

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA**

Renato Silveira Feitoza

**PROJETO DE ANTENAS MINIATURIZADAS BASEADAS EM  
METAMATERIAIS PARA APLICAÇÃO EM SENSORES  
PASSIVOS PARA INTERNET DAS COISAS**

Monografia apresentada como requisito para obtenção do grau de Engenheiro Eletrônico, submetida ao departamento de Engenharia Eletrônica, pertencente ao Centro Tecnológico da Universidade Federal de Santa Catarina.

Orientador: Prof. Dr. Fernando Rangel de Sousa

Florianópolis

2014

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Silveira Feitoza, Renato  
PROJETO DE ANTENAS MINIATURIZADAS BASEADAS EM  
METAMATERIAIS PARA APLICAÇÃO EM SENSORES PASSIVOS PARA  
INTERNET DAS COISAS / Renato Silveira Feitoza ;  
orientador, Fernando Rangel de Sousa - Florianópolis, SC,  
2014.  
81 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -  
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico.  
Graduação em Engenharia Eletrônica.

Inclui referências

1. Engenharia Eletrônica. 2. Antenas miniaturizadas. 3.  
Metamateriais. 4. Sensoriamento ubíquo. 5. Ressonador de  
ordem zero. I. Rangel de Sousa, Fernando. II. Universidade  
Federal de Santa Catarina. Graduação em Engenharia  
Eletrônica. III. Título.

Renato Silveira Feitoza

**PROJETO DE ANTENAS MINIATURIZADAS BASEADAS EM  
METAMATERIAIS PARA APLICAÇÃO EM SENSORES  
PASSIVOS PARA INTERNET DAS COISAS**

Esta monografia foi julgada no contexto da disciplina **EEL7806 - Projeto Final TCC** e aprovada em sua forma final pelo **Curso de Engenharia Eletrônica**.

Florianópolis, 09/12/2014.

Jefferson Luiz Brum Marques, Dr.  
Coordenador do Curso

**Banca Examinadora:**

Fernando Rangel de Sousa, Dr.  
Orientador

Walter Pereira Carpes Jr., Dr.

Leonardo Silva Resende, Dr.

Germán Andrés Álvarez Botero, Dr.



*Dedico esta monografia à minha família, cujo apoio incondicional foi imprescindível para que eu tivesse sempre ao menos as mínimas condições para atingir o objetivo de me graduar, e aos meus amigos, por toda a compreensão e companheirismo tanto nos momentos difíceis quanto nos de júbilo.*



## AGRADECIMENTOS

Agradeço principalmente ao professor Fernando Rangel de Sousa por ter acolhido a mim e ao meu trabalho muito antes até de se tornar oficialmente meu orientador, por todo o norteamento dado em relação aos temas técnicos e discussões que contribuíram não só para a minha formação como engenheiro, mas também à minha formação pessoal, e também ao doutorando Roddy Romero Antayhua, cuja colaboração ao projeto das antenas *loop* carregadas com SRRs da segunda parte deste trabalho foi essencial para a conclusão do mesmo, e cujo direcionamento e conversas acerca de temas técnicos me auxiliaram de forma inestimável.

Agradeço também ao professor Márcio Cherem Schneider, por ter me orientado por três anos no laboratório de circuitos integrados (LCI), e por ter me introduzido à uma área da engenharia que a cada dia sinto mais interesse em estudar e me aprofundar, e por todo apoio prestado em todos os aspectos que tive necessidade.

Gostaria de agradecer também aos companheiros de laboratório, pela constante vontade de ajudar sempre, pela amizade, e pelas conversas edificantes sobre temas variados. Em particular ao Paulo Márcio Moreira e Silva pelo auxílio desde os meus primeiros dias no laboratório, e principalmente pela assessoria nas ferramentas de *software* livre, como Gnuplot e L<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X (e por me ensinar também a importância de ler os manuais), ao Gustavo Campos Martins, pelo auxílio prestado em relação aos temas técnicos e escrita de artigos em inglês, ao Maicon Deivid Pereira e ao Carlyle Câmara Santos Júnior pelas conversas sobre política, cinema e engenharia, ao Rodrigo Eduardo Rottava, pelos cafés, cervejas e pela amizade que já dura cerca de quatro anos, ao Fabian Leonardo Cabrera por nos ajudar a pensar “fora da caixa”, enfim, a todos os integrantes do grupo cuja convivência foi tornada não apenas fácil, mas agradável ao longo de todos estes anos.

Por fim, gostaria de agradecer ao professor Walter Pereira Carpes Jr., pelas aulas e minicursos que me viabilizaram aprender e solidificar os conhecimentos teóricos necessários para a compreensão dos conceitos utilizados neste trabalho, por participar da banca de forma tão diligente, pelas cartas de recomendação para um possível futuro mestrado, e por ser exemplo de profissional e de pessoa, sempre simpático e disponível para auxiliar todos os alunos e funcionários da universidade. Agradeço também ao professor Leonardo Silva Resende e ao Germán Andrés Álvarez Botero que se puseram à disposição para participar da banca examinadora de forma tão solícita, e por suas sugestões e contribuições ao texto.

Finalmente, agradeço ao professor Glauco Fontgalland e seus alunos da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG) pela realização das medidas do ganho das antenas ZOR, e ao CNPq pelo apoio ao trabalho através de bolsa de iniciação científica.

## RESUMO

A demanda por sistemas de comunicação sem fio tem crescido ao longo das últimas décadas. Neste âmbito, as dimensões físicas das antenas ainda são demasiadamente grandes para diversas faixas de frequências alocadas à várias aplicações, considerando o fato que uma antena apresenta comprimento físico de mesma ordem que o comprimento de onda do sinal irradiado por ela. Uma tendência que tem aumentado nesta área é a de sensoriamento ubíquo, dentro do contexto de internet das coisas (IoT), onde todo objeto seria unicamente identificável, e sua posição e estados conhecidos. Para atingir este objetivo, é necessário que as antenas sejam de baixo custo, miniaturizadas e, se possível, que operem como sensores passivos. Uma solução que vem sendo adotada com sucesso para estas aplicações são as antenas baseadas em metamateriais, que permitem um alto nível de miniaturização, maior eficiência em comparação com técnicas clássicas, e, quando operadas como sensores passivos sem fio, concebem estruturas com maior sensibilidade e linearidade. Neste trabalho, é apresentada primeiramente uma antena *patch* baseada em ressonadores de ordem zero (ZOR) de comprimento elétrico  $0,037\lambda_0 \times 0,046\lambda_0 \times 0,005\lambda_0$ . Nesta abordagem, a frequência de ressonância se torna independente das dimensões físicas, passando a depender apenas das características reativas de sua célula unitária, viabilizando desta forma altos níveis de miniaturização. O ganho simulado da antena ZOR foi de -6,35 dBi na frequência de 1 GHz. Este ganho foi também medido em espaço livre, de forma a obter-se uma estimativa do seu valor, e o valor mais alto obtido foi de -19,5 dBi. Esta discrepância é devido à complexidade de medições fora de ambiente anecoico. Além disso, foram implementadas antenas *loops* carregadas com ressonadores em anel (SRRs), em substrato FR4 com dimensões  $0,1\lambda_0 \times 0,1\lambda_0 \times 0,005\lambda_0$  e em papel com dimensões  $0,108\lambda_0 \times 0,108\lambda_0$ , para obtenção de um protótipo de uma *tag* de RFID sem chip de baixo custo. Uma prova de conceito desta estrutura operando como sensor de umidade passivo foi também realizado. **Palavras-chave:** Antenas miniaturizadas, metamateriais, sensoriamento ubí-

quo, internet das coisas, ressonador de ordem zero.



## ABSTRACT

The demand for wireless communications systems has grown over the past decades. In this scope, the physical dimensions of the antennas are still too large for several frequency ranges allocated to various applications, considering the fact that an antenna presents physical lengths in the same order of the wavelength. A trend that has increased on this field is the ubiquitous sensing, within the context of the internet of things (IoT), where every physical object would be uniquely identifiable, its position and status known. To achieve this goal, it is necessary that the antennas are low-cost, miniaturized, and if possible, able to operate as passive sensors. One solution that has been successfully adopted for this applications is the metamaterial antenna approach, which allows a high level of miniaturization, higher efficiency when compared to classical techniques and, when operated as wireless passive sensors, conceives structures with greater sensitivity and linearity. This work first presents a zeroth-order resonator based patch antenna with electrical length  $0,037\lambda_0 \times 0,046\lambda_0 \times 0,005\lambda_0$ . In this approach, the resonant frequency does not rely on the physical dimensions anymore, but only on the reactance of its unit cells, thereby enabling high miniaturization levels. The simulated gain is -6,35 dBi at the 1 GHz frequency. The gain was also measured in free space, and the highest obtained value was -19,5 dBi. This discrepancy is due to the complexity of the measurements performed outside an anechoic environment. Furthermore, split-ring resonator loaded loop antennas were implemented on the FR4 substrate with dimensions of  $0,1\lambda_0 \times 0,1\lambda_0 \times 0,005\lambda_0$  and on paper substrate with dimensions  $0,108\lambda_0 \times 0,108\lambda_0$ , in order to obtain a prototype of a chipless RFID tag. A proof of concept of this structure operating as a passive humidity sensor was also performed.

**Keywords:** Small antennas, metamaterials, ubiquitous sensing, internet of things, zeroth-order resonator.



## LISTA DE FIGURAS

1	Definição do sistema de coordenadas que será utilizado como referência neste trabalho. . . . .	24
2	Exemplo de diagrama de radiação direcional. . . . .	25
3	Geometria de uma antena <i>Patch</i> . . . . .	30
4	Exemplo de uma antena <i>loop</i> retangular. . . . .	33
5	Célula unitária de uma linha de transmissão LH. . . . .	35
6	Linha de transmissão CRLH. . . . .	36
7	Linha de transmissão carregada com indutor paralelo. . . . .	37
8	Um conjunto de ressonadores em anel (SRRs). . . . .	38
9	Realização de uma linha de transmissão CRLH através de microfita (LAI <i>et al.</i> , 2007). . . . .	41
10	Antena ZOR de uma célula unitária, com indutor espiral no plano de terra. . . . .	42
11	Simulação do coeficiente de reflexão da antena ZOR não carregada com indutor. . . . .	44
12	Simulação da indutância do indutor espiral projetado. A indutância calculada através da Equação (39) depois da otimização é de 10 nH, e também é ilustrada. . . . .	45
13	Simulação do fator de qualidade $Q$ do indutor projetado. . . . .	46
14	Simulação do coeficiente de reflexão da antena ZOR carregada com indutor espiral no plano de terra. . . . .	47
15	Implementação física da antena ZOR: (a) vista superior (b) vista inferior. . . . .	49
16	Resultado experimental do coeficiente de reflexão da antena ZOR carregada com indutor espiral no plano de terra. . . . .	50
17	Ganho da antena ZOR com a antena transmissora A.H. Systems e recepção frontal. . . . .	50
18	Ganho da antena ZOR com a antena transmissora Rohde & Schwarz e recepção frontal. . . . .	51
19	Ganho da antena ZOR com a antena transmissora A.H. Systems e recepção traseira. . . . .	51
20	Ganho da antena ZOR com a antena transmissora Rohde & Schwarz e recepção traseira. . . . .	52
21	SRR quadrado e seu circuito equivalente simplificado, um tanque LC. . . . .	53
22	Setup de simulação para averiguação do projeto do SRR: (a) Configuração adotada e (b) resultados de simulação. . . . .	55

23	Simulação da permeabilidade magnética relativa $\mu_r$ . . . . .	57
24	<i>Layout</i> e dimensões da <i>tag</i> implementada em FR4 (mm): D1 = 31,2 , D2 = 28,7 , D3 = 23,9, D4 = 17, d1 = 2,95 , d2 = 1,7, d3 = 3, d4 = 2,4 , d5 = 1,7 , g1 = g2 = 1, w1 = 0,7 , w2 = w3 = 1,75. . . . .	58
25	Simulação coeficiente reflexão entrada <i>tag</i> FR4. . . . .	59
26	Simulação para comparação entre <i>tag</i> carregada com SRR e não carregada. . . . .	60
27	Simulação eletromagnética FEM: (a) Estrutura tridimensional da <i>tag</i> e (b) diagrama de radiação simulado. . . . .	61
28	Simulação coeficiente reflexão na entrada, <i>tag</i> em substrato de papel. . . . .	62
29	Protótipo <i>tag</i> carregada com SRR em FR4. . . . .	63
30	Coefficiente de reflexão experimental da <i>tag</i> em substrato de FR4. . . . .	64
31	<i>Setup</i> de medição experimental umidade relativa. . . . .	64
32	Varição do coeficiente de reflexão da <i>tag</i> implementada em FR4 em resposta a variação da umidade relativa. . . . .	65
33	Varição da frequência de ressonância da <i>tag</i> implementada em FR4 versus tempo em resposta a variação da umidade relativa. . . . .	65
34	Implementação física da <i>tag</i> -sensor em papel. . . . .	66
35	Coefficiente de reflexão experimental da <i>tag</i> em substrato de papel. . . . .	67
36	Coefficiente de reflexão experimental <i>tag</i> papel vs tempo. . . . .	68
37	Frequência de ressonância da <i>tag</i> vs tempo (com e sem revestimento de PVA). . . . .	68
38	Varição percentual normalizada da frequência de ressonância da <i>tag</i> de papel vs tempo (com e sem revestimento de PVA). . . . .	69

## LISTA DE TABELAS

1	Coeficientes para cálculo do indutor (MOHAN <i>et al.</i> , 1999). . . . .	45
2	Ganhos da antena ZOR em função da frequência, medição com recepção de frente. . . . .	48
3	Ganhos da antena ZOR em função da frequência, medição com recepção traseira. . . . .	52
4	Resultados de medição dos sensores sem fio: variação da frequência de ressonância durante 1 h de experimento e sensibilidade à umidade relativa equivalente. . . . .	69
5	Comparação entre antenas miniaturizadas. . . . .	74



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADS	<i>Advanced Design System.</i>
ANATEL	Agência Brasileira de Telecomunicações.
CRLH	<i>Composite right/left handed.</i>
EIRP	Potência Equivalente Isotrópica Irradiada ( <i>Equivalent Isotropic Radiated Power</i> ).
FEM	Método dos Elementos Finitos ( <i>Finite Elements Method</i> ).
IoT	Internet das Coisas ( <i>Internet of Things</i> ).
LH	<i>Left-handed.</i>
MMIC	<i>Monolithic Microwave Integrated Circuits.</i>
MoM	Método dos Momentos ( <i>Method of Moments</i> ).
MTMs	Metamateriais.
NRI	Índice de Refração Negativo ( <i>Negative Refractive Index</i> ).
OATS	<i>Open Area Test Site.</i>
RFID	Identificação por Radiofrequência ( <i>Radio-Frequency Identification</i> ).
RH	<i>Right-handed.</i>
UHF	Ultra alta frequência ( <i>Ultra High Frequency</i> ).
VNA	Analizador de Redes ( <i>Vector network analyser</i> ).



## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	19
<b>2</b>	<b>PARÂMETROS FUNDAMENTAIS DE TAGS RFID PASSIVAS UHF</b>	23
2.1	PARÂMETROS BÁSICOS DE UMA ANTENA	23
2.1.1	Impedância de entrada	23
2.1.2	Diretividade	23
2.1.3	Eficiência e ganho	24
2.1.4	Diagrama de radiação	25
2.1.5	Área efetiva	26
2.2	ESTIMATIVA DO ALCANCE DE UMA TAG PASSIVA	26
2.3	LIMITAÇÕES FUNDAMENTAIS DE ANTENAS MINIATURIZADAS	28
2.4	TOPOLOGIAS DE ANTENAS UTILIZADAS	29
2.4.1	Antenas de Microfita e o <i>Patch</i> Retangular	29
2.4.2	<i>Loop</i> pequeno	32
2.5	METAMATERIAIS E ANTENAS MINIATURIZADAS	33
2.5.1	Ressonador de ordem zero	34
2.5.2	Antenas miniaturizadas carregadas com MTMs	37
<b>3</b>	<b>PROJETO DA ANTENA ZOR</b>	41
3.1	CÉLULA UNITÁRIA SEM INDUTOR ESPIRAL	43
3.2	PROJETO DO INDUTOR ESPIRAL	43
3.3	RESULTADOS	46
<b>4</b>	<b>ANTENA LOOP CARREGADA COM SRR</b>	53
4.1	PROJETO DO SRR	53
4.2	PROJETO DA TAG	56
4.2.1	Tag em substrato de FR4	56
4.2.2	Tag em substrato de papel	58
4.3	IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	60
4.3.1	Implementação em FR4	60
4.3.2	Implementação de baixo custo em papel	65
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS</b>	71
	Referências bibliográficas	79



## 1 INTRODUÇÃO

A demanda por sistemas de comunicação sem fio tem crescido ao longo das últimas décadas. Em um notável artigo escrito em 1991, Weiser conceberia sua famosa frase, que posteriormente seria considerada um dos alicerces para o que hoje é conhecido como “sensoriamento ubíquo” e “internet das coisas”, ou *Internet of Things* (IoT): “as tecnologias mais profundas são aquelas que desaparecem. Elas se infiltram no ambiente cotidiano até se tornarem indistinguíveis do mesmo” (WEISER, 1991). Em sua época estes conceitos de computação pervasiva poderiam ser associados à “ficção científica”, mas grande parte da tecnologia necessária para implementação deste tipo de sistema já se encontra disponível, mesmo que nem todas tenham atingido sua forma mais otimizada. Por esta razão, existe uma tendência atual de esforços multidisciplinares sendo empregados em prol da viabilização e disseminação da IoT, levando em conta que esta superação de paradigma de computação possui alto potencial de melhoria da qualidade de vida humana (COETZEE; EKSTEEN, 2011) .

