alcançar distâncias entre 30 e 300 km e até conexões mundiais quando utilizando satélites. O intervalo de 433,050 a 434,790 MHz encontra-se no meio da banda de radioamador e é fortemente utilizado por aplicativos ISM. Além disso, existem vários aplicativos RFID, para bebês, transmissores de telemetria, *walkie-talkies* LPD para rádio de curto alcance, entre outros. Por existir essa variedade de aplicativos, não estão descartadas interferências neste intervalo de frequência [1].

O intervalo de 868 a 870 MHz foi transformado para uso em dispositivos de intervalo curto (SRDs) na Europa em 1997 e posteriormente foi disponibilizado para uso nos sistemas RFID em alguns países. Poucos países do Oriente Médio estão considerando passar esse intervalo para SRDs. Este intervalo de frequência não está disponível para uso de aplicativos ISM na Europa. Nos Estados Unidos e Austrália, os intervalos de frequência de 888 a 889 MHz e de 902 a 928 MHz estão disponíveis e são usados pelos sistemas RFID. Intervalos de frequência vizinhos são ocupados principalmente por telefones-D de rede e telefones sem fio [1].

O intervalo ISM que vai de 2,4 a 2,4835 GHz se sobrepõe parcialmente aos intervalos de radioamador e serviços de localização de rádio. Edifícios e outros obstáculos se comportam como bons refletores de ondas eletromagnéticas. Além dos sistemas RFID, aplicativos ISM típicos podem ser encontrados neste intervalo, como transmissores de telemetria e sistemas de LAN de computadores para redes sem fio.

O intervalo ISM que vai de 5,725 a 5,875 GHz se sobrepõe parcialmente aos intervalos de frequência usados pelos serviços de radioamador e serviços de localização de rádio. Os aplicativos ISM típicos para este intervalo são: sensores de circulação a serem utilizados em portas e sistema RFID [1].

Na Tabela 2.3 pode-se ver as características e as possíveis aplicações RFID nas faixas mais usadas vistas agora.

Tabela 2.3 - Características e aplicações RFID nas principais faixas de frequência [11].

Frequência	Algumas Características	Possíveis Aplicações
Cerca de 135 kHz	Muito usado desde os anos 80; Funciona bem com líquido e metal; Baixa velocidade de transferência de dados; Alcance na faixa de centímetros.	Identificação de animais; Automação industrial; Controle de acesso.
13,56 MHz	Amplamente usada desde os anos 90; Alcance de mais de 1 metro; Desempenho limitado na presença de metais.	Cartão de crédito (<i>Smart cards</i>); Controle de acesso; Prateleiras inteligentes; Identificação e monitoramento de pessoas.
860 a 930 MHz	Em uso desde o final dos anos 90; Alcance de mais de 3 metros; Oferece etiquetas RFID mais baratas; Sofre interferências de líquidos e metais.	Controle de estoque; Gerenciamento de depósitos; Rastreamento de bens.
2,45 e 5,8 GHz	Em uso por várias décadas; Transferência rápida de dados; Comum nos modos ativo e passivo; Alcance de mais de 3 metros em sistemas passivos; Alcance de dezenas de metros em sistemas ativos; Pior desempenho com líquidos e metais.	Controle de acesso; Pedágios; Automação industrial.

2.6.2 - Regulamentação no Brasil

No Brasil, a Anatel (Agência Nacional de Telecomunicações), é uma agência que regula todos os serviços de telecomunicações. A Anatel enquadrou RFID dentro dos Equipamentos de Radiocomunicação de Radiação Restrita, através da Resolução nº 506, de 1º de julho de 2008. Nesta resolução a Anatel define RFID como: sistema, composto por dispositivo transceptor, que recebe e envia sinais de radiofrequência, quando excitado por um equipamento transceptor interrogador, que tem a capacidade de efetuar a leitura, escrita ou modificação das informações contidas no dispositivo.

A Anatel também define que os leitores RFID, estão isentos de cadastramento ou licenciamento para instalação e funcionamento, porém todos os equipamentos precisam ser homologados pela agência. No caso das etiquetas RFID, somente as etiquetas ativas é que precisam dessa homologação, pois possuem um transmissor ativo em sua constituição.

Os serviços de RFID podem funcionar no Brasil nas seguintes faixas de frequência: 119 a 135 kHz, 13,11 a 13,36 MHz, 13,41 a 14,01 MHz, 433,5 a 434,5 MHz, 860 a 869 MHz, 894 a 898,5 MHz, 902 a 907,5 MHz, 915 a 928 MHz, 2,400 a 2,483 GHz e 5,725 a 5,850 GHz, e devem atender os limites de Intensidade de Campo Elétrico (microvolt por metro) citados na Resolução da Anatel [25].

2.6.3 - Padrões ISO para RFID

A Organização Internacional de Normalização (ISO) é uma rede de normas nacionais de 148 países, com base em um membro por país, coordenado pela sua sede em Genebra, na Suíça. Embora ISO seja uma organização não-governamental, muitos dos seus membros fazem parte dos governos de seus países e há casos em que o próprio governo é quem é o representante. ISO tem seu trabalho centrado na criação de normas e em criar um consenso mundial para aceitação dessas normas. Desde sua criação ela já publicou por volta de 13 mil normas. A seguir estão as principais normas ISO que afetam RFID [3].

2.6.3.1 - ISO 11784, 11785 e 14223

Estas normas contêm a estrutura do código de identificação de animais por radiofrequência. A norma ISO 14223 especifica a interface de comunicação entre o leitor e uma etiqueta RFID avançada usada para a identificação dos animais, com base na condição de compatibilidade aferida pela norma ISO 11784-5.

2.6.3.2 - ISO 10536, 14443 e 15693

Estas normas cobrem as características físicas, a interface de inicialização dos sistemas RFID, os sistemas anti-colisão e o protocolo de transmissão de etiquetas inteligentes. Essas normas permitem a essas etiquetas ou cartões inteligentes a possibilidade de possuir vários aplicativos em um mesmo objeto.

2.6.3.3 - ISO 10374

Esse padrão especifica todos os requisitos necessários para a identificação automática de *containeres* (por exemplo, em um trem ou em um navio), incluindo um sistema de identificação do *container*, sistemas de codificação de dados, descrição de dados, critérios de desempenho e recursos de segurança.

2.6.3.4 - ISO 15961, 15962 e 15963

Estas normas são aplicadas à identificação automática, dados e técnicas de captura de itens industrializados, como também orientações RFID para gestão de produto, incluindo protocolo de dados, interface de aplicativos, regras de codificação de dados, funções de memória e identificação exclusiva para etiquetas de radiofrequência.

2.6.3.5 - Série ISO 18000

Várias normas da série ISO 18000 tratam da gestão de itens através de RFID. As partes que vão de 1 a 6 tratam exclusivamente dos parâmetros para comunicações de interface para frequências globalmente utilizadas como 135 kHz, 13,56 MHz, na banda de UHF; e 2,45

GHz e 5,8 GHz em micro-ondas. A norma ISO 18046 tem foco na etiqueta RFID e testes de desempenho do leitor RFID, considerando que a norma ISO 18047 cobre os métodos de ensaio de conformidade dos dispositivos RFID. Esta norma é semelhante à norma EPC global e o ponto susceptível de alinhamento entre as duas instâncias de padronização [3].

2.7 - Aplicações RFID

A tecnologia RFID é usada em todas as áreas que necessitam da captura automática de dados, permitindo a identificação de objetos ou seres vivos sem contato físico, via radiofrequência, com aplicações que variam desde sistemas de pagamento via internet e seguros, a automatização industrial e o controle de acesso e segurança [1]. Dentre o universo de aplicações RFID, aqui foram destacadas: entretenimento e monitoramento de pessoas, aplicações automotivas, nos esportes, transporte público e o uso em saúde.

2.7.1 - Entretenimento e monitoramento de Pessoas

A capacidade de saber a localização de uma pessoa e monitorar seus movimentos, em um lugar onde existam multidões e uma facilidade de se perder, tem inúmeras vantagens. Embora seja ilegal monitorar os movimentos de pessoas (dependendo da legislação do país), esse tipo de aplicação é utilizado por pais que levam seus filhos a lugares públicos com multidões e querem se certificar que não irão perder seus filhos.

Alguns parques de diversões do mundo oferecem um serviço que permite aos pais rastrear e determinar a localização exata de seus filhos, apenas usando pulseiras RFID.

Um exemplo muito bom para ilustrar esse tipo de aplicação são as *MagicBands* dos parques e estruturas do *Walt Disney World*[®]. São pulseiras RFID utilizadas em todos os parques de diversão, hotéis/*resorts*, lojas e parques aquáticos que pertencem ao grupo *Walt Disney World*[®] da cidade de Orlando, Flórida, nos Estados Unidos da América. Todo cliente

que vá se hospedar em seu complexo tem o direito de adquirir essa tecnologia como forma de melhorar sua experiência durante a estadia no grupo (também é uma opção não adquiri-la).

Toda pulseira *MagicBand* possui RFID funcionando em duas frequências (13,56 MHz para sistema passivo e 2,45 GHz para sistema ativo). Essa pulseira permite uma série de possibilidades aos seus usuários, entre elas: poder entrar e sair de qualquer hotel/*resort* do grupo; funciona como chave do quarto; substitui os ingressos de papel ou do tipo cartão e permitem a entrada em qualquer parque ou evento; permite realizar compras em todos os complexos do grupo; além de poder localizar o usuário dentro do complexo.

A Disney fez a instalação e criação do aplicativo em conformidade com o padrão ISO 14443. Foi feita a instalação de milhares de leitores RFID em todo o complexo (entradas de parques, caixas de lojas, entradas de eventos, entradas de brinquedos etc.) e esses leitores são para a estrutura passiva e funcionam por proximidade. A Figura 2.35 apresenta um leitor e uma pulseira RFID, além de apresentar um leitor portátil RFID. Ao longo de toda a estrutura do complexo foram instalados leitores RFID para os sistemas ativos em 2,45 GHz que permitem a localização dos usuários, verificar o tamanho das filas e os horários de atrações e eventos, além de identificar o número único da pulseira e vinculá-la a um foto ou filmagem [3] - [26].



Figura 2.35 - Exemplo de um leitor RFID portátil (na mão do funcionário); de uma pulseira RFID (*MagicBand*) e um leitor RFID usados no *Walt Disney World*® [26].

Outra vantagem nesse tipo de aplicação é determinar a posição e a circulação de idosos, deficientes ou pessoas com doenças graves. Por exemplo, para garantir que os portadores do mal de Alzheimer não deixem locais seguros e passem a ir para locais inseguros [3].

Também é comum por parte de empresas que controlam grandes estádios de futebol e de outros esportes, o uso desta tecnologia, com a finalidade de garantir que determinados locais só possam ser acessados por pessoas autorizadas e que essas usufruam apenas pelos serviços pagos. Para tanto são usados bilhetes com etiquetas ou pulseiras RFID, como também um monitoramento físico, através de câmeras de seguranças e de guardas locais. Todos esses serviços passam a integrar o sistema de monitoramento da tecnologia RFID.

2.7.2 - Aplicações automotivas

No mundo automotivo existem inúmeras aplicações RFID, entre elas: linhas de montagem de veículos; usado para facilitar o inventário de peças em fábricas e indústrias montadoras; passagem de veículos por pedágios; entre outras.

Um bom exemplo desse tipo de aplicação pode ser vista em [27], onde é apresentada uma aplicação que mostra ser possível integrar RFID com pneus de borracha, com o objetivo de verificar seu histórico de viagens, além de poder monitorar seu estado (desgastes laterais, possíveis desalinhamentos etc.). Além disso, através da combinação de RFID com sistemas de sensores é possível monitorar: temperatura, pressão, tensão e vibrações excessivas.

Para um projeto como esse é preciso superar alguns desafios na construção das etiquetas RFID, como deixá-las estruturalmente resistentes a impactos, torná-las duráveis e serem necessariamente flexíveis. Na Figura 2.36 é possível ver esse tipo de aplicação.



Figura 2.36 - Exemplo de aplicação de RFID em pneus de borracha [27].

2.7.3 - Esportes

As etiquetas RFID fornecem uma maneira muito conveniente e precisa para medir o tempo de atletas em eventos esportivos. Esse aplicativo ganhou popularidade há pouco tempo, mas sua eficácia é tão grande, que ele vem ganhando adeptos em todos os lugares. Outro tipo de aplicativo é colocar uma etiqueta ou apenas o *chip* RFID em bolas.

Na Figura 2.37, se pode ver o uso de um *chip* RFID em uma bola de golfe. No caso específico do golfe pode-se citar o uso de RFID também no campo, onde são colocadas etiquetas que demarcam o campo e os buracos. Dessa maneira, fica fácil saber quem está mais próximo do buraco e definir com precisão quem ganhou a partida [3].

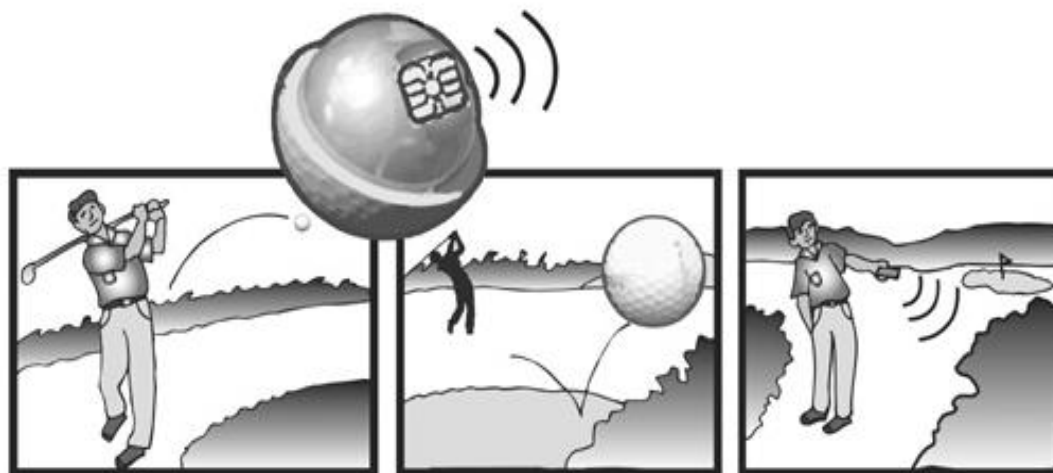


Figura 2.37 - Exemplo do uso de RFID em bolas de golfe [3].

2.7.4 - Transporte público

As aplicações no setor de transporte público são umas das que possuem o maior potencial, tanto em investimento quanto em uso. Na Europa e nos Estados Unidos, as empresas de transporte, através de suas respectivas associações registram um prejuízo enorme, às vezes de até 40% do volume de seus negócios. As associações estão se preocupando com soluções em longo prazo que possam solucionar esse problema, para tanto, a utilização de cartões que façam a coleta da tarifa automática, reduziria os custos dessas empresas. Na verdade o que ocorre é que quando essas empresas não possuem esse sistema, elas são obrigadas a vender bilhetes através de guichês de outras companhias e isso lhes tira cerca de 20% de lucro no dinheiro arrecadado nas passagens vendidas. Para que esse tipo de problema fosse solucionado seria necessário ter um sistema de gestão de tarifa eletrônica, com características como: resistência à degradação e ao desgaste físico, gravar e ler com bastante velocidade e possuir facilidade no seu uso. Tais características só são encontradas em conjunto em RFID.

Com RFID atuando em terminais e em empresas de transporte, surgem várias vantagens, tais como: cartão inteligente pré-pago ou pós-pago; ajuste automático de tarifas; não seria necessário enfrentar filas para se comprar bilhetes; os passageiros não teriam que se

preocupar em andar com dinheiro; não haveria dinheiro circulando dentro do veículo (minimizando a ação de assaltantes); redução nas taxas das tarifas, entre outras vantagens [1].

Nesse conjunto de aplicações para o transporte existe também o uso de RFID na confecção de Passaportes, tornando-os em passaportes eletrônicos (*ePassports*), conforme pode ser visto na Figura 2.38.



Figura 2.38 - Exemplo de passaporte que utiliza RFID [1].

2.7.5 - Saúde

Usadas embaixo da pele, as etiquetas RFID podem armazenar registros completos que incluem desde a identidade e o tipo sanguíneo até outros detalhes da condição do paciente, a fim de agilizar o seu tratamento. No caso de uma emergência, o *chip* das etiquetas RFID pode salvar vidas, já que reduz a necessidade de testes de grupo sanguíneo, alergias ou doenças crônicas, além de fornecer o histórico atualizado dos medicamentos em uso pelo paciente e

realizar o monitoramento do paciente em grandes centros hospitalares. A seguir são apresentados dois casos de aplicações RFID na saúde [3].

O primeiro caso relatado em [28] mostra um novo sistema que consegue monitorar a ingestão de medicamento pelo paciente usando RFID com a finalidade de fiscalizar pacientes que necessitam seguir horários rígidos e pacientes que não obedecem as prescrições médicas. O sistema é composto por uma etiqueta no formato de uma pílula que caberia um comprimido ou cápsula com material digestível. Além disso existe um colar que ficaria no pescoço com um leitor para fazer a leitura da passagem do comprimido e uma comunicação com um celular que teria um aplicativo capaz de gerenciar o sistema. A Figura 2.39 mostra a pílula RFID e o esquema de funcionamento.

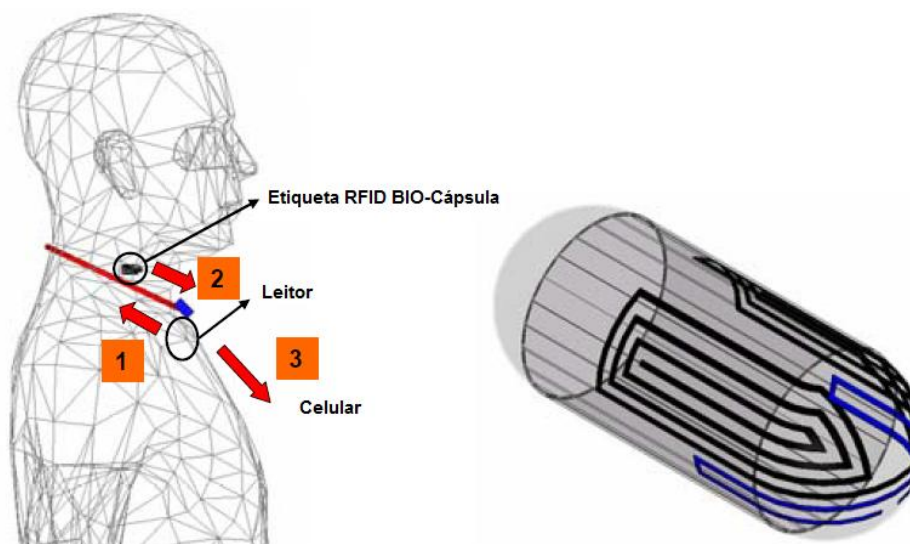


Figura 2.39 - Funcionamento de sistema capaz de monitorar a ingestão de medicamentos e um exemplo de uma pílula RFID [28].

O segundo caso relatado em [29] traz uma solução para pacientes que necessitam trocar fraldas (geriátricas ou para bebês). É apresentado um sistema de detecção de urina em fraldas. A etiqueta RFID feita de papel é colocada na frente da fralda ou em uma posição mais adequada. Um pequeno leitor fica próximo ao paciente e se comunica com a etiqueta; se houver comunicação o paciente não precisa ser trocado, porém se não houver resposta da etiqueta o paciente precisará trocar a fralda, isso porque a etiqueta não pode se comunicar

quando estiver molhada. Essa aplicação reduz muito o trabalho de pessoas que cuidam de pacientes com fraldas e evita ter que ficar averiguando constantemente o paciente. A Figura 2.40 mostra esse sistema.

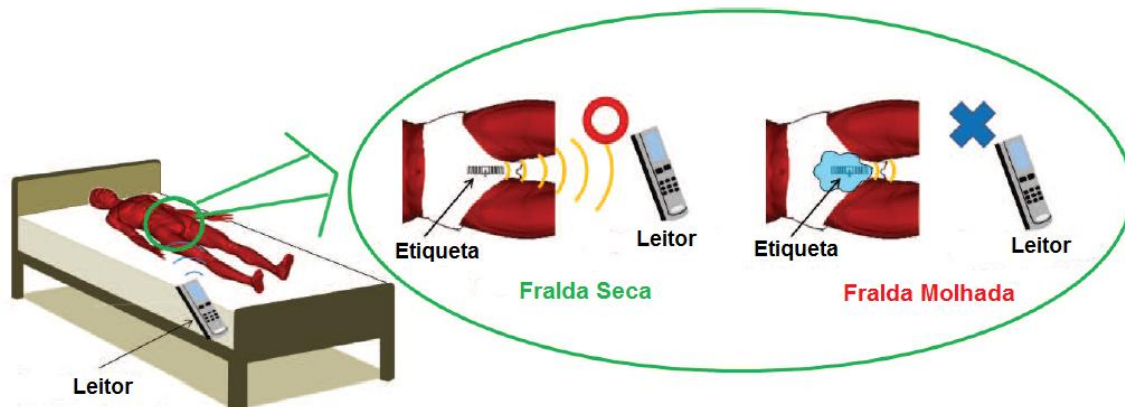


Figura 2.40 - Sistema que detecta urina em pacientes com fraldas usando RFID [29].

Como foi visto as pesquisas concentram-se em descrições de suas aplicações envolvendo uma área específica da saúde (cirúrgica, ambulatorial, emergencial) ou um objeto de etiquetagem, na qual se pretende obter controle (materiais, médicos, enfermeiros, pacientes, equipamentos) e as principais funções estão relacionadas à identificação e autenticação e sensoriamento [30].

2.8 - Conclusões

Neste capítulo foi apresentada a fundamentação teórica de RFID (Identificação por Radiofrequência), que faz parte dos objetivos gerais desta Tese. Inicialmente foi mostrado um breve histórico com as principais características dessa tecnologia. Logo em seguida foi apresentada toda a arquitetura RFID juntamente com seus princípios básicos de funcionamento. Foi feita uma comparação sucinta entre RFID e outros sistemas de identificação automática. Além disso foi discutida a regulamentação e padronização existente e apresentadas várias aplicações atuais para RFID.

Capítulo 3

Antenas de Microfita

3.1 - Introdução

As antenas são elementos extremamente importantes em qualquer sistema de comunicação sem fio. A antena pode ser definida como um dispositivo geralmente metálico (como um cilindro ou fio) para a transmissão ou recepção de ondas de rádio [6]. A Anatel define como sendo um dispositivo, em sistemas de telecomunicações, usado para irradiar ou captar ondas eletromagnéticas no espaço.

Sendo assim pode-se compreender que a antena é uma estrutura intermediária entre o espaço livre e um dispositivo de guiamento (linha de transmissão, cabo coaxial ou guia de onda). Outro aspecto relevante é que além de recepção ou transmissão de energia, de uma antena em um complexo sistema sem fios é usualmente exigido que otimize-se a energia de irradiação em determinadas direções e que a suprima em outras. Portanto, uma antena precisa também atuar como um dispositivo direcional, além de prover transmissão e recepção [6].

Na ciência existem vários tipos de antenas estudadas e desenvolvidas até os dias de hoje. Entre os tipos mais comuns tem-se: antenas filamentosas, antenas parabólicas, antenas log-periódicas, antenas refletoras, antenas de abertura, antenas de microfita etc. Nessa Tese será dada atenção às antenas de microfita, pois no projeto prático apresentado no Capítulo 5 faz-se uso de uma antena desse tipo.

As antenas de microfita consistem em uma fina camada metálica chamada de *patch*, que atua como elemento irradiador, colocado sobre um substrato que possui um plano de terra. Esse tipo de antena tornou-se muito popular na década de 70 principalmente em aplicações em naves espaciais. Hoje há um infinidade de aplicações possíveis para antenas de microfita. Este trabalho irá destacar o seu uso em RFID.

O *patch* que forma esse tipo de antena possui diferentes geometrias, porém as mais comuns são as retangulares e circulares, devido à facilidade de análise e fabricação. Essas antenas ainda possuem outras características, tais como: são moldáveis a superfícies planas ou curvas; podem ser bem pequenas e de espessura estreita; são simples e de baixo custo de fabricação; são versáteis em termos de frequência de ressonância, polarização e impedância [6] - [31].

Neste capítulo serão apresentadas as principais características das antenas de microfita; sua evolução histórica; suas características físicas (impedância, largura de banda e perda de retorno); os métodos de alimentação; alguns métodos de análise; os tipos de polarização; e a antena em sua forma *patch* retangular com o modelo de linha de transmissão.

3.2 - Breve histórico

As ideias das antenas surgiram na época de James Clerk Maxwell, que por meio dos seus estudos, em 1873, desenvolveu as conhecidas Equações de Maxwell (estudo da unificação das teorias de eletricidade e magnetismo). Logo em seguida, o professor Heinrich Hertz desenvolveu testes para transmissão de ondas eletromagnéticas sem fio fazendo uso de uma antena que passaria a ser chamada de dipolo de meia onda. Porém, somente em 1901, Guglielmo Marconi foi capaz de enviar sinais através de longas distâncias, realizando uma transmissão da Inglaterra para o Canadá.

Desde essa transmissão de Guglielmo até a década de 40 a tecnologia voltada às antenas era simples e trabalhavam em frequências até a faixa UHF (Ultra Alta Frequência). Após a Segunda Guerra Mundial houveram diversos avanços na tecnologia de desenvolvimento de antenas, onde novos elementos radiantes foram apresentados (aberturas de guias de ondas, cornetas, refletoras etc.). A ciência em geral teve grande evolução no período que se seguiu, como por exemplo a computação, que trouxe consigo a possibilidade do desenvolvimento de diversos métodos numéricos que acabaram auxiliando muito até aos dias de hoje as tecnologias do campo da Engenharia Elétrica. Há muito anos as antenas atraem estudiosos, cientistas, engenheiros e empresas. Ao longo do tempo muitos livros, teses,

artigos, patentes e protótipos de antenas foram desenvolvidos comprovando sua importância [6] - [32].

A origem das antenas de microfita apontam para o ano de 1953, quando Deschamps propôs o uso de linhas de alimentação feitas de microfita para alimentar um arranjo de elementos de antenas impressas, porém até então não havia o uso de *patches* como elementos irradiantes. Já na década de 70, Munson publicou um trabalho em simpósio onde propunha um *patch* do tipo retangular. Anos depois, Howell publicou um trabalho referenciando Munson, propondo um *patch* do tipo circular. A partir daí diversos trabalhos e antenas de microfita tem sido desenvolvidas na ciência. Com a necessidade de estruturas menores e de baixo perfil, as antenas de microfita se tornaram muito populares em meados dos anos 90 [32] - [33].

3.3 - Propriedades básicas

Os sistemas de comunicação sem fio, com o passar dos anos, vêm se tornando mais leves, menores e agregando mais serviços e funções em um só equipamento. Dimensões pequenas, baixo perfil, facilidade de fabricação, baixo peso etc., são características e vantagens apresentadas pelas antenas de microfita. O conjunto de tais propriedades tem garantido o sucesso desse tipo de antena, por essa razão tem sido utilizada em diversas aplicações, tais como: aeronaves, foguetes, telefonia móvel, GPS e RFID [6] - [34].

As antenas de microfita são popularmente chamadas de antenas *patch*, pois consistem em um fino condutor metálico irradiante conhecido por *patch*. A espessura t desse *patch* é muito fina ($t \ll \lambda_0$), onde λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre. Esse *patch* fica em um dos lados da antena, com um plano terra situado na outra face da antena. Ambos são separados por um substrato dielétrico de espessura h . Essa espessura h para uma antena de microfita do tipo retangular varia geralmente entre $0,003\lambda_0 \ll h \ll 0,05\lambda_0$ ficando sobre o plano de terra da antena. Possui também baixa tangente de perdas ($\tan\delta$) e permissividade ϵ_r . O comprimento L do *patch* retangular está geralmente entre $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$ e a largura W menor que λ_0 [6] - [32] - [34] - [35]. Na Figura 3.1 é possível ver a configuração básica de uma antena de microfita.

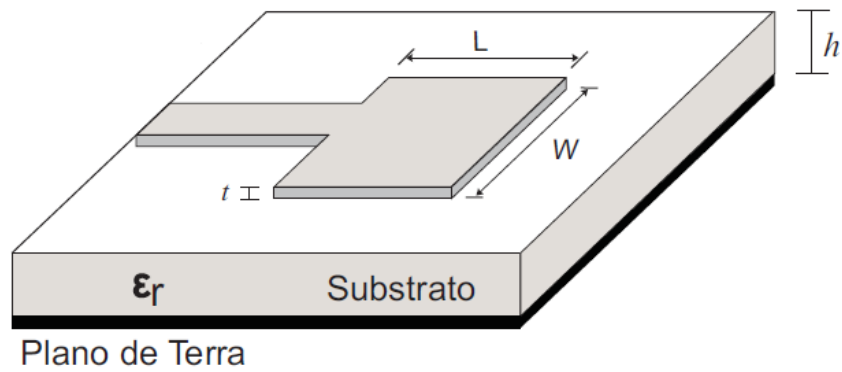


Figura 3.1 - Antena de microfita [36].

Esse *patch*, que é o elemento irradiador da antena de microfita, geralmente é feito de cobre e pode assumir teoricamente qualquer forma, mas comumente são usadas formas convencionais, tais como retângulos, quadrados, círculos, aberturas e fendas; tudo isso para facilitar a análise numérica, sua fabricação e predição de desempenho e comportamento eletromagnético [36]. Na Figura 3.2 podem ser vistos alguns modelos de formatos que as antenas de microfita podem assumir.

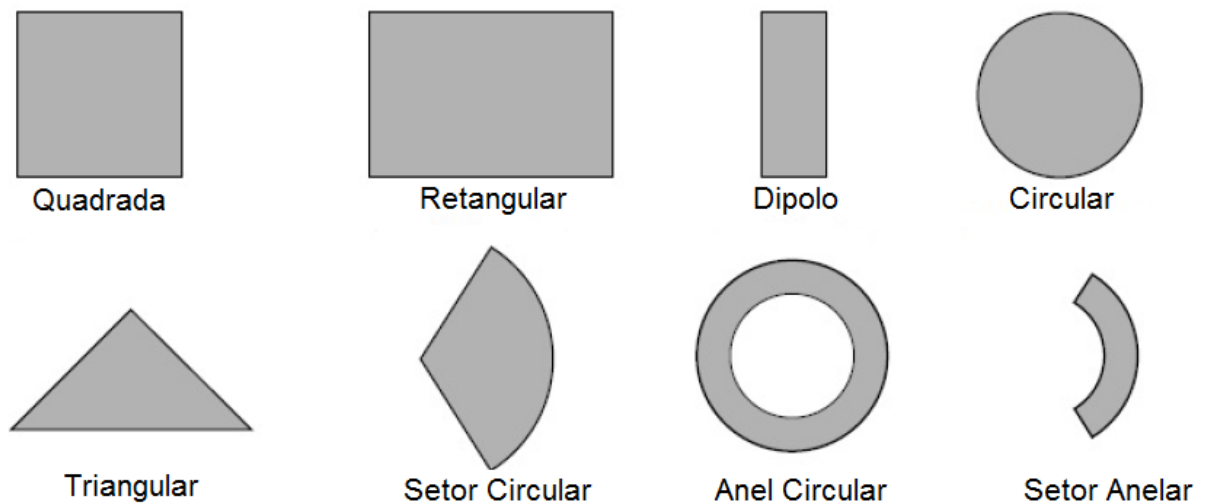


Figura 3.2 - Alguns formas do elemento *patch* [34].

O substrato desse tipo de antena é muito importante tanto para fornecer um suporte mecânico para o *patch*, como manter de forma precisa a distância entre o elemento irradiador e o plano de terra.

Vários tipos de substratos são usados na ciência para as várias aplicações das antenas de microfita, mas em geral a constante dielétrica varia entre $2,2 \ll \epsilon_r \ll 12$. Substratos mais espessos cuja constante dielétrica esteja situada na parte inferior desse intervalo oferecem melhor eficiência e melhor largura de banda, mas óbvio que às custas de um tamanho maior da estrutura. Já substratos mais finos com constante dielétrica maior, próxima da parte superior desse intervalo fornecem menor eficiência e uma largura de banda menor [34] - [37].

Diversas técnicas têm sido estudadas para aumentar a eficiência e a largura de banda de antenas de microfita com constantes dielétricas maiores, tais como: uso de elementos capacitivos; antenas rodeadas por elementos parasitas, geometrias especiais para o *patch*; alterações no plano de terra; uso de antenas acopladas com outras estruturas etc. [32] - [33].

As antenas de microfita apresentam uma série de vantagens que as tornaram muito populares, mas também apresentam algumas desvantagens (das quais podem-se encontrar soluções na literatura). Na Tabela 3.1 pode-se ver um breve resumo dessas vantagens e desvantagens.

Tabela 3.1 - Vantagens e desvantagens das antenas de microfita [34] - [36] - [38].

Vantagens	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Estrutura leve, compacta e de baixo peso; ➤ Baixo perfil, podendo ser ajustada a superfícies planas e não-planas; ➤ Fabricação menos complexa e de baixo custo, devido à técnica de circuito impresso; ➤ Podem ser linearmente ou circularmente polarizadas; ➤ Linhas de alimentação e redes de casamento podem ser fabricadas simultaneamente com a estrutura da antena; ➤ Várias antenas podem ser empilhadas para ter comportamento multibanda; ➤ Extremamente versátil, o que permite vários padrões de irradiação.
Desvantagens	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Não é adequada para aplicações com alta potência; ➤ Possuem baixa eficiência e ganho (~ 6 dBi); ➤ Irradiação externa nas linhas e junções; ➤ Largura de banda estreita.

3.3.1 - Impedância e perda de retorno

Impedância de entrada de uma antena é a impedância que esta apresenta à linha de transmissão ou à estrutura de acoplamento através da qual ela é alimentada. A eficiência com que se efetua a transferência de energia do transmissor para a antena, ou da antena para o receptor acha-se diretamente ligada à impedância da antena [39].

Quando a impedância da linha de transmissão e do *patch* (elemento irradiador) são diferentes, parte da onda é refletida de volta à fonte, dessa maneira gerando uma onda estacionária ao longo da linha de transmissão e isso acaba causando perda de retorno na antena. A impedância da antena pode ser definida como:

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (3.1)$$

onde Z_{in} é a impedância de entrada, ou nos terminais da antena; R_{in} a resistência; X_{in} é a reatância. A parte imaginária vista na impedância de entrada representa a potência armazenada no campo próximo da antena; já a parte resistiva consiste de dois elementos: a resistência de irradiação (R_r) e a resistência de perdas (R_L).

Vale salientar que a potência associada com a resistência de irradiação é a potência irradiada pela antena, enquanto a potência dissipada na resistência de perda é transformada em aquecimento na antena, devido a perdas condutivas ou dielétricas [36] - [40].

A impedância característica, Z_0 , para uma dada dimensão da linha de microfita e altura do substrato, h , é dada por:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \quad \text{Para } \frac{W}{h} \leq 1 \quad (3.2)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1,44 \right) \right]} \quad \text{Para } \frac{W}{h} > 1 \quad (3.3)$$

É mais comum usar um valor de Z_0 desejado para a microfita em um substrato conhecido, que analisar as dimensões da estrutura para determinar Z_0 . Se a primeira relação dada pela Equação 3.4 for verdadeira, o valor de W será igual a esta relação multiplicada por h . Caso seja verdadeira a relação dada pela Equação 3.5, então W será esta relação multiplicada por h [32] - [35].

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

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

onde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (3.6)$$

e

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.7)$$

A perda de retorno é uma medida de eficácia do fornecimento de energia a partir de uma linha de transmissão. É uma taxa logarítmica, em dB, que compara a potência incidente na antena, através da linha de transmissão, com a potência refletida pela antena. É gerada por qualquer mudança na impedância de um cabo (devido a mudanças nas dimensões físicas ou no tipo de isolamento) ou nos conectores do cabo utilizado no sistema [41].

Para se verificar o casamento de impedância entre a linha de transmissão e o elemento irradiador tem-se um indicador muito utilizado, que é o coeficiente de onda estacionária VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*). Ele é medido através da relação entre a tensão máxima e a tensão mínima das ondas estacionárias ao longo da linha de transmissão. Dentro de uma situação tida como ideal, ou seja, quando as impedâncias estão casadas e a reflexão é mínima ($S_{11} = 0$), o VSWR = 1 [6] - [32] - [36].

$$VSWR = \frac{V_{m\acute{a}x}}{V_{m\acute{i}n}} = \frac{V_{inc} + V_{ref}}{V_{inc} - V_{ref}} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (3.8)$$

onde V_{max} é a tensão máxima, V_{min} é a tensão mínima, V_{inc} é a tensão incidente e V_{ref} é a tensão refletida, ambas ao longo da linha de transmissão. Já o coeficiente de reflexão (S_{11}) é a razão entre a onda que foi refletida e a que incidiu em um determinado ponto da linha de transmissão [6] - [32], e é dado por:

$$|S_{11}| = \frac{V_{inc}}{V_{ref}} = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (3.9)$$

3.3.2 - Largura de banda

A largura de banda de uma antena é definida como a faixa de frequências na qual o desempenho da antena atende uma padrão especificado [41].

Alguns critérios são adotados para definir a largura de banda de uma antena, entre eles: $VSWR \leq 2$, ou seja, o módulo do coeficiente de reflexão $|S_{11}| \leq -10$ dB. A largura de banda (BW), dada em MHz, é dada por:

$$BW = f_2 - f_1 \quad (3.10)$$

ou em termos percentuais por:

$$BW(\%) = 100 \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (3.11)$$

onde f_2 é a frequência máxima; f_1 é a frequência mínima de operação e f_0 é a frequência central de operação [36].

3.4 - Patch retangular

O *patch* retangular é a configuração mais usada nas várias aplicações para antenas de microfita. É possível fazer sua análise através dos modelos de linha de transmissão e de cavidade. Nesta Tese será apresentada apenas a abordagem pelo modelo de linha de

transmissão. Há na literatura também definição para o *patch* na forma circular, mas como essa Tese não faz uso dessa geometria, a mesma não será abordada, sendo possível encontrá-la em [6].

3.4.1 - Modelo de linha de transmissão

O modelo de linha de transmissão é o mais fácil de todos os existentes, porém traz consigo resultados menos precisos e sofre de falta de versatilidade. Mesmo assim, esse modelo permite que se tenha uma percepção física da estrutura. Basicamente, esse modelo representa a antena de microfita por duas fendas, separadas por uma linha de transmissão de baixa impedância Z_c e comprimento L .

Como as dimensões do *patch* são finitas em comprimento (L) e largura (W), os campos nas bordas do *patch* sofrem uma espécie de franjeamento. A Figura 3.3 mostra esse efeito.



Figura 3.3 - Linhas de campo elétrico E mostrando o franjeamento no *patch* [6].

Como se sabe, algumas ondas eletromagnéticas viajam no substrato da antena e outras no ar. Uma constante dielétrica efetiva ϵ_{eff} é introduzida para que seja levado em consideração o efeito de franjeamento e a velocidade de propagação na linha de microfita da antena.

Para uma linha de microfita com ar acima do substrato, a constante dielétrica efetiva tem valores no intervalo $1 < \epsilon_{eff} < \epsilon_r$. Porém para a maioria das aplicações, em que a constante dielétrica do substrato é muito maior que a unidade $\epsilon_r \gg 1$, o valor de ϵ_{eff} será mais próximo do valor da verdadeira constante dielétrica ϵ_r do substrato usado na antena de microfita [6].

Os valores iniciais da constante dielétrica efetiva são dados por:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (3.12)$$

O *patch* da antena de microfita parece eletricamente maior que suas dimensões físicas, isso devido aos efeitos de borda (franqueamento), como pode ser visto na Figura 3.4, onde é possível visualizar que ao longo de seu comprimento L , as dimensões do *patch* são estendidas por uma distância dita ΔL .

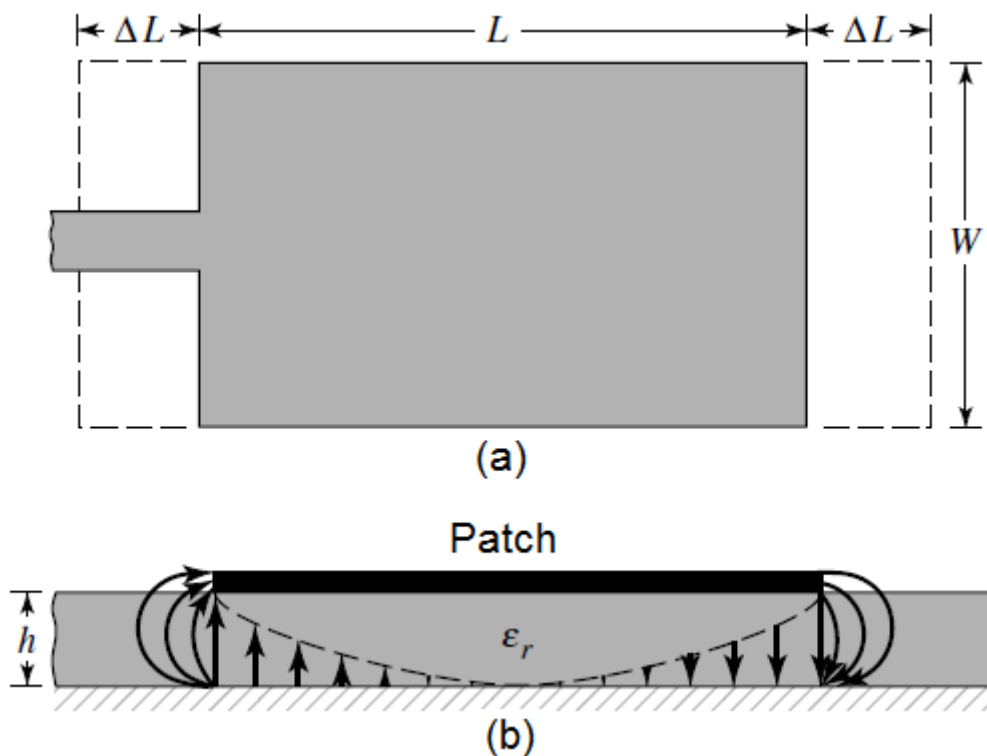


Figura 3.4 - Dimensões de um *patch* retangular e sua extensão ΔL : (a) vista superior, e (b) vista lateral [6].

Essa extensão normalizada do comprimento ΔL é dada por:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\varepsilon_{eff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\varepsilon_{eff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (3.13)$$

É possível também reescrever o comprimento efetivo do *patch* fazendo:

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (3.14)$$

Para projetar uma antena *patch* retangular é preciso conhecer: a constante dielétrica do substrato (ε_r), a frequência de ressonância (f_r) e a espessura do substrato (h). A largura (W) do *patch* é dada por:

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad (3.15)$$

onde v_0 é a velocidade da luz no espaço livre. A partir daí determina-se a constante dielétrica efetiva, usando a Equação 3.12. Tendo o W calculado pela Equação 3.15, determina-se ΔL com a Equação 3.13. Nesse momento se determina o valor do comprimento L através de:

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\varepsilon_{eff}} \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} - 2\Delta L \quad (3.16)$$

3.5 - Métodos de alimentação

Para que qualquer tipo de antena possa entrar em funcionamento é preciso que a mesma seja alimentada por alguma fonte de energia e dessa maneira possa efetuar o processo

de transdução (transformação de energia guiada em energia não-guiada e vice-versa). Nesse aspecto é de extrema importância definir o tipo de alimentação que essa antena vai ter. A alimentação de uma antena vai realizar a transição entre a linha de transmissão de entrada, ou seja, ela mesma e a estrutura irradiante (nesse caso o *patch*).

O conjunto formado pela estrutura irradiante e pelo método de alimentação afeta o comportamento da impedância de entrada da antena e, portanto, sua banda. É possível também que o método de alimentação apresente perdas consideráveis, que podem diminuir a eficiência de irradiação da antena ou até mesmo distorcer a forma de seu diagrama de radiação [42] - [43].

Na literatura, ao longo dos anos, diversos modelos de alimentação para antenas de microfita foram estudados e desenvolvidos. Entre os mais comuns e mais utilizados tem-se: alimentação por linha de microfita; alimentação por sonda coaxial; alimentação por acoplamento por abertura e alimentação por acoplamento por proximidade [6].

A alimentação por sonda coaxial é uma das alimentações mais usadas e também é conhecida como ponta de prova ou alimentação por cabo coaxial. Este tipo de alimentação é considerada simples e de baixo custo. Aqui o condutor interno do cabo coaxial é conectado diretamente ao *patch* (elemento irradiante) e sua malha externa é conectada ao plano de terra da antena. Um fator interessante desse tipo de alimentação é que é possível colocar a ponta da alimentação em qualquer posição do *patch*, podendo com isso alcançar um bom casamento de impedância [6] - [36] - [43]. A Figura 3.5 mostra como é a alimentação por sonda coaxial.

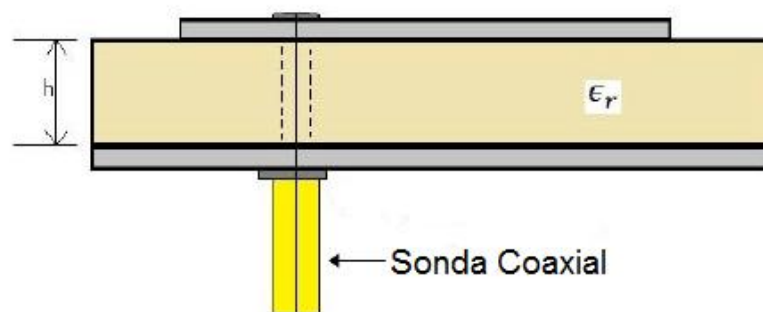


Figura 3.5 - Alimentação por sonda coaxial [34].

Esse tipo de alimentação apresenta um problema: largura de banda estreita, resultado do surgimento de indutâncias produzidas pelo cabo coaxial. Essa indutância é maior em substratos mais espessos, pois aqui a sonda coaxial precisa ter um comprimento maior para atravessar o substrato [36].

A alimentação por linha de microfita é também um método muito conhecido e difundido na literatura e com propriedades de baixo custo, fácil fabricação e fácil análise. Esse método consiste em uma fita condutora metálica, em geral com uma largura menor que a largura do *patch* da antena. Há também uma deficiência nesse método, pois à medida que a espessura do substrato aumenta surgem ondas de superfícies e um aumento na irradiação espúria fazendo com que a eficiência da antena diminua e sua largura de banda fique limitada. Esse tipo de alimentação pode ser visto na Figura 3.6 [6] - [43].

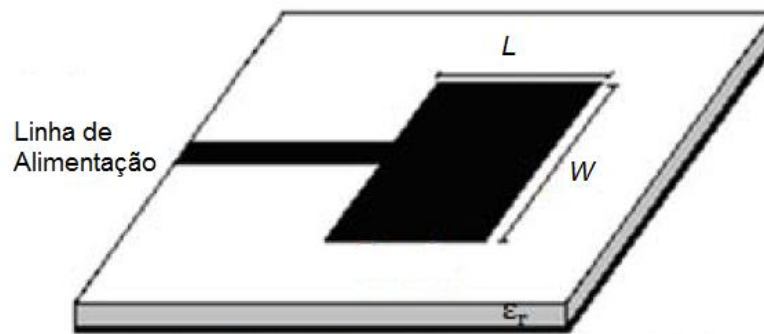


Figura 3.6 - Alimentação tradicional por linha de microfita [32].

Alcançar o casamento de impedância entre essa linha de alimentação e o *patch* (elemento irradiador) não é trivial. Para reduzir esse trabalho, variações desse método de alimentação são usadas, tais como implementar um circuito casador com transformador $\lambda/4$ ou um método chamado *inset feed*, que podem ser vistos na Figura 3.7 [36].

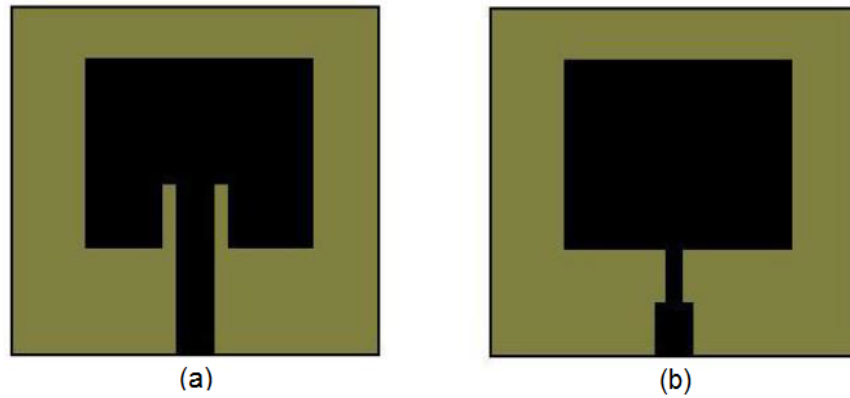


Figura 3.7 - Variações nesse tipo de alimentação: (a) *inset feed*, e (b) circuito casador [44].

Outro método de alimentação conhecido é a alimentação por acoplamento por abertura. Esse modelo é considerado o método mais difícil de se fabricar e também possui banda estreita. Porém possui modelagem simples e tem irradiação espúria moderada. Consiste em dois substratos separados por um plano de terra. Na face inferior do substrato de baixo há uma linha de microfita, cuja energia é acoplada ao *patch* através de uma fenda no plano de terra que separa os dois substratos [6].

O plano de terra entre os dois substratos é responsável por isolar a alimentação do elemento irradiante, diminuindo assim, a interferência da irradiação espúria e melhorando a pureza da polarização. Geralmente o casamento de impedâncias entre o *patch* e a linha de alimentação pode ser realizado pelo ajuste do posicionamento, do formato e do tamanho da abertura, bem como das dimensões geométricas e do posicionamento da linha de alimentação [6] - [43]. A Figura 3.8 mostra esse tipo de alimentação.

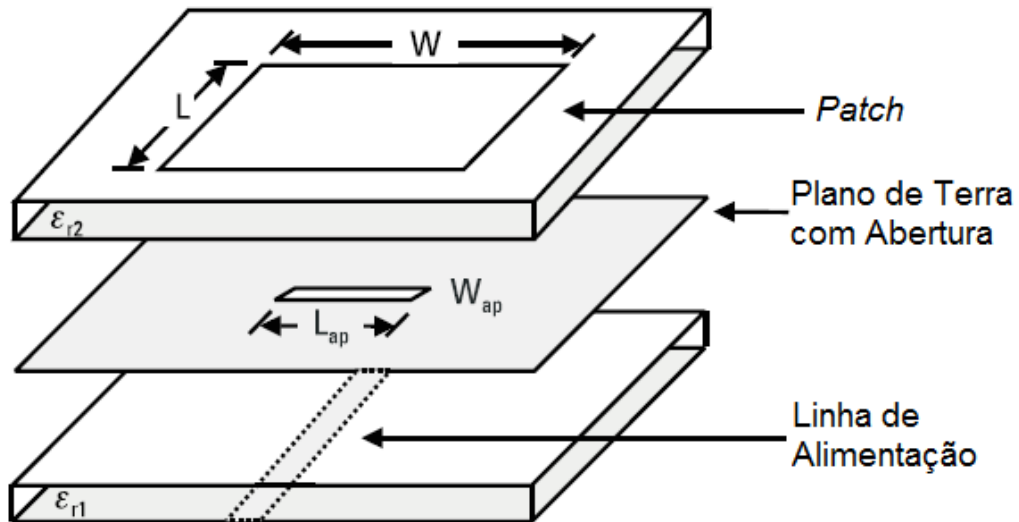


Figura 3.8 - Alimentação por acoplamento por abertura [31].

O método de alimentação por acoplamento por proximidade é o que consegue apresentar a maior largura de banda dentre os métodos. Também possui modelagem simplificada e baixa irradiação espúria. É considerado de média dificuldade de fabricação, mas ainda assim bem usado. Aqui, uma camada de material dielétrico (com *patch* impresso) é sobreposta sobre uma linha de alimentação de microfita, fazendo com que os campos eletromagnéticos da linha de alimentação se acoplem capacitivamente ao *patch*, por proximidade. Essa configuração pode ser vista na Figura 3.9 [6] - [43].

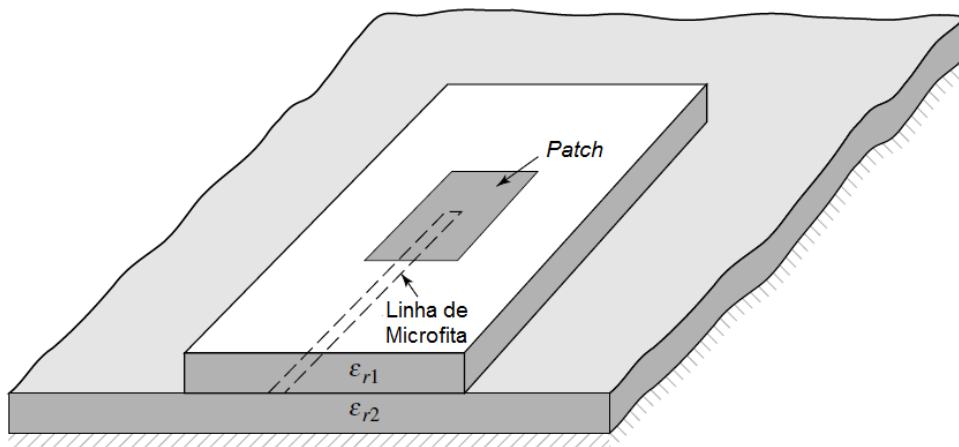


Figura 3.9 - Alimentação por acoplamento por proximidade [6].

3.6 - Métodos de análise

Com os parâmetros físicos de uma antena de microfita em mãos, é preciso usar algum método que produza uma estimativa numérica para os diversos critérios de funcionamento de uma antena, tais como: largura de banda, impedância, diretividade, diagrama de radiação, polarização, ganho, eficiência etc. Algumas razões fazem a análise numérica das antenas de microfita ser importante, entre elas: diminui o número de ciclo de tentativa e erro durante a fabricação da antena; possibilita avaliar a flexibilidade e as limitações; e fornece uma compreensão dos princípios básicos de funcionamento que podem ser úteis para se propor mudanças, ajustes e novas configurações [36].

Em meados dos anos 60, os métodos numéricos foram introduzidos permitindo que sistemas completos de antenas, anteriormente considerados intratáveis analiticamente, pudessem ser analisados e estudados com certo grau de precisão [34] - [38]. Por essa razão várias técnicas tem sido propostas, estudadas e utilizadas para determinar as características operacionais de uma antena de microfita. Essas técnicas possuem graus de complexidade e precisão variadas e se dividem em: técnicas analíticas ou empíricas; e métodos de onda completa.

As analíticas incluem principalmente o modelo de linha de transmissão (descrito na seção 3.4.1), modelo de rede multiporta e modelo de cavidade (estes dois últimos não serão descritos nesta Tese, mas podem ser encontrados em [6]). Nestes métodos, os campos associados à antena são divididos em região interna e externa. A região interna é formada pelo *patch*, plano de terra sob o *patch* e as paredes formadas pela projeção da periferia do *patch* no plano de terra. Já a região externa é composta por todo o restante (restante do plano de terra e do dielétrico que forma o substrato e a superfície que forma o *patch*) [36].

Já os Métodos de Onda Completa tem sido muito estudados e tem recebido muita atenção dos cientistas devido a sua alta precisão de análise. No geral, são baseadas em soluções das Equações de Maxwell no domínio do tempo; e por equações integrais no domínio espectral. Entre os métodos mais usados, tem-se: Método dos Momentos (MoM); Métodos dos Elementos Finitos (FEM); Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo

(FDTD); e o Método das Ondas (WCIP). Nesta Tese, esses métodos serão brevemente descritos.

3.6.1 - Método dos Momentos - MoM

Nesse método de análise no domínio do tempo, conhecido por Método dos Momentos (MoM), a função de Green exata é usada na formulação da integral do campo elétrico E para satisfazer as condições de contorno nas interfaces da antena de microfita. Essa equação é feita para as correntes desconhecidas no *patch*, linha de alimentação e suas imagens no plano de terra.

Dessa forma, a equação integral resultante é discretizada em um conjunto de equações lineares através do MoM e disposta em uma topologia matricial. A solução dessa equação matricial resulta na distribuição de corrente do *patch*, juntamente com as funções exatas de Green para a estrutura e valores de impedância, polarização e padrão de irradiação [36]. Esse método é considerado um dos mais simples modelos de onda completa para modelagem de antenas de microfita. Possui esse nome devido ao processo de tomar momentos de multiplicação pelas funções de peso e integração [34].

3.6.2 - Método dos Elementos Finitos - FEM

Este método é indicado para antenas com configurações volumétricas. Sua região de interesse é dividida em elementos menores, daí o nome. Estas unidades discretizadas (elementos finitos) podem assumir qualquer geometria desde que esta seja coerente com a sua possibilidade de análise de dimensões (bidimensional ou tridimensional). Essa formulação matemática envolve integração de funções de base sobre todo o *patch* e suas sub-regiões [32].

A análise por esse método envolve, pelo menos quatro procedimentos, sendo eles [34]:

- Discretização da região da solução em um número finito de elementos;

- Geração das equações para os campos ou potenciais em cada elemento;
- Integração de todos os elementos;
- Solução do sistema de equações.

3.6.3 - Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo - FDTD

A aplicação do método FDTD para simular o fenômeno eletromagnético foi originalmente formulado por Kane Yee em 1966. Desde então, ela tem sido usada para uma variedade de aplicações e muitas extensões do algoritmo básico foram desenvolvidas, inclusive para aplicações nas áreas de fotônica e nanotecnologia [34].

Para se utilizar o método FDTD, é necessário estabelecer um domínio computacional, o que significa ser definida uma região espacial onde todo o problema estará confinado, incluindo todas as possíveis interações que porventura ocorram. Dependendo da dimensão espacial utilizada, tal região pode ser uma reta, um plano ou um cubo.

É feita uma discretização espacial em células ao longo de três coordenadas cartesianas. Cada uma delas contém informações sobre as características do material. Suas bordas são alinhadas de acordo com as configurações de contorno e é assumido que, no centro de cada célula, estão localizados os campos magnéticos. As células que contêm as fontes de energia são excitadas por uma função de excitação adequada, que se propaga ao longo da estrutura. A tensão que atravessa dois pontos pode ser encontrada pelas integrais de campo elétrico. A corrente é computada por uma integral de campo magnético em torno do condutor, onde a Transformada de Fourier resulta na resposta em frequência [32] - [34].

3.6.4 - Método das Ondas - WCIP

O Método das Ondas é um método de onda completa, baseado na incidência de uma onda transversal sobre uma superfície e no espalhamento dessa onda. Ele é mais conhecido na

literatura por *Wave Concept Iterative Procedure*, WCIP. A necessidade relativamente reduzida de recursos computacionais e a flexibilidade quanto à forma da estrutura planar são características do WCIP [45].

Para descrever a estrutura, uma superfície S é discretizada através de uma malha de n_x x n_y pontos, dando origem a uma malha de $(n_x - 1) \times (n_y - 1)$ *pixels*, $\Delta x \times \Delta y$. Em cada *pixel*, a natureza da interface (superfície metálica, magnética, dielétrica; fonte ou carga) é descrita pelo respectivo operador espalhamento.

O processo de múltiplas reflexões é iniciado a partir de condições iniciais e finalizando quando uma convergência é alcançada. Dois operadores relacionando as ondas incidentes e refletidas no domínio espacial, S_{xy} e no domínio espectral, T , regem o processo iterativo. A passagem entre os domínios espacial e espectral e vice-versa é feito através da utilização da transformada de Fourier e sua inversa, respectivamente [32].

3.7 - Polarização

A polarização de uma antena em uma dada direção é definida como a polarização da onda transmitida (irradiada) pela antena. Essa polarização é definida como a propriedade de uma onda eletromagnética que descreve a direção e amplitude, variantes no tempo, do vetor de campo elétrico, ou seja, é a curva traçada em função do tempo, pela extremidade do vetor em um ponto fixo do espaço e o sentido em que é traçada, sendo observada ao longo da direção de propagação [6].

Sendo assim, a polarização de uma onda pode ser definida em termos da onda irradiada (transmitida ou recebida) pela antena em uma dada direção. A polarização pode ser classificada como linear, circular e elíptica. As polarizações linear e circular são ditas casos especiais da elíptica, e podem ser obtidas quando a elipse se torna uma linha reta ou um círculo [6].

Quando se fala em polarização linear, define-se que o vetor de campo elétrico E encontra-se na mesma direção em qualquer instante de tempo. A projeção da extremidade do vetor descreve uma reta sobre um plano normal à dada direção de propagação à medida que a

onda eletromagnética se propaga. Define-se como polarização linear vertical àquela para a qual o vetor de campo elétrico E é vertical a uma superfície (superfície terrestre, por exemplo); e define-se polarização linear horizontal àquela onde o vetor campo elétrico E é horizontal à superfície. Na Figura 3.10 é possível observar um exemplo de uma onda eletromagnética com polarização linear vertical [36].

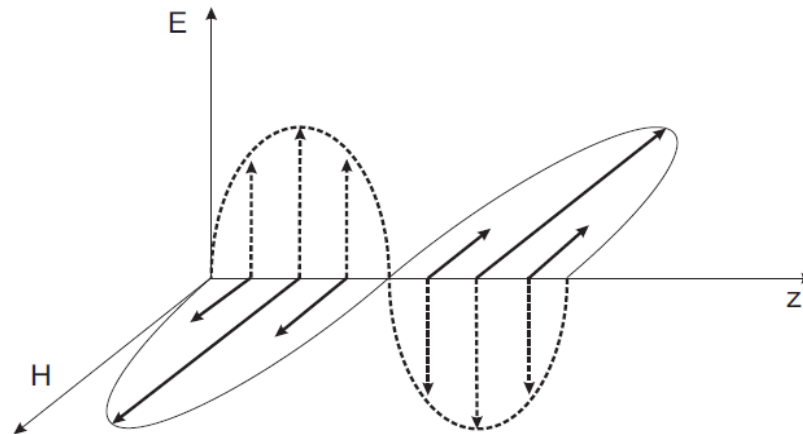


Figura 3.10 - Onda com polarização linear vertical [36].

Já na polarização elíptica, a projeção da extremidade do vetor campo elétrico E descreve uma elipse em um plano normal à dada direção de propagação. Torna-se o resultado da combinação de duas ondas planas uniformes e de mesma frequência, com propagação na mesma direção, tendo os campos de fases, de amplitudes e orientação diferentes mas não arbitrários. Sendo assim, para a onda estar polarizada elipticamente, o campo resultante na direção de propagação deve sofrer um movimento de rotação variante no tempo, como pode-se ver na Figura 3.11 [6] - [36].

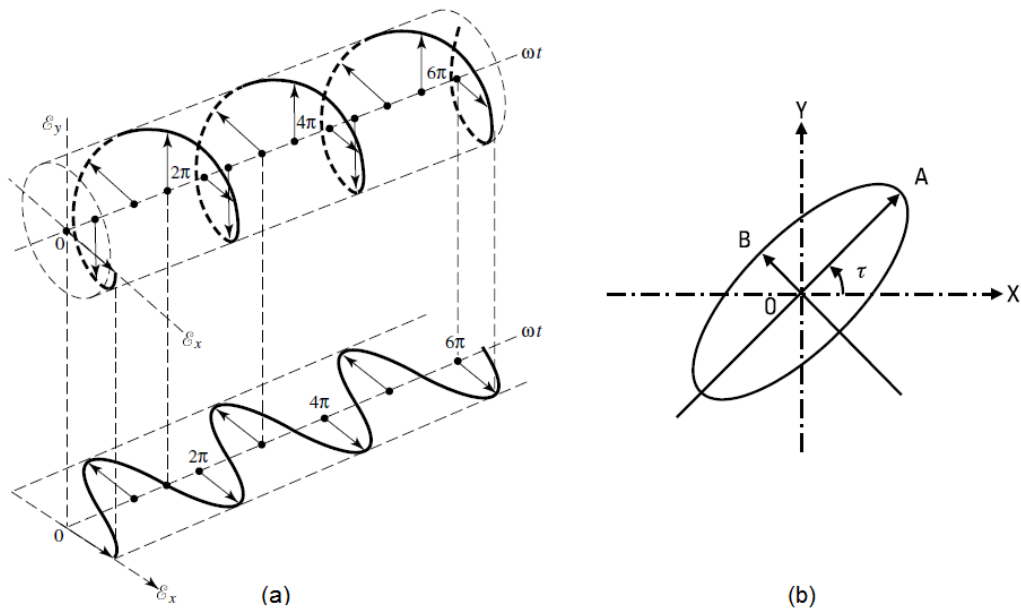


Figura 3.11 - Polarização elíptica: (a) rotação da onda, e (b) formato da onda com polarização em $z = 0$ [6] - [31].

Nesse trabalho a polarização circular será descrita com um pouco mais de detalhes, pois um dos objetivos desta Tese é apresentar um novo método de se obter a polarização circular (Capítulo 5).

3.7.1 - Polarização circular

Um caso particular da polarização elíptica é a polarização circular. Neste caso, a elipse é reduzida a um círculo, e de acordo com o sentido de rotação do vetor campo elétrico, horária ou anti-horária, podem ser distinguidas entre polarização circular à direita e polarização circular à esquerda, respectivamente [36].

Ou seja, na polarização circular, uma onda harmônica no tempo é circularmente polarizada se o vetor campo elétrico \mathbf{E} ou magnético \mathbf{H} em qualquer ponto do espaço traça um círculo em função do tempo. A antena de microfita é a antena mais usada para gerar polarização circular [46].

São muitas as vantagens que antenas circularmente polarizadas podem oferecer quando comparadas a antenas linearmente polarizadas. Os sistemas com antenas circularmente polarizadas apresentam um melhor comportamento diante de geografias/superfícies irregulares, pois apresentam boas características de reflexibilidade (se adapta bem às múltiplas reflexões) e absorção do sinal, além de demonstrarem pouca dependência entre a orientação das antenas transmissora e receptora. Na faixa de frequência de micro-ondas, a polarização circular atenua problemas como alteração de fase do sinal e efeitos de múltiplos percursos [47].

Levando em consideração ainda a Figura 3.11 e o sistema de coordenadas cartesianas, o campo elétrico \mathbf{E} se propaga na direção positiva do eixo z e seus valores escalares instantâneos são dados por:

$$E_x(z, t) = E_{x0} \cos(\omega t - kz + \phi_x) \quad (3.17)$$

e

$$E_y(z, t) = E_{y0} \cos(\omega t - kz + \phi_y) \quad (3.18)$$

onde E_{x0} , E_{y0} , ϕ_x , ϕ_y , são as magnitudes e fases dos componentes em x e y , nessa ordem. A frequência angular é representada por ω , o tempo decorrido por t , a posição por z e o número de onda por k .