O conceito de IoT trata de uma expansão da internet através da inclusão de objetos físicos do cotidiano na já consolidada rede de computadores. Todo objeto seria unicamente identificável, e sua posição e estado conhecidos (COETZEE; EKSTEEN, 2011). Além disso, parâmetros físicos dos objetos poderiam ser monitorados e transmitidos em tempo real. Neste contexto, existe uma enorme demanda por sistemas capazes de realizar medições no ambiente de maneira (quase) imperceptível ao usuário. As aplicações e implicações desta tecnologia são imensas, tanto em aspectos de engenharia quanto de economia, e até mesmo sociais (FLEISCH, 2010). Estas aplicações podem ir desde sistemas de logística, transporte, monitoramento das condições de mercadorias, monitoramento da qualidade do ar, conservação de alimentos, preservação de paredes, até casas e edifícios inteligentes (AMENDOLA *et al.*, 2014). Em (PANG *et al.*, 2013), por exemplo, é proposto um sistema baseado em sensoriamento ubíquo que, segundo o autor, poderia economizar aos Estados Unidos cerca de 177 bilhões de dólares ao ano através do aumento do controle sobre a medicação dos pacientes omissos aos remédios.

Em (AMENDOLA *et al.*, 2014) este conceito é abordado como uma evolução do modelo de tratamento médico tradicional, que é baseado em interações, através da “medicina participativa”, onde o paciente pode ser monitorado em sua própria casa. Neste modelo os sensores monitoram variáveis ambientais como temperatura, umidade, e até mesmo agentes tóxicos no ambiente, e os correlacionam com o estado físico do paciente. Sensores de

temperatura e umidade podem ser utilizados para monitoramento de febre e urina. Além disso, sistemas de comunicações móveis vestíveis podem ser utilizados para detecção dos padrões de movimentação e interação entre as pessoas, e até para obter informações sobre o estado de próteses ou órgãos artificiais.

Neste cenário, uma das tecnologias mais adequadas é a de identificação por radiofrequência (RFID), que já é amplamente consolidada e utilizada nos dias de hoje principalmente para a catalogação e monitoramento de bens, e possui potencial para uma grande gama de outras aplicações. Graças às suas características atrativas como baixo custo, alcance de vários metros, autonomia em relação à energia, capacidade de integração com sensores e com agentes químicos interativos, esta tecnologia é uma das favoritas em conjunto com redes de sensores sem fio (WSN - *wireless sensor networks*) no que diz respeito à implementação de sistemas de sensoriamento ubíquo e de IoT (VIRTANEN, 2012). Contudo, para que soluções baseadas em RFID sejam amplamente adotadas, o custo de uma *tag* continua sendo um obstáculo devido ao custo do *chip*. Portanto, novas soluções e abordagens baseadas em *tags* RFID sem *chip* foram propostas para identificação (TEDJINI *et al.*, 2013) e sensoriamento (AMIN *et al.*, 2014). Embora ainda em estágio de pesquisa devido aos diversos aspectos que devem ser levados em consideração para esta nova tecnologia (TEDJINI *et al.*, 2013), *tags* sem *chip* foram indicados pelos prognósticos da IDTechEx (DAS; HARROP, 2010) como tendo um crescimento promissor de mercado devido ao seu potencial custo de aproximadamente 0,1 centavos de dólar, em contraste com os os 15 centavos de uma *tag* convencional.

Sensores baseados em *tags* RFID sem *chip* dependem do tipo de princípio de transferência de dados utilizado pelo interrogador, que pode ser classificado em tempo ou frequência (TEDJINI *et al.*, 2013). A interrogação no domínio da frequência torna o projeto da *tag* mais simples, deixando a maior parte da complexidade e do processamento de dados para o leitor. Neste modo, a informação carregada pela *tag*-sensor pode ser extraída através da fase, amplitude ou assinatura de frequência dentro de uma determinada largura de banda. Isto é geralmente alcançado através de materiais químicos interativos, que são geralmente condutores ou isolantes polímeros que interagem com a amostra a ser medida de forma a modificar características da onda eletromagnética re-irradiada pela *tag*, permitindo desta forma a medição das propriedades desejadas (AMENDOLA *et al.*, 2014).

Outro fator de extrema relevância que deve ser levado em consideração para discrição, pervasividade e ubiquidade do sistema é o tamanho da *tag*.

Dada a conhecida dependência dos dispositivos irradiadores com meio comprimento de onda (BALANIS, 2012), as antenas na faixa de RFID em ultra-alta frequência (UHF) (860-960 MHz) apresentam dimensões físicas usualmente grandes para esta aplicação. Diversas técnicas para miniaturização de antenas existem na literatura (VOLAKIS *et al.*, 2010). Entretanto, é conhecido que a miniaturização de uma antena carrega inevitavelmente consigo perdas de eficiência (VOLAKIS *et al.*, 2010) e, conseqüentemente, perda de alcance. Uma abordagem que vem recebendo atenção especial para redução das dimensões da antena é a baseada em metamateriais<sup>1</sup> (MTMs) com ressonância de ordem zero (ZOR - *zeroth-order resonator*). Isto se deve ao fato que antenas ZOR com o mesmo tamanho físico apresentam melhor desempenho quando comparadas a outras técnicas como substratos de alta permissividade, elementos reativos, ou vias de curto-circuito (DONG; ITOH, 2012). Outra particularidade interessante de sensores passivos sem fio baseados em MTMs é a observação do aumento da sensibilidade e da linearidade (SCHUELER *et al.*, 2012; CHEN *et al.*, 2012). Portanto, antenas eletricamente pequenas baseadas em MTMs apresentam um ponto de partida muito interessante para o projeto de *tags* sem fio tanto para miniaturização quanto para aumento da sensibilidade de sensores.

Outra alternativa para implementação de sistemas de baixo custo é a utilização de substratos alternativos, como papel. Segundo (YANG *et al.*, 2009), a produção em massa e a alta demanda por papel o transformaram no material mais barato já produzido. Uma vantagem adicional é a sua utilização em aplicações descartáveis, por ser um material biodegradável. Desta forma, a *tag* sem fio pode ser projetada para ser totalmente compatível com tecnologia de impressão como flexografia, gravura ou jato de tinta (*inkjet*) (PRERADOVIC, 2011). De acordo com (AMENDOLA *et al.*, 2014), um dos principais empecilhos para a funcionalidade deste tipo de sistema é a falta de confiabilidade em relação aos sensores, e uma alternativa que possibilitaria a melhora deste aspecto seria a impressão tanto da *tag* quanto do material químico interativo através da tecnologia *inkjet*, viabilizando desta forma uma solução altamente replicável, de produção uniforme e de larga escala. Eletrônica impressa apresenta outros benefícios como fabricação em baixas temperaturas, com menor consumo de energia e com menos resíduos, se comparada com processos clássicos como fresagem ou deposição, além de viabilizar a integração de ele-

---

<sup>1</sup>MTMs são estruturas geométricas que apresentam permissividade elétrica e/ou permeabilidade magnética negativas para uma determinada faixa de frequências. *Meta* é uma palavra de origem grega que exprime uma noção de transcendência, e neste caso é utilizada no contexto de que materiais com estas características não são encontrados usualmente na natureza.

trônicos em substratos flexíveis, como plástico ou papel (SUGANUMA, 2014). Estas características possibilitam uma redução ainda maior no custo da *tag*.

Este trabalho tem como objetivo o projeto, simulação e implementação de antenas miniaturizadas baseadas em MTMs para aplicação em sensores passivos para IoT, utilizando duas abordagens diferentes, a do ressonador de ordem zero e a do carregamento com anéis ressonantes, estrutura que apresenta características de permeabilidade negativa. Uma prova de conceito da *tag* operando como sensor passivo sem *chip* também será demonstrada. O texto está organizado da seguinte forma: no Capítulo 2 o leitor é abastecido, de forma sucinta, com todo o conhecimento teórico necessário para compreensão dos conceitos desenvolvidos ao longo do texto. O Capítulo 3 descreve o projeto de uma antena *patch* altamente miniaturizada, baseada em ressonadores de ordem zero, e apresenta alguns resultados experimentais. No Capítulo 4 é apresentado o projeto de uma antena *loop* miniaturizada carregada com MTMs, tanto em substrato FR4, quanto em uma implementação flexível de baixo custo em papel. Uma prova de conceito da *tag* operando como sensor de umidade através da utilização de álcool polivinílico, um material químico interativo, é apresentada. O capítulo de considerações finais resume, discute e compara os resultados obtidos com outros trabalhos disponíveis na literatura.

## 2 PARÂMETROS FUNDAMENTAIS DE TAGS RFID PASSIVAS UHF

Alguns parâmetros são fundamentais para os dados que serão apresentados neste trabalho, e por conseguinte serão brevemente introduzidos nas subseções abaixo. A maioria das definições e conceitos abordados aqui são clássicos na teoria de antenas e linhas de transmissão, e foram retiradas principalmente das referências (BALANIS, 2011), (BALANIS, 2012), (WARREN; GARY, 1998) e (SADIKU, 2007).

### 2.1 PARÂMETROS BÁSICOS DE UMA ANTENA

#### 2.1.1 Impedância de entrada

A impedância de entrada de uma antena é definida como a relação entre a tensão e a corrente em seus terminais. De forma geral ela é escrita como  $Z_A = R_A + jX_A$ , onde  $R_A$  e  $X_A$  são respectivamente a resistência e reatância de entrada. A componente resistiva pode ser dividida em duas partes  $R_A = R_r + R_l$ , onde  $R_r$  representa a resistência de radiação, uma resistência fictícia que dissipa o mesmo valor de potência radiada pela antena, e  $R_l$  contabiliza as perdas ôhmicas na estrutura.

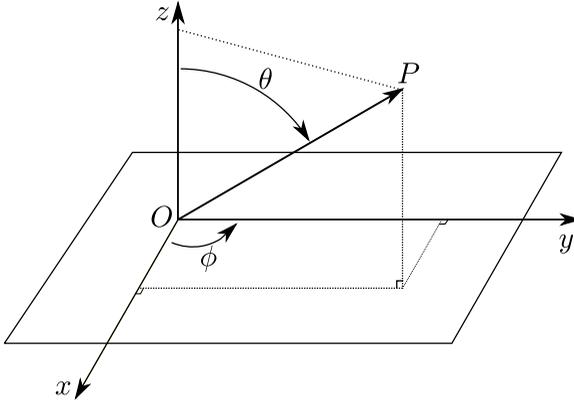
#### 2.1.2 Diretividade

Primeiramente, para a definição da diretividade, é importante apresentar a intensidade de radiação, que é definida como “a potência radiada por uma antena por unidade de ângulo sólido”. A intensidade de radiação é um parâmetro de campo distante, e pode ser obtido multiplicando a densidade de potência pelo quadrado da distância. É expresso matematicamente como:

$$U(\theta, \phi) = r^2 S(\theta, \phi), \quad (1)$$

onde  $\theta$  é o ângulo de elevação e  $\phi$  é o ângulo de azimute, conforme definidos no sistema de coordenadas esféricas ilustrado na Figura 1, e  $S(\theta, \phi)$  é a densidade de potência em  $W/m^2$ .

Desta forma, o ganho diretivo de uma antena é formulado como:



**Figura 1:** Definição do sistema de coordenadas que será utilizado como referência neste trabalho.

$$D(\theta, \phi) = \frac{S(\theta, \phi)}{\frac{P_{rad}}{4\pi r^2}} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}}, \quad (2)$$

onde  $P_{rad}$  é a potência irradiada. A expressão acima representa uma medida do quão diretiva é uma antena individual em relação à antena isotrópica (antena idealizada que irradia potência igualmente em todas as direções) radiando a mesma potência total. A diretividade é definida como o valor do ganho diretivo na região de máxima concentração, ou seja,  $D = D(\theta, \phi)|_{max}$ . Em outras palavras, a diretividade quantifica a capacidade da antena concentrar o feixe em uma determinada direção. Pelo fato de ser uma medida relativa, é comumente especificada em decibel isotrópico (dBi), definido como:

$$D[\text{dBi}] = 10 \log \left( \frac{D}{D_i} \right), \quad (3)$$

sendo que  $D_i$  é a diretividade da antena isotrópica, e facilmente mostra-se pelas definições acima que ela é unitária.

### 2.1.3 Eficiência e ganho

A diretividade pode ser vista como o ganho direcional que a antena teria se toda potência na entrada aparecesse como potência radiada. Como po-

tência pode ser perdida nos arredores da estrutura em forma de calor, define-se a eficiência de radiação como:

$$e = \frac{P_{rad}}{P_{in}} = \frac{R_r}{R_r + R_l} = \frac{R_r}{R_A}, \quad (4)$$

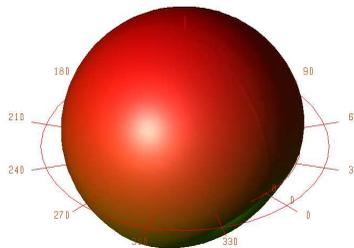
onde  $P_{in}$  é a potência fornecida à antena. A partir desta, define-se outro parâmetro importante para descrição da performance de uma antena, o ganho:

$$G = eD. \quad (5)$$

Também é muito comum encontrar o ganho especificado em dBi. Apesar da semelhança com a diretividade, este parâmetro considera também as perdas, e portanto não depende apenas de características diretas de radiação e é uma medida mais consistente da capacidade da antena de focalizar a energia em uma determinada direção.

### 2.1.4 Diagrama de radiação

O diagrama de radiação de uma antena é uma representação gráfica tridimensional da distribuição de potência irradiada em função das coordenadas espaciais. Usualmente é normalizado em relação ao seu valor máximo, e plotado em decibel. Um exemplo de diagrama de radiação direcional é ilustrado na Figura 2.



**Figura 2: Exemplo de diagrama de radiação direcional.**

Apesar de serem representações 3D, é comum apresentá-las em planos de corte bidimensionais. Para finalidades práticas, algumas plotagens do

diagrama em função de  $\theta$  para alguns valores particulares de  $\phi$ , mais algumas plotagens em função de  $\phi$  para alguns valores particulares de  $\theta$  contêm toda a informação necessária sobre as características de radiação da antena.

### 2.1.5 Área efetiva

Podemos associar a uma antena receptora uma área (ou abertura) efetiva ( $A_e$ ) em  $m^2$ , de forma que dada uma onda eletromagnética plana incidente com densidade de potência  $S$ , a antena absorve uma potência  $P = A_e S$ . Demonstra-se que para qualquer antena, a abertura efetiva pode ser obtida através de (BALANIS, 2011):

$$A_e = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} G, \quad (6)$$

onde  $\lambda_0 = c/f$  é o comprimento de onda no espaço livre,  $c \approx 3 \times 10^8$  m/s é a velocidade de propagação da luz no vácuo, e  $f$  a frequência da onda incidente.

## 2.2 ESTIMATIVA DO ALCANCE DE UMA TAG PASSIVA

As tags RFID passivas operam utilizando o princípio da modulação de carga<sup>1</sup> (KLAUS, 2003). O objetivo desta seção é desenvolver a teoria de forma a estimar o alcance máximo da antena em função de suas características de radiação. Sejam  $G_{TX}$  e  $P_{TX}$  o ganho e a potência transmitida pelo interrogador/leitor, respectivamente, sabemos que a densidade de potência na região da tag é:

$$S_{tag} = \frac{P_{TX} G_{TX}}{4\pi r^2}. \quad (7)$$

Na teoria de radares, para modelagem da potência refletida por objetos reais, é definida a seção transversal de radar ( $\sigma$ ), dada em  $m^2$ . Ela é definida como a área equivalente que intercepta uma quantidade de potência que, quando re-irradiada isotropicamente, produz no receptor a mesma

---

<sup>1</sup>Neste tipo de modulação o interrogador envia um sinal para a tag, e o chip controla quanta energia será re-irradiada de volta para o leitor através de chaveamento (na verdade existem outras maneiras, este seria o caso mais simples), possibilitando assim a codificação da informação. No caso sem chip, o parâmetro de interesse influencia em alguma característica da antena, que pode ser detectada analisando o sinal re-irradiado.

densidade de potência que o objeto real (BALANIS, 1989). Por exemplo, um pássaro tem uma seção transversal de radar de  $0,01 \text{ m}^2$ , enquanto um avião grande tem uma seção transversal de  $100 \text{ m}^2$ .

Desta forma, a densidade de potência re-irradiada na região do leitor é:

$$S_{BS} = \sigma_r \frac{S_{tag}}{4\pi r^2} = \sigma_r \frac{P_{TX} G_{TX}}{(4\pi r^2)^2}, \quad (8)$$

sendo que  $\sigma_r$  é a seção transversal de radar equivalente de uma *tag*, definida como a potência dissipada na resistência de radiação  $R_r$  vezes a diretividade  $D$ , dividida pela densidade de potência  $S$  (PURSULA *et al.*, 2007), pode ser calculada através de:

$$\sigma_r = \frac{I_{rms}^2 R_r D}{S} = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} G_{tag}^2 |1 - \Gamma|^2, \quad (9)$$

onde:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_A^*}{Z_L + Z_A} \quad (10)$$

é o coeficiente de reflexão na carga,  $I_{rms}$  é a corrente eficaz,  $G_{tag}$  é o ganho da *tag* e  $Z_A$  é a impedância da antena. Note que através da variação da impedância de carga  $Z_L$  é possível modular a potência do sinal recebido no interrogador.

Utilizando (6) e (8) podemos estimar a potência  $P_{RX}$  recebida no leitor:

$$P_{RX} = A_{RX} S_{BS} = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} G_{TX} \frac{\sigma_r P_{TX} G_{TX}}{(4\pi r^2)^2} = \frac{\sigma_r}{4\pi} \left[ \frac{G_{TX} \lambda_0}{4\pi r^2} \right]^2. \quad (11)$$

O leitor é tanto o transmissor como o receptor, desta forma,  $G_{TX} = G_{RX}$  e  $A_{TX} = A_{RX}$ . Substituindo (9) em (11), finalmente obtemos:

$$P_{RX} = P_{TX} \left[ \frac{G_{tag} G_{TX} \lambda_0^2}{(4\pi r)^2} \right]^2 |1 - \Gamma|^2, \quad (12)$$

esta equação lembra a de um radar monoestático<sup>2</sup> (BALANIS, 2011). Isolando

<sup>2</sup>Um radar biestático utiliza circuitos separados para transmissão e recepção. Um radar monoestático utiliza a mesma antena como transmissora e receptora, desacoplando os sinais através de blocos de RF como desacopladores ou circuladores. A mesma definição pode ser estendida para sistemas RFID.