Para satisfazer a condição de polarização circular é necessário e suficiente que o vetor campo elétrico \mathbf{E} (ou magnético \mathbf{H}) possua as seguintes características: deve ser composto por duas componentes lineares ortogonais; as duas componentes devem ser de mesma magnitude, $|E_x| = |E_y|$; e apresentar quadratura de fase, $|\phi_x - \phi_y| = 90^\circ$.

Deixando claro mais uma vez que, com um observador próximo ao transmissor e olhando para o receptor, diz-se que há polarização circular à direita (RHCP) se a rotação do campo está girando no sentido horário. Já quando está girando no sentido anti-horário a polarização é chamada de à esquerda (LHCP) [47].

A taxa ou razão axial (RA) é uma métrica que mede o nível de elipticidade de uma onda, considerando a razão entre suas componentes de campo, como mostra a Figura 3.12.

Observa-se que a razão axial é unitária quando a polarização é circular e que ela tende ao infinito quando a polarização é linear, ou seja, a polarização é puramente circular quando $RA = 1$ (adimensional) = 0 dB, mas de forma geral, é admissível uma RA de até 3 dB.

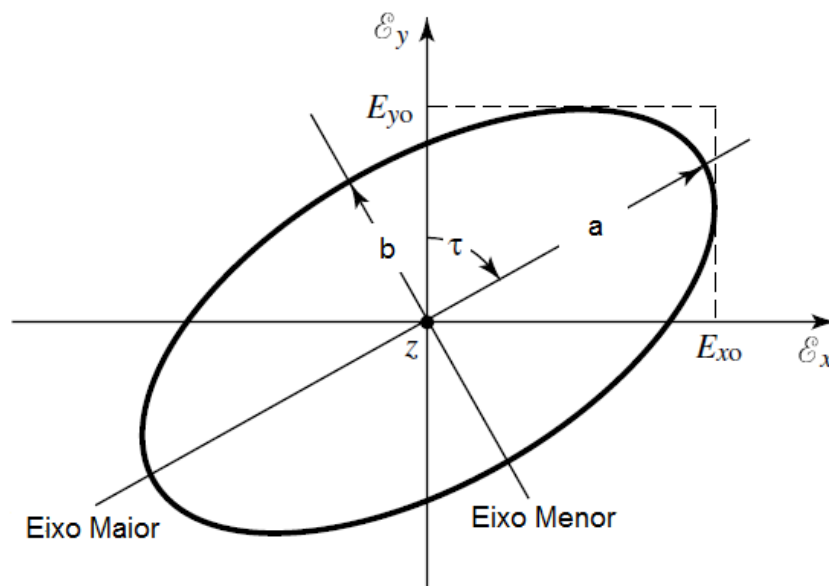


Figura 3.12 - Elipse considerada em cálculos de razão axial [6].

A razão axial pode ser calculada, considerando a Figura 3.12 como base, e utilizando a Equação 3.19.

$$RA = \frac{\text{Eixo Maior}}{\text{Eixo Menor}} = \frac{a}{b} \quad 1 \leq RA \leq \infty \quad (3.19)$$

Essa mesma razão pode ser expressa em decibéis usando:

$$RA(dB) = 20 \log(RA) \quad (3.20)$$

Podendo ser reescrita em função das magnitudes dos campos e sua diferença de fase, como:

$$RA(dB) = 10 \log \left[\frac{E_x^2 + E_y^2 + \sqrt{E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos(\psi)}}{E_x^2 + E_y^2 - \sqrt{E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos(\psi)}} \right] \quad (3.21)$$

onde $\psi = 2(\phi_x - \phi_y)$ [47].

3.8 - Conclusões

Neste capítulo foi apresentada a fundamentação teórica das antenas de microfita, mostrando um breve histórico e suas propriedades básicas. Também foram apresentados parâmetros importantes para projetos de antenas de microfita, tais como: impedância, perda de retorno e o modelo de linha de transmissão para a fabricação de *patches* retangulares. Alguns modelos de alimentação e de análise foram discutidos. E ainda foi apresentada a importância da polarização em um projeto de antenas de microfita. Embora já se tenha um certo nível de maturidade no estudo dessas antenas, diversas oportunidades e problemas desafiadores que aguardam soluções, ainda existem. Por essa razão o Capítulo 5 desta Tese irá apresentar uma nova configuração de antena de microfita acoplada à outras estruturas para se alcançar uma polarização circular em duas bandas de operação.

Capítulo 4

Metamateriais

4.1 - Introdução

A busca por novos materiais que apresentem propriedades consideradas especiais que não podem ser encontrados diretamente na forma natural é um tema que sempre motivou as comunidades científicas e industriais e isso tem direcionado diversos ramos de investigação. Dentro desse tipo de classificação: “novos materiais”, pode-se destacar o material conhecido pelo nome de metamaterial. Graças às suas propriedades físicas e potenciais aplicações estes materiais (propostos pelo físico Veselago em 1968) tem despertado grande interesse nos últimos anos em diversos campos de investigação [48] - [49].

Os metamateriais podem ser definidos, de maneira geral, como meios artificiais que apresentam propriedades eletromagnéticas especiais que não se encontram na natureza; onde o prefixo *meta* é uma alusão à natureza excêntrica de seus parâmetros eletromagnéticos. Os metamateriais surgiram assim como uma promissora tecnologia, capaz de atender às exigências excepcionais dos sistemas atuais e futuros de comunicações [50].

As propriedades elétricas e magnéticas dos materiais podem ser definidas por dois parâmetros: permissividade elétrica (ϵ) e permeabilidade magnética (μ). Juntos, esses parâmetros determinam o comportamento do material quando uma onda eletromagnética se propaga através do mesmo. Em meios convencionais ambos os parâmetros apresentam valores positivos. A permissividade elétrica pode apresentar valores negativos em alguns materiais, mas não é conhecido nenhum material natural que apresente a permeabilidade magnética com valores negativos.

No entanto, uma classe de materiais conhecidos como LHM (*Left-Handed Materials*) possuem permissividade efetiva (ϵ_{eff}) e permeabilidade efetiva (μ_{eff}) apresentando valores negativos [51]. Nesses materiais o índice de refração (n) é negativo, o que resulta na inversão

dos parâmetros eletromagnéticos conhecidos que foram estudados por Veselago [52]. Ele ressaltou que tais materiais não estavam disponíveis na natureza, o que fez com que suas observações na época ficassem apenas na teoria [43].

Este capítulo apresentará a fundamentação teórica dos metamateriais. Será mostrado um breve histórico com suas principais propriedades (índice de refração negativo; e velocidades de grupo e fase), bem como a formulação matemática para o projeto de um meio metamaterial. Serão apresentadas também as principais características das metasuperfícies e algumas aplicações desse tipo de estrutura, pois esta será a versão de metamaterial utilizada nesta Tese.

4.2 - Breve histórico

Os primeiros estudos com o intuito de explorar o conceito de material artificial, remete na verdade, desde o final do século XIX, quando Jagadis Chunder Bose em 1898 realizou o primeiro experimento de micro-ondas em estruturas torcidas, que hoje são chamadas de meios quirais. Em 1948, Koch criou lentes fazendo uso de micro-ondas com arranjos de esferas condutoras, discos e fitas, dispostos periodicamente. Victor Veselago em 1968, pesquisava o comportamento de ondas planas propagando-se em materiais cuja permissividade e permeabilidade eram simultaneamente negativas [52] - [53]. Na época em que publicou seus resultados, Veselago mencionou que estes materiais não estavam disponíveis na natureza e por isso seu trabalho ficou no campo da teoria. Seus estudos teóricos mostraram que para uma onda plana monocromática propagando-se uniformemente em tal meio, a direção do vetor de Poynting é antiparalelo à direção da velocidade de fase, ao contrário da propagação de uma onda plana em um meio convencional [53].

Apesar das propriedades apresentadas pelos metamateriais terem sido propostas inicialmente por Veselago em 1968, a comprovação de que tais propriedades eram possíveis e que havia uma forma de criar esses materiais só foi obtida cerca de 30 anos depois. Em 1999, um estudo em conjunto de pesquisadores da Universidade Duke, nos EUA, e do Imperial College, na Inglaterra, levou à publicação de um trabalho que demonstrava a possibilidade de

construção desses materiais. Esse grupo denominou sua descoberta como metamaterial, o que se tornou um dos focos das pesquisas recentes em eletromagnetismo [54] - [55].

Inicialmente, materiais com permissividade elétrica negativa foram obtidos por meio de um arranjo periódico de fios metálicos condutores alinhados ao longo da direção de propagação [56], como pode ser visto na Figura 4.1.

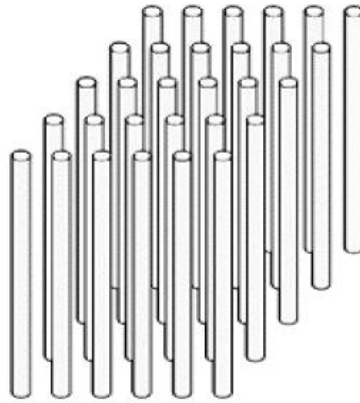


Figura 4.1 - Arranjo periódico de fios condutores usados para produzir um meio com permissividade elétrica negativa [57].

Porém, para que o estudo de Veselago fosse comprovado era necessário fabricar um material com permeabilidade magnética negativa. Em 1999, Pendry demonstrou que uma estrutura em anel aberto, como mostra a Figura 4.2, denominada ressoador em anel dividido - SRR (*Split Ring Resonator*), era capaz de prover uma permeabilidade magnética negativa [58].

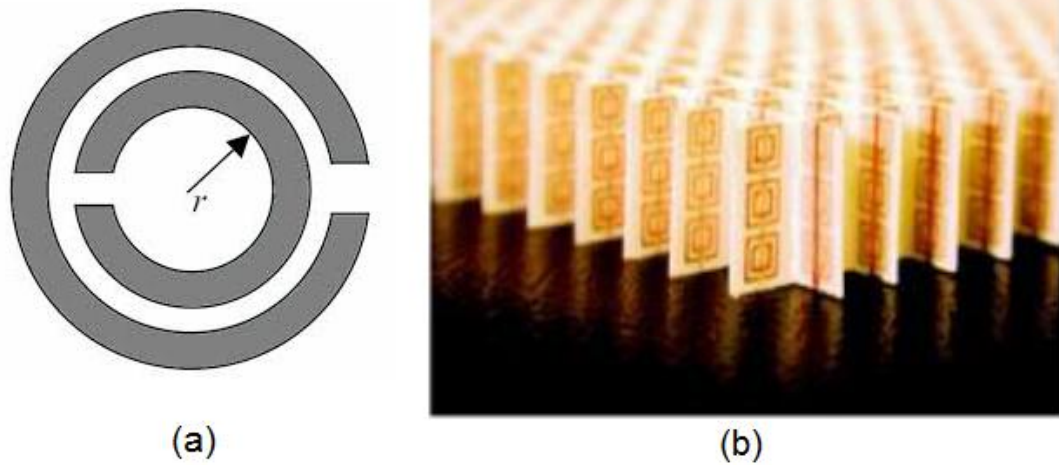


Figura 4.2 - SRR usado para produzir um meio com permeabilidade magnética negativa: (a) célula isolada, e (b) conjunto de SRR [43] - [53].

David Smith combinou as duas estruturas de Pendry em um único arranjo, de modo que o comprimento de onda a ser utilizado fosse maior que os elementos e que o espaçamento do arranjo compreendido por eles. Dessa forma, o comportamento *Left-Handed* foi alcançado, comprovando assim as teorias propostas por Veselago. A Figura 4.3 mostra o arranjo artificial desenvolvido por Pendry e Smith [58].

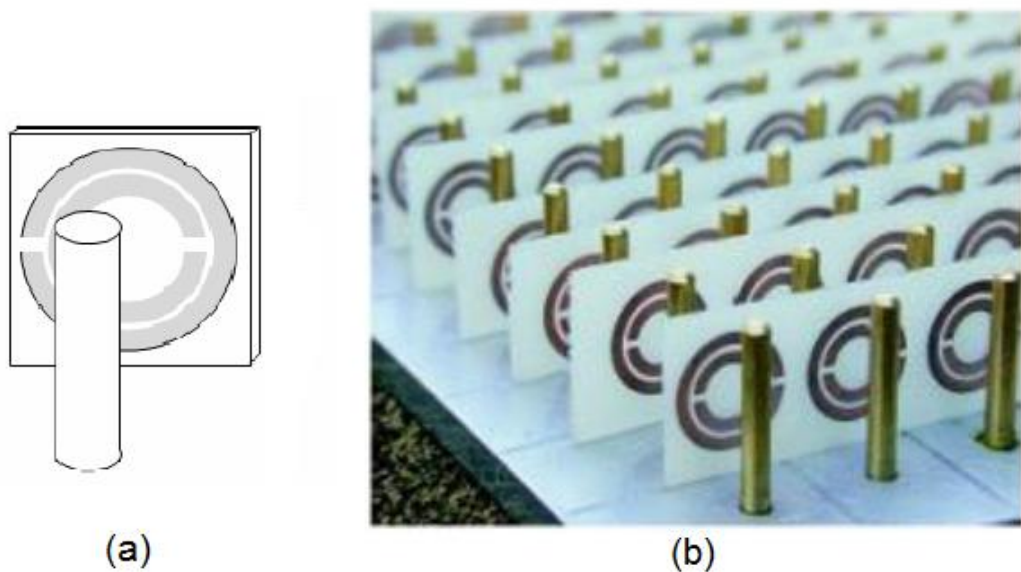


Figura 4.3 - Arranjo criado para produzir um meio com permissividade e permeabilidade negativas: (a) célula isolada, e (b) arranjo completo [43] - [53].

Uma das propriedades responsáveis pelo interesse no estudo dos metamateriais é o seu índice de refração negativo, o que representa um avanço em direção à compreensão de mecanismos de invisibilidade e à realização de microscópios de super-resolução [59], possibilitando assim o uso de metamateriais em diversas áreas do conhecimento, tais como tecnologia da informação e comunicação, defesa e segurança aérea, telecomunicações etc.

4.3 - Propriedades básicas dos metamateriais

Os metamateriais são tipicamente concebidos pela disposição de uma série de pequenas aberturas ou dispersores numa matriz regular, ao longo de uma região do espaço [60]. Esses elementos são inseridos em pequenos blocos, conhecidos como células unitárias, dispostas em um arranjo. Devido à variedade de formas que eles podem assumir, existe uma diversidade de comportamentos eletromagnéticos correspondentes [54].

Os parâmetros de permissividade e permeabilidade são relacionados ao índice de refração n através da Equação [61]:

$$n = \pm\sqrt{\mu_r \epsilon_r} \quad (4.1)$$

em que ϵ_r e μ_r são a permissividade e a permeabilidade relativas relacionadas respectivamente à permissividade e a permeabilidade no espaço livre, dadas por: $\epsilon_0 = \epsilon/\epsilon_r = 8,854 \times 10^{-12}$ F/m e $\mu_0 = \mu/\mu_r = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m. Da Equação 4.1 é possível perceber que há quatro possibilidades de combinações de sinais para ϵ e μ : (+, +), (+, -), (-, +) e (-, -).

Essas quatro combinações representam as quatro diferentes possibilidades de materiais para aplicações eletromagnéticas, baseadas em suas permissividades e permeabilidades [51]. A Figura 4.4 mostra uma representação gráfica dessas quatro possibilidades, bem como a reflexão e a refração, considerando uma interface entre o ar e cada meio em questão.

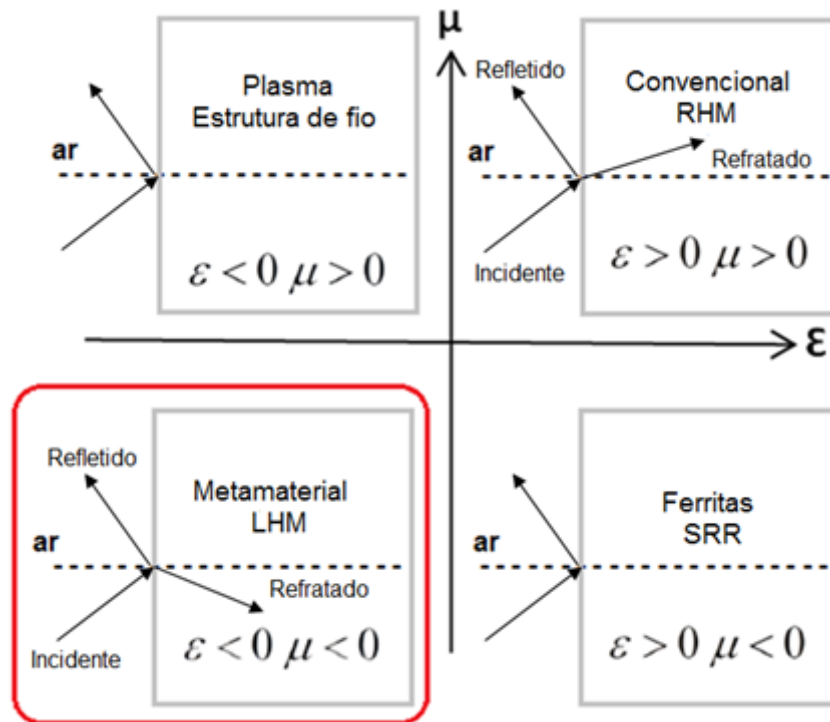


Figura 4.4 - Esquemático da permissividade e permeabilidade para os quatro tipos de meios [43].

Na região onde o \mathcal{E} é negativo e o μ é positivo encontra-se o plasma, bem como as estruturas compostas por fios metálicos. Na região onde o \mathcal{E} é positivo e o μ é negativo, encontram-se as ferritas e os arranjos compostos por anéis divididos - SRR. Veselago determinou que se \mathcal{E} ou μ fossem negativos (tivessem sinais opostos), o material não suportaria a propagação de ondas eletromagnéticas, o que veio a ser conhecido como EBG (*band gap* eletromagnético) [52].

Os meios convencionais encontram-se na região onde \mathcal{E} e μ são positivos, ou seja, onde a refração ocorre positivamente - RHM (*Right-Handed Materials*). Os metamateriais encontram-se na região onde \mathcal{E} e μ são negativos e a refração ocorre negativamente - LHM (*Left-Handed Materials*).

O índice de refração negativo, presente nos meios LH resulta em uma velocidade de grupo anti-paralela à velocidade de fase, causando efeitos interessantes, como por exemplo, a inversão do raio refratado na Lei de Snell, comparado aos meios convencionais [51].

O índice de refração determina como o feixe é defletido na interface de separação entre dois meios distintos. Com o índice de refração positivo, o feixe é defletido no lado oposto da normal à superfície em relação ao feixe incidente. Com o índice de refração negativo, o feixe é defletido no mesmo lado da normal à superfície. Na Figura 4.5 é possível observar o fenômeno de refração nos dois meios para um prisma de RHM e LHM.

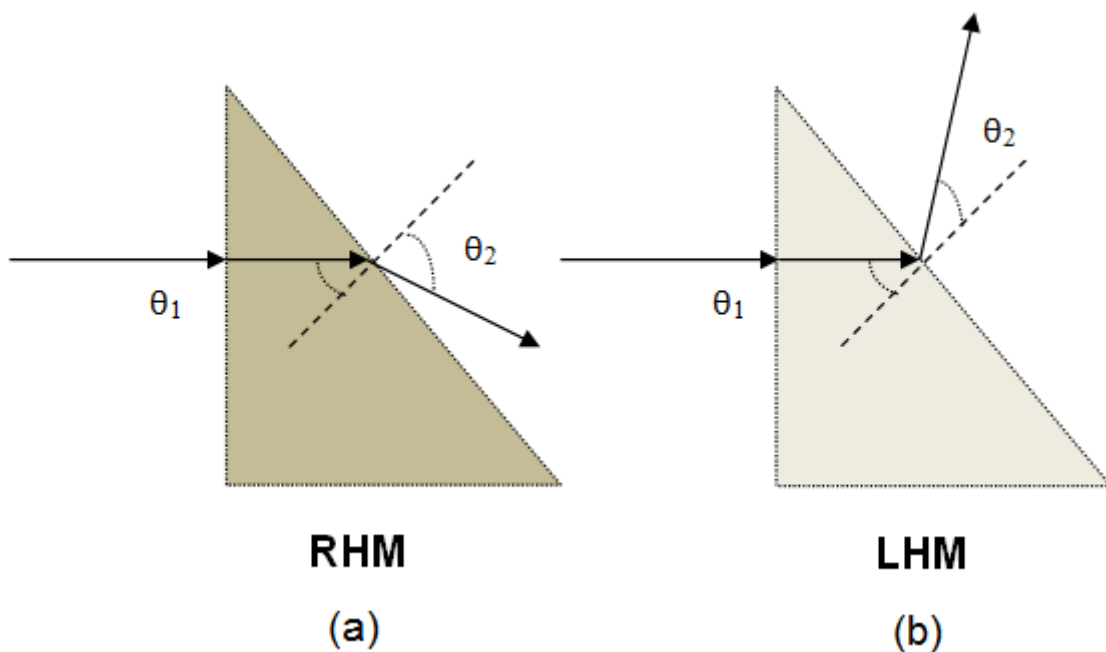


Figura 4.5 - Exemplo de propagação em um meio: (a) RHM, e (b) LHM [43].

No prisma RHM o raio refratado produz um ângulo positivo com a normal. No prisma LHM, ao contrário, o raio refratado produz um ângulo negativo com a normal. Além disso, a velocidade de grupo (que caracteriza o fluxo de energia) e a velocidade de fase (que caracteriza o movimento das frentes de onda), apontam em direções opostas, como é mostrado na Figura 4.6.

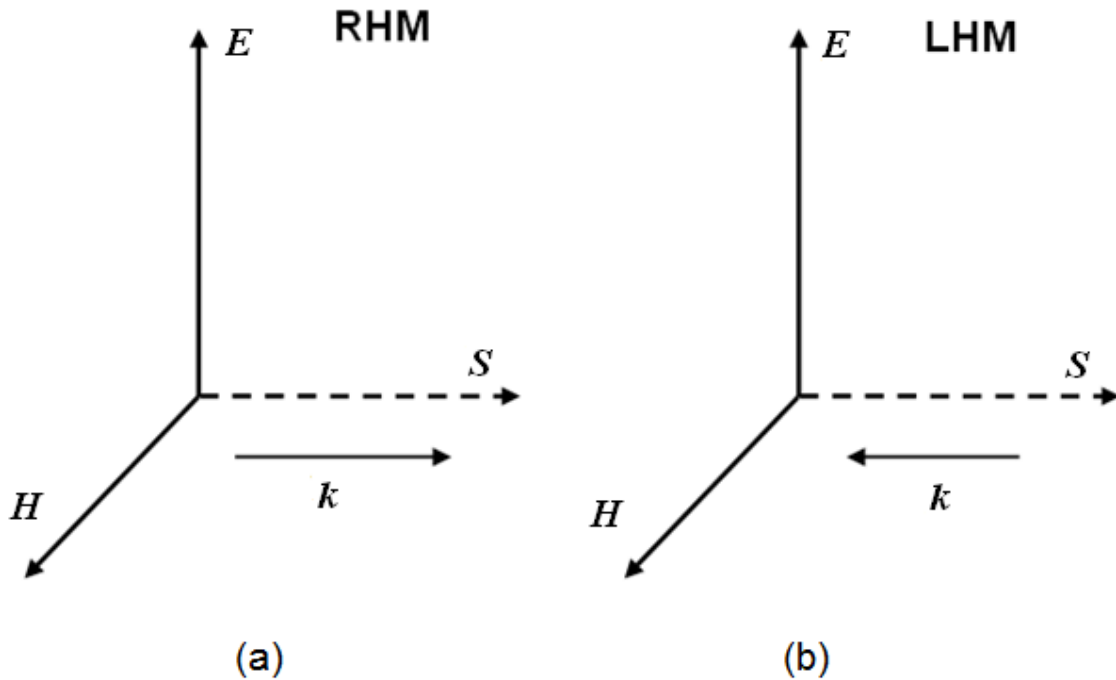


Figura 4.6 - Direção do campo elétrico E , do campo magnético H , do vetor de Poynting S e do vetor de onda de um meio k : (a) para RHM, e (b) para LHM [43].

Vale ressaltar que os metamateriais são meios dispersivos (possuem valores de ϵ e μ dependentes da frequência, sendo simultaneamente negativos dentro de uma estreita faixa de frequência) [51].

Da mesma forma que ocorre com os átomos e moléculas de um material convencional, os componentes metálicos elementares de um metamaterial, só exibem suas propriedades estruturais para altas frequências. Para baixas frequências, a estrutura se comporta de modo homogêneo, passando a ser descrita pelas propriedades macroscópicas de permissividade, permeabilidade e índice de refração [62]. Na Figura 4.7 é possível ver uma ilustração com uma comparação entre átomos sólidos naturais e um metamaterial construído com ressoadores SRR.

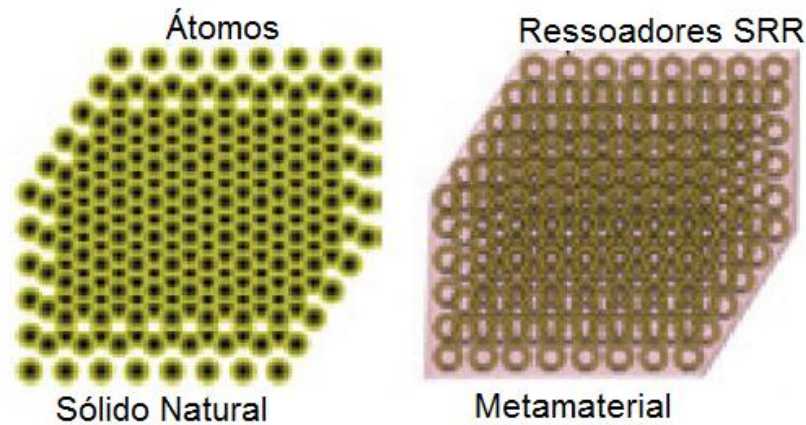


Figura 4.7 - Comparação entre átomos sólidos naturais e metamaterial com ressoadores SRR [63].

Dentre as características apresentadas pelos metamateriais, destacam-se: índice de refração negativo, propagação de ondas *backward*, permissividade e permeabilidade simultaneamente negativas, inverso da Lei de Snell e inverso das condições de contorno relativas às componentes normais dos campos (elétrico e magnético) na interface entre um meio RH e um meio LH. Devido ao grande número de características vinculadas aos metamateriais, é impossível abordá-las completamente [54].

4.3.1 - Velocidade de grupo e de fase

As velocidades de grupo e de fase denotam aspectos distintos da onda propagante e a diferença entre elas é fundamental na compreensão dos metamateriais [54]. A velocidade de fase é a taxa com a qual a fase de uma onda se propaga no espaço, sendo comum às fases de todas as harmônicas dessa onda (considerando apenas uma onda plana, onde $\lambda_g = \lambda$). Dessa forma v_p é dada por:

$$v_p = \frac{\lambda}{T} \quad (4.2)$$

onde T é o período e λ é comprimento de onda.

Dentro da teoria eletromagnética, ela é dada pela relação entre a frequência angular e o número de onda:

$$v_p = \frac{\omega}{k} \quad (4.3)$$

A velocidade de fase da irradiação eletromagnética pode, em geral, atingir valores superiores à da luz no vácuo, como por exemplo, em um guia de ondas ou em um guia de placas paralelas.

A velocidade de grupo é a taxa com que mudanças de amplitude se propagam na onda, dada por:

$$v_g = \frac{\partial \omega}{\partial k} \quad (4.4)$$

Em determinados materiais, a onda é pouco distorcida em sua propagação e a velocidade de grupo torna-se responsável por representar a taxa com a qual a informação e a energia podem ser transmitidas pela onda eletromagnética. Em meios dispersivos (a velocidade de propagação depende da frequência), cada harmônica que contém o pulso se desloca com uma velocidade de módulo diferente e o módulo da velocidade do pulso pode não ser igual a qualquer um dos módulos das velocidades de fase [54].

Para um meio não-dispersivo, a expressão para a densidade média de energia no tempo é dada por:

$$U_{nd} = \frac{1}{4} [\epsilon |\mathbf{E}|^2 + \mu |\mathbf{H}|^2] \quad (4.5)$$

Porém como todos os materiais além do vácuo são meios dispersivos, a Equação 4.5 torna-se uma aproximação usada para meios pouco dispersivos. Para meios com dispersão mais elevada, usa-se:

$$U_d = \frac{1}{4} \left[\frac{\partial(\omega\mathcal{E})}{\partial\omega} |\mathbf{E}|^2 + \frac{\partial(\omega\mu)}{\partial\omega} |\mathbf{H}|^2 \right] \quad (4.6)$$

onde as derivadas são tomadas na frequência central do pacote de onda. A Equação 4.6 deve atender às condições:

$$\frac{\partial(\omega\mathcal{E})}{\partial\omega} > 0 \quad e \quad \frac{\partial(\omega\mu)}{\partial\omega} > 0 \quad (4.7)$$

que são compatíveis com $\mathcal{E} < 0$ e $\mu < 0$, já que:

$$\frac{\partial\mathcal{E}}{\partial\omega} > \frac{|\mathcal{E}|}{\omega} \quad e \quad \frac{\partial\mu}{\partial\omega} > \frac{|\mu|}{\omega} \quad (4.8)$$

Dessa forma é possível comprovar que os meios LH são altamente dispersivos, com valores negativos de \mathcal{E} e μ nas proximidades das frequências de ressonância. A propagação *backward* que ocorre em meios LH implica em sinais opostos entre as velocidades de grupo e de fase:

$$\frac{\partial k^2}{\partial\omega} = 2k \frac{\partial k}{\partial\omega} = 2\omega \left(\frac{k}{\omega} \right) \left(\frac{\partial k}{\partial\omega} \right) = 2 \frac{\omega}{v_p v_g} \quad (4.9)$$

Sabendo que k é o número de onda, e é determinado por:

$$k = \omega \sqrt{\mu\mathcal{E}} \quad (4.10)$$

Usando a Equação 4.10 em 4.7, tem-se:

$$\frac{\partial k^2}{\partial \omega} = \frac{\partial[(\omega\mu)(\omega\varepsilon)]}{\partial \omega} = \omega\varepsilon \frac{\partial(\omega\mu)}{\partial \omega} + \omega\mu \frac{\partial(\omega\varepsilon)}{\partial \omega} \quad (< 0) \quad (4.11)$$

Das Equações 4.9 e 4.11, chega-se a:

$$v_p v_g < 0 \quad (4.12)$$

Dessa forma é possível comprovar que a frente de onda e o pacote de onda viajam em direções opostas à medida que se propagam em meios LH.

4.3.2 - Índice de refração negativo

Quando uma onda eletromagnética percorre um material convencional encontrado na natureza, a ação do campo elétrico E imprime aos elétrons do meio em questão, um movimento oscilatório linear, uma espécie de “vai e vem”. O campo magnético H da onda tende a produzir um movimento circular no elétrons, como pode-se ver na Figura 4.8.

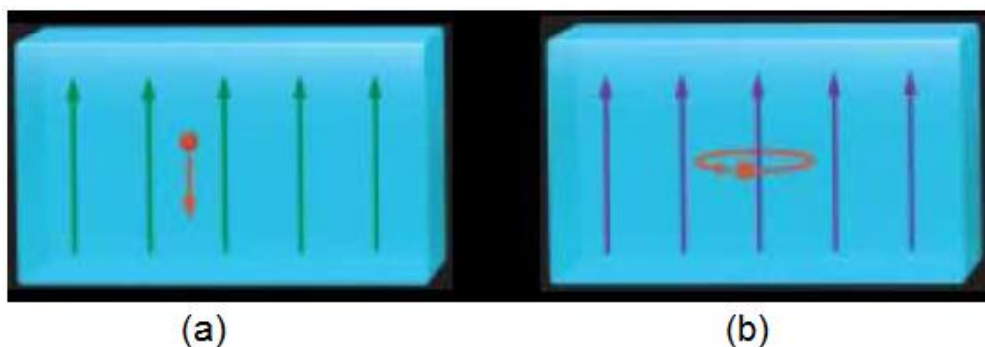


Figura 4.8 - Movimento dos elétrons: (a) induzidos por E , e (b) induzidos por H [62].

Seja um material com $\varepsilon < 0$ e $\mu < 0$, os movimentos oscilatório e circular dos elétrons terão sentidos opostos ao das forças geradas pelos campos elétrico e magnético da onda eletromagnética incidente, o que é estranho à primeira vista. Pendry e Smith conseguiram ilustrar bem essa situação com o seguinte exemplo: Deve-se imaginar um balanço: aplicando um empurrão lento e constante, o balanço se move obedecendo a direção do impulso, embora não oscile muito alto. Uma vez posto em movimento, o balanço tende a oscilar para frente e para trás, a uma taxa especial, conhecida tecnicamente como sua frequência de ressonância. Empurrando o balanço periodicamente, com o tempo ele oscila mais alto. Agora, empurrando mais rápido, o impulso sai da fase do movimento do balanço e, em certo momento, os braços podem estar estendidos com o balanço vindo para trás. Ao empurrar por algum tempo, o balanço pode empurrar de volta. Da mesma forma, os elétrons em um material de índice de refração negativo, saem da fase e resistem ao “empurrão” do campo eletromagnético [62] - [64].

Cada material, inclusive o vácuo, apresenta um índice de refração próprio e quando a onda se desloca entre os dois meios, a sua trajetória é dada pela Lei de Snell:

$$n_1 \text{sen} \theta_i = n_2 \text{sen} \theta_t \quad (4.13)$$

onde n_1 é o índice de refração no meio 1, n_2 é o índice de refração no meio 2, θ_i é o ângulo de incidência e θ_t é o ângulo de transmissão, como pode-se ver na Figura 4.9.

Os ângulos são tomados em relação à normal da superfície de transição dos meios. A Equação 4.13 mostra também que caso um dos materiais possua um índice de refração negativo, o feixe seria refratado em ângulos negativos [62], sendo essa a ideia que inspirou Veselago à proposta da existência dos metamateriais.

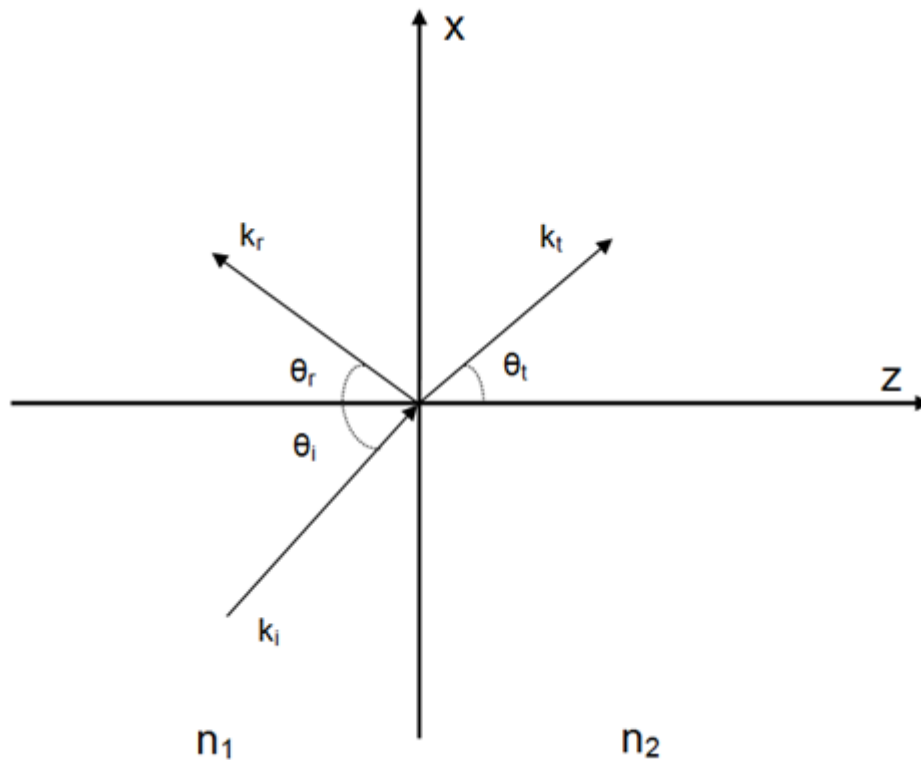


Figura 4.9 - Esquemático de representação da Lei de Snell [43].

Para os materiais convencionais, o índice de refração é sempre positivo, porém Veselago propôs que para os meios LH, a expressão para o índice de refração torna-se:

$$n = -\sqrt{\mu_r \epsilon_r} = -c\sqrt{\mu\epsilon} < 0 \quad (4.14)$$

A Equação 4.14 leva a um certo paradoxo, já que usando a Equação 4.15 a velocidade da onda é negativa. Porém esse conflito pode ser resolvido considerando diversas velocidades para a propagação da onda, dentre elas, a velocidade de fase e a velocidade de grupo [54].

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \frac{1}{\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \quad (4.15)$$

O mesmo raciocínio pode ser obtido a partir do estudo do comportamento do vetor número de onda. Considere-se inicialmente a refração de um raio óptico incidente entre um meio convencional e um meio LH, como mostra a Figura 4.10.

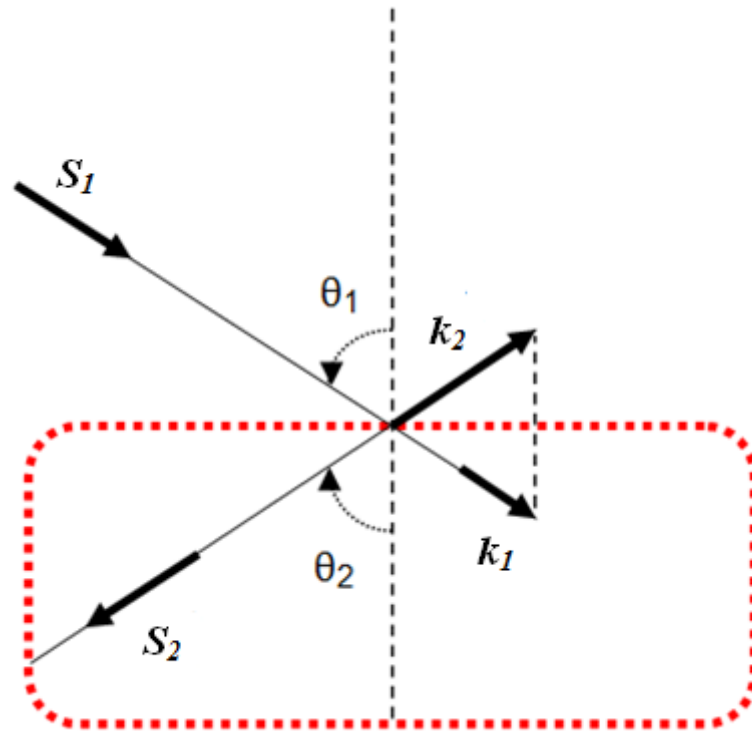


Figura 4.10 - Representação dos vetores de Poynting S e dos vetores da constante de propagação k em um meio convencional (θ_1) e um meio LH (θ_2) [43].

A existência das condições de contorno impõe a continuidade das componentes tangenciais dos campos ao longo da superfície e a propagação *backward* no meio LH implica em ângulos de incidência e transmissão com sinais opostos.

Da continuidade das componentes tangenciais, tem-se:

$$\frac{\text{sen}\theta_i}{\text{sen}\theta_t} = \frac{-|\mathbf{k}_2|}{|\mathbf{k}_1|} \equiv \frac{n_2}{n_1} < 0 \quad (4.16)$$

Assumindo $n_1 > 0$ na Equação 4.16, tem-se $n_2 < 0$, ou seja, o sinal da raiz quadrada na definição do índice de refração deve ser negativo. Por essa razão, os meios LH são também conhecidos como meios de índice de refração negativo [62].

Com o índice de refração negativo algumas situações físicas comuns podem criar surpresas interessantes. A Figura 4.11 exibe dois lápis imersos em dois meios, um mergulhado em um meio com índice de refração positivo e o outro em um meio com índice de refração negativo. Na imagem à esquerda (com índice de refração positivo) aparece um fenômeno comum: a imagem da parte do lápis mergulhada parece quebrada, mas ainda está localizada no interior do meio. Já na imagem à direita (com índice de refração negativo), a quebra é tão acentuada que dá a impressão de que a imagem é formada acima da superfície do meio. A profundidade aparente observada nos meios usuais (água, por exemplo) é substituída pela altura aparente.

Se essa ideia fosse aplicada a outros casos, como um lago com água de índice de refração negativo por exemplo, os peixes seriam vistos nadando na superfície. O próprio fundo do lago seria visto acima dele [62] - [64].

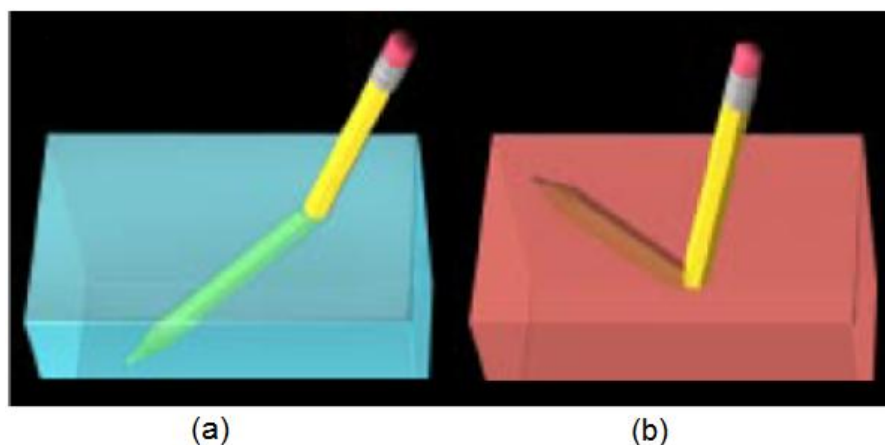


Figura 4.11 - Lápis imerso em um meio aquoso: (a) com índice de refração positivo, e (b) com índice de refração negativo [62].

Outra curiosidade: em lentes convencionais, as superfícies são curvas e podem ser côncavas e convexas. Se tiver índice de refração negativo, entretanto, uma lente não necessita de curvatura para focalizar a luz. Na Figura 4.12 é possível ver uma lente plana com índice de

refração $n = -1$, proposta por Veselago em seu trabalho inicial. A lente forma duas imagens reais, uma no seu interior e outra no lado oposto àquele onde encontra o objeto.

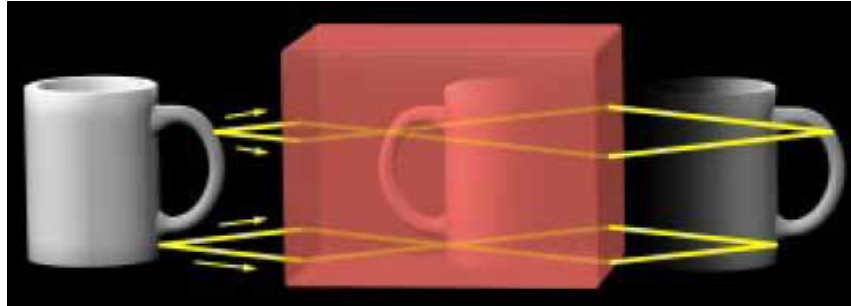


Figura 4.12 - Lente plana com índice de refração negativo [62].

4.4 - Propagação de ondas eletromagnéticas em um meio LH

Devido ao grande número de efeitos e características relacionados aos metamateriais, é impossível abordá-los completamente. Dessa forma, nessa Tese será feita uma abordagem sobre alguns tópicos relevantes responsáveis pela formulação teórica desses materiais, baseando-se nos cálculos apresentados em [65].

Para a compreensão da propagação em qualquer material é necessário o uso das Equações de Maxwell:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H} \quad (4.17a)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\epsilon\mathbf{E} \quad (4.17b)$$

No espaço livre, a velocidade da onda é igual à velocidade da luz, dada por:

$$v_0 = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \quad (4.18)$$

Assim, para uma onda se propagando em um meio dielétrico qualquer, sua velocidade é dada por:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \frac{1}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \quad (4.19)$$

Resultando assim em uma velocidade sempre inferior à da luz. Outra grandeza importante é o índice de refração do meio, descrito em função dos parâmetros do dielétrico, como:

$$n = \frac{c}{v} = \frac{c}{\frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}}} = \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \quad (4.20)$$

Para descrever a propagação de ondas em meios LH, é necessário partir da Equação da onda plana, dada por:

$$\nabla^2 \Psi + k^2 \Psi = 0 \quad (4.21)$$

onde k é o número de onda, determinado por:

$$k = \omega \sqrt{\mu \epsilon} \quad (4.22)$$

Considerando o par de transformadas:

$$\frac{\partial}{\partial t} \xrightarrow{\text{freq}} j\omega \quad (4.23)$$

$$\frac{\partial^2}{\partial t^2} \xrightarrow{\text{freq}} (j\omega)^2 = -\omega^2 \quad (4.24)$$

que relaciona as grandezas no domínio do tempo com sua equivalente no domínio da frequência e usando a Equação 4.22, a Equação 4.21 pode ser reescrita como:

$$\left(\nabla^2 - \frac{\partial^2}{\partial t^2} \mu \epsilon \right) \psi = 0 \quad (4.25)$$

mas

$$\frac{n^2}{c^2} = \frac{\mu_r \epsilon_r}{\left(\frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \right)} = (\mu_r \mu_0) (\epsilon_r \epsilon_0) = \mu \epsilon \quad (4.26)$$

Assim a Equação 4.25 se transforma em:

$$\left(\nabla^2 - \frac{n^2}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) \psi = 0 \quad (4.27)$$

Como o índice de refração está elevado ao quadrado, ele é insensível a mudanças de sinal na permissividade e na permeabilidade. Considerando a onda plana com dependência do tempo tem-se:

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_0 e^{-j\mathbf{k}\cdot\mathbf{r} + j\omega t} \quad (4.28)$$

onde $\mathbf{r} = x\hat{x} + y\hat{y} + z\hat{z}$. As componentes de \mathbf{E} são:

$$E_x = A e^{-j\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}} e^{j\omega t} \quad (4.29a)$$

$$E_y = B e^{-j\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}} e^{j\omega t} \quad (4.29b)$$

$$E_z = C e^{-j\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}} e^{j\omega t} \quad (4.29c)$$

onde A , B e C são constantes arbitrárias. Sabendo que o rotacional do campo elétrico é dado por:

$$\nabla \times \mathbf{E} = \begin{vmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ E_x & E_y & E_z \end{vmatrix} = \left(\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \right) \hat{x} + \left(\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \right) \hat{y} + \left(\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \right) \hat{z} \quad (4.30)$$

Aplicando o conjunto de Equações 4.29 em 4.30, tem-se:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j \left[(k_y E_z - k_z E_y) \hat{x} + (k_z E_x - k_x E_z) \hat{y} + (k_x E_y - k_y E_x) \hat{z} \right] \quad (4.31)$$

Por outro lado, tem-se:

$$\mathbf{k} \times \mathbf{E} = \begin{vmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ k_x & k_y & k_z \\ E_x & E_y & E_z \end{vmatrix} = (k_y E_z - k_z E_y) \hat{x} + (k_z E_x - k_x E_z) \hat{y} + (k_x E_y - k_y E_x) \hat{z} \quad (4.32)$$

Comparando as Equações 4.31 e 4.32, tem-se:

$$\mathbf{k} \times \mathbf{E} = -j \nabla \times \mathbf{E} \quad (4.33)$$

Substituindo a Equação 4.17a na Equação 4.33, chega-se a:

$$\mathbf{k} \times \mathbf{E} = \omega \mu \mathbf{H} \quad (4.34)$$

Da mesma forma para a Equação 4.17b, utilizando os operadores vetoriais para o campo magnético, obtém-se:

$$\mathbf{k} \times \mathbf{H} = -\omega \varepsilon \mathbf{E} \quad (4.35)$$

Logo, para ε e μ positivos, \mathbf{E} , \mathbf{H} e \mathbf{S} formam uma tríade vetorial ortogonal RH (dada pela regra da mão direita). Mas com ε e μ negativos, as Equações 4.34 e 4.35 tornam-se respectivamente:

$$\mathbf{k} \times \mathbf{E} = -\omega |\mu| \mathbf{H} \quad (4.36)$$

$$\mathbf{k} \times \mathbf{H} = \omega |\varepsilon| \mathbf{E} \quad (4.37)$$

Os vetores agora formam uma tríade dada pela regra da mão esquerda, o que resulta na propagação de ondas *backward* (inversão no sentido das ondas). A direção do fluxo de energia médio no tempo, determinada pela parte real do vetor de Poynting, dada pela Equação 4.38 não é afetada pela mudança simultânea de sinal de \mathcal{E} e μ , portanto os vetores \mathbf{E} , \mathbf{H} e \mathbf{S} ainda compõem uma tríade RH em um meio LH. Para esses meios, energia e frentes de onda viajam em direções opostas.

$$\mathbf{S} = \frac{1}{2} \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \quad (4.38)$$

Para confirmar a propagação de ondas *backward*, a partir de agora considera-se o efeito das perdas na propagação de uma onda plana. Primeiramente, deve-se considerar uma região finita, preenchida por um material LH homogêneo. Se não houver fontes dentro dessa região, parte da potência deve fluir para seu interior, compensando as perdas. Usando a identidade vetorial:

$$\begin{aligned} \nabla \cdot (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) &= \mathbf{H}^* \cdot (\nabla \times \mathbf{E}) - \mathbf{E} \cdot (\nabla \times \mathbf{H}^*) = -j\omega(\mu \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^*) + j\omega(\mathcal{E}^* \mathbf{E} \cdot \mathbf{E}^*) \\ &= -j\omega(\mu |\mathbf{H}|^2) + j\omega(\mathcal{E}^* |\mathbf{E}|^2) \end{aligned} \quad (4.39)$$

e aplicando o teorema de Poynting para o meio LH no teorema da Divergência:

$$Re \left[\oint_S (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot d\vec{S} \right] = Re \left[\iiint_V [\nabla \cdot (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*)] dv \right] \quad (< 0) \quad (4.40)$$

chega-se a:

$$Im(\mu) < 0 \text{ e } Im(\mathcal{E}) < 0 \quad (4.41)$$

Assumindo a propagação em um meio LH com $Re(\mu) < 0$ e $Re(\mathcal{E}) < 0$, e usando a Equação 4.22, tem-se $Im(k^2) < 0$, portanto:

$$Re(k) > 0 \text{ e } Im(k) > 0 \text{ ou } Re(k) < 0 \text{ e } Im(k) < 0 \quad (4.42)$$

4.5 - Projeto de um meio metamaterial

Como dito antes, os metamateriais são definidos como estruturas artificiais eletromagnéticas homogêneas (o tamanho da célula comum estrutural p é muito menor que o comprimento de onda guiada λ_g), que apresentam propriedades que não são encontradas em materiais naturais [44] - [61].

Este tamanho da célula comum deve obedecer a seguinte condição: $p < \lambda_g/4$. Esta condição é considerada como o limite de homogeneidade efetiva, garantindo que o fenômeno de refração será dominante em relação ao fenômeno de espalhamento/difração, quando uma onda se propagar no meio metamaterial [51]. A Figura 4.13 mostra o primeiro metamaterial proposto por Pendry, constituído de metais e dielétricos e atendendo a condição de homogeneidade efetiva.

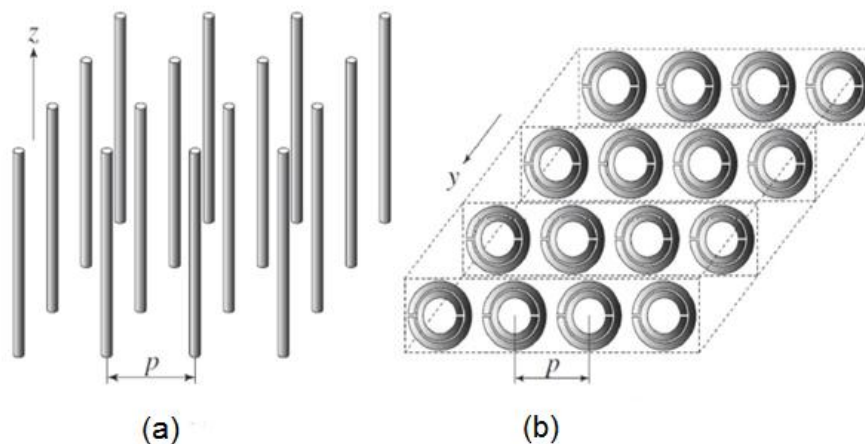


Figura 4.13 - Metamaterial proposto por Pendry: (a) estrutura composta por fios metálicos, e (b) estrutura composta por SRR [43].

Como os meios metamateriais apresentam um comportamento dispersivo, é necessário saber a faixa de frequência na qual a permissividade e a permeabilidade tornam-se efetivamente negativas. Para determinar essas componentes, pode-se utilizar modelos analíticos, onde os mais empregados são: o modelo de Drude-Lorentz e o modelo para o meio de SRR e fios metálicos de Pendry [66].

4.5.1 - Modelo de Drude-Lorentz

A permissividade elétrica é dada por:

$$\epsilon_r(\omega) = 1 - \frac{\omega_{ep}^2}{\omega(\omega - i\Gamma_e)} \quad (4.43)$$

onde ω_{ep} é a frequência do plasma elétrica (frequência natural de oscilação do material), Γ_e é frequência de amortecimento (perda do sistema). A permissividade se torna negativa para $\omega < \omega_{ep}$.

A permeabilidade magnética é dada por:

$$\mu_r(\omega) = 1 - \frac{\omega_{mp}^2}{\omega_{m0}^2 - i\Gamma_m\omega - \omega^2} \quad (4.44)$$

onde ω_{e0} e ω_{m0} são as frequências de ressonância elétrica e magnética que são determinadas pela geometria da rede, massa efetiva e a carga dos elétrons, como acontece com os materiais comuns. O meio apresenta permeabilidade negativa para frequências entre $\omega_0 \leq \omega \leq \omega_p$.

O estudo desses modelos pode ser realizado em qualquer faixa de frequência desejada, com a utilização de valores adequados de frequência [51].

4.5.2 - Modelo para o meio com SRR e fios metálicos

O meio constituído por fios metálicos e por anéis divididos são os blocos constituintes da estrutura metamaterial, como mostrado na Figura 4.13. Para a maioria dos materiais, a permeabilidade magnética relativa é igual a um. O meio constituído por fios metálicos responde ao campo elétrico \mathbf{E} , e a permissividade elétrica se torna negativa abaixo da frequência de plasma dos fios. Porém essa estrutura não responde ao campo magnético \mathbf{H} .

Para se obter uma permeabilidade negativa, Pendry aumentou a resposta magnética dos materiais projetados artificialmente, introduzindo elementos capacitivos na estrutura SRR [58]. O SRR exibe uma resposta magnética ressonante às ondas eletromagnéticas quando o vetor campo magnético \mathbf{H} for paralelo ao eixo dos anéis.

Pendry foi o primeiro a comprovar as propriedades duplo-negativas dos metamateriais através de simulações e considerações teóricas. Para a estrutura de fios metálicos, a permissividade negativa é dada por:

$$\epsilon_{eff}(\omega) = 1 - \frac{\omega_{ep}^2}{(\omega^2 + j\omega\zeta_e)} \quad (4.45)$$

onde ω_{ep} é a frequência de plasma, dada por:

$$\omega_{ep}^2 = \frac{2\pi c_0^2}{p^2 \ln\left(\frac{p}{r}\right)} \quad (4.46)$$

onde c_0 é a velocidade da luz no espaço livre, p é o período do arranjo e r é o raio dos fios. É possível manipular a frequência de plasma através das dimensões p e r . O fator de perdas é dado por:

$$\zeta_e = \frac{\epsilon_0 \left(\frac{p\omega_{ep}}{r} \right)^2}{\pi\sigma} \quad (4.47)$$

onde σ é a condutividade do metal.

Para $Re(\epsilon_r < 0)$, $\omega^2 < (\omega_{ep}^2 - \zeta_e^2)$. Reduzindo ζ_e a zero, tem-se $\epsilon_r < 0$ quando $\omega < \omega_{ep}$.

Um arranjo periódico de SRR apresenta uma permeabilidade magnética efetiva dada por:

$$\mu_{eff}(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_{0m}^2 + j\omega\zeta_m} \quad (4.48)$$

onde ω_{ep} é a frequência de ressonância magnética, F é o fator geométrico da célula, ζ_e é a energia dissipada e r é o raio interno do anel menor.

$$F = \frac{\pi r^2}{p^2} \quad (4.49)$$

$$\omega_{0m}^2 = \frac{3pc_0^3}{\pi^2 \ln\left(\frac{2w}{d}\right) r^3} \quad (4.50)$$

onde d é a distância entre os anéis e w é a largura dos anéis. ζ_m é o fator de perdas do metal, dado por:

$$\zeta_m = \frac{2pR'}{r\mu_0} \quad (4.51)$$

onde R' é a resistência do metal.

Das considerações feitas, é possível afirmar que para $\mu_r < 0$, tem-se $\omega_{0m} < \omega < \omega_{0m}/\sqrt{(1-F)} = \omega_{mp}$. Dessa forma, um material com permissividade e permeabilidade negativas pode ser fabricado para certa faixa de frequência [51].

4.6 - Metamateriais quirais

Os denominados metamateriais quirais compõem uma nova classe de materiais artificiais que vêm gerando muito interesse na comunidade científica. Esse metamaterial tem como propriedade a ausência de simetria espelho na geometria de suas inclusões, ou seja, o ressonador quiral e a sua imagem espelhada não se sobrepõem coincidentemente. Na Figura 4.14 é possível ver um exemplo de ressonador quiral [67].

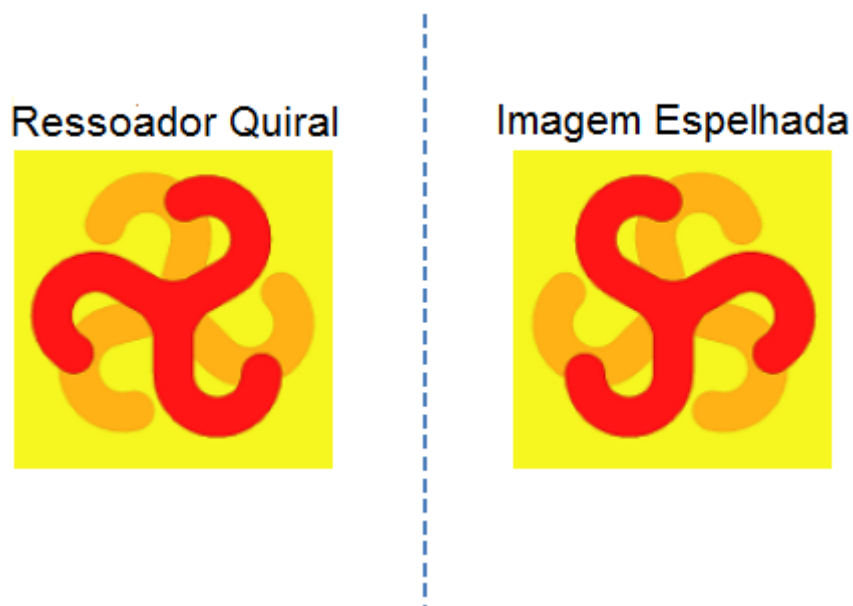


Figura 4.14 - Exemplo típico de um ressonador quiral com sua imagem espelhada [67].

A primeira análise de um metamaterial do tipo quirral foi feita por [68], e era baseado em uma estrutura helicoidal para as inserções. Recentemente, metamateriais quirrais planares foram introduzidos por [69], consistindo de inclusões planares sem simetria em seu plano espelho, como visto na Figura 4.15 (a). Essa nova configuração representou um passo importante na massificação desta estrutura por permitir que as mesmas sejam construídas a partir de processos de fabricação tradicionais de placas de circuito impresso. A partir daí, diversas configurações desta tipo de metamateriais vêm surgindo, como: ressoadores em anel assimetricamente segmentados, visto na Figura 4.15 (b); estruturas de fios cruzados, visto na Figura 4.15 (c); e anéis divididos em U, visto na Figura 4.15 (d).

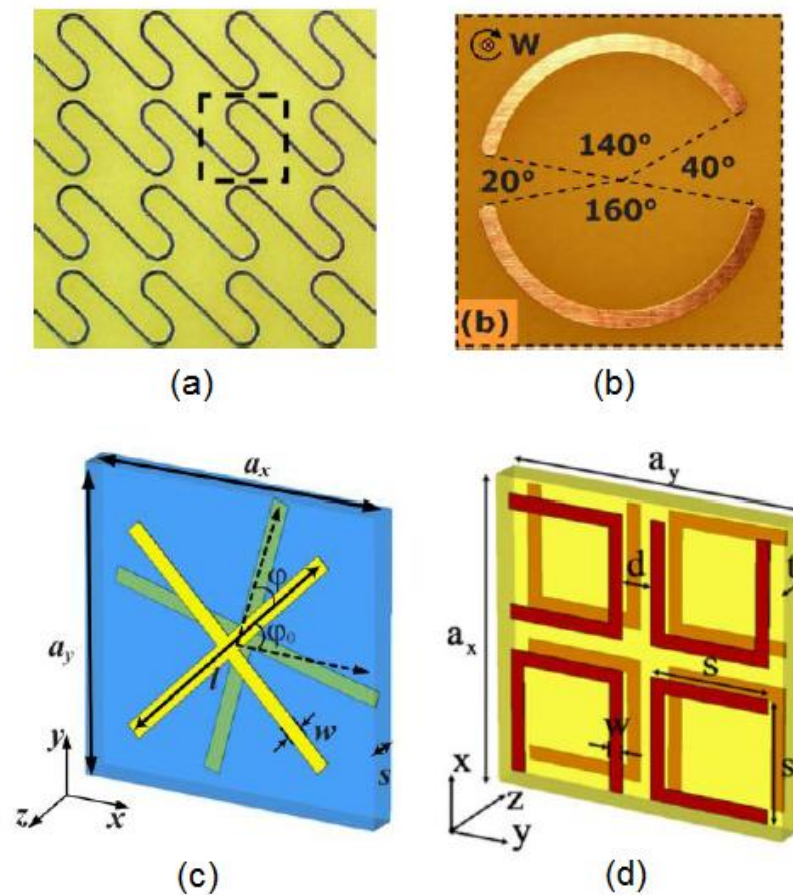


Figura 4.15 - Exemplos de estruturas metamateriais do tipo quirral para uso em micro-ondas [67].

Devido a essa assimetria característica, um metamaterial do tipo quirral possui o parâmetro “quiralidade”, responsável por propriedades eletromagnéticas diferentes para ondas

eletromagnéticas com polarização circular à direita (RHCP) ou à esquerda (LHCP), possuindo índices de refração diferentes para cada tipo de polarização.

4.7 - Metasuperfícies

Nesta Tese será utilizada uma versão de metamaterial conhecida como metasuperfície. Os metamateriais tridimensionais podem ser alcançados pela disposição elétrica de pequenos dispersores ou aberturas num padrão bidimensional em uma superfície ou interface. A este tipo de metamaterial foi dado o nome de metasuperfície ou metamaterial de camada única. A ilustração de uma metasuperfície pode ser vista na Figura 4.16.

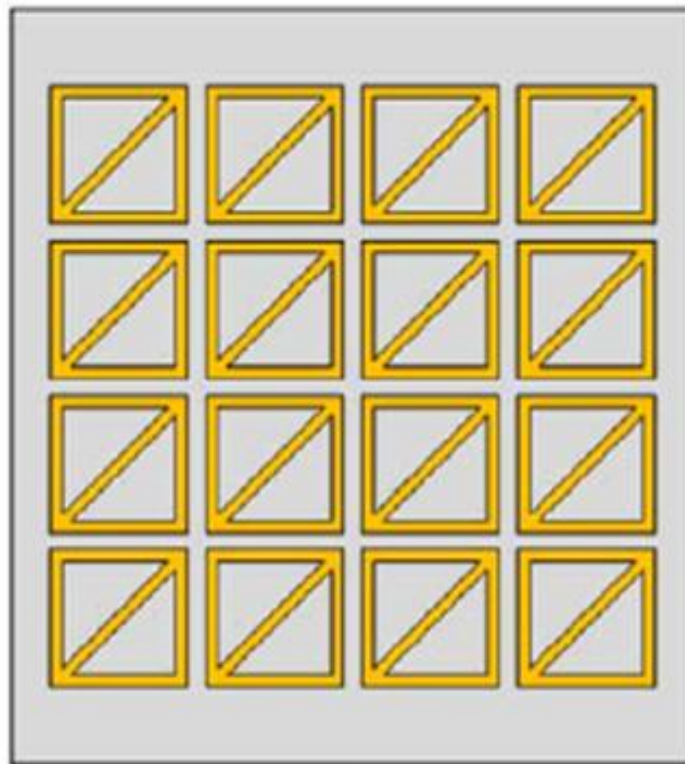


Figura 4.16 - Exemplo de uma metasuperfície formado por um arranjo planar de dispersores [8].

Para diversas aplicações, as metasuperfícies podem ser utilizadas para substituir os metamateriais convencionais. As metasuperfícies possuem a vantagem de ocupar menos espaço físico que os metamateriais tridimensionais, e oferecem a possibilidade de estruturas com menos perdas [9] - [10].

As metasuperfícies diferenciam-se também das superfícies seletivas em frequência (FSS) convencionais pelo fato de que a ressonância está associada com as características dos dispersores, enquanto nas FSS a ressonância está associada com a periodicidade da matriz e com as características dos dispersores [43].

4.7.1 - Propriedades das metasuperfícies

O coeficiente de reflexão, R , e o coeficiente de transmissão, T , para uma onda plana TE são dados respectivamente por [60]:

$$R_{TE}(\theta) = \frac{-j \frac{k_0}{2 \cos \theta} (\chi_{ES}^{yy} + \chi_{MS}^{zz} \text{sen}^2 \theta - \chi_{MS}^{xx} \text{cos}^2 \theta)}{D_1} \quad (4.52)$$

$$T_{TE}(\theta) = \frac{1 + \left(\frac{k_0}{2}\right)^2 \chi_{MS}^{xx} (\chi_{ES}^{yy} + \chi_{MS}^{zz} \text{sen}^2 \theta)}{D_1} \quad (4.53)$$

onde D_1 é dado por:

$$D_1 = 1 - \left(\frac{k_0}{2}\right)^2 \chi_{MS}^{xx} (\chi_{ES}^{yy} + \chi_{MS}^{zz} \text{sen}^2 \theta) + j \frac{k_0}{2 \cos \theta} (\chi_{ES}^{yy} + \chi_{MS}^{xx} \text{cos}^2 \theta + \chi_{MS}^{zz} \text{sen}^2 \theta) \quad (4.54)$$

Para uma onda plana TM, R e T são dados respectivamente por:

$$R_{TM}(\theta) = \frac{-j \frac{k_0}{2 \cos \theta} (\chi_{ES}^{xx} \cos^2 \theta - \chi_{MS}^{yy} - \chi_{ES}^{zz} \sin^2 \theta)}{D_2} \quad (4.55)$$

$$T_{TM}(\theta) = \frac{1 + \left(\frac{k_0}{2}\right)^2 \chi_{ES}^{xx} (\chi_{MS}^{yy} + \chi_{ES}^{zz} \sin^2 \theta)}{D_2} \quad (4.56)$$

onde D_2 é dado por:

$$D_2 = 1 - \left(\frac{k_0}{2}\right)^2 \chi_{ES}^{xx} (\chi_{MS}^{yy} + \chi_{ES}^{zz} \sin^2 \theta) + j \frac{k_0}{2 \cos \theta} (\chi_{MS}^{yy} + \chi_{ES}^{xx} \cos^2 \theta + \chi_{ES}^{zz} \sin^2 \theta) \quad (4.57)$$

onde k_0 é o número de onda no espaço livre.