$r$  na equação acima, podemos estimar a distância máxima de leitura do sistema:

$$r = \left( \frac{\lambda_0}{4\pi} \right) \sqrt{G_{tag} G_{TX} |1 - \Gamma|^4} \sqrt{\frac{P_{TX}}{P_{RX}}}. \quad (13)$$

Observe que para um circuito aberto temos  $Z_L \rightarrow \infty$  e  $\Gamma = 1$ , fazendo com que o alcance seja nulo. Este resultado é intuitivo, porque uma impedância muito alta impossibilita que a corrente induzida na *tag* seja significativa, impedindo assim a ocorrência de re-irradiação. Para um curto-circuito ocorre justamente o inverso,  $Z_L \approx 0 \Omega$  e  $\Gamma = -1$ , aumentando o alcance do sistema por um fator  $\sqrt{2}$  em comparação ao caso de uma carga casada ( $Z_A = Z_L^*$ ,  $\Gamma = 0$ ). Este resultado também é intuitivo, pois uma baixa impedância permite que a corrente induzida seja alta, e o descasamento de impedâncias entre antena e carga faz com que toda esta corrente seja refletida e re-irradiada de volta para o leitor. Em razão de a dedução apresentada acima conjecturar condições ideais, como casamento de polarização<sup>3</sup>, efeitos multipercurso<sup>4</sup> desprezíveis e transmissão sem obstáculos, decidiu-se introduzir uma constante  $\alpha$  que contabilize todos estes fatores, de forma a obter-se assim uma estimativa mais realista da distância de leitura. Desta forma, podemos reescrever a Equação (13) como:

$$r \approx \left( \frac{\lambda_0}{4\pi} \right) \sqrt{G_{tag} G_{TX} |1 - \Gamma|^4} \sqrt{\frac{\alpha P_{TX}}{P_{RX}}}. \quad (14)$$

### 2.3 LIMITAÇÕES FUNDAMENTAIS DE ANTENAS MINIATURIZADAS

Uma antena miniaturizada é uma antena cujas dimensões geométricas são muito menores que o comprimento de onda dos campos eletromagnéticos que ela irradia (WHEELER, 1947). O limite para uma antena miniaturizada é restringida pela condição  $\beta a < 1$ , onde  $\beta = 2\pi/\lambda$  e  $a$  é o raio da menor esfera que envolve completamente a antena. Chu (1948) demonstra em seu trabalho

<sup>3</sup>Casamento de polarização, para o caso de antenas com polarização linear, acontece quando as antenas receptora e transmissora estão perfeitamente alinhadas. Quando há um descasamento cujo ângulo é  $\psi$ , o campo elétrico incidente absorvido é atenuado por um fator  $\cos \psi$ .

<sup>4</sup>Efeitos multipercurso ocorrem como consequência dos diversos caminhos que a onda eletromagnética pode percorrer antes de atingir a antena receptora. As diferenças de fase causadas por esses trajetos distintos podem acarretar interferências destrutivas na recepção, de forma a atenuar o sinal recebido.

clássico sobre as limitações fundamentais de antenas miniaturizadas (CHU, 1948) que dado um comprimento elétrico  $\beta a$  da antena miniaturizada, existe um limite inferior para o fator de qualidade de radiação  $Q_{min}$ . Uma definição amplamente aceita do fator de qualidade de radiação é dada por (MCLEAN, 1996):

$$Q = \begin{cases} \frac{2\omega W_e}{P_{rad}}, & W_e > W_m \\ \frac{2\omega W_m}{P_{rad}}, & W_m > W_e. \end{cases} \quad (15)$$

sendo que  $\omega = 2\pi f$  é a frequência angular,  $P_{rad}$  é a potência total irradiada,  $W_e$  é a energia média armazenada pelo campo elétrico na estrutura de forma reativa, ou seja, não propagada, e  $W_m$  é a energia média armazenada pelo campo magnético de forma reativa na estrutura. Observe que um  $Q$  mais alto implica mais energia armazenada nos arredores da antena de forma não irradiada, além de uma largura de banda menor ( $B = \omega_0/Q$ ). Quanto maior o fator de qualidade  $Q$ , mais sensível é a impedância de entrada da antena em relação à frequência, e conseqüentemente se torna mais complicado o casamento de impedâncias. Em decorrência disto, a tarefa de a antena entregar potência para uma carga é mais árdua, ou, da mesma forma, torna-se mais difícil para um gerador entregar potência para a antena (WARREN; GARY, 1998). A demonstração do limite fundamental é tediosa e foge do escopo deste trabalho (veja (VOLAKIS *et al.*, 2010) para o tratamento formal completo), e ele é dado por:

$$Q_{min} = \frac{1}{(\beta a)^3} + \frac{1}{\beta a}. \quad (16)$$

Como exemplo, considere a antena miniaturizada apresentada em (WANG *et al.*, 2011). Utilizando a Equação (16) com raio  $a = 18,38$  mm ( $0,0573\lambda$ ), obteve-se  $Q_{min} = 24,29$ , e através da análise da largura de banda obteve-se  $Q = 27,72 > Q_{min}$ .

## 2.4 TOPOLOGIAS DE ANTENAS UTILIZADAS

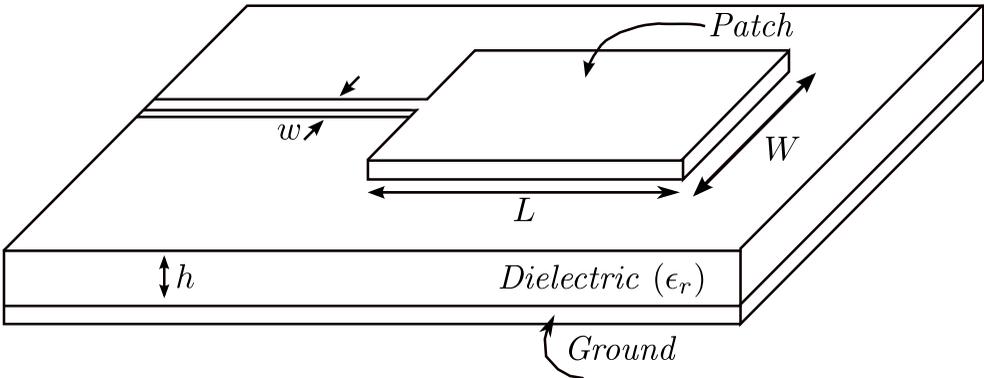
### 2.4.1 Antenas de Microfita e o Patch Retangular

As antenas de microfita começaram a receber considerável atenção na década de 70 e desde então têm sido um dos principais focos das pesquisas relacionadas à engenharia de microondas e comunicações sem fio. Elas são

menores quando comparadas a outros tipos de antenas não planares, compatíveis com estruturas planares e não planares, de fabricação relativamente simples utilizando tecnologia de circuito impresso, e também compatíveis com *monolithic microwave integrated circuits* (MMIC), entre outras vantagens.

Mesmo sendo intrinsecamente pequenas em algumas faixas de microondas (comprimento  $L$  aproximadamente igual a  $\lambda/2$ ), para frequências abaixo de 2 GHz as antenas de microfita continuam apresentando dimensões físicas demasiadamente grandes para diversas aplicações. Neste contexto, várias técnicas foram introduzidas para redução do tamanho destas antenas, como por exemplo a inserção de vias de curto-circuito através do substrato e aberturas no material condutor para aumentar o comprimento elétrico da estrutura, e consequentemente diminuir seu tamanho total (VOLAKIS *et al.*, 2010).

Uma antena de microfita consiste em uma tira metálica fina de espessura  $t$  ( $t \ll \lambda_0$ , onde  $\lambda_0$  é o comprimento de onda no espaço livre) de comprimento  $L$  e largura  $W$ , sobre um substrato dielétrico de permissividade elétrica relativa  $\epsilon_r$  e altura  $h$  ( $h \ll \lambda_0$ ), sua área inferior coberta por um plano de terra (Figura 3). Ela é projetada para que sua máxima radiação seja normal à superfície do *patch*. Para um *patch* retangular, o comprimento  $L$  do elemento costuma estar entre  $\lambda_0/3$  e  $\lambda_0/2$ .



**Figura 3: Geometria de uma antena Patch.**

Como as dimensões do *patch* são finitas ao longo do comprimento e da largura, os campos nas extremidades apresentam um fenômeno chamado “efeito de borda”, cuja consequência é uma diminuição da permissividade

efetiva ( $\epsilon_{reff} < \epsilon_r$ ), pois parte da onda está se propagando no ar ( $\epsilon_r = 1$ ) e parte no substrato, e isto faz com que o comprimento elétrico do *patch* seja maior do que seu comprimento físico ( $L_{eff} > L$ ). Para baixas frequências a constante dielétrica efetiva é essencialmente constante. Em frequências intermediárias seu valor começa a crescer monotonamente e eventualmente se aproxima dos valores da constante dielétrica do substrato. Estes valores iniciais em baixa frequência são chamados *valores estáticos* e são dados por:

$$\frac{W}{h} > 1, \quad (17)$$

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2},$$

sendo que o primeiro termo é a média aritmética entre a permissividade relativa do substrato e a do ar, e o segundo termo é um termo de correção. O comprimento eficaz é dado por  $L_{eff} = L + 2\Delta L$ , onde:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0,3) \left( \frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0,258) \left( \frac{W}{h} + 0,8 \right)}. \quad (18)$$

A frequência de ressonância é determinada pelo comprimento  $L$ , e é aproximadamente dada por:

$$f_r \approx \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}}. \quad (19)$$

Esta equação é que leva consigo a dependência com meio comprimento de onda. Para enxergar isto, basta rearranjar a equação acima, de forma que:

$$L \approx \frac{c}{2f_r\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{\lambda}{2} \quad (20)$$

Uma largura  $W$  que leva a boas eficiências de radiação é:

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}. \quad (21)$$

Os valores acima são deduzidos através do modelo da linha de transmissão e, portanto, são apenas aproximações (BALANIS, 2012).

### 2.4.2 Loop pequeno

Um *loop* pequeno retangular é ilustrado na Figura 4. Para ser considerado pequeno, suas dimensões devem ser muito menores que o comprimento de onda na frequência de operação (perímetro  $< \lambda/3$  ou área  $< \lambda^2/100$ ). Com esta condição respeitada, a densidade de corrente pode ser considerada aproximadamente constante, e os campos irradiados podem ser calculados como:

$$E_\phi = \eta_0 \frac{AI_0\beta^2}{4r} \sin\theta e^{-j\beta r}, \quad e \quad (22)$$

$$H_\theta = -\frac{AI_0\beta^2}{4r} \sin\theta e^{-j\beta r}, \quad (23)$$

onde  $\eta_0 \approx 377 \Omega$  é a impedância intrínseca do espaço livre,  $A = l^2$  é a área de um *loop* quadrado de lado  $l$ ,  $\beta = 2\pi/\lambda$  é o número de onda,  $I_0$  é a densidade de corrente na antena e  $r$  é a distância do centro do *loop* ao ponto considerado. Desta forma, analisando o comportamento dos campos com  $\theta$ , podemos facilmente observar que o diagrama de radiação é omnidirecional (lembrando que  $\theta$  é o ângulo de elevação das coordenadas esféricas, ou seja, em relação ao eixo vertical).

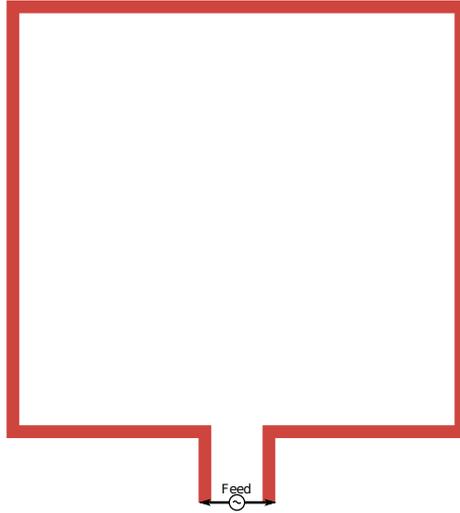
Um dos principais aspectos que impedem a utilização de um *loop* pequeno para algumas aplicações é a sua baixa resistência de radiação  $R_r$  (consequentemente baixa eficiência) e sua alta reatância indutiva, que dificulta consideravelmente questões como casamento de impedâncias.

A resistência de radiação de um *loop* miniaturizado pode ser ampliada através da utilização de um núcleo magnético. Seja um material magnético qualquer com permeabilidade magnética relativa  $\mu_r = \mu/\mu_0$ , onde  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  H/m é a permeabilidade do vácuo e  $\mu$  é a permeabilidade do meio, a nova resistência de radiação é

$$R_\mu = \mu_r^2 R_r. \quad (24)$$

Podemos compreender melhor esse aumento da eficiência através de uma analogia com os campos irradiados por um dipolo magnético perfeito percorrido por uma corrente magnética  $I_m$  e com comprimento  $\Delta z$ , cujos campos irradiados são:

$$E_\phi = -I_m \Delta z j\beta \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \sin\theta, \quad (25)$$



**Figura 4:** Exemplo de uma antena *loop* retangular.

$$H_{\theta} = I_m \Delta z j \omega \epsilon \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \sin \theta. \quad (26)$$

Comparando as Equações (22) e (23) com as Equações (25) e (26), respectivamente, podemos obter a relação entre a corrente magnética  $I_m$  e a corrente no *loop*  $I_0$  (WARREN; GARY, 1998):

$$I_m \Delta z = j \omega \mu I_0 A. \quad (27)$$

Como a densidade de potência é  $\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}^*$ , pela equação acima  $I_m \propto \mu$ , e os campos  $\vec{E}$  e  $\vec{H} \propto I_m$ , não é difícil observar que haverá um aumento na potência irradiada para a mesma estrutura com  $\mu = \mu_r \mu_0$ , pois  $S \propto \mu^2$ .

## 2.5 METAMATERIAIS E ANTENAS MINIATURIZADAS

Os metamateriais (MTMs) foram apresentados pela primeira vez em 1968 pelo físico russo Victor Veselago, em (VESELAGO, 1968). MTMs são estruturas artificiais projetadas de forma a apresentar características não

usualmente encontradas na natureza, como permissividade elétrica negativa ( $\epsilon_r < 0$ ) e permeabilidade magnética negativa ( $\mu_r < 0$ ). Como consequência, surgem algumas novas propriedades interessantes, como índice de refração negativo, ou *negative refractive index* (NRI), velocidades de grupo e de fase anti-paralelas (*backward waves*), efeito Doppler invertido, entre outras (CALOZ; ITOH, 2005).

Estas características eletromagnéticas peculiares vêm sendo amplamente exploradas na área de projeto de antenas (DONG; ITOH, 2012). Como foi ilustrado na Seção 2.3, há uma relação inversamente proporcional entre o fator de qualidade  $Q$  e perdas de radiação com o comprimento elétrico da antena. Antenas miniaturizadas baseadas em MTMs são propostas como um meio para manipulação das condições de contorno de campo próximo ou a relação de dispersão, de forma a permitir uma miniaturização sem uma deterioração tão grande das características de eficiência (DONG; ITOH, 2012).

Existem algumas subclassificações para as antenas baseadas em MTMs (DONG; ITOH, 2012). Neste trabalho abordaremos duas delas:

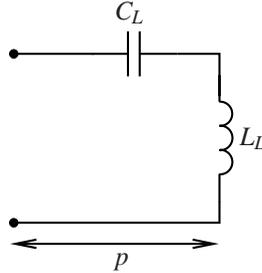
- a) Antenas baseadas em linhas de transmissão CRLH: antenas ressonantes baseadas na manipulação da relação de dispersão. Neste grupo estão contidos os ressonadores de ordem zero (denominados aqui como ZOR - *Zeroth-order resonators*) e as antenas com modos de ressonância de ordem negativa.
- b) Antenas carregadas com MTMs: antenas miniaturizadas baseadas em carregamentos com materiais  $\epsilon/\mu$  negativo, conchas de alta permeabilidade e cristais fotônicos magnéticos.

As próximas subseções dedicam-se a explorar de forma mais esmiuçada estes conceitos.

### 2.5.1 Ressonador de ordem zero

A propagação de uma onda em um meio metamaterial, devido às suas propriedades especiais, não é regida pela regra da mão direita como nos materiais convencionais. Neste tipo de estrutura, os campos  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  e  $\vec{k}$  formam uma tríade de mão esquerda, e por esta razão este meio é chamado de *left-handed* (LH) (VESELAGO, 1968). É conhecido que uma célula unitária (menor elemento de periodicidade) de uma linha de transmissão convencional *right-handed* (RH) sem perdas pode ser modelada através de uma indutância série  $L_R$  e uma capacitância paralela  $C_R$ . Este circuito LC representa uma

pequena seção da linha de transmissão (muito menor que  $\lambda/4$ ). Pode-se mostrar que invertendo os componentes desta estrutura, ou seja, utilizando uma capacitância série  $C_L$  e uma indutância paralela  $L_L$  como na Figura 5, obtém-se características de ondas *backward*, ou seja, com velocidades de fase e de grupo anti-paralelas (VOLAKIS *et al.*, 2010).



**Figura 5: Célula unitária de uma linha de transmissão LH.**

Uma linha de transmissão puramente LH como a da Figura 5 é irrealizável na prática, pois mesmo que forneçamos apenas capacitâncias série e indutâncias paralelas, indutâncias série e capacitâncias paralelas parasitas apareceriam, se acentuando com o aumento da frequência, devido às correntes nas metalizações e aos gradientes de potencial no substrato e entre metalizações (CALOZ; ITOH, 2005). Desta forma, um modelo mais completo que considere tanto os efeitos RH quanto os LH deve ser utilizado. O modelo da linha de transmissão *composite right/left-handed* (CRLH) é ilustrado na Figura 6 (LAI *et al.*, 2004). Note que os efeitos RH são modelados por  $C_R$  e  $L_R$ , enquanto os efeitos LH por  $C_L$  e  $L_L$ .