Uma vez que os coeficientes de reflexão e de transmissão são obtidos, (a partir de medições, ou a partir de cálculos numéricos), as susceptibilidades de superfície podem ser determinadas. Geralmente são necessários dois conjuntos diferentes de R e T (por exemplo, um em incidência normal e um em incidência oblíqua) para cada polarização.

Para uma onda TE, as três susceptibilidades de superfície desconhecidas são determinadas a partir de:

$$\chi_{MS}^{xx} = \frac{2j R_{TE}(0) - T_{TE}(0) + 1}{k_0 R_{TE}(0) - T_{TE}(0) - 1} \quad (4.58)$$

$$\chi_{ES}^{yy} = \frac{2j R_{TE}(0) + T_{TE}(0) - 1}{k_0 R_{TE}(0) + T_{TE}(0) + 1} \quad (4.59)$$

$$\chi_{MS}^{zz} = -\frac{\chi_{ES}^{yy}}{\text{sen}^2(\theta)} + \frac{2j \cos(\theta) R_{TE}(\theta) + T_{TE}(\theta) - 1}{k_0 \text{sen}^2(\theta) R_{TE}(\theta) + T_{TE}(\theta) + 1} \quad (4.60)$$

onde $R(0)$ e $T(0)$ são os coeficientes de reflexão e transmissão em incidência normal, e $R(\theta)$ e $T(\theta)$ são os coeficientes de reflexão e transmissão em algum ângulo de incidência oblíqua, θ .

Para uma onda TM, as três susceptibilidades de superfície desconhecidas são determinadas por:

$$\chi_{ES}^{xx} = \frac{2j R_{TM}(0) + T_{TM}(0) - 1}{k_0 R_{TM}(0) + T_{TM}(0) + 1} \quad (4.61)$$

$$\chi_{MS}^{yy} = \frac{2j R_{TM}(0) - T_{TM}(0) + 1}{k_0 R_{TM}(0) - T_{TM}(0) - 1} \quad (4.62)$$

$$\chi_{ES}^{zz} = -\frac{\chi_{MS}^{yy}}{\text{sen}^2(\theta)} + \frac{2j \cos(\theta) T_{TM}(\theta) - 1 - R_{TM}(\theta)}{k_0 \text{sen}^2(\theta) T_{TM}(\theta) + 1 - R_{TM}(\theta)} \quad (4.63)$$

Esta abordagem pode ser aplicada igualmente bem para valores de R e T , determinados numericamente ou experimentalmente. No entanto, devido à dificuldade de separar os componentes incidentes e refletidos nas medições de incidência normal, pode ser mais benéfico reescrever estas equações para dois ângulos de incidências arbitrárias em que ambos diferem do zero [70].

4.7.2 - Aplicações das metasuperfícies

A utilização e a aplicação de metasuperfícies em eletromagnetismo alcançou grande popularidade nos últimos anos [10]. Dentre as aplicações, tem-se: redução do tamanho do ressonador; superfícies controláveis; dispositivos terahertz; guias de onda; e metasuperfícies acopladas a antenas. A seguir essas aplicações serão discutidas.

Em [71] - [72] foi demonstrado que o tamanho de uma estrutura ressonante pode ser reduzido se uma cavidade for parcialmente preenchida com um material de índice negativo. Em [73] - [74] foi mostrado que o mesmo poderia ser feito utilizando uma metasuperfície. A vantagem da metasuperfície é que requer menos espaço físico do que um metamaterial tridimensional. Uma cavidade ou ressonador com uma metasuperfície pode, em princípio, ser feita menor do que aqueles que utilizam os metamateriais tridimensionais.

Para a **redução do tamanho do ressonador**, inicialmente, considere-se uma metasuperfície composta de *patches* quadrados colocados entre duas placas de metal. A frequência de ressonância é uma função de l/p (onde p é o período e l é o comprimento do lado de um dos quadrados) para três diferentes placas de separação.

Para referência, o resultado $d = \lambda/2$ ocorre quando $l/p = 0$. É visto que a metasuperfície capacitiva pode reduzir significativamente a frequência de ressonância para um determinado tamanho do ressonador d , ou reduzir o tamanho do dispositivo de ressonância necessário para obter uma frequência de ressonância desejada. Os resultados apresentados em [60] mostraram que uma metasuperfície de *patches* quadrados colocadas no centro de um ressonador pode reduzir seu tamanho em até 56%.

Dada uma metasuperfície genérica, é possível usar uma série de códigos computacionais comerciais para analisar a interação de um campo eletromagnético com uma metasuperfície. As Equações 4.52 a 4.57 mostram que se a polarização elétrica ou magnética dos dispersores individuais for alterada, é possível controlar o comportamento de reflexão e transmissão da superfície, formando **superfícies controláveis**.

O controle do comportamento de reflexão e de transmissão pode ser feito de várias maneiras, por exemplo, alterando as propriedades elétricas ou magnéticas dos dispersores, ou alterando as propriedades do substrato sobre o qual se encontram os dispersores [9] - [75]. Por

exemplo, para uma metasuperfície constituída por partículas magnéticas esféricas, pode ter o coeficiente de reflexão como função da permeabilidade dos dispersores [9].

Uma superfície controlável pode ser feita usando uma metasuperfície de partículas esféricas, controlando-se o comportamento da superfície com um campo de polarização magnético contínuo [75].

A faixa de frequência de **Terahertz** (THz) é uma área em que metasuperfícies controláveis tem tido um grande impacto. Isto ocorre principalmente, devido à falta de tecnologia prática em THz.

Dispositivos considerados comuns em áreas de micro-ondas e fotônica, como comutadores e moduladores, em grande parte, não existem na faixa de **Terahertz**. Um grande desafio tem sido encontrar materiais naturais que respondam fortemente e de forma controlada à radiação THz, e que ainda não sofram elevadas perdas [76] - [77].

Como exemplo dessa aplicação tem-se moduladores THz que foram desenvolvidos no paradigma de metasuperfície controlável. Estes incluem uma metasuperfície com frequências ajustáveis, em que a frequência de ressonância muda com a estimulação por luz infravermelha [78].

Uma pequena região de silício é fabricada na abertura de uma estrutura do anel ressoador. No seu estado não excitado, o silício é um isolante, e assim, contribui apenas com uma pequena quantidade de capacitância para a ressonância global. Após a estimulação óptica, a região torna-se semi-metálica e aumenta efetivamente o tamanho da capacitância do anel ressoador, reduzindo assim a frequência de ressonância, ou seja, a ressonância pode ser ajustada.

É possível não só demonstrar uma ressonância dinamicamente ajustável, mas também permitir uma nova forma de frequência chaveada, onde a radiação THz incidente de banda larga é controlável [60].

Metasuperfícies podem ser concebidas para ter uma reflexão total da onda incidente, sendo assim possível prender e guiar a energia eletromagnética de uma região entre duas metasuperfícies [79], funcionando assim como **guia de onda**.

Um guia de ondas desse tipo torna-se compacto, com baixas perdas materiais e de radiação. Se as metasuperfícies são construídas de um tipo de material de polímero, então deverá ser possível desenvolver uma estrutura de guia de ondas flexível. Como mostrado em [79], se os dispersores que compõem a metasuperfície forem escolhidos corretamente, um guia de ondas flexível e de baixa perda pode ser desenvolvido, o que pode ter aplicações potenciais em frequências de terahertz.

Na literatura pode-se encontrar diversos artigos com aplicações de **antenas acopladas à metasuperfícies**. Em [8], por exemplo, foram utilizadas metasuperfícies acopladas a dois tipos de antenas para obter uma conversão de polarização linear para circular. Os autores utilizaram duas antenas simples, uma do tipo *patch* e uma CPW, acopladas com uma metasuperfície. Os resultados mostraram que foi possível obter efetivamente a conversão dos sinais com polarização linear para sinais com polarização circular, com melhorias consideráveis em termos de razão axial, perda de retorno e ganho.

Para esta Tese, partindo da estrutura apresentada em [80], a ideia foi estendida para o uso em uma antena operando em duas bandas de frequência (2,45 GHz e 5,8 GHz). Além disso, buscou-se a obtenção de uma estrutura miniaturizada, conveniente para aplicações RFID. Esses resultados serão apresentados no Capítulo 5.

4.8 - Conclusões

Neste capítulo foi apresentada a fundamentação teórica dos metamateriais. Inicialmente foi mostrado um breve histórico e apresentadas suas principais propriedades físicas, bem como a formulação matemática para o projeto de um meio metamaterial. Foram apresentadas também as principais características das metasuperfícies e algumas aplicações desse tipo de estrutura. Nesta Tese será utilizada a versão de metamaterial conhecida como metasuperfície.

Capítulo 5

Resultados

5.1 - Introdução

Esse capítulo apresenta o projeto da estrutura proposta para esta Tese, alcançado o objetivo principal do trabalho.

Relembrando que o objetivo principal desta Tese é propor uma nova estrutura capaz de polarizar circularmente os sinais linearmente polarizados gerados por uma antena de microfita para aplicação em leitores RFID portáteis, operando em duas bandas. Esse polarizador é obtido por meio do uso de duas metasuperfícies miniaturizadas acopladas a uma antena de microfita, operando nas duas bandas de micro-ondas 2,45 GHz (2,4 GHz a 2,48 GHz) e 5,8 GHz (5,725 GHz a 5,85 GHz) usadas em RFID. Para esse estudo são utilizados três *layouts* diferentes. Primeiro são feitos testes iniciais de simulação, utilizando a primeira metasuperfície acoplada à antena. Em seguida, a antena é testada acoplada à segunda metasuperfície. E posteriormente a antena é acoplada às duas metasuperfícies.

Para isso, neste capítulo serão apresentados os dados e passos do projeto da estrutura proposta, bem como os resultados, apresentado valores simulados e medidos.

5.2 - Projeto da estrutura

A estrutura aqui proposta (caso principal) é composta por uma antena de microfita e por duas metasuperfícies. O acoplamento entre a antena e as metasuperfícies é realizado para converter os sinais linearmente polarizados gerados pela antena em sinais circularmente polarizados nas duas bandas de frequência de interesse (2,45 GHz e 5,8 GHz).

A metasuperfície 1 é responsável por polarizar circularmente os sinais na banda de 5,8 GHz e a metasuperfície 2 é responsável por polarizar circularmente os sinais na banda de 2,45 GHz. As metasuperfícies encontram-se a uma distância d da antena, a qual foi variada para se obter uma performance otimizada.

A ideia básica das metasuperfícies partiu da estrutura encontrada em [80], onde foi utilizada uma metasuperfície acoplada a um arranjo de antenas de microfita para obter uma conversão de polarização linear para circular. Neste trabalho, a ideia foi estendida para o uso em uma antena operando em duas bandas de frequência (2,45 GHz e 5,8 GHz). Além disso, buscou-se a obtenção de uma estrutura miniaturizada, conveniente para aplicações RFID. Para encontrar essa estrutura miniaturizada foram feitas diversas simulações com várias dimensões das metasuperfícies e com algumas configurações de disposição do arranjo de células básicas usadas, porém nesta Tese só são apresentados resultados para a estruturas que obtiveram valores satisfatórios aos exigidos pelo objetivo principal.

A antena utilizada neste trabalho partiu de um projeto de uma antena compacta para leitores RFID portáteis usados para funcionar em 2,45 GHz e em 5,8 GHz, encontrada em [81]. As dimensões dessa antena foram otimizadas de forma empírica para a obtenção de um melhor resultado.

Para o desenvolvimento deste trabalho, o *software* ANSYS HFSS™ foi usado para realizar a análise numérica das propriedades de transmissão de todas as estruturas. No projeto da antena e das metasuperfícies foi usado o substrato FR-4, que é um dielétrico de fibra de vidro de baixo custo com permissividade elétrica (ϵ_r) igual a 4,4, com tangente de perda igual a 0,02 e com espessura $h = 1,6$ mm.

A geometria da antena consiste no uso de um *patch* com uma abertura, e um toco na linha de alimentação que é usado para prover um melhor casamento de impedância. Sua linha de alimentação possui impedância característica de 50Ω . A antena está impressa no centro de um dos lados do substrato e seu plano de terra no outro lado. As dimensões do *patch* (todas em mm), são mostradas na Figura 5.1(a). O plano de terra é truncado e apresenta um toco, o qual é responsável por gerar a segunda ressonância, como mostrado em [81]. As dimensões do plano de terra (todas em mm), são mostradas na Figura 5.1(b).

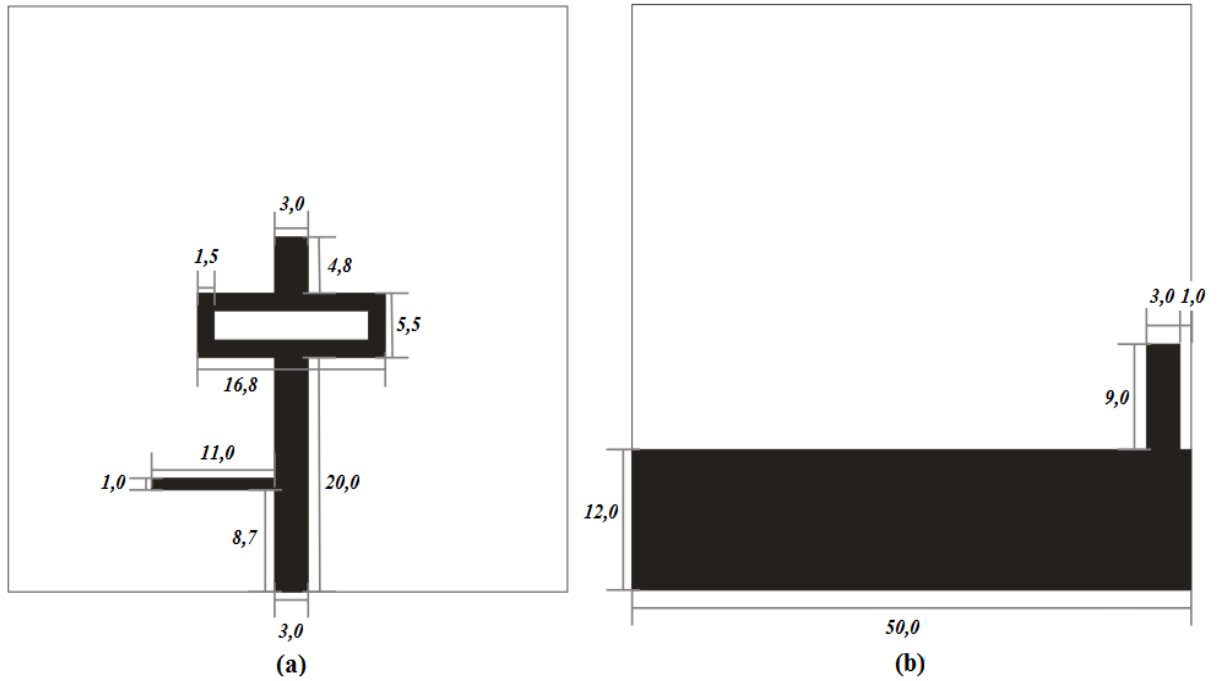


Figura 5.1 - Geometria da antena: (a) *patch*, e (b) plano de terra.

A Figura 5.2(a) mostra a célula básica unitária utilizada na metasuperfície 1. Cada célula unitária é um triângulo retângulo de microfita, com as dimensões: $P_x = 20$ mm, $P_y = 20$ mm, $a = 10$ mm e $b = 10$ mm. A metasuperfície 1 consiste de 4 células básicas dispostas em um arranjo 2 x 2 como pode ser visto na Figura 5.2(b).

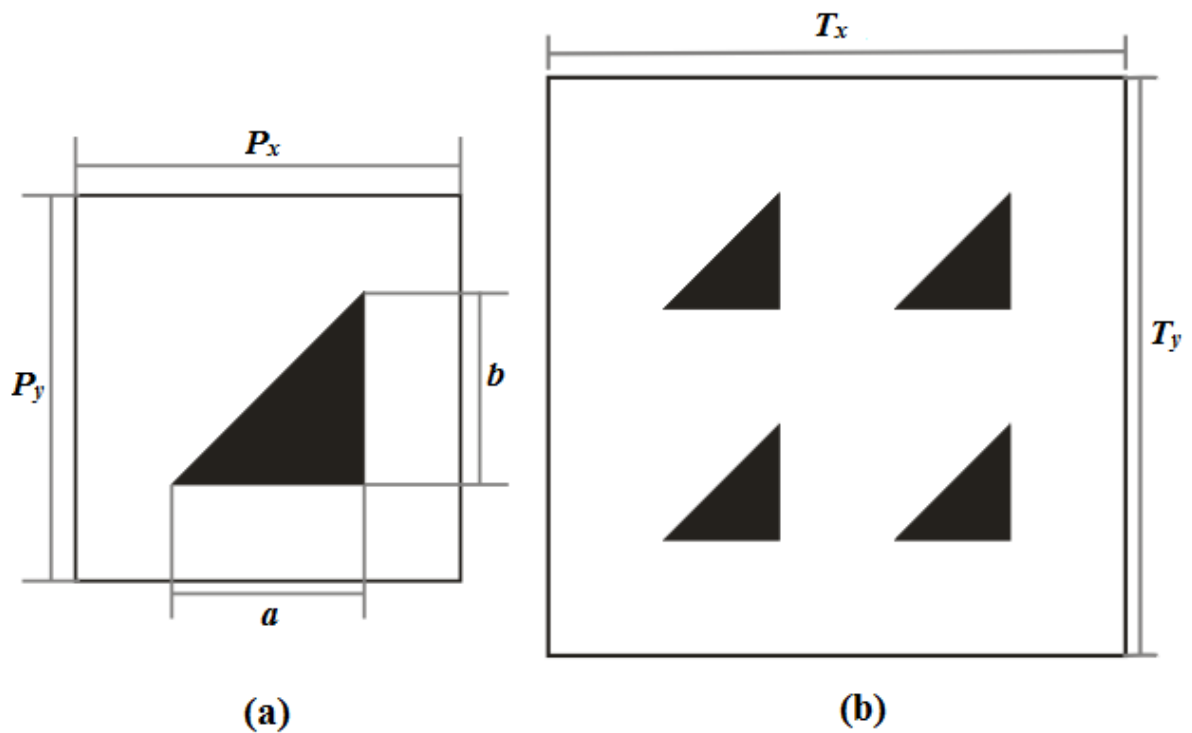


Figura 5.2 - Metassuperfície 1: (a) célula unitária, e (b) metassuperfície miniaturizada.

A metassuperfície 2 é composta por apenas uma célula básica, como mostra a Figura 5.3. O espaçamento entre as bordas do triângulo e as bordas do substrato é de 1 mm. A célula unitária é um triângulo retângulo de microfita, com dimensões: $a = 23,1$ mm e $b = 40$ mm.

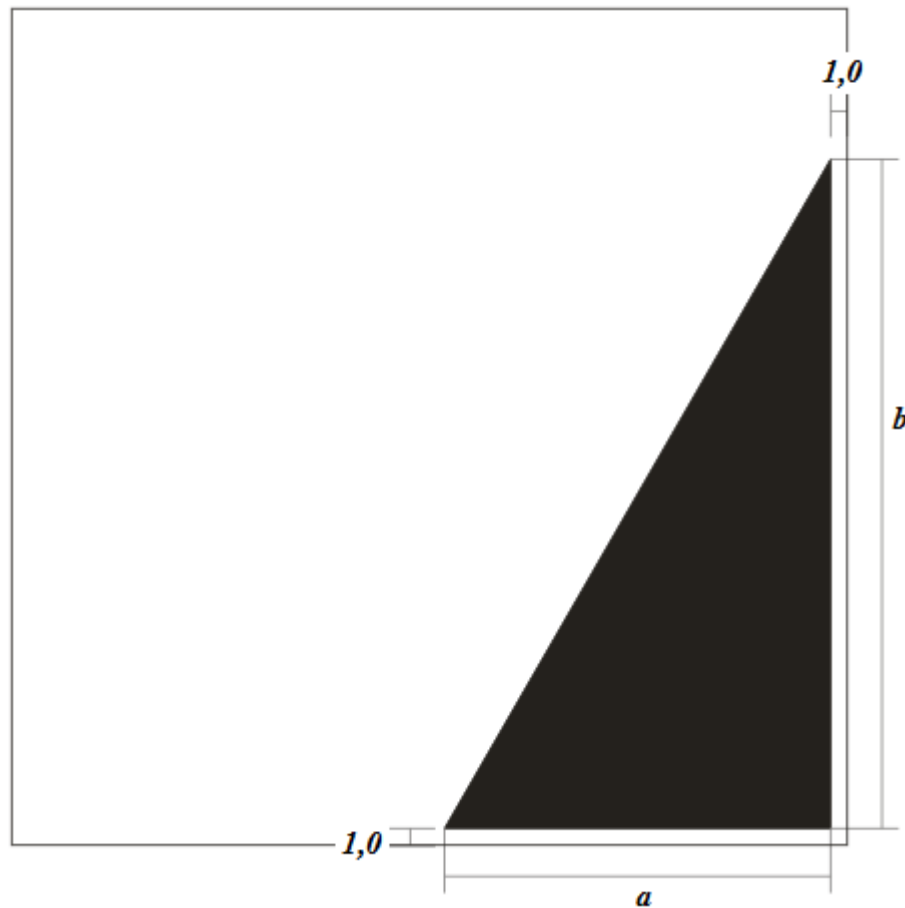


Figura 5.3 - Metassuperfície 2.

Tanto a antena quanto as metassuperfícies estão dispostas em uma mesma área de $T_x \times T_y = 50 \times 50 \text{ mm}^2$ para facilitar sua construção e medição.

5.3 - Resultados e discussões

A antena e as metassuperfícies foram estudadas e projetadas utilizando simulações realizadas no ANSYS HFSS™ e para verificar e validar os resultados foi realizada a construção e medição das estruturas, observando-se uma boa concordância entre eles. A estrutura construída é mostrada na Figura 5.4.

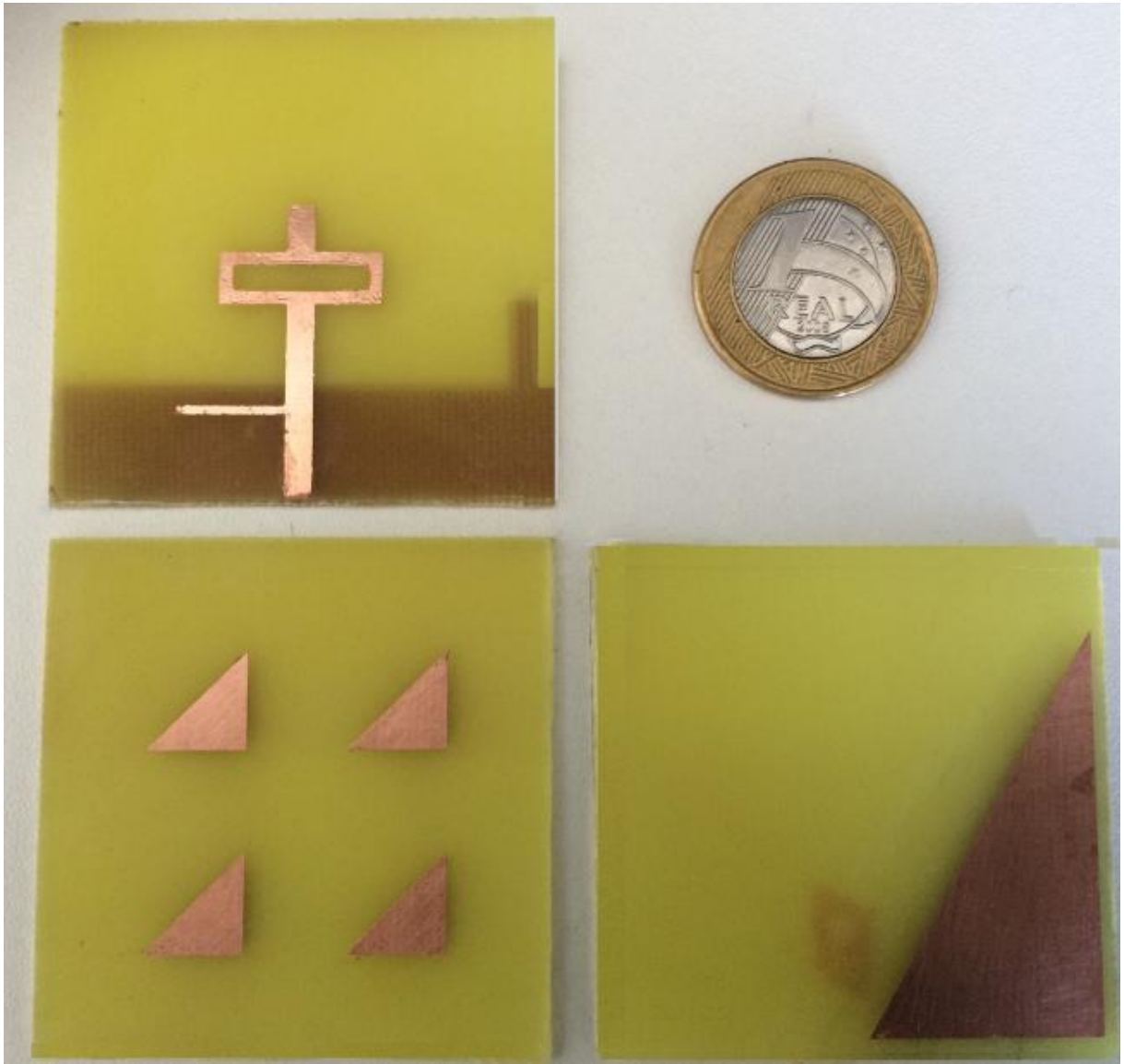


Figura 5.4 - Estrutura construída.

As medições foram feitas usando o analisador de redes vetorial (modelo N5230A Agilent). Essas medições foram realizadas no Laboratório de Medidas em Telecomunicações do GTEMA-IFPB. As estruturas foram analisadas na faixa de frequência de 1 GHz a 7 GHz, já que as frequências de operação desejadas são em torno de 2,45 GHz e 5,8 GHz. A fotografia com o setup de medição é mostrada na Figura 5.5. Para a medição, a distância d entre as estruturas foi alcançada utilizando espaçadores de *nylon*. Esses valores de medição só são apresentados para a antena isolada e para a estrutura formada pela antena acoplada às duas metasuperfícies.

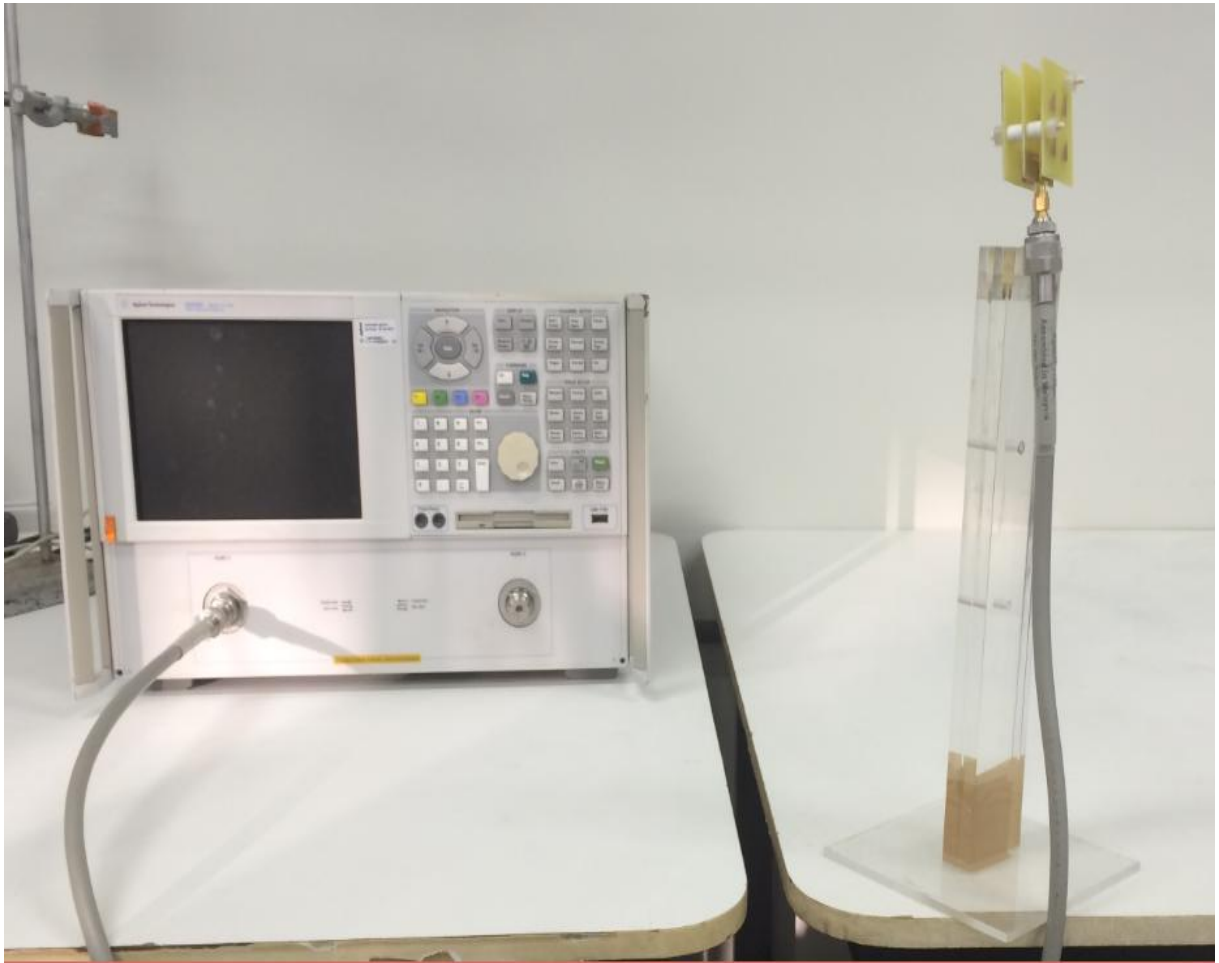


Figura 5.5 - *Setup* de medição.

Inicialmente, para verificar se a metasuperfície 1 funcionava como uma estrutura polarizadora nas duas bandas de interesse (2,45 GHz e 5,8 GHz), foram realizados testes de simulação, utilizando a metasuperfície 1 acoplada à antena. A Figura 5.6 apresenta o *layout* de análise, em uma visão lateral, onde a metasuperfície 1 encontra-se a uma distância d acima da antena.

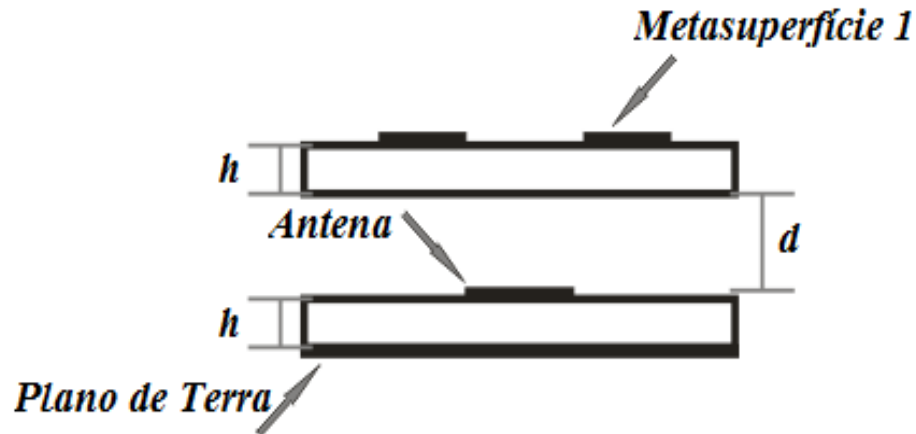


Figura 5.6 - Visão lateral da estrutura acoplada (antena e metasuperfície 1).

Para simplificar, em todos os casos são utilizados os termos f_{r1} e f_{r2} , para frequência de ressonância 1 e frequência de ressonância 2, respectivamente.

As perdas de retorno simuladas para a antena isolada e para a estrutura acoplada (antena e metasuperfície 1), utilizando um espaçamento $d = 8$ mm (segundo o valor de espaçamento entre as estruturas apresentado em [80]) são mostradas na Figura 5.7. Pode-se ver que a antena isolada possui valores simulados de f_{r1} em 2,38 GHz a -18,22 dB com largura de banda de 240 MHz (2,26 GHz a 2,5 GHz) e f_{r2} em 5,83 GHz a -23,2 dB com largura de banda de 440 MHz (5,67 GHz a 6,11 GHz).

Com a inserção da metasuperfície 1 a uma distância de 8 mm, a estrutura passou a operar com f_{r1} em 2,36 GHz a -26,38 dB com largura de banda de 260 MHz (2,24 GHz a 2,5 GHz) e f_{r2} em 5,83 GHz a -26,54 dB com largura de banda de 460 MHz (5,63 GHz a 6,09 GHz).

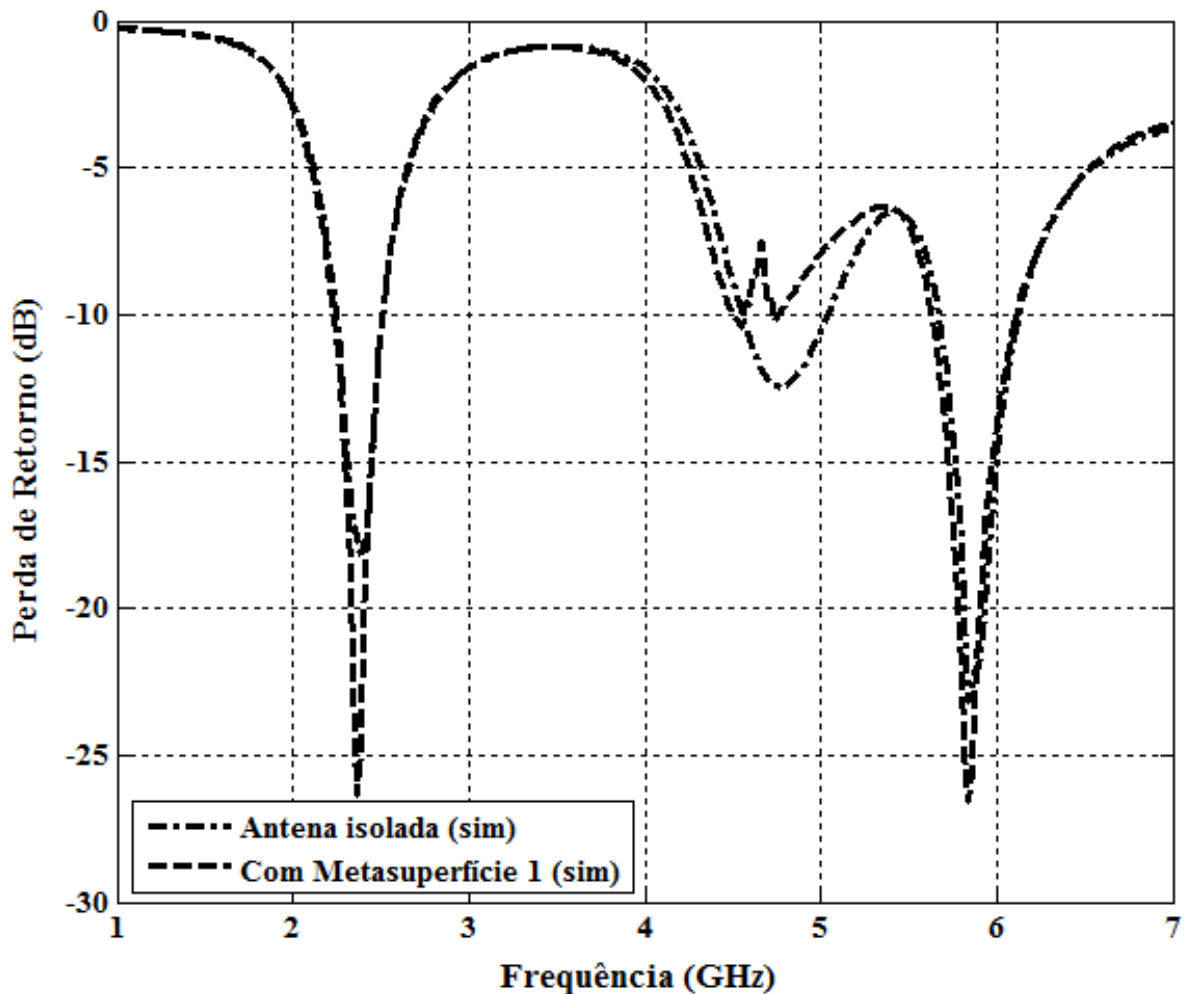


Figura 5.7 - Simulação da perda de retorno para a antena isolada e para a estrutura acoplada (antena e metasuperfície 1), com $d = 8$ mm.

Como o objetivo principal deste trabalho é obter uma estrutura capaz de polarizar circularmente os sinais linearmente polarizados gerados por uma antena de microfita em duas bandas de operação (2,45 GHz e 5,8 GHz), foi necessário investigar o comportamento das estruturas em termos de razão axial. No projeto de uma antena/arranjo planar circularmente polarizado, a razão axial é um dos fatores importantes a ser considerado [8]. Para uma antena ser considerada circularmente polarizada, a razão axial precisa estar próxima a 0 dB. Por essa razão são tomados como referência valores menores que 3 dB [82]. Esse valor também é usado como referência para calcular a largura de banda de razão axial.

Na Figura 5.8 é mostrada a razão axial simulada para a antena isolada, comprovando que esta estrutura apresenta polarização linear.

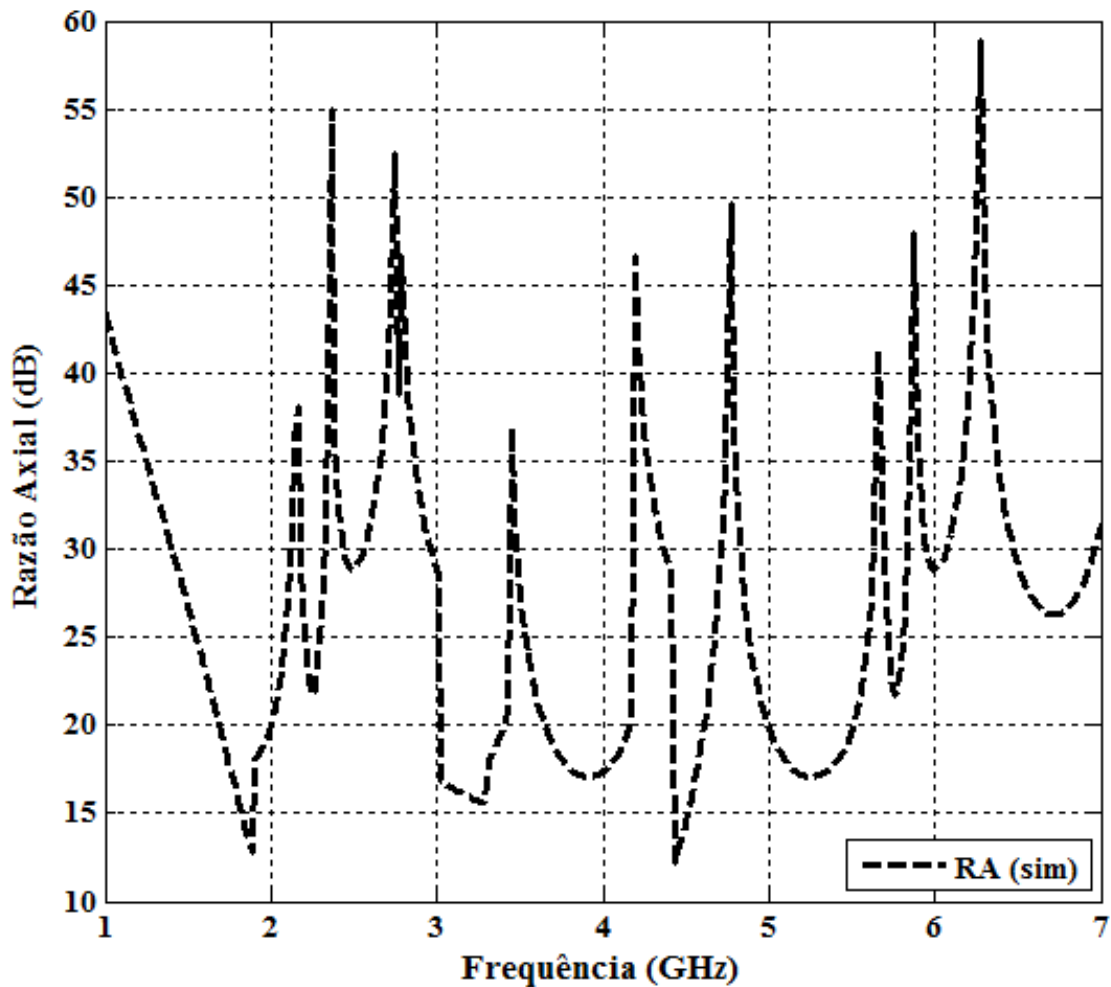


Figura 5.8 - Razão axial simulada para a antena isolada.

A razão axial simulada para a estrutura acoplada (antena e metasuperfície 1), utilizando um espaçamento $d = 8$ mm é mostrada na Figura 5.9. Pode-se ver que com a inserção da metasuperfície 1 nessa distância, a razão axial fica abaixo de 3 dB em torno apenas da segunda banda de interesse (5,8 GHz), apresentando uma largura de banda de razão axial de 860 MHz (5,03 GHz a 5,89 GHz). Esse comportamento repetiu-se à medida em que foram realizadas novas simulações, nas quais foram utilizados outros espaçamentos d entre as estruturas.

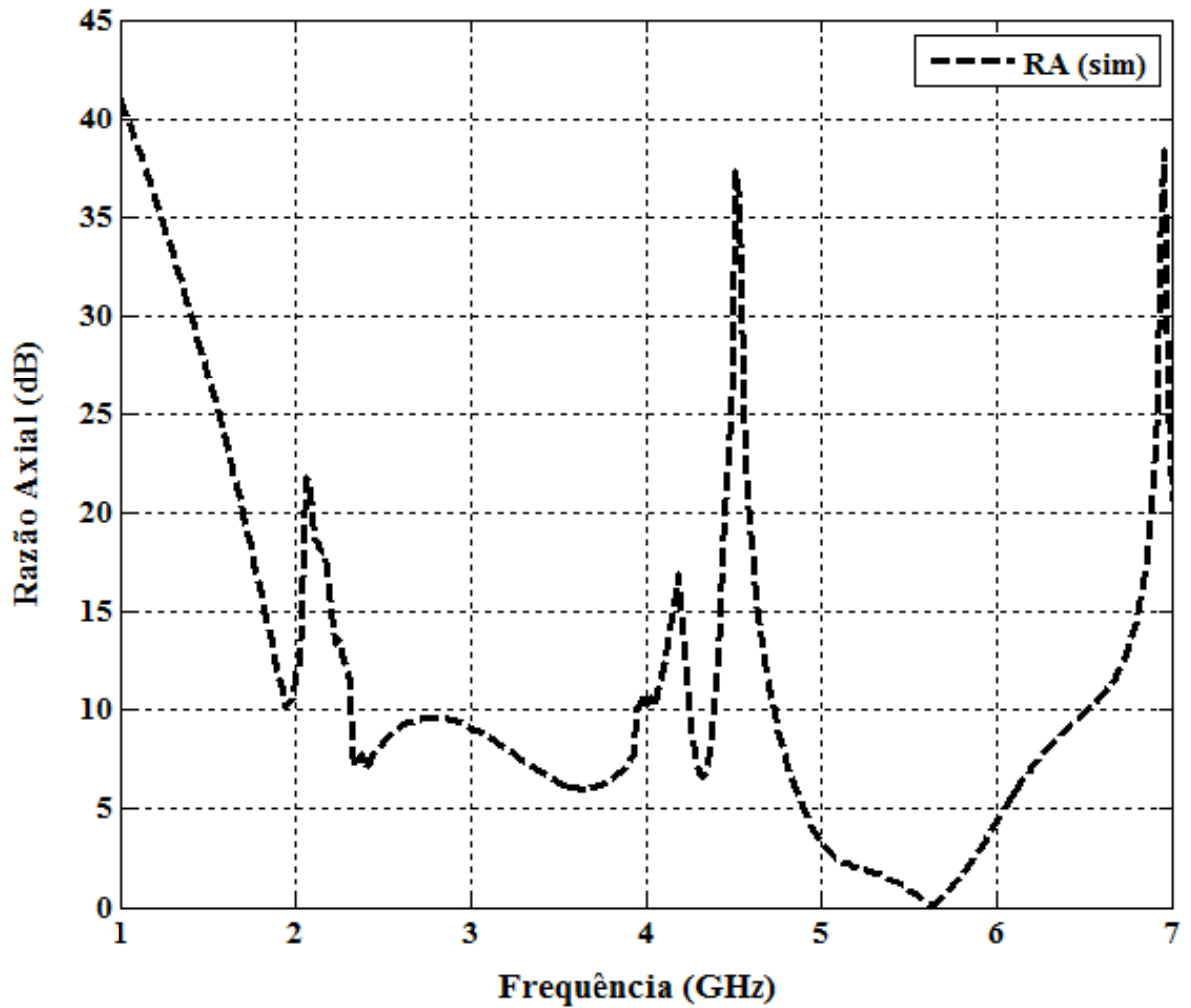


Figura 5.9 - Razão axial simulada para a estrutura acoplada (antena e metasuperfície 1).

A partir daí surgiu a ideia de utilizar uma segunda metasuperfície, que pudesse polarizar circularmente os sinais na outra banda de interesse (2,45 GHz). Foi utilizada assim a metasuperfície 2, com a célula básica apresentada em [80]. A Figura 5.10 apresenta o *layout* de análise, em uma visão lateral, onde a metasuperfície 2 encontra-se a uma distância d abaixo da antena.

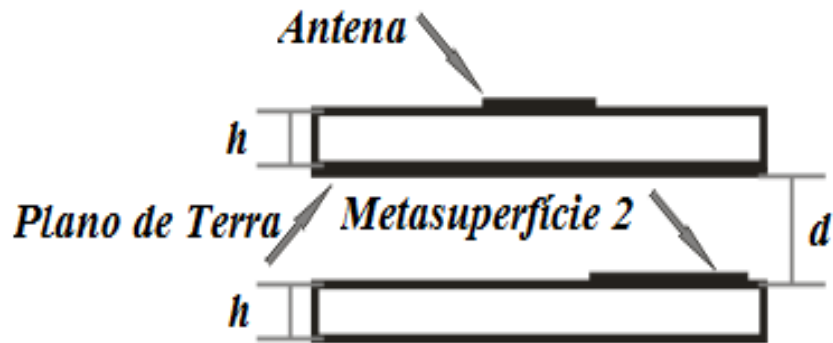


Figura 5.10 - Visão lateral da estrutura acoplada (antena e metasuperfície 2).

As perdas de retorno simuladas para a antena isolada e para a estrutura acoplada (antena e metasuperfície 2), utilizando um espaçamento $d = 8$ mm, são mostradas na Figura 5.11. Com a inserção da metasuperfície 2 a uma distância de 8 mm, a estrutura passou a operar com f_{r1} em 2,4 GHz a -24,71 dB com largura de banda de 240 MHz (2,28 GHz a 2,52 GHz) e f_{r2} em 5,85 GHz a -22,02 dB com largura de banda de 420 MHz (5,67 GHz a 6,09 GHz).

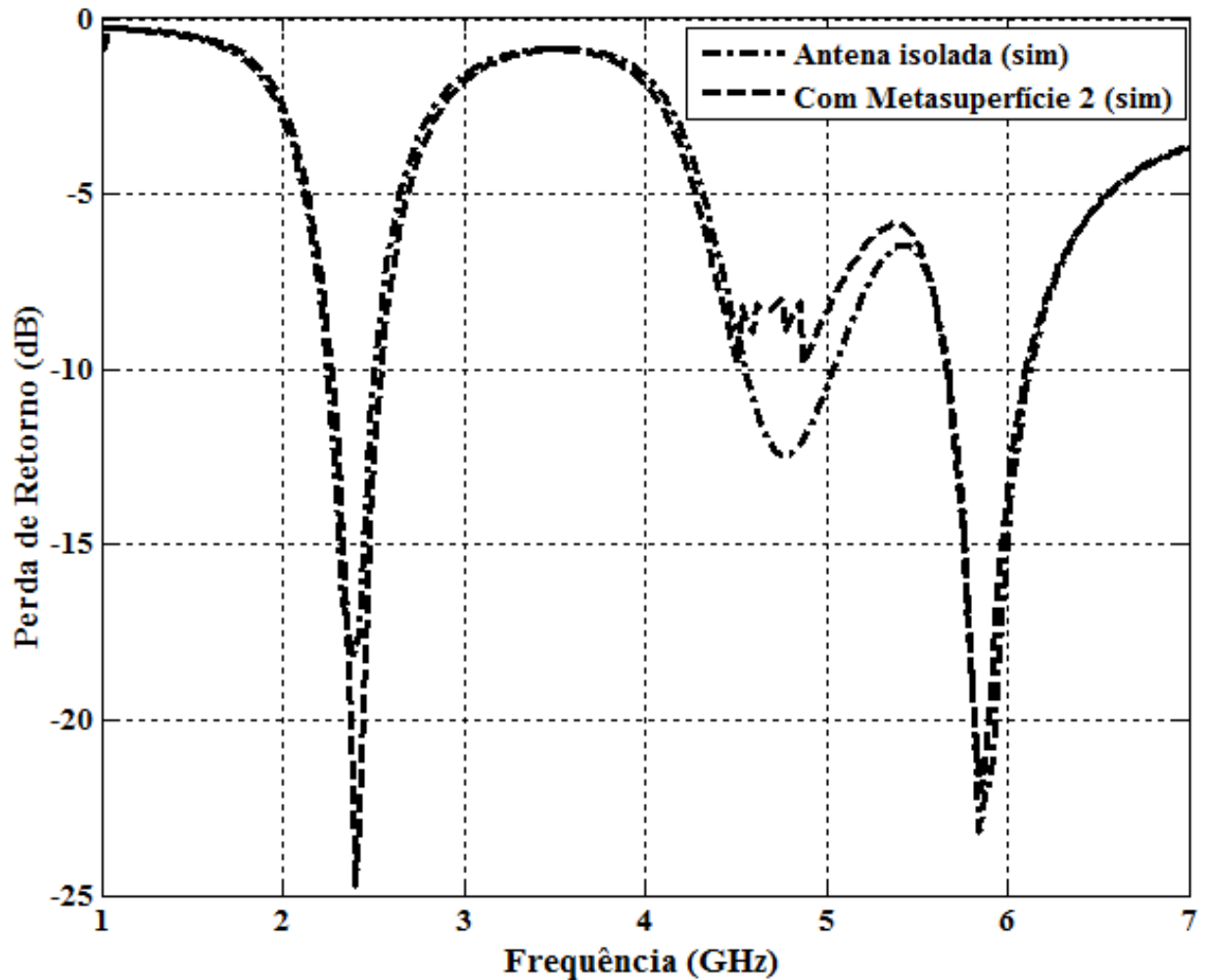


Figura 5.11 - Simulação da perda de retorno para a antena isolada e para a estrutura acoplada (antena e metasuperfície 2), com $d = 8$ mm.

A razão axial simulada para a estrutura acoplada (antena e metasuperfície 2), utilizando um espaçamento $d = 8$ mm é mostrada na Figura 5.12. Pode-se ver que com a inserção da metasuperfície 2 nessa distância, a razão axial fica abaixo de 3 dB em torno apenas da primeira banda de interesse (2,45 GHz), apresentando uma largura de banda de razão axial de 400 MHz (2,38 GHz a 2,78 GHz).

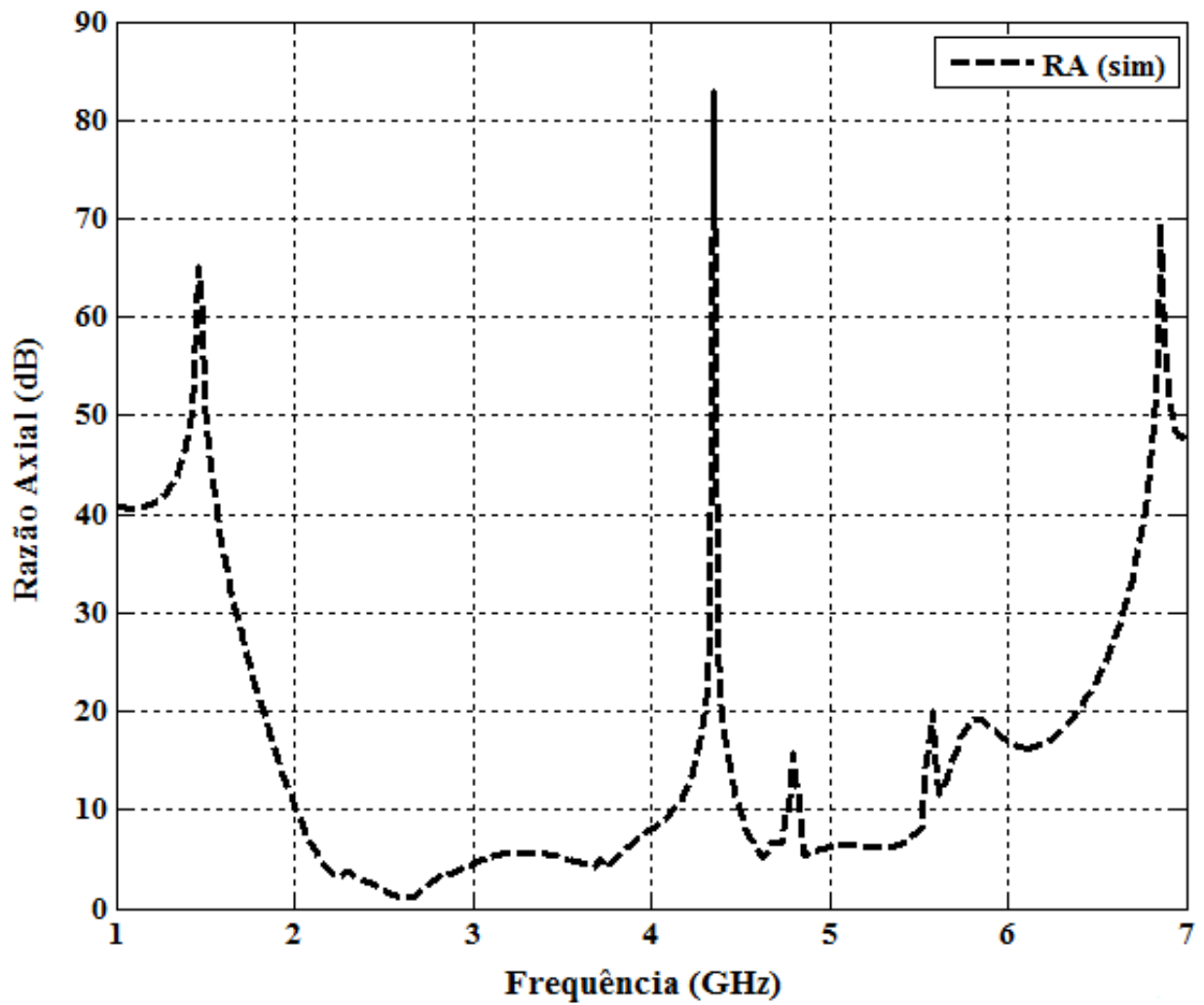


Figura 5.12 - Razão axial simulada para a estrutura acoplada (antena e metasuperfície 2).

Juntando os *layouts* apresentados na Figura 5.6 e na Figura 5.10, chega-se à Figura 5.13 que apresenta o *layout* de análise, em uma visão lateral, do caso principal da estrutura proposta neste trabalho, onde a metasuperfície 1 é colocada a uma distância d acima da antena e a metasuperfície 2 é colocada a uma distância d abaixo da antena.

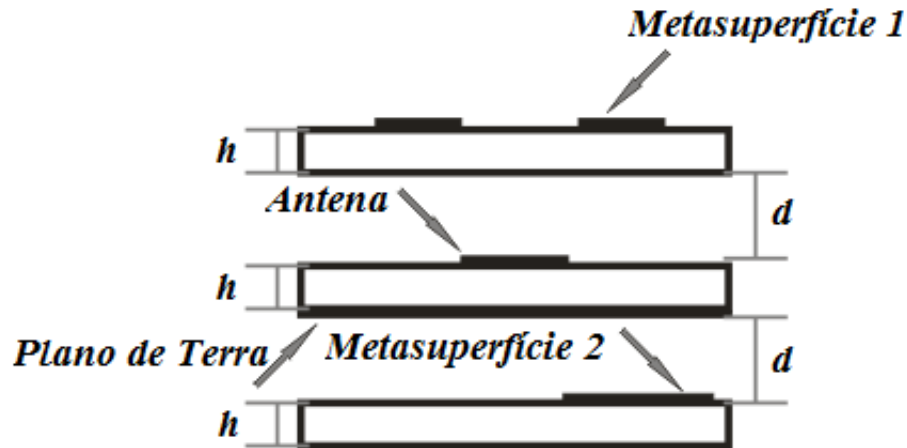


Figura 5.13 - Visão lateral da estrutura acoplada (antena e metasuperfícies).

Após várias simulações (com d variando de 0 mm a 20 mm) verificou-se que os melhores resultados para a estrutura proposta foram nos casos em que o espaçamento d entre a antena e as metasuperfícies era de 7, 8 e 9 mm. Esses resultados são mostrados a seguir.

As perdas de retorno simuladas e medidas para a antena isolada e para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), utilizando um espaçamento $d = 7$ mm são mostradas na Figura 5.14. Pode-se ver que a antena isolada possui valores simulados de f_{r1} em 2,38 GHz a -18,22 dB com largura de banda de 240 MHz (2,26 GHz a 2,5 GHz) e f_{r2} em 5,83 GHz a -23,2 dB com largura de banda de 440 MHz (5,67 GHz a 6,11 GHz). Para valores medidos apresenta f_{r1} em 2,43 GHz a -14,51 dB com largura de banda de 180 MHz (2,36 GHz a 2,54 GHz) e f_{r2} em 5,87 GHz a -24,94 dB com largura de banda de 540 MHz (5,67 GHz a 6,21 GHz).

Com a inserção das metasuperfícies a uma distância de 7 mm, a estrutura passou a operar com f_{r1} em 2,4 GHz a -22,76 dB com largura de banda de 320 MHz (2,16 GHz a 2,48 GHz) e f_{r2} em 5,89 GHz a -24,93 dB com largura de banda de 380 MHz (5,79 GHz a 6,17 GHz), na simulação. Na medição a estrutura passou a operar com f_{r1} em 2,43 GHz a -22,52 dB com largura de banda de 270 MHz (2,22 GHz a 2,49 GHz) e f_{r2} em 5,8 GHz a -25,1 dB com largura de banda de 670 MHz (5,6 GHz a 6,27 GHz).

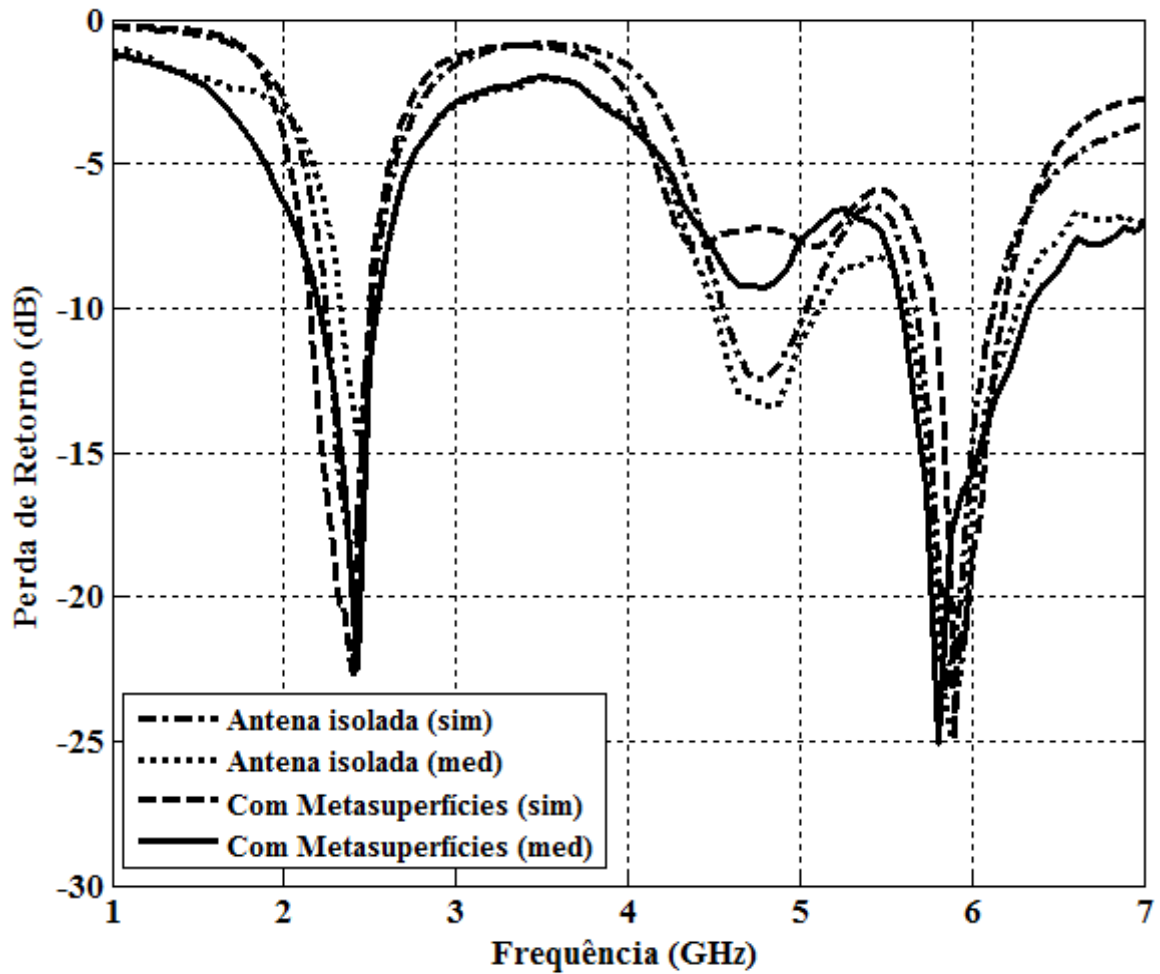


Figura 5.14 - Simulação e medição da perda de retorno para a antena isolada e para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 7$ mm.

A razão axial simulada para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), utilizando um espaçamento $d = 7$ mm é mostrada na Figura 5.15. Pela dificuldade na medição, em todos os casos, a razão axial medida será mostrada apenas em torno das duas bandas de interesse (2,45 GHz e 5,8 GHz). O procedimento para a medição da razão axial pode ser encontrado em [83].

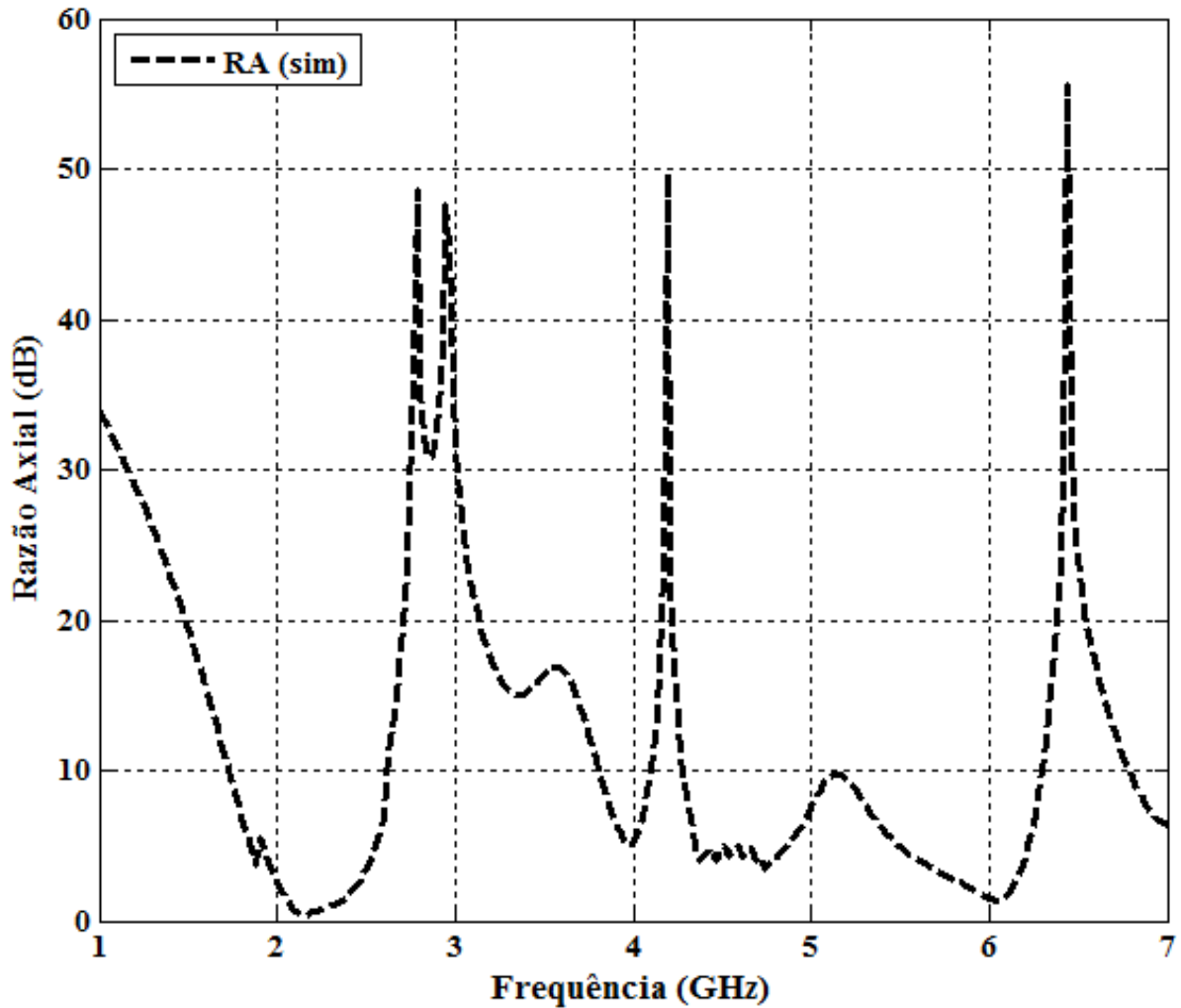


Figura 5.15 - Simulação da razão axial para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 7$ mm.