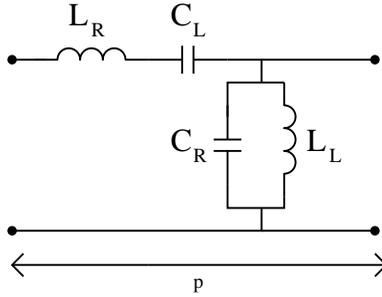
Através da aplicação de condições de contorno periódicas, o diagrama de dispersão da linha de transmissão CRLH pode ser determinado, mostrando que a estrutura fornece propagação de ondas LH em baixas frequências e propagação de ondas RH em altas frequências. A relação de dispersão é dada por (LAI *et al.*, 2004)

$$\beta(\omega) = \frac{1}{p} \cos^{-1} \left( 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{\omega_L^2}{\omega^2} + \frac{\omega^2}{\omega_R^2} - \frac{\omega_L^2}{\omega_{se}^2} - \frac{\omega_L^2}{\omega_{sh}^2} \right) \right), \quad (28)$$

onde

$$\begin{aligned} \omega_L &= \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}}, & \omega_R &= \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \\ \omega_{se} &= \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}, & \omega_{sh} &= \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}. \end{aligned} \quad (29)$$

Para  $\omega = \omega_{se}$  ou  $\omega = \omega_{sh}$ , temos  $\beta = 0$ . Geralmente  $\omega_{se} \neq \omega_{sh}$ , e isto significa que para duas frequências  $\omega \neq 0$  temos uma constante de fase  $\beta = 0$  ao longo da estrutura, como  $\beta = 2\pi/\lambda$ , isto implica em um comprimento de onda infinito.



**Figura 6: Linha de transmissão CRLH.**

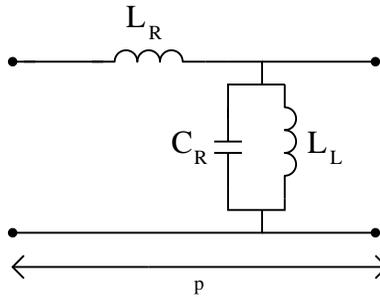
Casateando uma célula unitária de comprimento  $p$ ,  $N$  vezes, uma linha de transmissão CRLH de comprimento  $L = N \times p$  pode ser implementada. A linha de transmissão CRLH pode ser usada como um ressonador sob a seguinte condição de ressonância (LAI *et al.*, 2007):

$$\beta_n = \frac{n\pi}{L}. \quad (30)$$

Devido ao fato que a estrutura suporta propagação LH,  $n$  pode ser um inteiro positivo ou negativo, ou até mesmo zero. Quando  $n = 0$ , chamada de ressonância de ordem zero (ZOR - *zeroth-order resonator*), a estrutura admite uma constante de fase nula e comprimento de onda infinito, cuja consequência mais importante é que o comprimento da célula unitária se torna independente da condição de ressonância e passa a depender apenas de suas características reativas, permitindo desta forma grandes níveis de miniaturização. Se a linha de transmissão CRLH possui condição de contorno de circuito aberto, a frequência de ressonância é dada por  $\omega_{sh}$ , e se possui condição de contorno de curto-circuito, por  $\omega_{se}$  (LAI *et al.*, 2007). Geralmente  $\omega_{se} > \omega_{sh}$ , e como o

objetivo deste trabalho é a miniaturização, posteriormente será escolhida uma configuração de circuito aberto. Neste caso, nós não necessitamos realmente da capacitância LH  $C_L$  na linha de transmissão CRLH, e portanto utilizaremos uma pequena variação do mesmo, conhecida como linha de transmissão carregada com indutor paralelo. O circuito equivalente é ilustrado na Figura 7, e a nova relação de dispersão é dada por (LAI *et al.*, 2007):

$$\beta(\omega) = \frac{1}{p} \cos^{-1} \left( 1 + \frac{1}{2} \left( \frac{L_R}{L_L} - \frac{\omega^2}{\omega_R^2} \right) \right) \quad (31)$$



**Figura 7: Linha de transmissão carregada com indutor paralelo.**

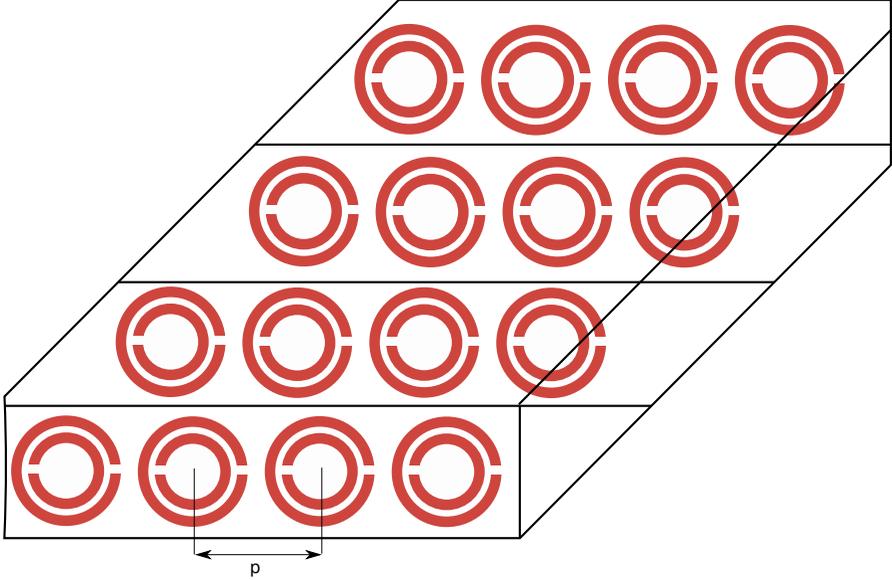
Outra grande vantagem da antena ZOR reside na uniformidade da distribuição dos campos na superfície do *patch*. A repartição uniforme da energia ao longo da estrutura leva a menores perdas ôhmicas em relação às outras topologias de antenas miniaturizadas, onde altas concentrações de corrente próximas a descontinuidades acarretam em altas perdas (LAI *et al.*, 2004).

## 2.5.2 Antenas miniaturizadas carregadas com MTMs

Conforme demonstrado em (ZIOLKOWSKI; KIPPLE, 2003), a eficiência de uma *tag* pode ser aumentada consideravelmente através do carregamento da antena miniaturizada com uma estrutura metamaterial em seu campo próximo, influenciando assim as condições de contorno. Uma forma de implementar este tipo de estrutura é através da utilização de ressonadores em formato de anel (SRR: *split-ring resonators*) como a célula unitária, simulando-se assim um material com permeabilidade magnética negativa.

Um exemplo de estrutura metamaterial SRR é ilustrada na Figura 8.

Pode-se mostrar que para determinadas frequências, quando excitada por um campo magnético  $\vec{H}$  perpendicular ao plano dos anéis, uma permeabilidade magnética relativa  $\mu_r < 0$  é gerada, pois (CALOZ; ITOH, 2005)



**Figura 8:** Um conjunto de ressonadores em anel (SRRs).

$$\begin{aligned} \mu_r(\omega) &= 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_{0m}^2 + j\omega\xi} \\ &= 1 - \frac{F\omega^2(\omega^2 - \omega_{0m}^2)}{(\omega^2 - \omega_{0m}^2) + (\omega\xi)^2} + j \frac{F\omega^2\xi}{(\omega^2 - \omega_{0m}^2) + (\omega\xi)^2}, \quad (32) \end{aligned}$$

onde  $F = \pi(a/p)^2$ ,  $a$  é o raio interno do anel menor,  $p$  é o período da estrutura,  $\omega_{0m} = c\sqrt{\frac{3p}{\pi a^3 \ln(2w/d)}}$ ,  $w$  é a espessura dos anéis,  $d$  o espaçamento radial entre os anéis,  $\xi = 2pR'/a\mu_0$  é o fator de amortecimento devido às perdas condutivas, e  $R'$  é a resistência por unidade de comprimento do metal.

Para  $\xi = 0$  (aproximação para perdas muito baixas), vemos que

$$\mu_r < 0, \quad \text{para} \quad \omega_{0m} < \omega < \frac{\omega_{0m}}{\sqrt{1-F}} = \omega_{pm}, \quad (33)$$

sendo que  $\omega_{pm}$  é chamada de *frequência de plasma magnética*.

Por terem sido deduzidas as expressões acima utilizando-se também condições de contorno periódicas, assim como no caso da linha de transmissão CRLH, onde considera-se que a estrutura se estende ao infinito, o truncamento da estrutura pode gerar variações na frequência de ressonância. No entanto, é mostrado em (SMITH *et al.*, 2002) que poucas repetições da estrutura geram um comportamento próximo ao caso ideal. De fato, até mesmo a topologia que apresenta apenas uma célula unitária contínua apresentando um comportamento próximo, o que é extremamente conveniente para o nosso objetivo de miniaturização.

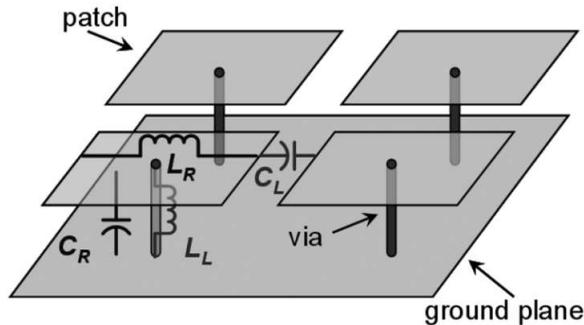


### 3 PROJETO DA ANTENA ZOR

O projeto dessa antena foi também publicado em (FEITOZA; SOUSA, 2013). Para implementação de um radiador miniaturizado que emule os circuitos equivalentes das Figuras 6 e 7, foi escolhida a topologia *estrutura cogumelo* (LAI *et al.*, 2007). Nesta estrutura, a capacitância LH  $C_L$  é devida aos *gaps* entre *patches*, e a indutância LH  $L_L$  pelas vias de curto-circuito (ver Figura 9). Temos ainda os efeitos RH inevitáveis devido ao acoplamento entre *patch* e plano de terra e a indutância distribuída ao longo do comprimento do *patch*, representados por  $C_R$  e  $L_R$ , respectivamente.

Nosso objetivo é a obtenção de um alto fator de miniaturização, e, por esta razão, foi conveniente a escolha de projeto de utilizar apenas uma célula unitária. Devido ao fato de as relações de dispersão mostradas no capítulo anterior terem sido baseadas em condições periódicas de contorno, quanto maior o número de células (idealmente infinitas), mais precisas as previsões das equações, analogamente ao caso do SRR. Desta forma, podemos esperar algumas variações de frequência de ressonância nas simulações. A célula unitária carregada com indutor paralelo ressona na frequência dada por  $\omega_{sh}$  na Equação (29), conforme já demonstrado, por possuir condições de contorno de circuito aberto. Portanto, a frequência de ressonância da estrutura pode ser estimada por:

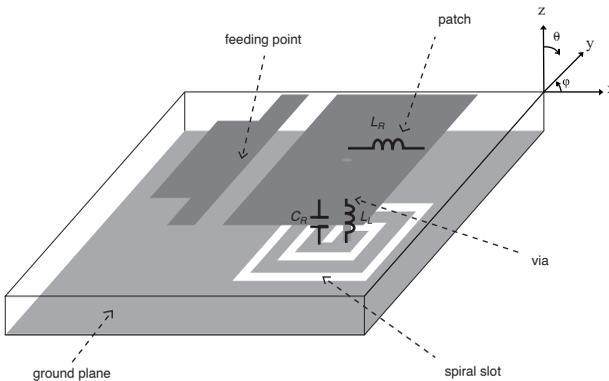
$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{C_R L_L}}. \quad (34)$$



**Figura 9:** Realização de uma linha de transmissão CRLH através de microfita (LAI *et al.*, 2007).

A ideia crucial aqui é diminuir a frequência de ressonância através do aumento de  $C_R$  e/ou  $L_L$ . A capacitância  $C_R$  é proporcional à área do *patch* e à permissividade relativa do substrato, e inversamente proporcional à espessura do substrato. Como o objetivo é miniaturizar a antena, o aumento da área não é uma opção. A indutância da via de curto-circuito é diretamente proporcional ao seu comprimento, ou, em outras palavras, à espessura do substrato. Portanto, diminuir a espessura do substrato para aumentar  $C_R$  causaria praticamente nenhum efeito real na frequência de ressonância, pois ele diminuiria  $L_L = L_{via}$  aproximadamente na mesma proporção em que aumentaria  $C_R$ . Esta é a razão pela qual é mais conveniente aumentar a indutância ao invés da capacitância (LAI *et al.*, 2007).

Uma opção para atingir esse propósito é a inserção de um indutor em espiral no plano de terra em série com a via de curto-circuito. A geometria proposta incluindo este indutor espiral é ilustrada na Figura 10. Neste caso,  $C_R$  continua sendo a capacitância de acoplamento entre *patch* e plano de terra, mas a nova indutância se torna  $L_L = L_{via} + L_{indutor}$ , e dependendo da magnitude da indutância, podemos diminuir consideravelmente a frequência de ressonância (BAEK; LIM, 2009).



**Figura 10:** Antena ZOR de uma célula unitária, com indutor espiral no plano de terra.

Para projetar corretamente o indutor espiral, é importante obter conhecimento sobre a capacitância  $C_R$ . Se soubermos o valor da indutância  $L_{via}$  e simularmos uma estrutura ZOR apenas com a via, é possível calcular o valor de  $C_R$ , e desta forma determinar o valor da indutância série necessária para deslocar a ressonância para a frequência de 1 GHz. A próxima seção se

destina a apresentar este processo. A ferramenta utilizada para projeto e simulação da antena foi o *Advanced Design System* (ADS) da empresa Agilent, sendo o método dos momentos (MoM) o método de simulação utilizado para validar o projeto dos indutores impressos, e o método dos elementos finitos (FEM) para as simulações da antena.

### 3.1 CÉLULA UNITÁRIA SEM INDUTOR ESPIRAL

A indutância da via pode ser estimada utilizando-se as seguintes aproximações para um condutor de fio cilíndrico (WADELL, 1991):

$$L_{via} = 0,002\ell \left[ \ln \left( \frac{4\ell}{d} \right) - 1 + \frac{d}{2\ell} + \frac{\mu_r T(x)}{4} \right] \quad (\mu H) \quad (35)$$

onde  $T(x)$  é uma compensação para os efeitos AC:

$$T(x) \approx \sqrt{\frac{0,87311 + 0,00186128x}{1 - 0,278381x + 0,127964x^2}}, \quad (36)$$

e

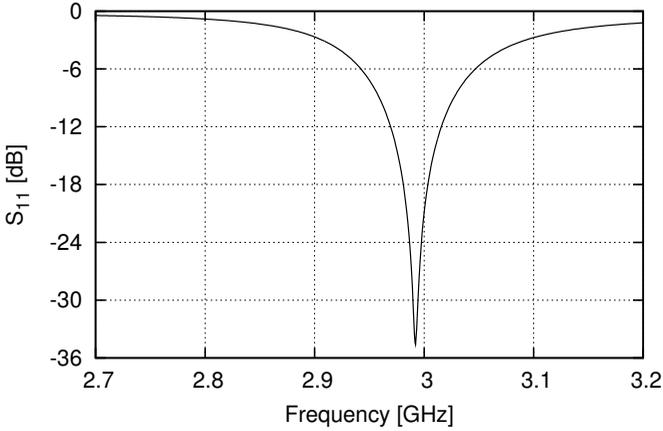
$$x = \pi d \sqrt{\frac{2\mu f}{\sigma}}. \quad (37)$$

Observando que  $d$  é o diâmetro em cm,  $\ell$  o comprimento em cm ( $\ell = h$ , a espessura do substrato),  $f$  a frequência em Hz e  $\sigma$  é a condutividade do material em S/m. Depois de efetuados os cálculos e a simulação para comparação, a indutância da via é aproximadamente  $L_L = L_{via} \approx 0,55$  nH.

O resultado da simulação do coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) para a versão da estrutura de célula unitária não carregada com indutor espiral é mostrado na Figura 11. Como podemos observar, a ressonância de ordem zero ocorre aproximadamente em 3 GHz, e a partir da Equação (34), obtemos o valor de  $C_R \approx 5,15$  pF.

### 3.2 PROJETO DO INDUTOR ESPIRAL

Com o carregamento da antena com o indutor espiral, a indutância  $L_L$  se torna o equivalente série entre as duas indutâncias. Então, se desejamos



**Figura 11: Simulação do coeficiente de reflexão da antena ZOR não carregada com indutor.**

que a antena ressoe na frequência  $f_0 = 1$  GHz, temos que projetar um indutor com

$$L_{indutor} \approx \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_R} - L_{via}. \quad (38)$$

Esta equação nos dá um valor de  $L_{indutor} \approx 4,8$  nH. Uma boa fórmula para projeto de um indutor espiral é dado por (MOHAN *et al.*, 1999):

$$L_{indutor} = \zeta d_{out}^{\alpha_1} w^{\alpha_2} d_{avg}^{\alpha_3} n^{\alpha_4} s^{\alpha_5}, \quad (39)$$

sendo que  $d_{avg}$  é o diâmetro médio, dado por

$$d_{avg} = \frac{1}{2}(d_{out} + d_{in}), \quad (40)$$

e  $\rho$  é o fator de preenchimento

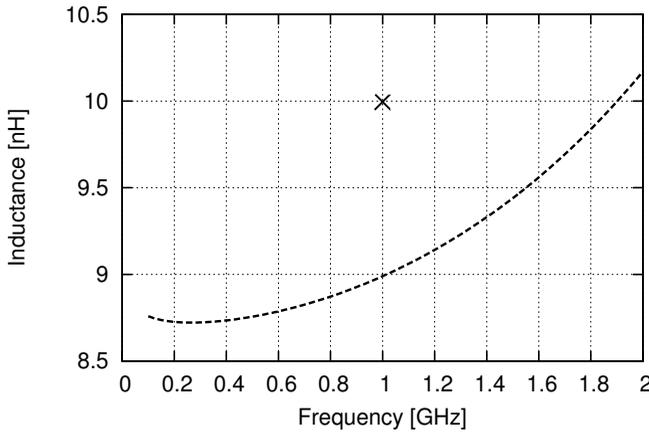
$$\rho = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}}, \quad (41)$$

onde  $w$  é a espessura do condutor,  $n$  é o número de voltas,  $s$  é o espaçamento entre dois condutores,  $\zeta$  e  $\alpha_n$  são coeficientes, cujos valores são dados na Tabela 1. Como a escolha de geometria tem impacto desprezível sobre o fator

de qualidade ( $Q$ ) do indutor (LEE, 2004), optamos pela geometria retangular, pela facilidade de projeto.