A razão axial simulada e medida para a estrutura acoplada, utilizando um espaçamento $d = 7$ mm para a banda de 2,45 GHz é mostrada na Figura 5.16. Pode-se ver que com a inserção das metasuperfícies nessa distância, a razão axial fica abaixo de 3 dB em torno da frequência de interesse, apresentando uma largura de banda de razão axial de 500 MHz (1,98 GHz a 2,48 GHz) para valores simulados e de 510 MHz (2 GHz a 2,51 GHz) para valores medidos.

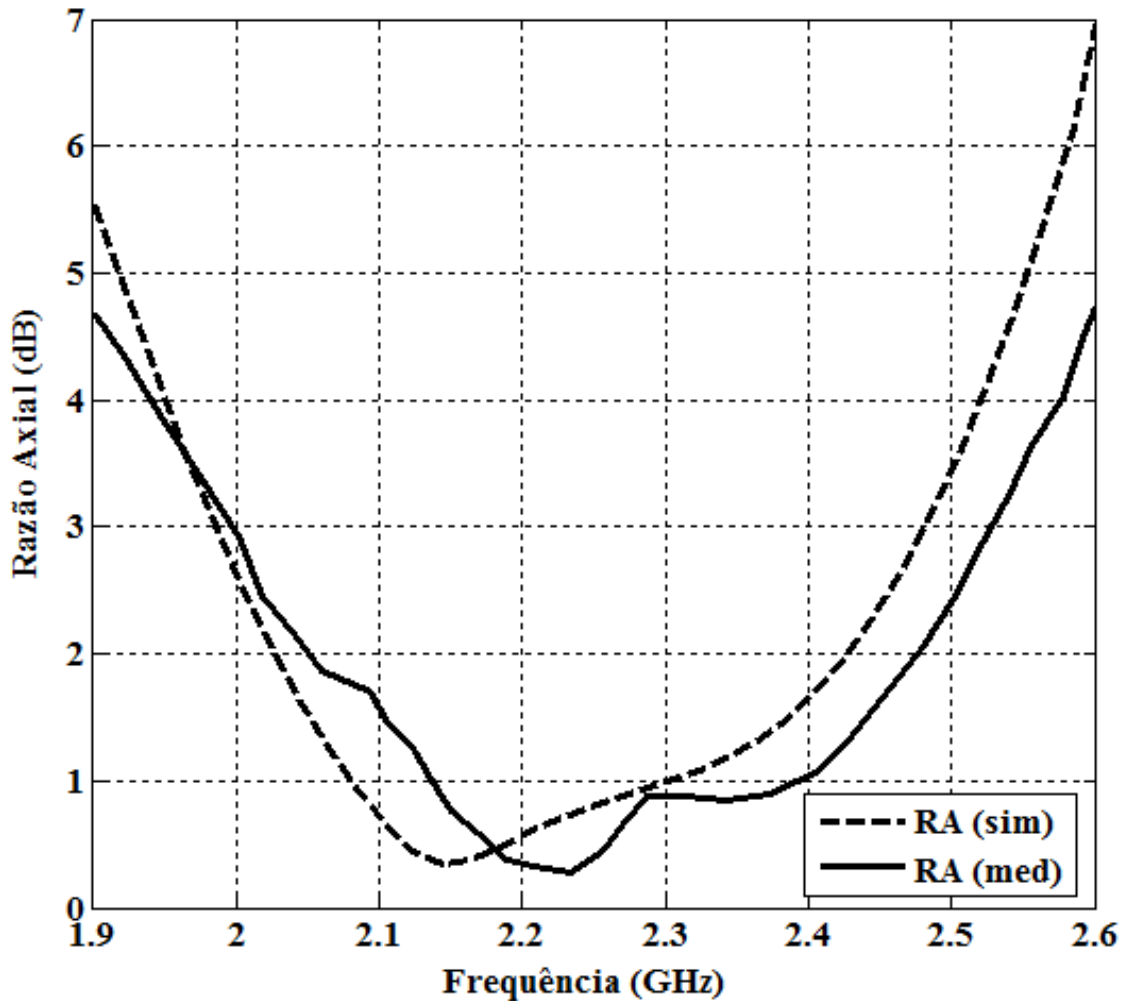


Figura 5.16 - Simulação e medição da razão axial para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 7$ mm, para a banda de 2,45 GHz.

A razão axial simulada e medida para a estrutura acoplada, utilizando um espaçamento $d = 7$ mm para a banda de 5,8 GHz é mostrada na Figura 5.17. Pode-se ver que com a inserção das metasuperfícies nessa distância, a razão axial fica abaixo de 3 dB em torno da frequência de interesse, apresentando uma largura de banda de razão axial de 420 MHz (5,75 GHz a 6,17 GHz) para valores simulados e de 480 MHz (5,64 GHz a 6,12 GHz) para valores medidos.

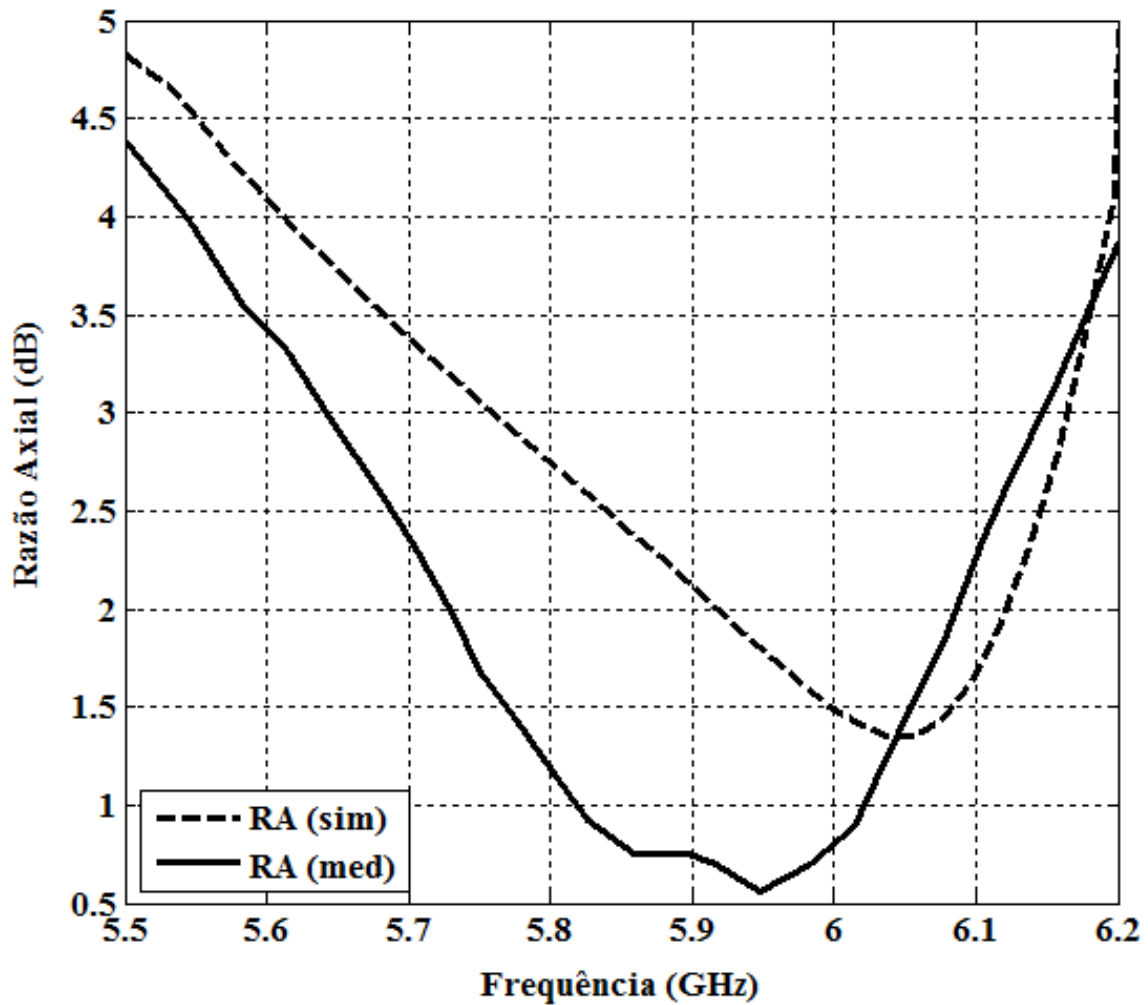


Figura 5.17 - Simulação e medição da razão axial para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 7$ mm, para a banda de 5,8 GHz.

As perdas de retorno simuladas e medidas para a antena isolada e para a estrutura acoplada, utilizando um espaçamento $d = 8$ mm são mostradas na Figura 5.18. Com a inserção das metasuperfícies nessa distância, a estrutura passou a operar com f_{r1} em 2,42 GHz a -21,79 dB com largura de banda de 300 MHz (2,18 GHz a 2,48 GHz) e f_{r2} em 5,87 GHz a -28,9 dB com largura de banda de 440 MHz (5,65 GHz a 6,09 GHz), na simulação. Na medição a estrutura passou a operar com f_{r1} em 2,43 GHz a -25,74 dB com largura de banda de 200 MHz (2,29 GHz a 2,49 GHz) e f_{r2} em 5,8 GHz a -31,46 dB com largura de banda de 600 MHz (5,67 GHz a 6,27 GHz).

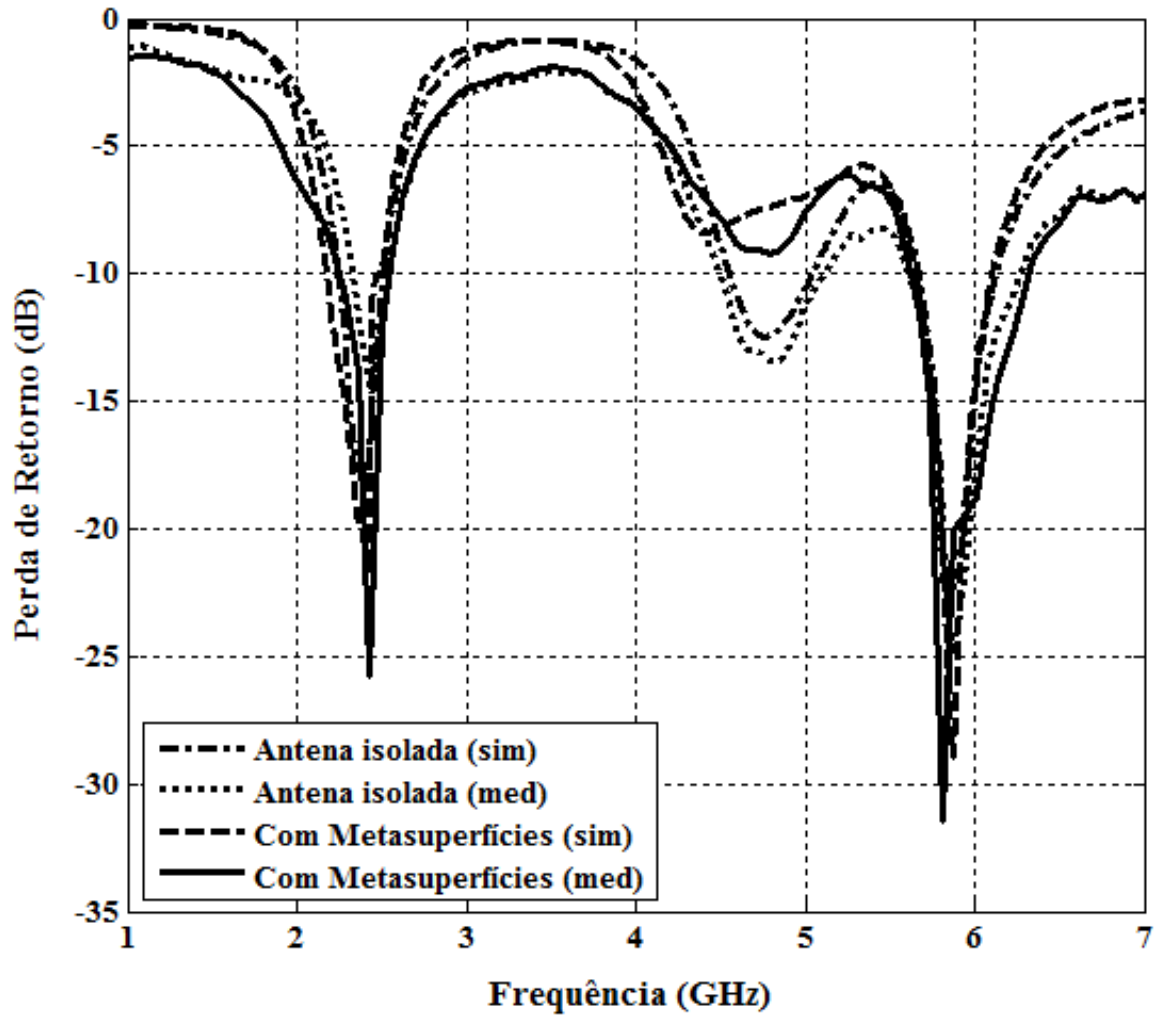


Figura 5.18 - Simulação e medição da perda de retorno para a antena isolada e para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 8$ mm.

A razão axial simulada para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), utilizando um espaçamento $d = 8$ mm é mostrada na Figura 5.19.

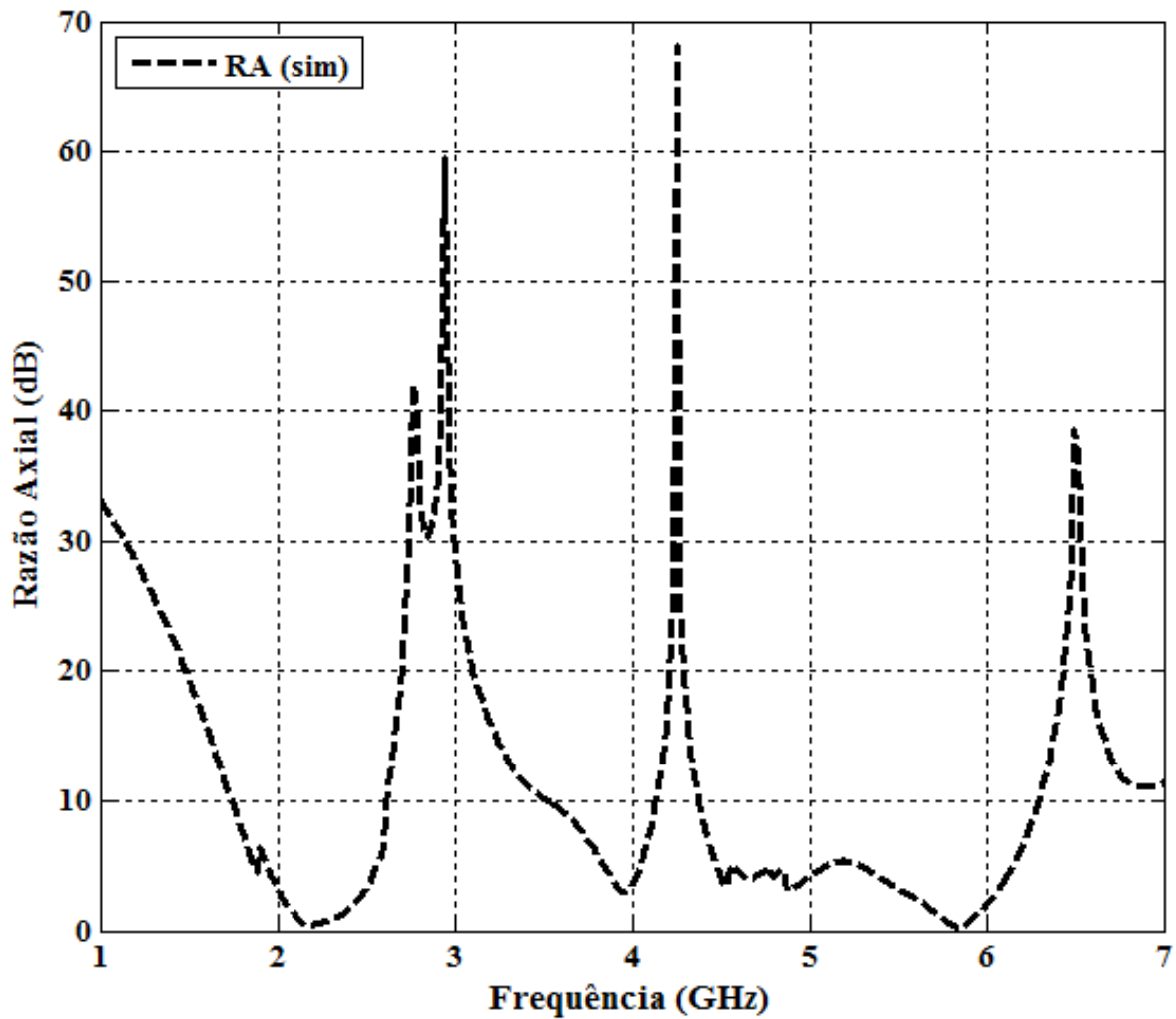


Figura 5.19 - Simulação da razão axial para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 8$ mm.

A razão axial simulada e medida para a estrutura acoplada, utilizando um espaçamento $d = 8$ mm para a banda de 2,45 GHz é mostrada na Figura 5.20. Nessa distância, a largura de banda de razão axial é de 460 MHz (2,02 GHz a 2,48 GHz) para valores simulados e de 460 MHz (2,06 GHz a 2,52 GHz) para valores medidos.

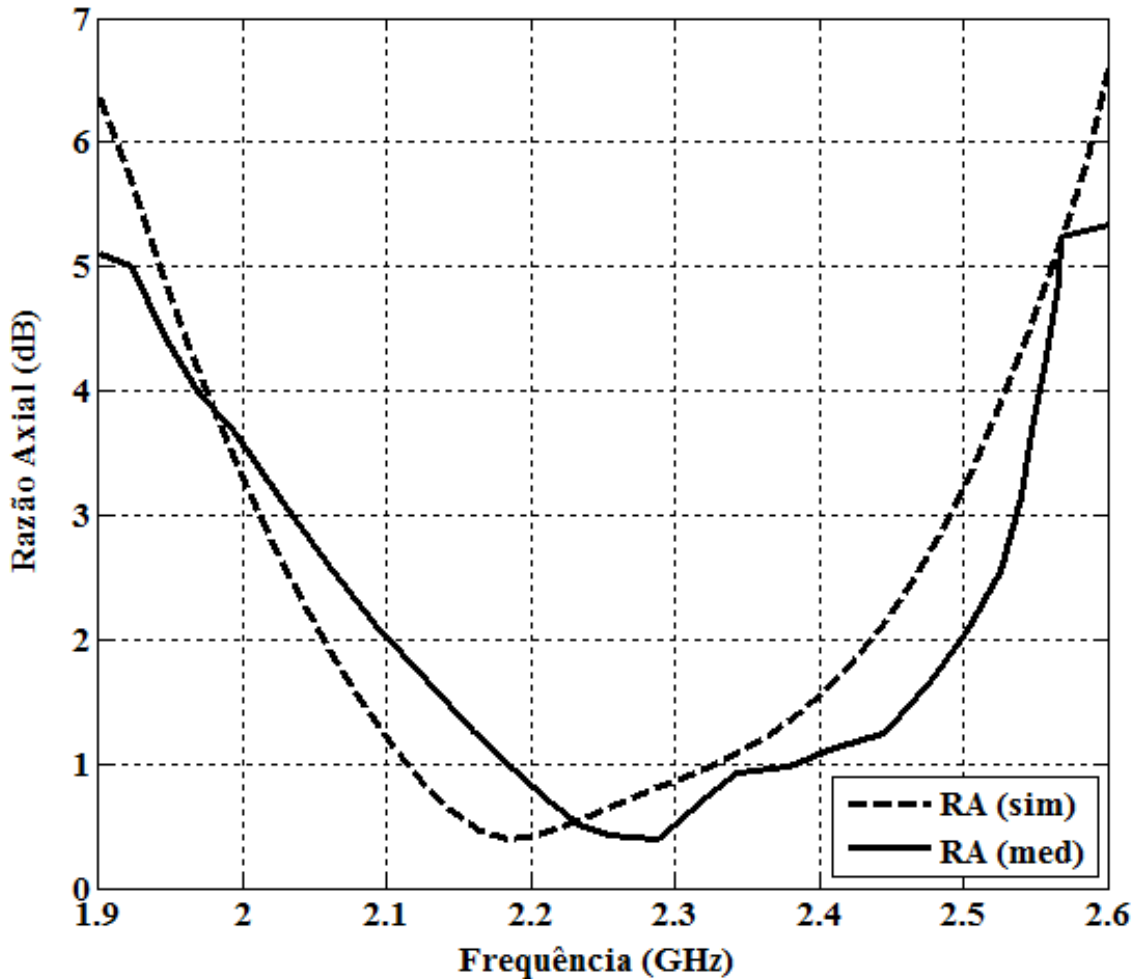


Figura 5.20 - Simulação e medição da razão axial para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 8$ mm, para a banda de 2,45 GHz.

A razão axial simulada e medida para a estrutura acoplada, utilizando um espaçamento $d = 8$ mm para a banda de 5,8 GHz é mostrada na Figura 5.21. Nessa distância, a largura de banda de razão axial é de 520 MHz (5,53 GHz a 6,05 GHz) para valores simulados e de 580 MHz (5,51 GHz a 6,09 GHz) para valores medidos.

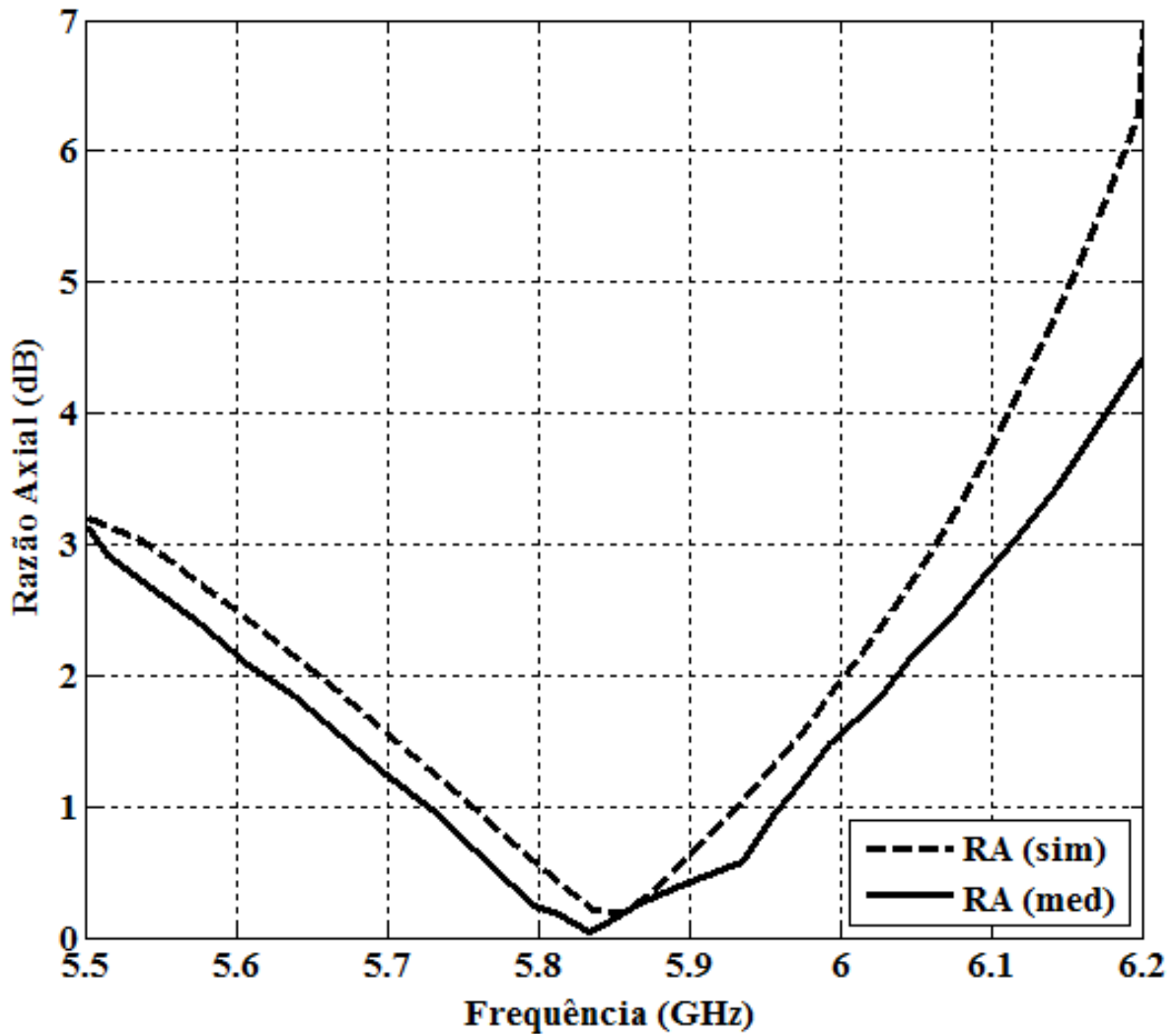


Figura 5.21 - Simulação e medição da razão axial para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 8$ mm, para a banda de 5,8 GHz.

As perdas de retorno simuladas e medidas para a antena isolada e para a estrutura acoplada, utilizando um espaçamento $d = 9$ mm são mostradas na Figura 5.22. Com a inserção das metasuperfícies nessa distância, a estrutura passou a operar com f_{r1} em 2,46 GHz a -21,01 dB com largura de banda de 300 MHz (2,22 GHz a 2,52 GHz) e f_{r2} em 5,83 GHz a -32,58 dB com largura de banda de 400 MHz (5,71 GHz a 6,11 GHz), na simulação. Na medição a estrutura passou a operar com f_{r1} em 2,43 GHz a -26,23 dB com largura de banda de 340 MHz (2,22 GHz a 2,56 GHz) e f_{r2} em 5,8 GHz a -32,49 dB com largura de banda de 740 MHz (5,6 GHz a 6,34 GHz).

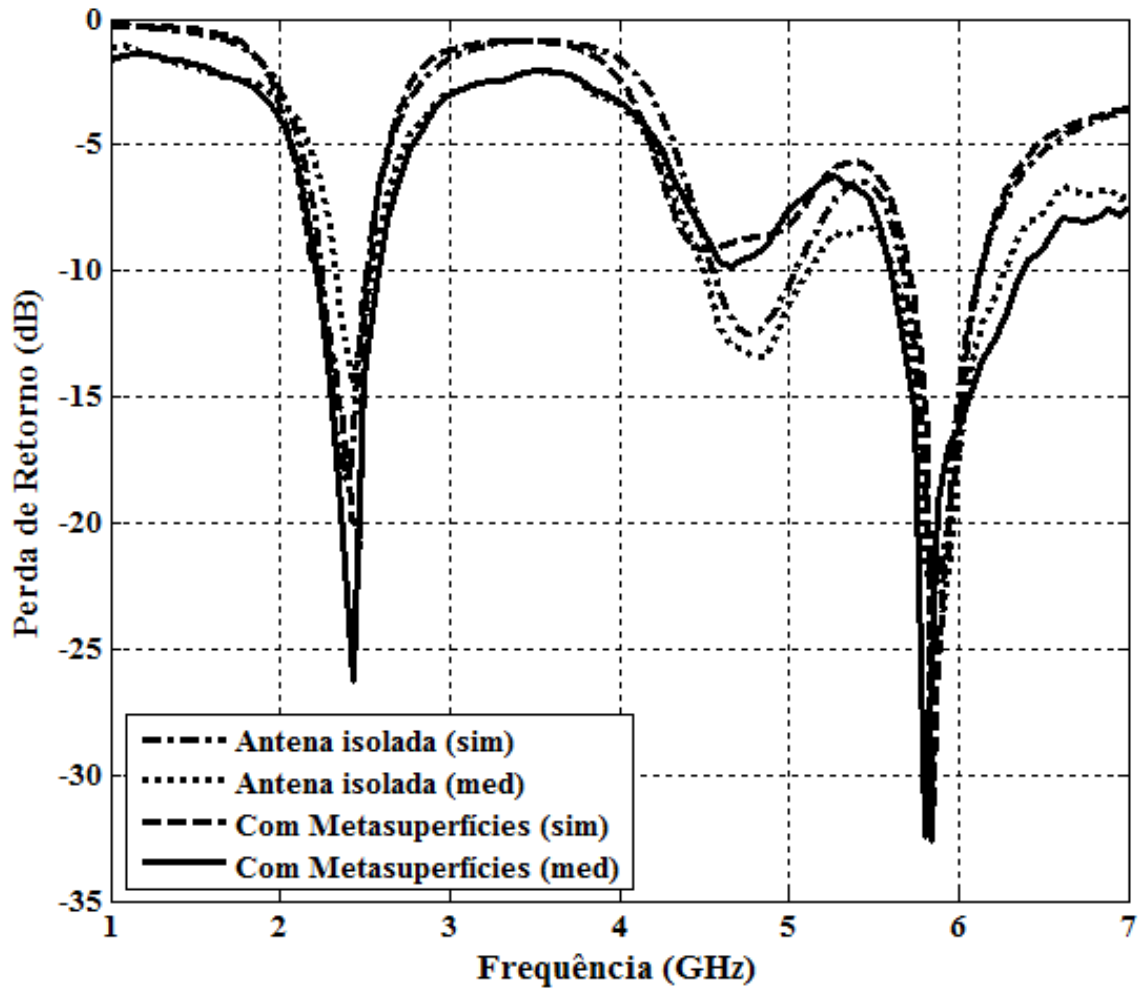


Figura 5.22 - Simulação e medição da perda de retorno para a antena isolada e para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 9$ mm.

A razão axial simulada para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), utilizando um espaçamento $d = 9$ mm é mostrada na Figura 5.23.

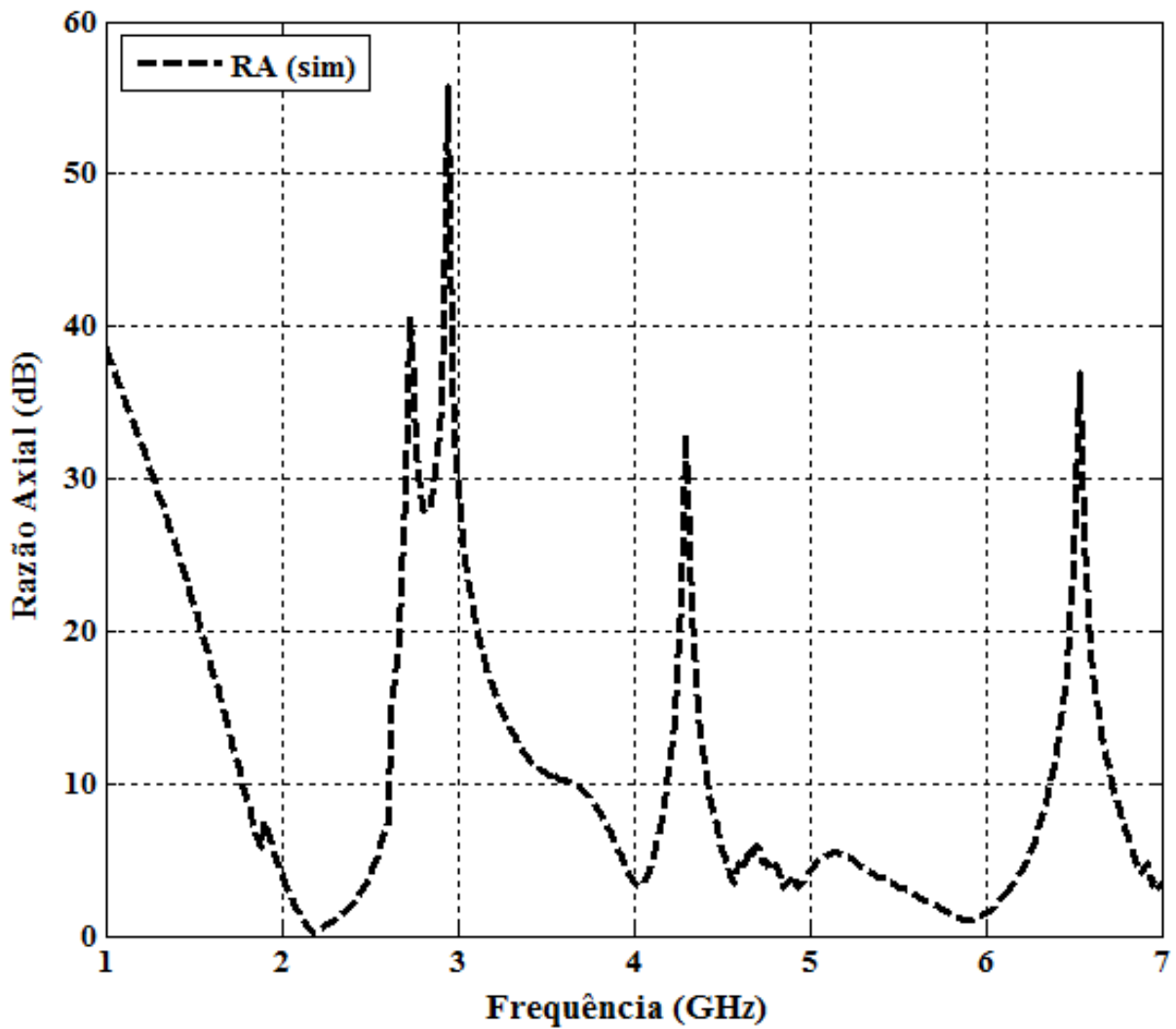


Figura 5.23 - Simulação da razão axial para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 9$ mm.

A razão axial simulada e medida para a estrutura acoplada, utilizando um espaçamento $d = 9$ mm para a banda de 2,45 GHz é mostrada na Figura 5.24. Nessa distância, a largura de banda de razão axial é de 420 MHz (2,04 GHz a 2,46 GHz) para valores simulados e de 480 MHz (2,06 GHz a 2,54 GHz) para valores medidos.

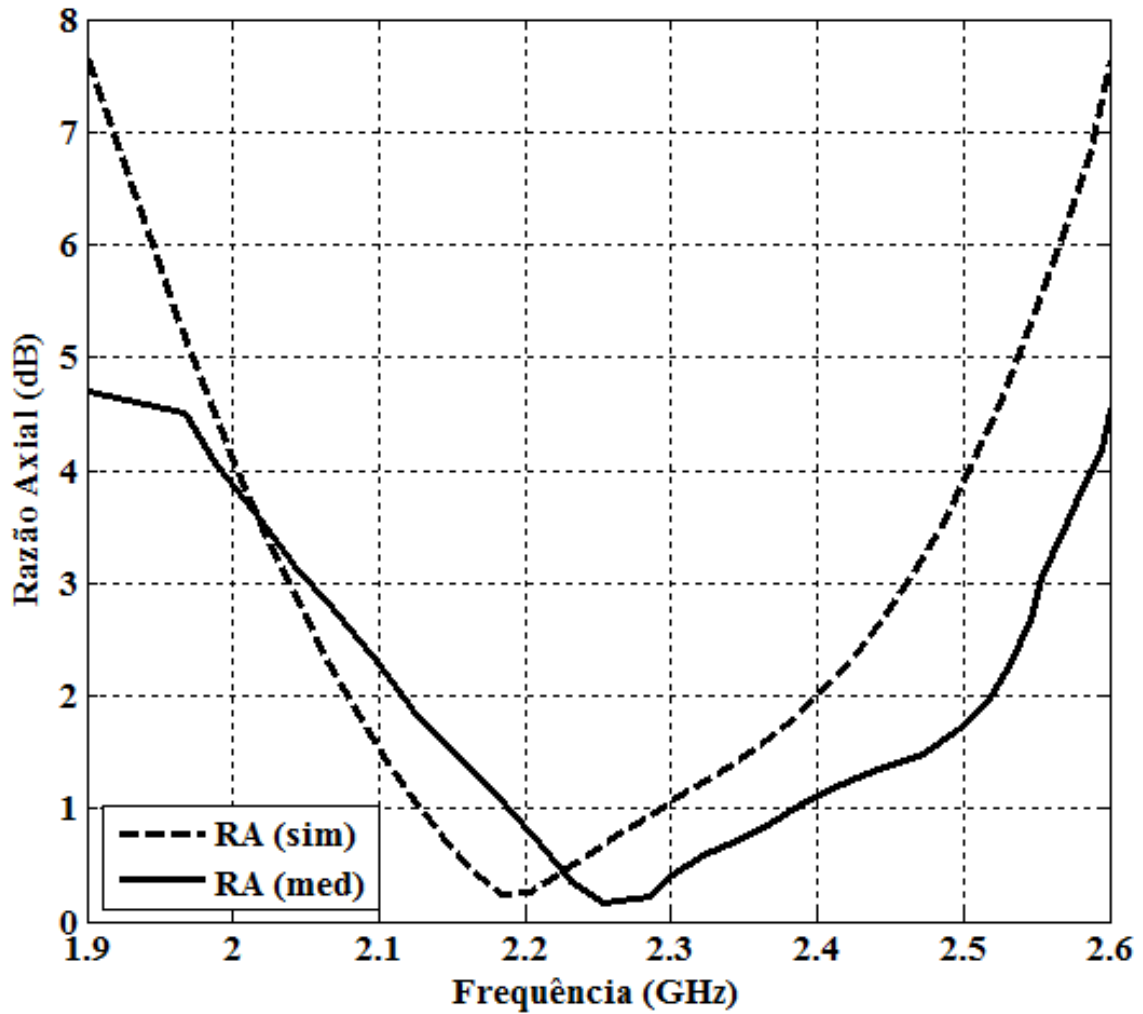


Figura 5.24 - Simulação e medição da razão axial para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 9$ mm, para a banda de 2,45 GHz.

A razão axial simulada e medida para a estrutura acoplada, utilizando um espaçamento $d = 9$ mm para a banda de 5,8 GHz é mostrada na Figura 5.25. Nessa distância, a largura de banda de razão axial é de 600 MHz (5,53 GHz a 6,13 GHz) para valores simulados e de 630 MHz (5,5 GHz a 6,13 GHz) para valores medidos.

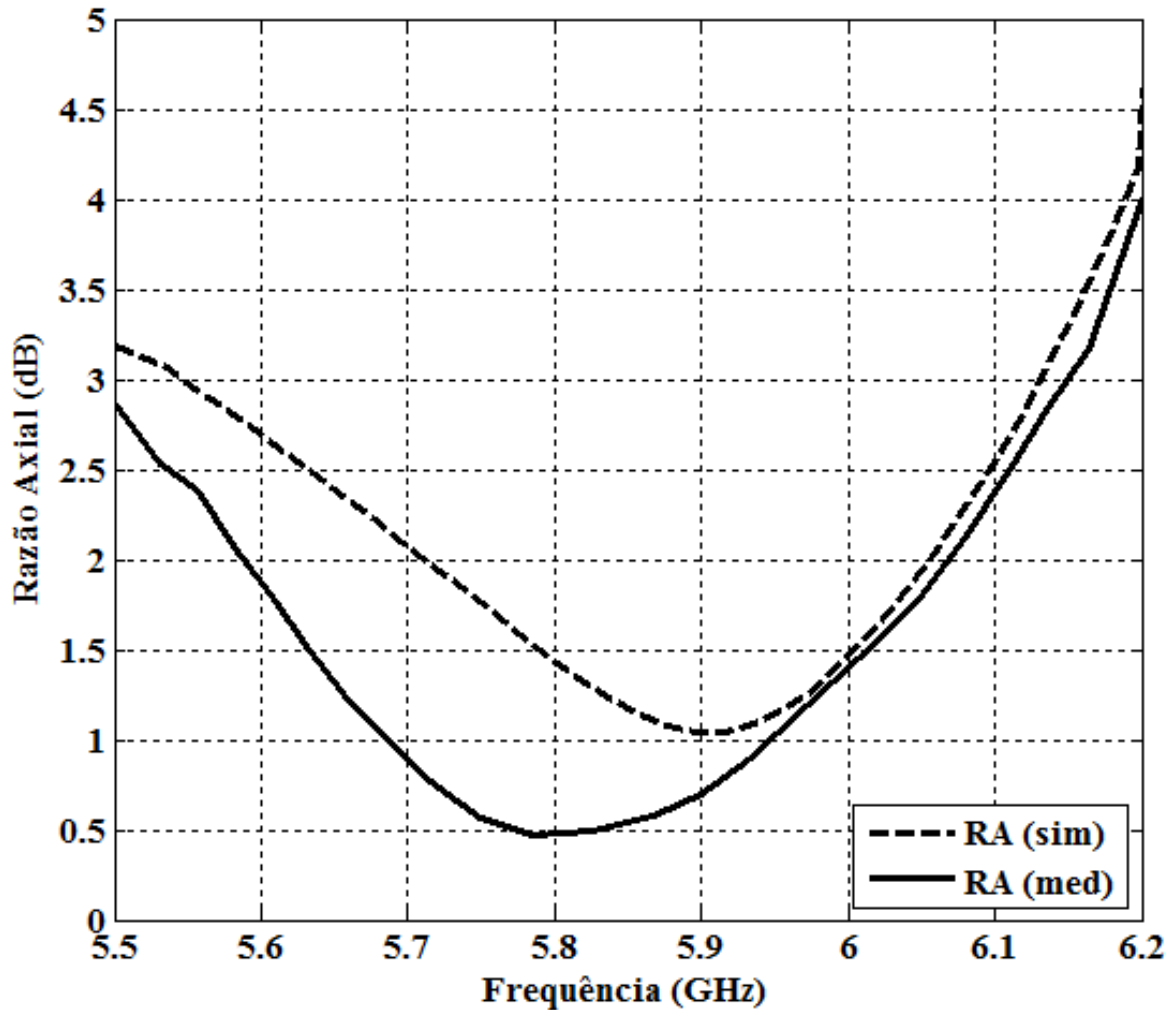


Figura 5.25 - Simulação e medição da razão axial para a estrutura acoplada (antena e metasuperfícies), com $d = 9$ mm, para a banda de 5,8 GHz.

Com os resultados de perda de retorno comprova-se que para as estruturas acopladas, as ressonâncias são mantidas nas duas bandas de frequência de interesse (2,45 GHz e 5,8 GHz), com uma boa largura de banda, e em alguns dos casos com um aumento substancial nessa largura.

Os resultados de razão axial comprovam que a estrutura proposta funciona como um polarizador nas duas bandas de frequência de interesse, com uma excelente largura de banda, convertendo sinais linearmente polarizados gerados pela antena em sinais circularmente polarizados. Foi observado que em todos os casos houve uma boa concordância entre os

resultados simulados e medidos. As diferenças existentes são devido a imprecisão no processo de fabricação das estruturas, bem como o alinhamento da antena com as metasuperfícies.

Para uma melhor visualização, são mostrados na Tabela 5.1 e na Tabela 5.2 os resultados comparativos para a perda de retorno na primeira banda de interesse (2,45 GHz) e na segunda banda de interesse (5,8 GHz), respectivamente.

Tabela 5.1 - Comparação dos resultados obtidos para perda de retorno na primeira banda de interesse (2,45 GHz).

Estrutura	f_r (sim) - GHz	f_r (med) - GHz	Erro (%)	BW (sim) - MHz	BW (med) - MHz
Antena isolada	2,38	2,43	2,05	240 (2,26 a 2,5)	180 (2,36 a 2,54)
Antena com metasuperfície 1, para $d = 8$ mm	2,36	-	-	260 (2,24 a 2,5)	-
Antena com metasuperfície 2, para $d = 8$ mm	2,4	-	-	240 (2,28 a 2,52)	-
Antena com metasuperfícies, para $d = 7$ mm	2,4	2,43	1,23	320 (2,16 a 2,48)	270 (2,22 a 2,49)
Antena com metasuperfícies, para $d = 8$ mm	2,42	2,43	0,41	300 (2,18 a 2,48)	200 (2,29 a 2,49)
Antena com metasuperfícies, para $d = 9$ mm	2,46	2,43	1,21	300 (2,22 a 2,52)	340 (2,22 a 2,56)

Tabela 5.2 - Comparação dos resultados obtidos para perda de retorno na segunda banda de interesse (5,8 GHz).

Estrutura	f_r (sim) - GHz	f_r (med) - GHz	Erro (%)	BW (sim) - MHz	BW (med) - MHz
Antena isolada	5,83	5,87	0,68	440 (5,67 a 6,11)	540 (5,67 a 6,21)
Antena com metasuperfície 1, para $d = 8$ mm	5,83	-	-	460 (5,63 a 6,09)	-
Antena com metasuperfície 2, para $d = 8$ mm	5,85	-	-	420 (5,67 a 6,09)	-
Antena com metasuperfícies, para $d = 7$ mm	5,89	5,8	1,52	380 (5,79 a 6,17)	670 (5,6 a 6,27)
Antena com metasuperfícies, para $d = 8$ mm	5,87	5,8	1,19	440 (5,65 a 6,09)	600 (5,67 a 6,27)
Antena com metasuperfícies, para $d = 9$ mm	5,83	5,8	0,51	400 (5,71 a 6,11)	740 (5,6 a 6,34)

A Tabela 5.3 e a Tabela 5.4 mostram os resultados comparativos para a razão axial na primeira banda de interesse (2,45 GHz) e na segunda banda de interesse (5,8 GHz), respectivamente.

Tabela 5.3 - Comparação dos resultados obtidos para razão axial na primeira banda de interesse (2,45 GHz).

Estrutura	BW (sim) - MHz	BW (med) - MHz
Antena com metasuperfície 2, para $d = 8$ mm	400 (2,38 a 2,78)	-
Antena com metasuperfícies, para $d = 7$ mm	500 (1,98 a 2,48)	510 (2 a 2,51)
Antena com metasuperfícies, para $d = 8$ mm	460 (2,02 a 2,48)	460 (2,06 a 2,52)
Antena com metasuperfícies, para $d = 9$ mm	420 (2,04 a 2,46)	480 (2,06 a 2,54)

Tabela 5.4 - Comparação dos resultados obtidos para razão axial na segunda banda de interesse (5,8 GHz).

Estrutura	BW (sim) - MHz	BW (med) - MHz
Antena com metasuperfície 1, para $d = 8$ mm	860 (5,03 a 5,89)	-
Antena com metasuperfícies, para $d = 7$ mm	420 (5,75 a 6,17)	480 (5,64 a 6,12)
Antena com metasuperfícies, para $d = 8$ mm	520 (5,53 a 6,05)	580 (5,51 a 6,09)
Antena com metasuperfícies, para $d = 9$ mm	600 (5,53 a 6,13)	630 (5,5 a 6,13)

A estrutura final proposta por esta Tese apresentou algumas vantagens e diferenciais, entre eles pode-se citar:

- Apresenta uma antena de microfita dual (Funcionamento em duas bandas: 2,45 GHz e 5,8 GHz);
- Faz uso de duas metasuperfícies como estruturas polarizadoras;
- Apresenta polarização circular, o que é extremamente importante para antenas RFID, pois torna a posição da etiqueta RFID irrelevante, facilitando a leitura dos dados em qualquer orientação;
- As estruturas (antena e metasuperfícies) são miniaturizadas, o que facilita o uso em RFID, principalmente em leitores RFID portáteis que buscam estruturas eficazes e pequenas;

- Estrutura com baixo peso, baixo custo e fácil de ser fabricada, usando FR-4 como substrato;
- Apresenta excelente largura de banda de perda de retorno e de razão axial;
- Apresenta uma configuração ainda não vista na literatura: antena dual miniaturizada com duas metasuperfícies que convertem a polarização linear em circular para leitores RFID portáteis.

5.4 - Conclusões

Neste capítulo foi apresentado o projeto da estrutura proposta para esta Tese com seus dados e passos. Também foram apresentados os resultados numéricos (simulados) e medidos das estruturas. O objetivo principal deste trabalho foi alcançado, pois foi apresentada uma nova estrutura que funciona em duas bandas (2,45 GHz e 5,8 GHz) com polarização circular usando metasuperfícies miniaturizadas para uso em leitores RFID portáteis. Além disso, os resultados mostram que a estrutura funciona para o que foi projetada.

Capítulo 6

Conclusões

Neste trabalho foi proposta uma nova estrutura usando duas metasuperfícies miniaturizadas, capaz de converter sinais linearmente polarizados gerados por uma antena de microfita em sinais circularmente polarizados, para duas bandas de operação (2,45 GHz e 5,8 GHz) para aplicação em leitores RFID portáteis.

Para a realização do trabalho inicialmente foi feito um estudo bibliográfico a cerca de RFID, de antenas de microfita e de metamateriais, tornando o leitor capaz de compreender bem todo o funcionamento da tecnologia e da nova estrutura proposta.

Para o estudo da nova estrutura foram utilizados três *layouts* diferentes. Primeiro foram feitos testes iniciais de simulação, utilizando a primeira metasuperfície acoplada à antena. Em seguida, a antena foi testada acoplada à segunda metasuperfície. E posteriormente a antena foi acoplada às duas metasuperfícies.

As estruturas foram analisadas numericamente por meio do ANSYS HFSS™ e para validar esses resultados, as estruturas foram caracterizadas experimentalmente. Os protótipos foram fabricados e as características de transmissão simuladas e medidas foram apresentadas.

Com os resultados de perda de retorno comprova-se que para as estruturas acopladas, as ressonâncias são mantidas nas duas bandas de frequência de interesse (2,45 GHz e 5,8 GHz), com uma boa largura de banda (onde tradicionalmente para RFID seria estreita), e em alguns dos casos com um aumento substancial nessa largura.

Os resultados de razão axial comprovam que a estrutura proposta funciona como um polarizador nas duas bandas de frequência de interesse, com uma excelente largura de banda, convertendo efetivamente os sinais linearmente polarizados gerados pela antena em sinais circularmente polarizados.

Foi observado que em todos os casos houve uma boa concordância entre os resultados simulados e medidos. As diferenças existentes são devido à imprecisão no processo de fabricação das estruturas, bem como o alinhamento da antena com as metasuperfícies.

Após a análise dos resultados comprovou-se que a nova estrutura proposta neste trabalho apresenta-se como uma estrutura inovadora que fornece uma maneira conveniente de converter sinais linearmente polarizados em sinais circularmente polarizados para as duas faixas de frequência para RFID (2,45 GHz e 5,8 GHz), alcançando assim o objetivo central deste trabalho. Essa estrutura apresenta vantagens de possuir uma geometria simples de ser construída, utilizando um substrato de baixo custo (FR-4), com baixo peso, bem como uma largura de banda de perda de retorno muito boa para esse tipo de antena e uma excelente largura de banda de razão axial. Além disso faz uso de metasuperfícies miniaturizadas, o que facilita o seu uso em RFID, principalmente em leitores RFID portáteis que buscam estruturas eficazes e pequenas.

Vale salientar ainda que obter uma estrutura com todas essas vantagens e sendo circularmente polarizada se torna ideal para o uso em RFID, pois faz com que a posição da etiqueta RFID se torne irrelevante, facilitando a leitura dos dados em qualquer orientação geográfica.

A capacidade de solucionar problemas de interferência desempenha um papel importante para a implantação de RFID. Por esse motivo é importante fazer vários testes nos locais onde se pretende instalar RFID ou conhecê-lo bem a fim de solucionar possíveis interferências. Dentro das empresas que criam soluções RFID, muitos engenheiros tentam solucionar vários problemas causados pelas interferências, ao mesmo tempo em que muitos programadores criam *softwares* que possam melhorar a qualidade de correção de erros, tolerância a falhas e redundância. Por isso minimizar efeitos eletromagnéticos indesejados desde o projeto inicial se torna essencial.

Como propostas à continuidade do trabalho, novas investigações podem ser realizadas, como a utilização de diversas configurações/geometrias para outras antenas e para a construção de novos modelos de metasuperfícies; e a utilização dessa estrutura projetada para outras faixas de frequência de RFID (13,56 MHz e 915 MHz, por exemplo). Também é possível buscar minimizar as distâncias entre a antena e as metasuperfícies, buscando assim

diminuir ainda mais o espaço ocupado pela estrutura final. Outra linha de pesquisa interessante diz respeito ao estudo dos protocolos anti-colisão para estruturas RFID.

Referências Bibliográficas

- [1] K. Finkenzeller, “RFID Handbook: Fundamentals and applications in contactless smart cards, radio frequency identification and near-field communication”, John Wiley & Sons, Ltd, 2010.
- [2] A. C. P. S. Montalvão et al. “Numerical characterization of RFID tags using WCIP”, *IEEE Conference Publications*, IMOC, p. 12 - 16, 2011.
- [3] M. Bhuptani e S. Moradpour, “RFID field guide: Deploying radio frequency identification systems”, Nova Jersey, Prentice Hall PTR, 2005.
- [4] G. N. M. Silveira et al. “Exploring dual-band RFID tag antennas by means of asymmetric dipoles”, *IEEE Conference Publications*, IMOC, p. 244 - 248, 2011.
- [5] G. Liu, L. Xu e Z. Wu, “Dual-band microstrip antenna with tree-like fractal structure”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, **12**, p. 976 - 978, 2013.
- [6] C. A. Balanis, “Antenna Theory: Analysis and Design”, John Wiley & Sons, Inc, 2005.
- [7] C. Phongcharoenpanich e S. Denti, “Circularly polarized UHF-RFID antenna using defected rectangular plate on the ground plane”, *IEEE Conference Publications*, APCAP, p. 80 - 81, 2012.
- [8] H. L. Zhu, S. W. Cheung, K. L. Chung e T. I. Yuk, “Linear-to-circular polarization conversion using metasurface”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **61** (9), p. 4615 - 4623, 2013.

- [9] C. L. Holloway, M. A. Mohamed, E. F. Kuester e A. Dienstfrey, “Reflection and transmission properties of a metafilm: with an application to a controllable surface composed of resonant particles”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, **47** (4), p. 853 - 865, 2005.
- [10] J. Gordon et al. “Fluid interactions with metafilms/metasurfaces for tuning, sensing, and microwave-assisted chemical processes”, *Physical Review B*, **83**, 2011.
- [11] M. F. Sousa, “RFID e suas aplicações - um estudo de caso com prateleiras inteligentes”, Dissertação de Mestrado, UFC, Fortaleza - CE, Brasil, 2010.
- [12] S. Lahiri, “RFID Sourcebook”, Massachusetts, IBM Press, 2005.
- [13] V. D. Hunt, A. Puglia e M. Puglia, “RFID: A guide to radio frequency identification”, Nova Jersey, John Wiley & Sons, Inc, 2007.
- [14] D. M. Dobkin, “The RF in RFID: Passive UHF RFID in practice”, Massachusetts, Elsevier Inc, 2008.
- [15] R. P. B. Mota, “Mecanismos para a melhoria do desempenho de sistemas RFID passivos”, Tese de Doutorado, USP, São Paulo - SP, Brasil, 2015.
- [16] Z. N. Chen, “Antennas for portable devices”, John Wiley & Sons, Ltd, 2007.
- [17] C. Swedberg, “Iotera develops active RFID tag with 4-mile read range”, *RFID Journal*, 2014.
- [18] M. Roberti, “Motorola introduces all-new fixed reader”, *RFID Journal*, 2014.
- [19] C. Swedberg, “Zebra’s sled reader enables UHF RFID tag reads via smartphone”, *RFID Journal*, 2015.
- [20] C. Turcu, “Development and implementation of RFID technology”, INTECH, 2009.

- [21] C. Swedberg, “Robotic RFID reader automates inventory tracking”, *RFID Journal*, 2012.
- [22] J. V. Molina, “Técnicas de etiquetado, embalaje, almacenamiento y traslado de sistemas informáticos”, PCPI Informática, Disponível em: <https://sites.google.com/site/pcpicamas>, (Acesso em: abr. 2016).
- [23] A. S. Tanenbaum e D. J. Wetherall, “Redes de Computadores”, Pearson Education, 2011.
- [24] D. Paret, “RFID at ultra and super high frequencies: Theory and application”, John Wiley & Sons, Ltd, 2009.
- [25] Resolução nº 506, de 1º de julho de 2008, Disponível em: <http://www.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2008/104-resolucao-506>, (Acesso em: fev. 2016).
- [26] C. Swedberg, “MagicBands bring convenience, new services to Walt Disney World”, *RFID Journal*, 2014.
- [27] S. Shao, A. Kiourti, R. Burkholder e J. Volakis, “Flexible and stretchable UHF RFID tag antennas for automotive tire sensing”, *IEEE Conference Publications*, EuCAP, p. 2908 - 2910, 2014.
- [28] H. Rajagopalan e Y. Rahmat-Samii, “Platform tolerant and capsule-pill RFID antenna designs: an overview of recent developments at UCLA”, *IEEE Conference Publications*, p. 144 - 147, 2012.
- [29] H. Nakajima, M. Takahashi, K. Saito K. Ito, “The characteristics of RFID antenna by poses of human body for urination sensing”, *IEEE Conference Publications*, ISAP, p. 1236 - 1239, 2012.
- [30] D. H. Barbosa, “Desenvolvimento de um modelo de referência para a aplicação da tecnologia RFID na logística de ambulatórios de ensino”, Tese de Doutorado, USP, São Carlos - SP, Brasil, 2012.

- [31] G. Kumar e K. P. Ray, “Broadband Microstrip Antennas”, Artech House, Inc, 2003.
- [32] B. A. L. Silva, “Antenas monopolo planar com patch em anel circular para sistemas UWB”, Dissertação de Mestrado, UFRN, Natal - RN, Brasil, 2010.
- [33] J. L. Volakis, “Antenna Engineering Handbook”, McGraw-Hill, 2007.
- [34] L. E. C. Cavalcante, “Análise e simulação de antenas de microfita através do método FDTD”, Dissertação de Mestrado, IFPB, João Pessoa - PB, Brasil, 2015.
- [35] S. M. Wentworth, “Applied Electromagnetics: Early Transmission Lines Approach”, John Wiley & Sons, Inc, 2007.
- [36] T. V. Barra, “Um ambiente evolutivo para apoio ao projeto de antenas de microfita”, Dissertação de Mestrado, UNICAMP, Campinas - SP, Brasil, 2007.
- [37] D. M. Pozar, “Microwave Engineering”, John Wiley & Sons, Inc, 2005.
- [38] Y. Huang e K. Boyle, “Antennas from Theory to Practice”, John Wiley & Sons, Ltd, 2008.
- [39] M. Naegele, “Análise de antenas de microfita através do método FDTD utilizando malha tetraedrica”, Dissertação de Mestrado, UFPR, Curitiba - PR, Brasil, 2004.
- [40] W. L. Stutzman e G. A. Thiele, “Antenna Theory and Design”, John Wiley & Sons, Inc, 1981.
- [41] H. W. C. Lins, “Análise e síntese de antenas e superfícies seletivas de frequência utilizando a computação evolucionária e inteligência de enxames”, Tese de Doutorado, UFRN, Natal - RN, Brasil, 2012.
- [42] M. H. Seko, “Antenas planares de micro-ondas multibandas para terminais móveis de sistemas de comunicação sem fio”, Dissertação de Mestrado, USP, São Paulo - SP, Brasil, 2013.

- [43] E. S. R. Montalvão, “Implementação de conversor de polarização linear-circular para antenas de microfita usando metasuperfícies”, Tese de Doutorado, UFRN, Natal - RN, Brasil, 2016.
- [44] M. P. S. Neto, “Um estudo de metamaterial em antenas de microfita”, Tese de Doutorado, UFRN, Natal - RN, Brasil, 2014.
- [45] A. C. P. S. Montalvão, “Caracterização numérica de antenas para aplicações RFID utilizando o Método das Ondas - WCIP”, Dissertação de Mestrado, UFRN, Natal - RN, Brasil, 2010.
- [46] T. E. L. Medeiros, “Análise de microfita sobre substrato dielétrico organizado de forma quase periódica”, Dissertação de Mestrado, UFRSA, Mossoró - RN, Brasil, 2013.
- [47] J. W. O. Bezerra, “Estudo numérico/experimental de antena ressoadora dielétrica circularmente polarizada com alimentação por sonda única”, Dissertação de Mestrado, UFC, Fortaleza - CE, Brasil, 2012.
- [48] Q. H. Sun et al. “A new type of band-pass FSS based on metamaterial structures”, *IEEE Conference Publications*, 2008.
- [49] B. M. Arranz, “Estudio de modos guiados en guía rectangular conteniendo un metamaterial”, Trabalho de Conclusão de Curso, UC, Santander - Cantabria, Espanha, 2012.
- [50] Science breakthrough of the year: The runners-up, *Science*, **314** (5807), p. 1850 - 1855, 2006.
- [51] C. F. L. Vasconcelos, “Desenvolvimento de antenas de microfita com *patch* em anel utilizando materiais ferrimagnéticos e metamateriais”, Tese de Doutorado, UFRN, Natal - RN, Brasil, 2010.
- [52] V. G. Veselago, “The eletrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ”, *Soviet Physucs Uspekhi*, **10** (4), p. 509 - 514, 1968.

- [53] J. L. Silva, “Estudo do comportamento de antena de microfita com substrato metamaterial”, Dissertação de Mestrado, UFERSA, Mossoró - RN, Brasil, 2015.
- [54] V. F. Barros, “Estudo do efeito de substratos metamateriais em parâmetros de antenas de microfita”, Dissertação de Mestrado, UFRN, Natal - RN, Brasil, 2012.
- [55] D. R. Smith et al. “Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity”, *Physical Review Letters*, **84** (18), p. 4184 - 4187, 2000.
- [56] E. J. Sartori, “Estudo experimental de metamateriais baseados em grades dielétricas”, Dissertação de Mestrado, UNICAMP, Campinas - SP, Brasil, 2004.
- [57] A. O. Silva, “Modelagem de efeitos plasmônicos em um metamaterial nanoestruturado para aplicação em sensoriamento óptico”, Tese de Doutorado, UFPA, Belém - PA, Brasil, 2014.
- [58] J. B. Pendry et al. “Magnetism from conductors and enhanced non-linear phenomena”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **11**, p. 2075 - 2084, 1999.
- [59] Nanostructured Metamaterials, *European Commission*, 2010.
- [60] C. L. Holloway et al. “An overview of the theory and applications of metasurfaces: the two-dimensional equivalents of metamaterials”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, **54** (2), p. 10 - 35, 2012.
- [61] C. Caloz e T. Itoh, “Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications”, John Wiley & Sons, Inc, 2006.
- [62] W. S. Santos, “Refração, as velocidades da luz e metamateriais”, Dissertação de Mestrado, UFRJ, Rio de Janeiro - RJ, Brasil, 2011.
- [63] L. C. P. S. Lima, “Projeto e caracterização experimental de antena monopolo assistida por metamateriais”, Dissertação de Mestrado, USP, São Carlos - SP, Brasil, 2014.

- [64] J. B. Pendry e D. R. Smith, “The quest for the superlens”, *Scientific American*, p. 61 - 67, 2006.
- [65] R. Marqués, F. Martín e M. Sorolla, “Metamaterials with negative parameters: theory, design and microwave applications”, John Wiley & Sons, Inc, 2013.
- [66] R. W. Ziolkowski et al. “Wave propagation in media having negative permittivity and permeability”, *Physical Review E*, **64**, 2001.
- [67] L. V. Muniz, “Projeto, fabricação e caracterização experimental de metamateriais quirais para biossensoriamento na faixa de micro-ondas”, Dissertação de Mestrado, USP, São Carlos - SP, Brasil, 2013.
- [68] S. Tretyakov et al. “Waves and energy in chiral nihility”, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, **17** (5), p. 695 - 706, 2012.
- [69] V. A. Fedotov et al. “Asymmetric propagation of electromagnetic waves through a planar chiral structure”, *Physical Review Letters*, **97**, 2006.
- [70] C. L. Holloway et al. “A discussion on the interpretation and characterization of metafilms/metasurfaces: the two-dimensional equivalent of metamaterials”, *Metamaterials*, **3** (2), p. 100 - 112, 2009.
- [71] N. Engheta, “An idea for thin subwavelength cavity resonators using metamaterials with negative permittivity and permeability”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, **1**, p. 10 - 13, 2002.
- [72] T. Hand, S. Cummer e N. Engheta, “The measured electric field spatial distribution within a metamaterial sub-wavelength cavity resonator”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **6**, p. 1781 - 1788, 2007.
- [73] C. L. Holloway et al. “Sub-wavelength resonators: on the use of metafilms to overcome the $\lambda/2$ size limit”, *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, **2** (2), p. 120 - 129, 2008.

- [74] M. Caiazzo, S. Maci e N. Engheta, “A metamaterial surface for compact cavity resonators”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, **3**, p. 261 - 264, 2004.
- [75] C. L. Holloway et al. “Realization of a controllable metafilm/metasurface composed of resonant magnetodielectric particles: measurements and theory”, *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, **4** (8), p. 1111 - 1122, 2010.
- [76] H.-T. Chen et al. “Hybrid meta materials enable fast electrical modulation of freely propagating terahertz waves”, *Applied Physics Letters*, **93**, 2008.
- [77] W. J. Padilla et al. “Dynamical electric and magnetic metamaterial response at terahertz frequencies”, *Physical Review Letters*, **96**, 2006.
- [78] H.-T. Chen et al. “Experimental demonstration of frequency-agile terahertz metamaterials”, *Nature Photonics*, **2**, p. 295 - 298, 2008.
- [79] C. L. Holloway, E. F. Kuester e D. Novotny, “Waveguides composed of metafilms: the two-dimensional equivalent of metamaterials”, *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters*, **8**, p. 525 - 529, 2009.
- [80] E. S. R. Montalvão, A. C. P. S. Montalvão, A. L. P. S. Campos e A. Gomes Neto, “A new model of metasurface used for linear-to-circular polarization conversion in antenna array”, *Microwave and Optical Technology Letters*, **58** (4), p. 861 - 864, 2016.
- [81] H. Tizyi et al. “Compact dual-band microstrip antenna for handheld RFID reader”, *IEEE Conference Publications, RAWSN*, p. 68 - 72, 2015.
- [82] A. Kishk, “Advancement in microstrip antennas with recent applications”, INTECH, 2013.
- [83] R. Gunnels, “Axial ratio measurements of single circularly polarized antennas”, *Microwave Journal*, 2002.