**Tabela 1: Coeficientes para cálculo do indutor (MOHAN *et al.*, 1999).**

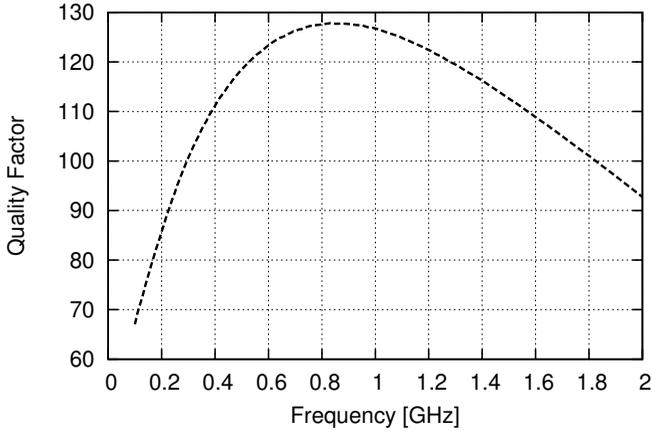
Layout	$\zeta$	$\alpha_1(d_{out})$	$\alpha_2(w)$	$\alpha_3(d_{avg})$	$\alpha_4(n)$	$\alpha_5(s)$
Quadrado	$1,62 \times 10^{-6}$	-1,21	-0,147	2,40	1,78	-0,030
Hexagonal	$1,28 \times 10^{-6}$	-1,24	-0,174	2,47	1,77	-0,049
Octogonal	$1,33 \times 10^{-6}$	-1,21	-0,163	2,43	1,75	-0,049



**Figura 12: Simulação da indutância do indutor espiral projetado. A indutância calculada através da Equação (39) depois da otimização é de 10 nH, e também é ilustrada.**

O indutor foi projetado, simulado e otimizado parametricamente para apresentar a indutância desejada. O fator de qualidade  $Q$  do indutor também foi otimizado de forma a reduzir as perdas na frequência de operação. As curvas de simulação da indutância e do fator de qualidade são mostradas na Figura 12 e 13. Observe que o fator de qualidade definido aqui contém apenas energia armazenada ou dissipada, e não irradiada. Generalizando a definição da Equação (15), em que a potência no denominador é a potência total, ou seja, a soma da potência perdida com a potência irradiada, podemos ver que:

$$Q = \frac{2\omega W_m}{P_{tot}} = 2\omega \frac{\frac{1}{4}LI^2}{\frac{1}{2}R_s I^2} = \frac{\omega L}{R_s}, \quad (42)$$



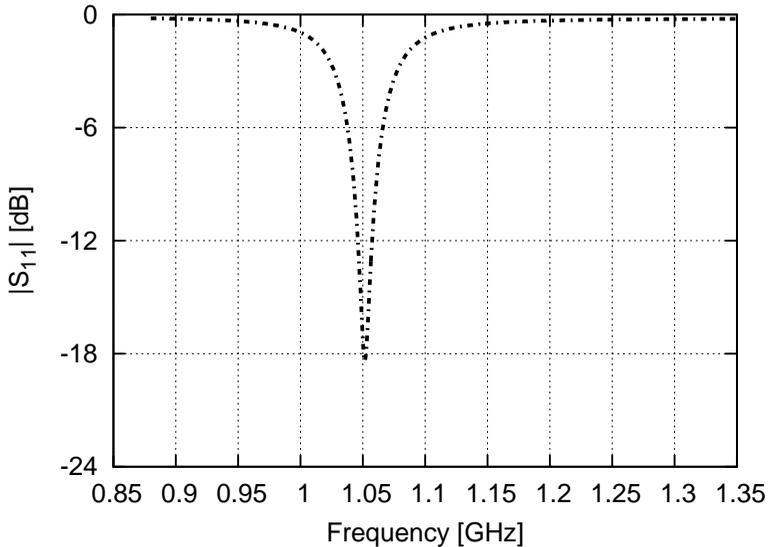
**Figura 13: Simulação do fator de qualidade  $Q$  do indutor projetado.**

sendo que a potência irradiada pelo indutor é desprezível nesta faixa de frequências. Aqui,  $R_s$  é a resistência série que representa as perdas ôhmicas ao longo do indutor espiral.

Devido ao acoplamento eletromagnético entre os componentes da estrutura e do deslocamento de frequência de ressonância de 3 GHz para 1 GHz, que causou uma variação na capacitância para um valor menor de 3 pF, um valor maior de indutância teve que ser utilizado no processo de otimização ( $L_{indutor} \approx 8,95$  nH). O indutor espiral quadrado foi inserido no plano de terra e a antena ZOR com uma célula unitária foi simulada através do método dos elementos finitos. O resultado das simulações da antena ZOR com indutor no plano de terra é apresentado na Figura 14.

### 3.3 RESULTADOS

Um protótipo da antena ZOR com uma célula unitária foi implementado experimentalmente em substrato FR4 ( $\epsilon_r = 3,46$ ,  $\tan \delta \approx 0,02$ ), através de uma fresa Protomat E33 disponível no laboratório de radiofrequência da UFSC, ilustrado nas Figuras 15(a) e (b). O ganho simulado foi  $G = -6,35$  dBi, com eficiência de 15%. Este baixo ganho é uma consequência do compromisso entre eficiência e dimensões físicas miniaturizadas da antena, mas também devido às altas perdas do substrato FR4. Na UFSC não



**Figura 14:** Simulação do coeficiente de reflexão da antena ZOR carregada com indutor espiral no plano de terra.

temos à disposição uma câmara anecoica, necessária para medição das características de irradiação das antenas com precisão, e nem mesmo antenas diretivas bem caracterizadas, como uma antena corneta comercial, para estimativa das características de diagrama de radiação em espaço livre. Isto nos impossibilita a realização da medição de diversos parâmetros importantes no nosso departamento. O coeficiente de reflexão na entrada da antena foi medido utilizando um analisador de redes, ou *vector network analyser* (VNA), e é mostrado na Figura 16. O resultado é coerente com a simulação. Pelo fato de não podermos realizar outras medidas aqui, a antena foi enviada para a Universidade Federal de Campina Grande (UFCG) para que fosse efetuada uma estimativa do ganho da antena. As medições foram realizadas em espaço livre, ou ambiente *open area test site* (OATS), utilizando três antenas de referência: uma antena log-periódica R&S HL040 cujo ganho especificado pelo fabricante está entre 5 e 7 dBi, uma antena log-periódica SAS-510-7 de ganho 5,8 dBi e uma antena corneta BBHA 9120 E 413 de ganho especificado em 6 dBi. A norma IEC CISPR-16-1 foi devidamente respeitada, considerando a distância mínima entre o *setup* e os obstáculos, e também a distância mínima

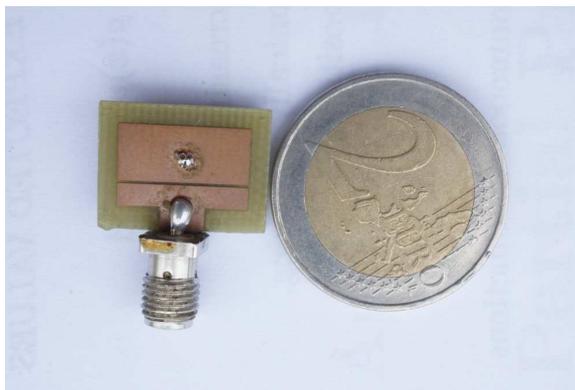
para que a condição de campos distantes pudesse ser garantida. As medições<sup>1</sup> foram realizadas com a antena de frente e de costas, e os resultados são apresentados nas Figuras 17, 18, 19 e 20, e também nas Tabelas 2 e 3. Conforme pode ser observado, a discrepância entre o valor simulado de -6,35 dBi e o melhor valor obtido nas medições, de aproximadamente -19,5 dBi, é considerável. Isto pode ser devido ao sistema de medição utilizado, que por não ser um ambiente anecoico, está sujeito a diversas perturbações eletromagnéticas externas e influências de interferências destrutivas causadas por efeito multipercurso. Conforme demonstrado em (SKRIVERVIK *et al.*, 2001), a complexidade para medição de antenas miniaturizadas é ainda maior, outro fator a ser considerado.

As dimensões relativas da antena foram calculadas como  $0,037\lambda_0 \times 0,046\lambda_0 \times 0,005\lambda_0$  na frequência de operação, que equivale à dimensões físicas de 11,25mm  $\times$  13,80mm  $\times$  1,55mm. Isto representa um comprimento elétrico  $\beta a = 0,373 < 1$ . De acordo com a Agência Brasileira de Telecomunicações (ANATEL), a potência equivalente isotrópica radiada (EIRP) é limitada a 30 dBm na faixa de RFID UHF. Portanto, considerando um leitor de RFID comercial com sensibilidade de -80 dBm, a distância máxima de interrogação, calculada através da Equação (14), com valor  $\alpha$  de 10%, é de aproximadamente 3,6 m.

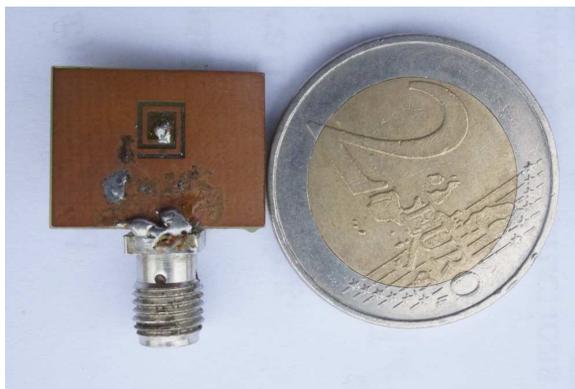
**Tabela 2: Ganhos da antena ZOR em função da frequência, medição com recepção de frente.**

Transmissora:	A. H. Systems		Rohde & Schwarz	
Referência:	Rohde & Schwarz	Corneta	A. H. Systems	Corneta
Frequência [MHz]	Ganho [dBi]	Ganho [dBi]	Ganho [dBi]	Ganho [dBi]
955,0	-32,45	-31,33	-33,13	-30,42
990,0	-27,58	-26,37	-28,16	-25,83
1007,0	-22,79	-23,03	-26,07	-24,82
1025,0	-20,86	-20,60	-23,38	-23,38
1040,0	-22,09	-21,52	-24,40	-22,73
1042,7	-21,36	-21,07	-24,05	-22,21
1050,0	-21,69	-20,42	-22,99	-22,62
1060,0	-23,19	-21,91	-24,76	-23,12
1077,0	-25,13	-24,00	-27,76	-26,60
1095,0	-29,89	-29,37	-33,70	-31,86
1130,0	-29,97	-27,18	-34,38	-30,64

<sup>1</sup>Os dados referentes à medição do ganho aqui apresentados foram retirados do relatório (ROCHA P.H.V E SILVA, 2014), produzido pelos alunos de pós-graduação da UFCG.



(a)



(b)

**Figura 15: Implementação física da antena ZOR: (a) vista superior (b) vista inferior.**

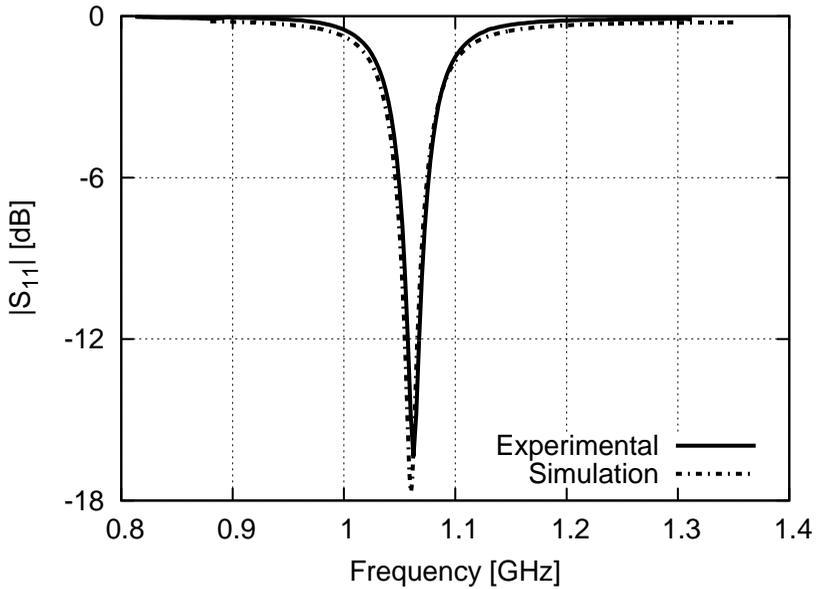


Figura 16: Resultado experimental do coeficiente de reflexão da antena ZOR carregada com indutor espiral no plano de terra.

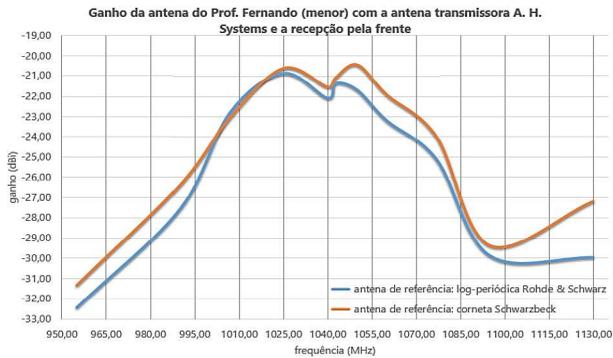
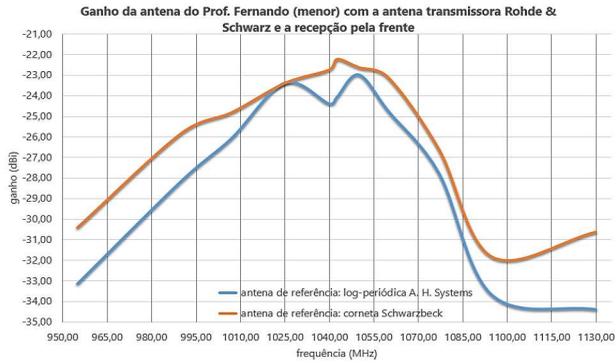
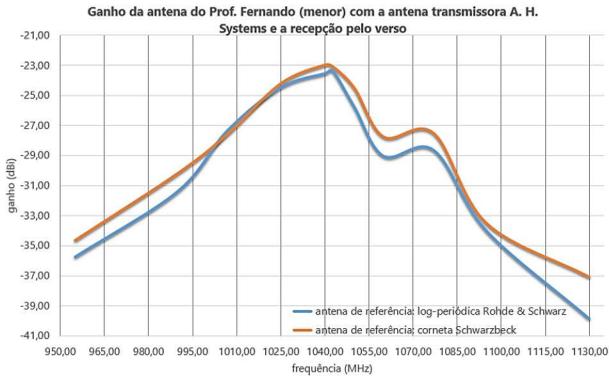


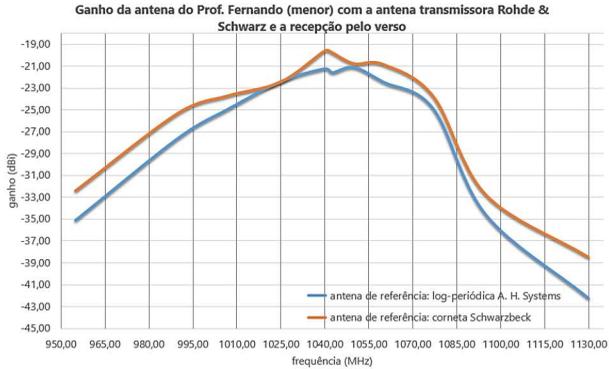
Figura 17: Ganho da antena ZOR com a antena transmissora A.H. Systems e recepção frontal.



**Figura 18:** Ganho da antenna ZOR com a antenna transmissora Rohde & Schwarz e recepção frontal.



**Figura 19:** Ganho da antenna ZOR com a antenna transmissora A.H. Systems e recepção traseira.



**Figura 20: Ganho da antena ZOR com a antena transmissora Rohde & Schwarz e recepção traseira.**

**Tabela 3: Ganhos da antena ZOR em função da frequência, medição com recepção traseira.**

Transmissora:	A. H. Systems		Rohde & Schwarz	
Referência:	Rohde & Schwarz	Corneta	A. H. Systems	Corneta
Frequência [MHz]	Ganho [dBi]	Ganho [dBi]	Ganho [dBi]	Ganho [dBi]
955,0	-35,76	-34,64	-35,13	-32,42
990,0	-31,38	-30,18	-27,62	-25,30
1007,0	-27,32	-27,56	-24,96	-23,70
1025,0	-24,48	-24,22	-22,44	-22,45
1040,0	-23,55	-22,98	-21,26	-19,59
1042,7	-23,38	-23,10	-21,61	-19,77
1050,0	-25,78	-24,51	-21,13	-20,76
1060,0	-29,06	-27,77	-22,47	-20,83
1077,0	-28,65	-27,52	-24,91	-23,75
1095,0	-34,02	-33,51	-34,64	-32,80
1130,0	-39,87	-37,08	-42,26	-38,51

## 4 ANTENA LOOP CARREGADA COM SRR

Como foi exemplificado no Capítulo 2, uma maneira conhecida de se obter permeabilidade negativa de condutores é através de ressonadores em anel, referidos aqui como SRRs, cuja estrutura é mostrada no lado esquerdo da Figura 21. Quando um campo magnético variante no tempo é aplicado perpendicularmente à superfície do SRR é induzida uma densidade de corrente, e ela é mínima nos *gaps* e máxima no lado oposto, acumulando assim cargas contrárias nas extremidades de cada anel e gerando assim uma capacitância distribuída apreciavelmente alta (LEE *et al.*, 2010). Desta forma, a estrutura ressona em um comprimento de onda mais alto que a circunferência dos anéis. Diversas antenas eletricamente pequenas baseadas em SRRs são apresentadas na literatura (DONG; ITOH, 2012).

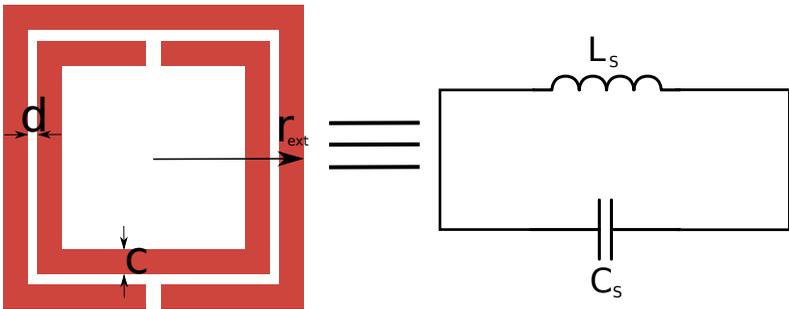


Figura 21: SRR quadrado e seu circuito equivalente simplificado, um tanque LC.

### 4.1 PROJETO DO SRR

Baseado no fato que o SRR é muito menor que o comprimento de onda na frequência de operação, seu comportamento eletromagnético pode ser considerado *quasi-estático* e portanto ele pode ser modelado com elementos de circuitos concentrados, como ilustrado no lado direito da Figura 21. Este é um modelo simplificado, representado por um tanque LC cuja frequência angular de ressonância é dada por  $\omega_0 = 1/\sqrt{L_s C_s}$ , onde (BILOTTI *et al.*, 2007):

$$C_s = \left[ 2r_{ext} - \frac{3}{2}(c+d) \right] C_{pul}, \quad (43)$$

$$L_s = \frac{\mu_0 l_{avg}}{2} \frac{4.86}{4} \left[ \ln \left( \frac{0.98}{\rho} \right) + 1.84\rho \right], \quad (44)$$

$$\rho = \frac{c+d}{2r_{ext} - c - d}, \quad (45)$$

$$l_{avg} = 8 \left[ r_{ext} - \frac{1}{2}(c+d) \right]. \quad (46)$$

Note que  $\rho$  é o fator de preenchimento para o SRR,  $l_{avg}$  é o comprimento médio dos anéis calculado sobre os dois anéis, e  $C_{pul}$  é a capacitância por unidade de comprimento entre os dois anéis, dada por:

$$C_{pul} = \varepsilon \frac{K(k')}{K(k)}, \quad (47)$$

onde  $k$  é:

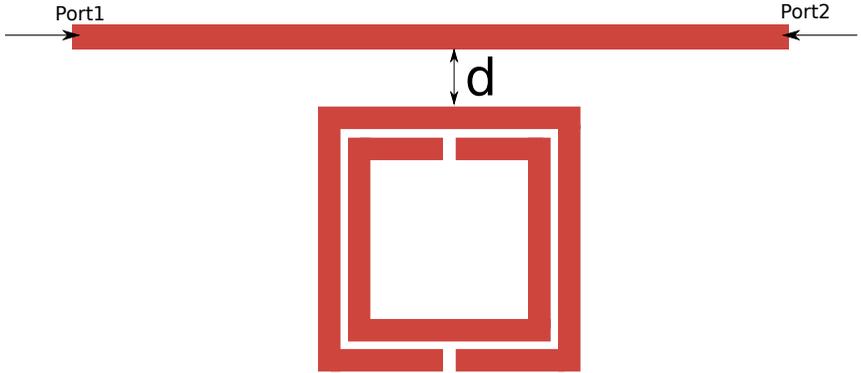
$$k = \frac{\frac{d}{2}}{c + \frac{d}{2}}, \quad (48)$$

$K(k)$  é a integral elíptica completa de primeira ordem,  $K(k')$  é seu complemento, e  $k' = \sqrt{1 - k^2}$ . Esta expressão pode ser calculada por:

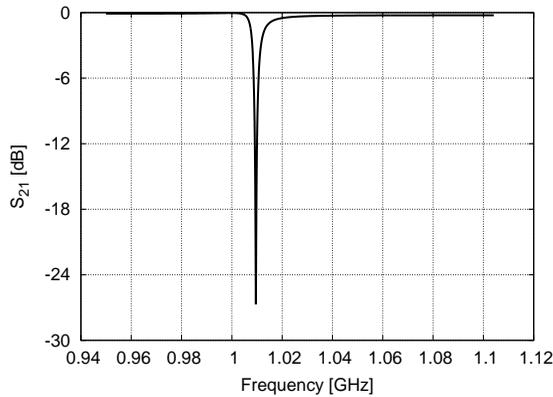
$$\frac{K(k')}{K(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[ \frac{2(1 + \sqrt{k'})}{1 - \sqrt{k'}} \right], \quad (49)$$

para  $0 \leq k^2 \leq 0,5$ .

Através das equações apresentadas acima, é possível projetar um SRR ressonando na banda desejada. As fendas de cada anel individual foram projetadas com tamanho reduzido para garantir um fator  $Q$  elevado, conforme mostrado por (CHEN *et al.*, 2009), o que é conveniente para aplicações de sensoriamento ubíquo no domínio da frequência, pois evita-se assim a sobreposição de espectro e permite-se a melhor identificação do parâmetro que está sendo medido. Para validação do projeto, uma simulação foi feita utilizando uma linha de transmissão com impedância característica de  $50 \Omega$  acoplada ao SRR (PUENTES *et al.*, 2011), conforme ilustrado na Figura 22(a). Nesta configuração, o campo magnético é perpendicular ao plano dos anéis, e um acoplamento eletromagnético é gerado, induzindo correntes no SRR e fazendo com que a perda por inserção apresente um mínimo local na frequência de ressonância do SRR. Esta estrutura foi simulada também no ADS, utilizando o



(a)



(b)

**Figura 22: Setup de simulação para averiguação do projeto do SRR: (a) Configuração adotada e (b) resultados de simulação.**

método dos elementos finitos (FEM). A frequência de ressonância foi 1 GHz, conforme ilustrado na Figura 22(b).

Para validação da existência da permeabilidade negativa na estrutura,  $\mu_r$  foi extraído através da abordagem de Nicolson-Ross-Weir (NICOLSON; ROSS, 1970; WEIR, 1974; LUUKKONEN *et al.*, 2011), onde os parâmetros constitutivos podem ser extraídos dos parâmetros S através de:

$$\mu_r = \frac{2}{j\beta h} \frac{1 - v_2}{1 + v_2}, \quad (50)$$

e

$$\epsilon_r = \frac{2}{j\beta h} \frac{1 - v_1}{1 + v_1}, \quad (51)$$

lembrando que  $h$  é a espessura do substrato, e  $v_1$  e  $v_2$  são constantes dadas por:

$$v_1 = S_{21} + S_{11}, \quad (52)$$

e

$$v_2 = S_{21} - S_{11}. \quad (53)$$

Desta forma, o resultado da simulação da parte real da permeabilidade negativa é ilustrado na Figura 23. Observe que há uma faixa de frequências em que  $\mu_r(\omega) < 0$ , a mesma faixa onde observa-se a ressonância na Figura 22(b). Como explicado na Seção 2.4.2, esta característica pode ser explorada de forma a aumentar a eficiência de radiação de antenas *loop*.

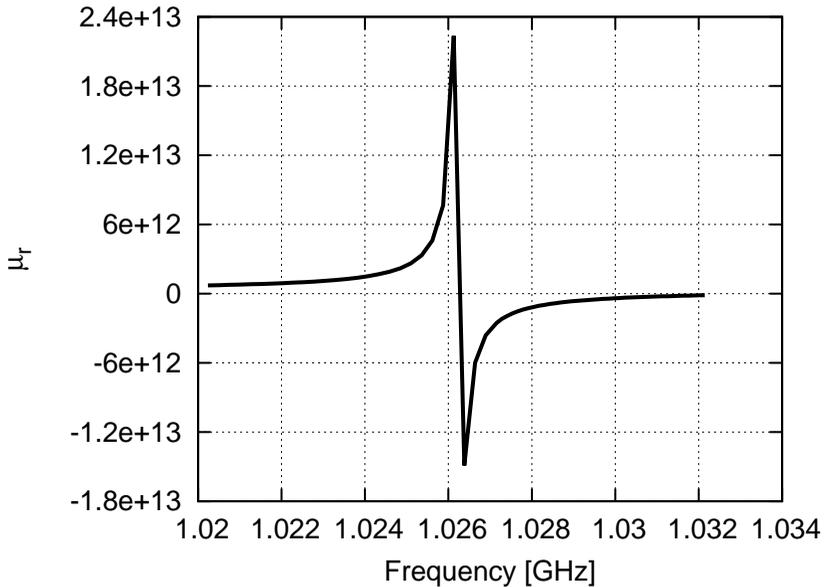
## 4.2 PROJETO DA TAG

Como explicado anteriormente, o conceito de projeto da *tag* está relacionado à abordagem de antenas eletricamente miniaturizadas carregadas com MTMs. Portanto, nossa estrutura consiste em uma antena *loop* pequeno acoplada magneticamente a um SRR em seu núcleo. Este acoplamento entre as duas estruturas é o mecanismo que aumenta a eficiência de radiação através do aumento da densidade de campo magnético próximo. Nas próximas duas subseções será resumido o projeto de ambas as implementações da *tag*, primeiramente em FR4 e posteriormente em papel.

### 4.2.1 Tag em substrato de FR4

O SRR foi inserido completamente dentro da área da antena *loop*, e alguns refinamentos foram feitos na posição do SRR para otimização da impedância e frequência de ressonância. A estrutura completa da *tag* e as dimensões são ilustradas na Figura 24. As distâncias de separação e os *gaps* dos anéis foram escolhidos de forma a respeitar a resolução da fresa.

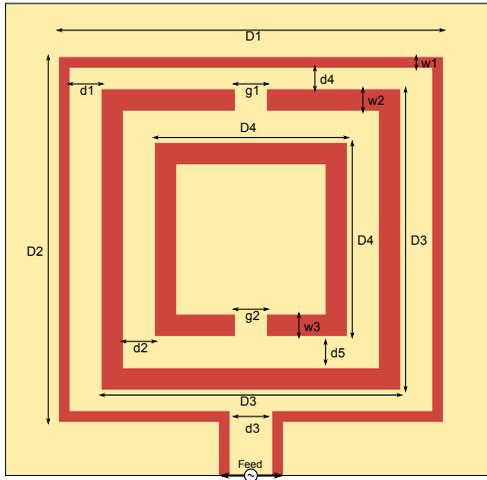
A *tag* foi simulada utilizando o MoM no ADS para otimização da



**Figura 23: Simulação da permeabilidade magnética relativa  $\mu_r$ .**

frequência de ressonância, e posteriormente com o FEM para cálculo dos parâmetros de radiação e eficiência. Esta escolha aconteceu pois foi verificado que o MoM toma um tempo de simulação consideravelmente menor para os cálculos de parâmetros S, enquanto o FEM é mais indicado e preciso para cálculos de eficiência e diagramas de radiação, demandando um tempo de computação muito mais elevado. Para as simulações, foi considerado um substrato FR4 com permissividade de 4,37 e tangente de perdas de 0,02. Os resultados das simulações do coeficiente de reflexão são ilustrados na Figura 25. A frequência de ressonância simulada da *tag* está de acordo com a simulação anterior do SRR, em 1 GHz. Esta frequência foi propositalmente escolhida um pouco maior que a banda de RFID UHF devido ao deslocamento de frequência para a esquerda esperado com a camada de PVA que seria aplicada posteriormente para o sensor de umidade, que será melhor detalhado posteriormente. Na Figura 26 ilustramos as simulações do *loop* carregado e não carregado, para comparação. Observa-se que a autorressonância da versão não carregada acontece na frequência de 2,2 GHz, enquanto a versão carregada com SRR apresenta ressonâncias em frequências mais baixas. Isto mostra que

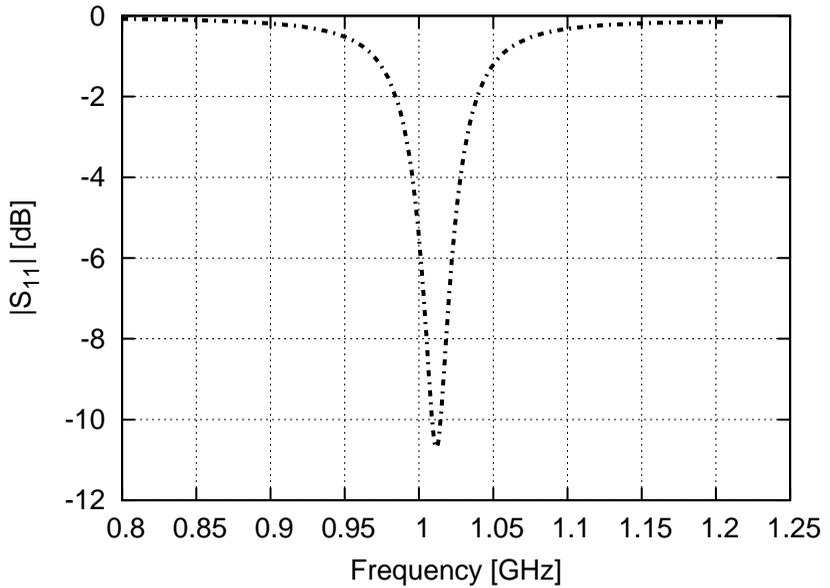
a parte reativa intrínseca da antena *loop* está sendo devidamente compensada pelas altas capacitâncias do SRR. Seguindo a definição inicialmente adotada para uma antena miniaturizada,  $\beta a < 1$ , obtivemos  $\beta a = 0,48$  em 1 GHz, com dimensões relativas de  $0,1\lambda_0 \times 0,1\lambda_0 \times 0,005\lambda_0$  ( $30 \times 30 \times 1,6 \text{ mm}^3$ ). O diagrama de radiação *quasi-omnidirecional* simulado é mostrado na Figura 27(b). Como pode ser observado, a diretividade máxima foi obtida no plano horizontal com eficiência de radiação de 35,55% em 1 GHz. Isto é equivalente a um ganho de -1,89 dBi. Portanto, considerando novamente um leitor de RFID comercial com sensibilidade de -80 dBm, a distância máxima de interrogação, calculada através da Equação (14), com valor  $\alpha$  de 10%, foi um pouco maior que 6 m.



**Figura 24:** *Layout e dimensões da tag implementada em FR4 (mm):*  $D1 = 31,2$  ,  $D2 = 28,7$  ,  $D3 = 23,9$  ,  $D4 = 17$  ,  $d1 = 2,95$  ,  $d2 = 1,7$  ,  $d3 = 3$  ,  $d4 = 2,4$  ,  $d5 = 1,7$  ,  $g1 = g2 = 1$  ,  $w1 = 0,7$  ,  $w2 = w3 = 1,75$ .

#### 4.2.2 Tag em substrato de papel

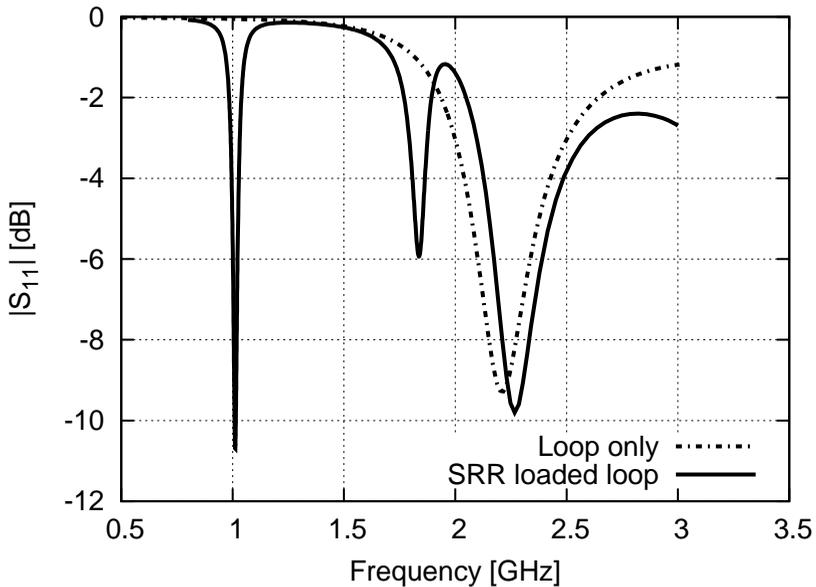
Uma *tag* flexível de baixo custo também foi implementada em papel. Com o objetivo de validar os parâmetros constitutivos de uma amostra de papel de qualidade fotográfica da empresa Multilaser, extraídos via mé-



**Figura 25: Simulação coeficiente reflexão entrada tag FR4.**

todo do ressonador  $T^1$  (COOK; SHAMIM, 2012), e também pelo fato de que a tinta condutiva que é utilizada na impressora *inkjet* ter alto custo, optou-se por manufacturar um protótipo utilizando fita de cobre para implementação do elemento condutor da estrutura, de forma a garantir que a antena opera corretamente e as simulações são confiáveis antes de utilizar a impressora. A simulação do coeficiente de reflexão é ilustrado na Figura 28. Em 1 GHz obtivemos  $\beta a = 0,96$ , equivalente a dimensões relativas de  $0,108\lambda_0 \times 0,108\lambda_0$  ( $32,5 \times 32,5 \times 0,260\text{mm}^3$ ). O diagrama de radiação é similar ao da implementação em FR4, e por isso será omitido. A eficiência de radiação simulada foi de 19,88%. Isto equivale a um ganho de -3,9 dBi. Através dos mesmos argumentos utilizados anteriormente, obtivemos uma distância máxima de leitura de 4,8 m.

<sup>1</sup>Este é um dos métodos disponíveis para extração da permissividade elétrica e tangente de perdas de um material. Uma linha de transmissão é carregada com um *stub* de quarto de comprimento de onda, e, como consequência, são geradas ressonâncias nos múltiplos ímpares da frequência fundamental. Pela dependência das ressonâncias com a permissividade do material é possível extrair  $\epsilon_r$ , e pelo fator de qualidade  $Q$  das ressonâncias é possível determinar  $\tan \delta$ .



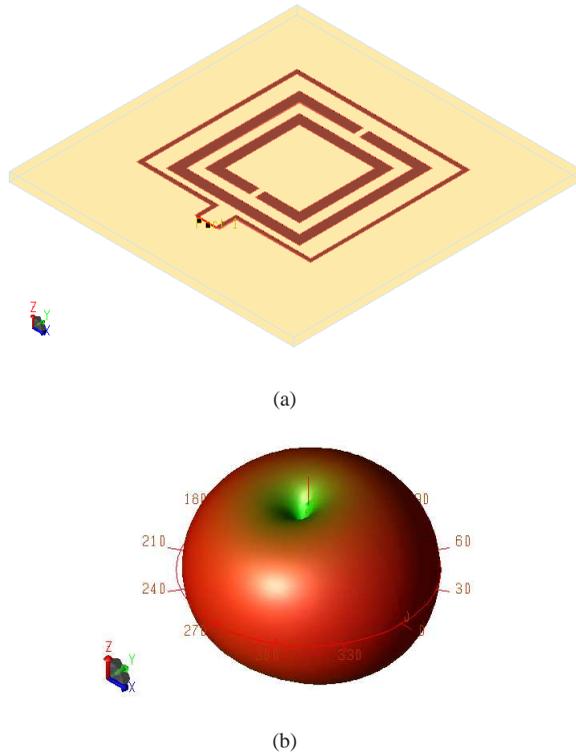
**Figura 26: Simulação para comparação entre *tag* carregada com SRR e não carregada.**

### 4.3 IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção ilustraremos os resultados experimentais que validam as simulações, também feitos com o mesmo analisador de rede utilizado para medição das antenas projetadas no capítulo anterior. Uma prova de conceito das *tags* como sensores passivos sem fio de umidade será demonstrada, e as implementações serão comparadas.

#### 4.3.1 Implementação em FR4

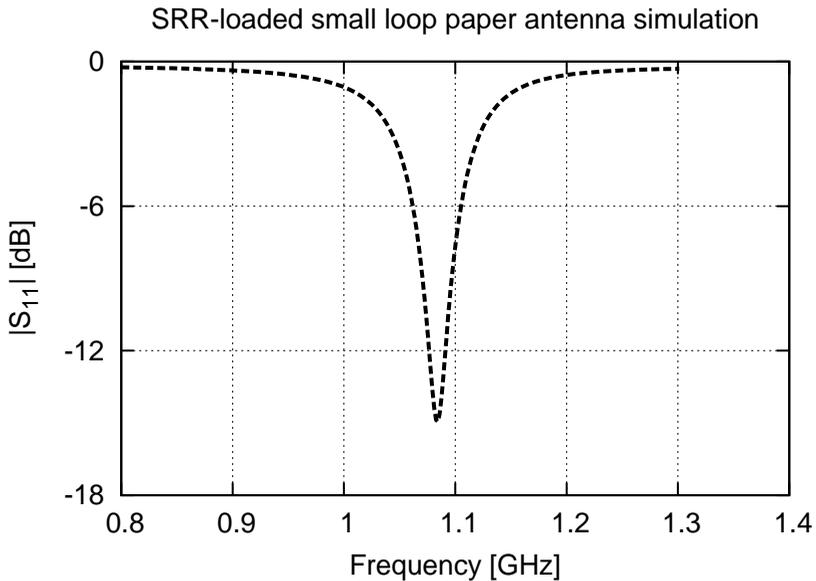
A *tag* foi implementada em FR4 através da mesma fresa protomat E33 utilizada para implementação da antena ZOR, descrita no capítulo anterior. Uma foto da implementação é ilustrada na Figura 29. O coeficiente de reflexão experimental em comparação com a simulação é ilustrado na Figura 30.



**Figura 27: Simulação eletromagnética FEM: (a) Estrutura tridimensional da tag e (b) diagrama de radiação simulado.**

Note que o resultado experimental e a simulação estão muito próximos, o que implica uma boa modelagem eletromagnética, além de uma implementação precisa.

As características de sensoriamento da tag foram exploradas mais a fundo. Por exemplo, existem alguns materiais químicos interativos que podem ser aproveitados de forma a aumentar a sensibilidade de uma tag-sensor sem fio, conforme mencionado no Capítulo 1. Neste trabalho, preferiu-se demonstrar a capacidade sensitiva capacitiva da tag adaptando-a para que ela operasse como sensor de umidade, devido à simplicidade de seu *setup* de medição. No caso de sensores de umidade, materiais como o PE-DOT (MANZARI *et al.*, 2012), Kapton (VIRTANEN *et al.*, 2011) e PVA (AMIN *et al.*, 2013) foram utilizados de forma satisfatória. O último foi o que apresentou

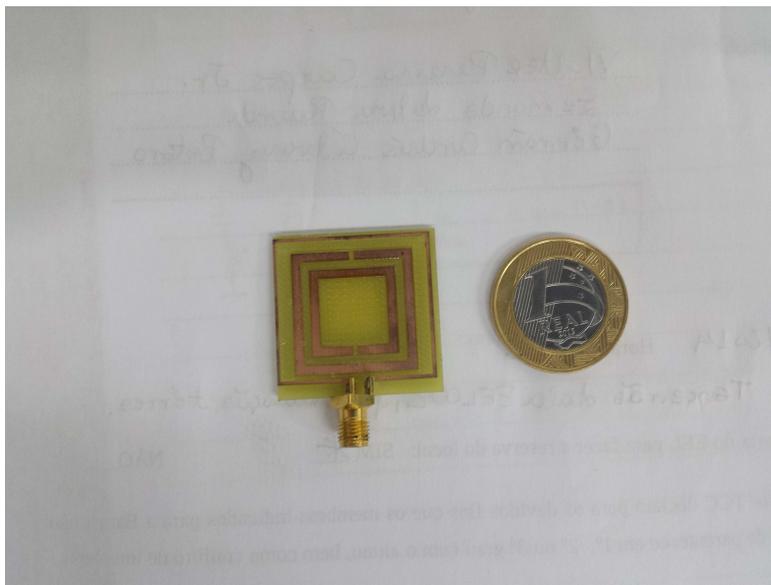


**Figura 28: Simulação coeficiente reflexão na entrada, *tag* em substrato de papel.**

maior sensibilidade, e foi o escolhido por esta razão.

O PVA (*Polyvinyl alcohol*) se trata de álcool polivinílico, uma substância baseada em polímeros cuja permissividade elétrica relativa é fortemente dependente da concentração de água em sua estrutura, ou seja, da umidade relativa do ambiente. Com auxílio de estudantes de química do laboratório de materiais elétricos da UFSC (LAMATE), o polímero PVA foi diluído em um solvente água-etanol 1:3 com uma proporção de 1:10 (1 g de PVA para cada 10 mL de solução). Esta solução foi deixada durante três horas em um processo de agitação magnética à temperatura ambiente, e posteriormente a solução foi derramada sobre a face superior da *tag* fabricada em substrato FR4 e deixada para secar. A frequência de ressonância depois de aplicada a substância caiu para 980 MHz, o que representou uma variação de 3% em comparação ao caso sem PVA. Este fato era esperado devido ao PVA apresentar uma alta permissividade elétrica relativa.

O *setup* de teste utilizado para a medição do sensor de umidade é ilustrado na Figura 31. As medições foram executadas à temperatura ambiente (23 °C) e umidade relativa (UR) de 60%. Um recipiente fechado



**Figura 29: Protótipo *tag* carregada com SRR em FR4.**

( $12 \times 13 \times 15 \text{ cm}^3$ ) com paredes não condutoras foi utilizado para simular um ambiente de umidade relativa variante no tempo. Este receptáculo foi preenchido com 200 mL de água e então fechado. Um pequeno orifício foi criado na tampa superior para inserção do cabo de medição, de forma que a *tag* ficasse conectada neste cabo sem contato com a água, e o analisador de redes na extremidade oposta do cabo. A frequência de ressonância da *tag* foi monitorada por 1 h. Neste período, o ambiente interno do vasilhame atingiu aproximadamente 100 % de UR. A variação da frequência de ressonância com o tempo é ilustrada na Figura 32. A repetibilidade do sensor foi testada retirando-se a *tag* do recipiente e observando-se a variação da frequência de ressonância ao ar livre. A mudança no fator  $Q$  é devido às altas perdas causadas pela absorção na água, que é consistente com os resultados reportados em (AMIN *et al.*, 2014). A evolução da frequência de ressonância em função do tempo é ilustrada na Figura 33. Uma variação máxima de 25 MHz foi observada, o que nos dá uma flutuação percentual de 2,5 % em relação à frequência de ressonância inicial.

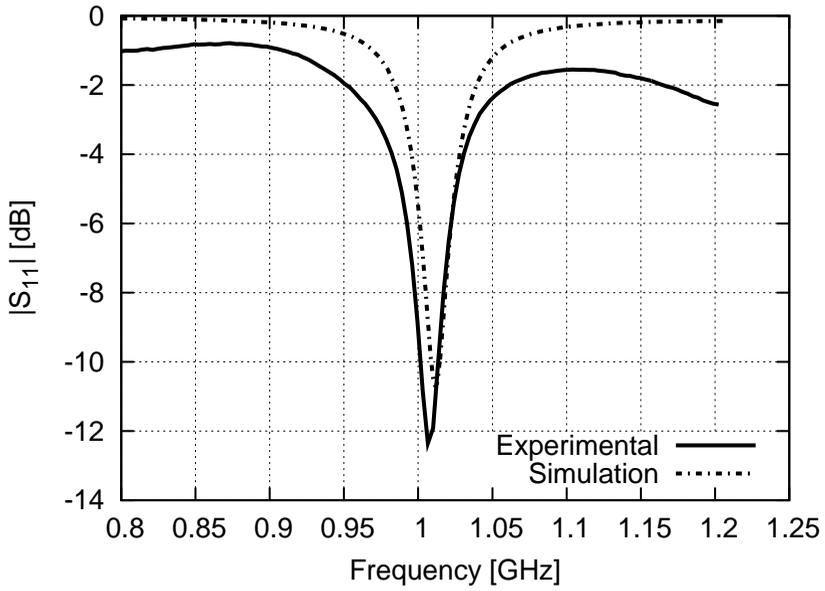


Figura 30: Coeficiente de reflexão experimental da *tag* em substrato de FR4.

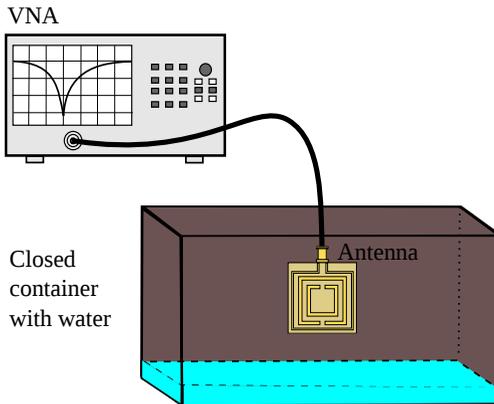


Figura 31: *Setup* de medição experimental umidade relativa.

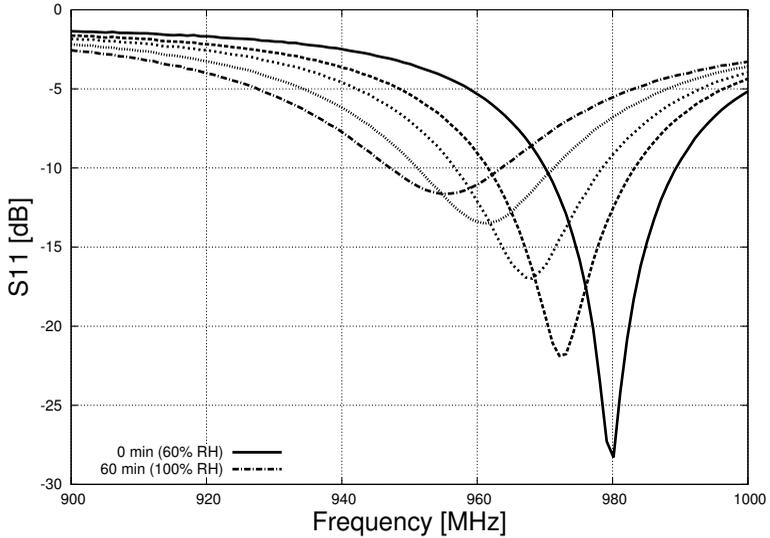


Figura 32: Variação do coeficiente de reflexão da tag implementada em FR4 em resposta a variação da umidade relativa.

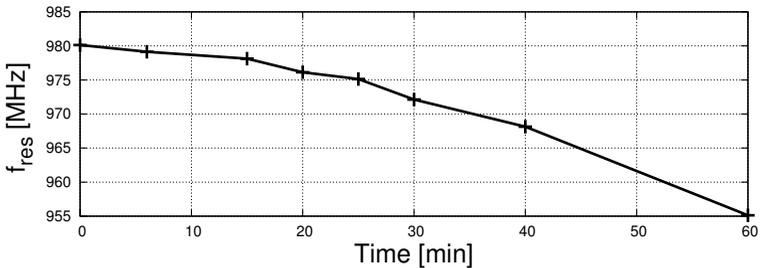
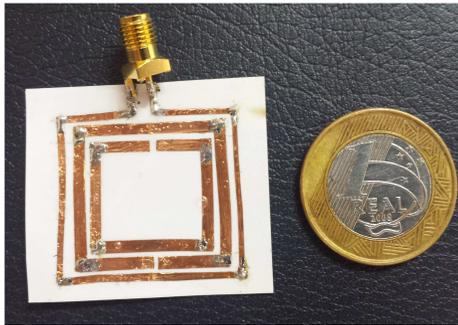


Figura 33: Variação da frequência de ressonância da tag implementada em FR4 versus tempo em resposta a variação da umidade relativa.

### 4.3.2 Implementação de baixo custo em papel

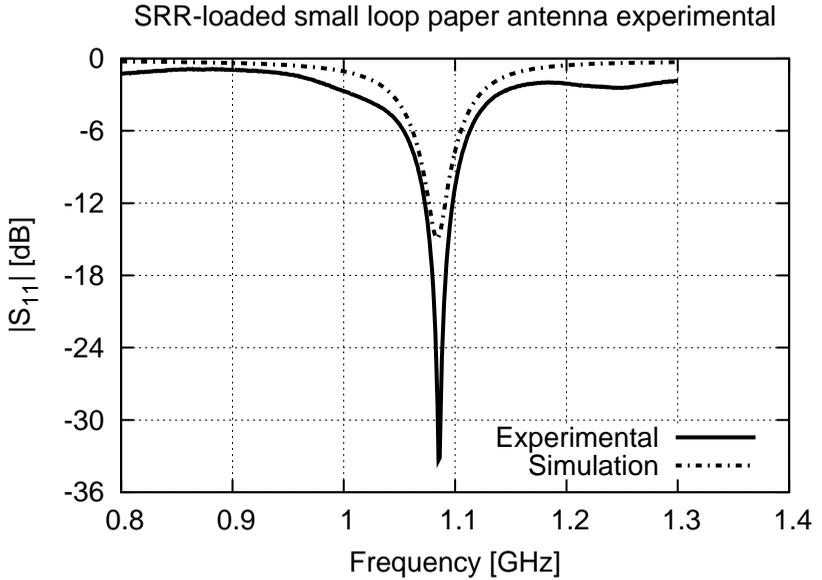
A prova de conceito de uma tag flexível de baixo custo operada como sensor sem fio foi implementada através de um protótipo manufaturado em papel. Conforme explicado anteriormente, este protótipo foi fabricado através de fita de cobre ao invés de tinta condutiva, para validação dos parâmetros

do substrato e das simulações, devido ao alto preço das tintas condutivas utilizadas na impressora. Os condutores foram aplicados manualmente e as junções foram soldadas para garantir o contato, conforme ilustrado na Figura 34. O resultado experimental do coeficiente de reflexão é ilustrado na Figura 35. Note que as frequências de ressonância estão muito próximas, mesmo com uma diferença na magnitude do coeficiente de reflexão. Esta magnitude não é importante para a aplicação de sensor no modo de frequência, devido ao fato que a carga posteriormente será uma impedância muito baixa (curto-circuito) e o descasamento de impedâncias será intencional, aumentando assim a potência re-irradiada. Em suma, o conector existe apenas para propósito de caracterização, e as variações de umidade são detectadas através da frequência detectada no leitor. Como o lado não liso do papel também é sensível a partículas de água, devido a sua porosidade, a resposta a umidade foi testada antes da aplicação do PVA, através do mesmo setup de medição utilizado anteriormente para o protótipo em FR4. Desta forma, o coeficiente de reflexão em função do tempo para essa medida é ilustrado na Figura 36. Como era esperado, a *tag* de papel responde sem a necessidade da camada de PVA, resultando em uma variação de 77 MHz em 1 h de duração do experimento.



**Figura 34:** Implementação física da *tag*-sensor em papel.

O revestimento de PVA foi então aplicado à *tag* de papel. O desvio de frequência de ressonância resultante causado pela aplicação da camada foi de 10%. Como a espessura do substrato de papel é menor que a de FR4, era esperado que o efeito do PVA na *tag* de papel fosse de fato maior. Os resultados da variação de frequência são ilustrados na Figura 37, em comparação com o caso sem PVA. Isto é também ilustrado na Figura 38 através da variação percentual da frequência de ressonância normalizada no ponto de partida da medição ( $t = 0$  min) em cada caso. A definição de sensibilidade



**Figura 35: Coeficiente de reflexão experimental da *tag* em substrato de papel.**

para comparação das *tags* é dada por

$$S = \frac{(f_{res}|_{60min} - f_{res}|_{0min})}{(UR|_{60min} - UR|_{0min})} \quad (54)$$

Considerando a UR no começo e no fim do experimento de uma hora como 60% e 100%, respectivamente, a sensibilidade para o caso da *tag* de papel sem PVA resultou em 1,9 MHz/%UR e, para o caso com PVA, em 4,4 MHz/%UR. Os resultados mostraram que a *tag* de papel com PVA possui uma sensibilidade maior que sem PVA, e que ambas as *tags* de papel possuem sensibilidade mais alta que o protótipo em FR4. Os resultados para todos os sensores implementados são resumidos na Tabela 4. Como pode ser observado, os resultados experimentais mostraram que ambas as *tags* implementadas em papel podem ser utilizadas como sensores sem fio de baixo custo, além de permitirem fabricação por técnicas de impressão.

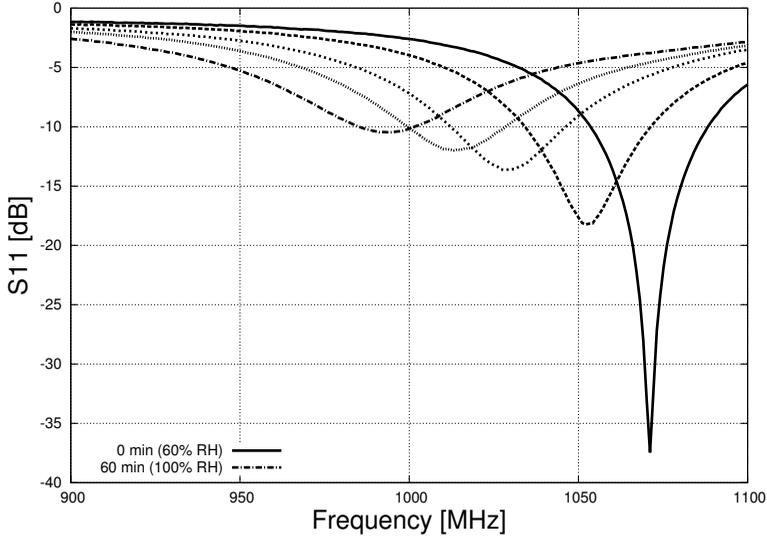


Figura 36: Coeficiente de reflexão experimental tag papel vs tempo.

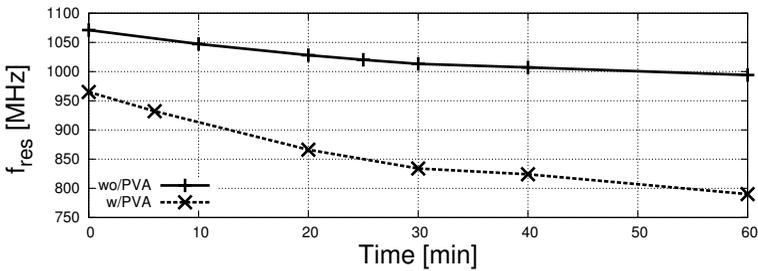


Figura 37: Frequência de ressonância da tag vs tempo (com e sem revestimento de PVA).

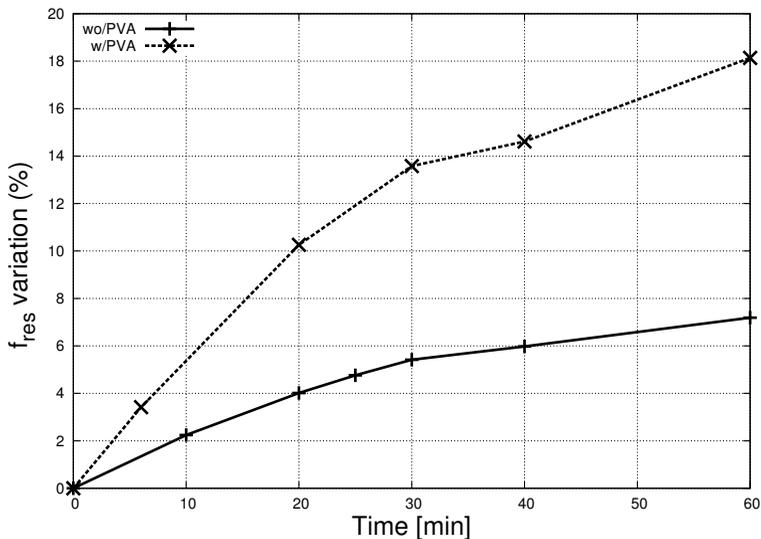


Figura 38: Variação percentual normalizada da frequência de ressonância da tag de papel vs tempo (com e sem revestimento de PVA).

Tabela 4: Resultados de medição dos sensores sem fio: variação da frequência de ressonância durante 1 h de experimento e sensibilidade à umidade relativa equivalente.

Tag	$\Delta f_{res}$ [MHz]	$\Delta f_{res}$ [%]	$S$ [MHz/%UR]
FR4 + PVA	25	2.5	0.6
Papel	77	7.2	1.9
Papel + PVA	175	18	4.4



## 5 CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS

Miniaturização é uma preocupação primária nos dias de hoje para sistemas biomédicos e de comunicações, devido às dimensões físicas ainda demasiadamente grandes para diversas faixas de frequências alocadas para estas aplicações. No contexto de IoT e sensoriamento ubíquo, há uma crescente demanda por antenas eletricamente pequenas que apresentem características razoáveis de radiação, dadas as limitações fundamentais existentes para essas estruturas. Antenas baseadas em metamateriais apresentam uma solução interessante para essas demandas, pois suas características peculiares, não encontradas usualmente na natureza, dão margem a toda uma nova gama de aplicações em eletromagnetismo, de forma a aumentar a eficiência das estruturas de uma maneira que não era possível com estruturas clássicas. Ainda neste âmbito, a criação de sistemas que monitoram as condições do ambiente e os transmitem sem fio e em tempo real é imprescindível. Sensores baseados em *tags* RFID passivas foram propostas, mas o preço do *chip* ainda restringe o desenvolvimento massivo desses sensores, e então soluções passivas e sem *chip* foram apresentadas de forma a superar essas limitações, provendo os artifícios necessários para a obtenção de uma solução de baixo custo. A sensibilidade reportada em sistemas utilizando metamateriais foi consideravelmente maior que em outros tipos de estruturas, outra vantagem dessa abordagem.

Com base nas exigências anteriores, algumas topologias de antenas foram projetadas, simuladas e implementadas. A primeira parte deste trabalho tratou de uma antena altamente miniaturizada baseada em conceitos de ressonância de ordem zero (ZOR). Alguns aspectos especiais dessa estrutura permitem que o comprimento físico da antena seja dependente apenas das características reativas de sua célula unitária e não mais do comprimento de onda, possibilitando assim que grandes níveis de miniaturização sejam atingidos. Como a diferença de fase do campo elétrico ao longo da estrutura é nula, essas antenas tendem a apresentar baixas perdas ôhmicas ao longo do *patch*, aumentando assim a eficiência de radiação, quando comparada a outras topologias com mesmo fator de miniaturização fundamentadas em outras técnicas. A antena apresentou dimensões de  $0,037\lambda_0 \times 0,046\lambda_0 \times 0,005\lambda_0$ , com eficiência de radiação de 15%, equivalente a um ganho de -6,35 dBi. Medições do ganho em espaço livre foram efetuadas, apresentando discrepâncias, devido à alta complexidade da realização desse tipo de medidas externamente a uma câmara anecoica.

Posteriormente no trabalho foram apresentadas algumas estruturas baseadas em um *loop* pequeno carregado com uma célula unitária de um me-

tamaterial, conhecido como SRR. Por ser uma estrutura idealmente não-magnética que apresenta um comportamento magnético para uma faixa de frequências de interesse, o SRR concentra as linhas de campo no núcleo do *loop*, aumentando assim a eficiência de radiação. Como a capacitância distribuída entre os anéis do SRR é apreciavelmente alta, isto ajuda a compensar a alta reatância indutiva intrínseca de antenas *loop*, facilitando assim o casamento de impedâncias. Além disso, por ser modelado como um circuito elétrico LC e, portanto, depender fortemente da permissividade elétrica relativa, o SRR responde fortemente quando um material químico interativo é inserido sobre ele, aumentando assim a sensibilidade da estrutura quando operada como sensor. Dois protótipos em substratos diferentes, FR4 e papel, foram fabricados. A implementação em papel viabiliza uma aplicação de custo consideravelmente baixo. A eficiência de radiação simulada mostra que a *tag* pode ser interrogada sem fio, e sua funcionalidade como sensor foi testada através de um revestimento de PVA em sua camada superior. O protótipo em FR4 apresentou uma sensibilidade de 0,6 MHz/%UR, e o protótipo em papel apresentou uma sensibilidade de 4,4 MHz/%UR. Foi demonstrado também que uma sensibilidade de 1,9 MHz/%UR pode ser atingida com a *tag* de papel sem PVA, explorando apenas características de porosidade inerentes ao papel.

Todas as topologias apresentadas se mostraram soluções pragmáticas para as necessidades dos sistemas de computação pervasiva. A antena ZOR para aplicações de catalogação e comunicação, e as *tags* baseadas em *loop* carregado com SRR como sensores passivos e sem fio de baixo custo. Ambos os diagramas de radiação são *quasi-omnidirecionais*, o que nos dá uma boa cobertura espacial. Pelo fato de tanto o FR4 quanto o papel serem substratos com altas perdas, o alcance das *tags* fica limitado para aplicações *indoor*. Na Tabela 5 temos uma comparação entre as antenas deste trabalho e algumas antenas encontradas na literatura. Em (BAEK; LIM, 2009), um ganho relativamente alto foi obtido, mas as dimensões relativas também são consideravelmente maiores. A antena implementada em (SUN *et al.*, 2012) e as *tags* em FR4 e papel apresentaram dimensões físicas muito próximas, no entanto, os ganhos obtidos com ambos os *loops* carregados com SRR foram mais altos. A antena ZOR apresentou ganho mais baixo que os anteriores, devido às suas dimensões físicas também consideravelmente menores. Em (HA *et al.*, 2011) obteve-se o maior fator de miniaturização, em compensação, seu ganho é extremamente baixo.

A sequência deste trabalho consiste na impressão através da tecnologia *inkjet*, já que obtivemos sucesso na validação dos parâmetros do substrato

---

de papel. Outro passo importante é dominar a técnica de impressão de materiais químicos interativos utilizando a impressora, de forma a garantir assim a repetibilidade do processo de fabricação. Desta forma, poderemos garantir também que estamos explorando da melhor forma possível as propriedades do material.

Tabela 5: Comparação entre antenas miniaturizadas.

	Antena ZOR	Tag FR4	Tag papel
$L \times W$	$0,037\lambda_0 \times 0,046\lambda_0$	$0,1\lambda_0 \times 0,1\lambda_0$	$0,108\lambda_0 \times 108\lambda_0$
Ganho [DBi]	-6,35	-1,89	-3,9
Frequência [GHz]	1	1	1
	(HA <i>et al.</i> , 2011)	(BAEK; LIM, 2009)	(SUN <i>et al.</i> , 2012)
$L \times W$	$0,021\lambda_0 \times 0,017\lambda_0$	$0,14\lambda_0 \times 0,23\lambda_0$	$0,096\lambda_0 \times 0,139\lambda_0$
Ganho [DBi]	-38	-0,28	-4,7
Frequência [GHz]	0,4	2,3	3,59

## REFERÊNCIAS

- AMENDOLA, S.; LODATO, R.; MANZARI, S.; OCCHIUZZI, C.; MARROCCO, G. Rfid technology for iot-based personal healthcare in smart spaces. **Internet of Things Journal, IEEE**, v. 1, n. 2, p. 144–152, April 2014. ISSN 2327-4662.
- AMIN, E.; SAHA, J.; KARMAKAR, N. Smart sensing materials for low-cost chipless rfid sensor. **Sensors Journal, IEEE**, v. 14, n. 7, p. 2198–2207, July 2014. ISSN 1530-437X.
- AMIN, E. M.; KARMAKAR, N. C.; WINTHER-JENSEN, B. Polyvinyl-alcohol (pva)-based rf humidity sensor in microwave frequency. **Progress In Electromagnetics Research B**, EMW Publishing, v. 54, p. 149–166, 2013.
- BAEK, S.; LIM, S. Miniaturised zeroth-order antenna on spiral slotted ground plane. **Electronics Letters**, v. 45, n. 20, p. 1012–1014, September 2009. ISSN 0013-5194.
- BALANIS, C. A. **Advanced engineering electromagnetics**. [S.l.]: Wiley New York, 1989.
- BALANIS, C. A. **Modern antenna handbook**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011.
- BALANIS, C. A. **Antenna theory: analysis and design**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012.
- BILOTTI, F.; TOSCANO, A.; VEGNI, L. Design of spiral and multiple splitting resonators for the realization of miniaturized metamaterial samples. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, v. 55, n. 8, p. 2258–2267, Aug 2007. ISSN 0018-926X.
- CALOZ, C.; ITOH, T. **Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2005.
- CHEN, C.-Y.; UN, I.-W.; TAI, N.-H.; YEN, T.-J. Asymmetric coupling between subradiant and superradiant plasmonic resonances and its enhanced sensing performance. **Optics express**, Optical Society of America, v. 17, n. 17, p. 15372–15380, 2009.

- CHEN, T.; LI, S.; SUN, H. Metamaterials application in sensing. **Sensors**, Molecular Diversity Preservation International, v. 12, n. 3, p. 2742–2765, 2012.
- CHU, L. J. Physical limitations of omni-directional antennas. **Journal of applied physics**, AIP Publishing, v. 19, n. 12, p. 1163–1175, 1948.
- COETZEE, L.; EKSTEEN, J. The internet of things - promise for the future? an introduction. In: **IST-Africa Conference Proceedings, 2011**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–9.
- COOK, B.; SHAMIM, A. Inkjet printing of novel wideband and high gain antennas on low-cost paper substrate. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, v. 60, n. 9, p. 4148–4156, Sept 2012. ISSN 0018-926X.
- DAS, R.; HARROP, P. **Printed and chipless RFID forecasts, technologies & players 2009–2019**. [S.l.]: IDTechEx, 2010.
- DONG, Y.; ITOH, T. Metamaterial-based antennas. **Proceedings of the IEEE**, v. 100, n. 7, p. 2271–2285, July 2012. ISSN 0018-9219.
- FEITOZA, R. S.; SOUSA, F. Rangel de. A highly miniaturized patch antenna based on zeroth-order resonance. In: **Microwave Optoelectronics Conference (IMOC), 2013 SBMO/IEEE MTT-S International**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–5.
- FLEISCH, E. What is the internet of things? an economic perspective. **Economics, Management, and Financial Markets**, n. 2, p. 125–157, 2010.
- HA, J.; KWON, K.; CHOI, J. Compact zeroth-order resonance antenna for implantable biomedical service applications. **Electronics Letters**, v. 47, n. 23, p. 1267–1269, November 2011. ISSN 0013-5194.
- KLAUS, F. Rfid handbook: Fundamentals and applications in contactless smart cards and identification. **Hardcover**, 2003.
- LAI, A.; ITOH, T.; CALOZ, C. Composite right/left-handed transmission line metamaterials. **Microwave Magazine, IEEE**, IEEE, v. 5, n. 3, p. 34–50, 2004.
- LAI, A.; LEONG, K.; ITOH, T. Infinite wavelength resonant antennas with monopolar radiation pattern based on periodic structures. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, v. 55, n. 3, p. 868–876, March 2007. ISSN 0018-926X.

- LEE, H.-J.; LEE, H.-S.; YOO, K.-H.; YOON, J.-G. Dna sensing using split-ring resonator alone at microwave regime. **Journal of Applied Physics**, AIP Publishing, v. 108, n. 1, p. 014908, 2010.
- LEE, T. H. **The design of CMOS radio-frequency integrated circuits**. [S.l.]: Cambridge university press, 2004.
- LUUKKONEN, O.; MASLOVSKI, S. I.; TRETYAKOV, S. A stepwise nicolson 2013;ross 2013;weir-based material parameter extraction method. **Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE**, v. 10, p. 1295–1298, 2011. ISSN 1536-1225.
- MANZARI, S.; OCCHIUZZI, C.; NAWALE, S.; CATINI, A.; NATALE, C. D.; MARROCCO, G. Polymer-doped uhf rfid tag for wireless-sensing of humidity. In: **RFID (RFID), 2012 IEEE International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 124–129.
- MCLEAN, J. A re-examination of the fundamental limits on the radiation q of electrically small antennas. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, v. 44, n. 5, p. 672–, May 1996. ISSN 0018-926X.
- MOHAN, S.; HERSHENSON, M. del M.; BOYD, S.; LEE, T. Simple accurate expressions for planar spiral inductances. **Solid-State Circuits, IEEE Journal of**, v. 34, n. 10, p. 1419–1424, Oct 1999. ISSN 0018-9200.
- NICOLSON, A.; ROSS, G. Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain techniques. **Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on**, v. 19, n. 4, p. 377–382, Nov 1970. ISSN 0018-9456.
- PANG, Z.; CHEN, Q.; ZHENG, L.; DUBROVA, E. An in-home medication management solution based on intelligent packaging and ubiquitous sensing. In: **Advanced Communication Technology (ICACT), 2013 15th International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 545–550. ISSN 1738-9445.
- PRERADOVIC, S. Advanced radio frequency identification design and applications. InTech, 2011.
- PUENTES, M.; WEISS, C.; SCHUSSLER, M.; JAKOBY, R. Sensor array based on split ring resonators for analysis of organic tissues. In: **Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–1. ISSN 0149-645X.

- PURSULA, P.; HIRVONEN, M.; JAAKKOLA, K.; VARPULA, T. Antenna effective aperture measurement with backscattering modulation. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, v. 55, n. 10, p. 2836–2843, Oct 2007. ISSN 0018-926X.
- ROCHA P.H.V E SILVA, L. **Relatório "Estimativa do ganho de antenas desconhecidas e miniaturizadas (A-GPS e patch) pelo método da comparação com antenas de referência"**. [S.l.]: Universidade Federal de Campina Grande, 2014.
- SADIKU, M. N. **Elements of electromagnetics**. [S.l.]: Oxford university press, 2007.
- SCHUELER, M.; MANDEL, C.; PUENTES, M.; JAKOBY, R. Metamaterial inspired microwave sensors. **Microwave Magazine, IEEE**, v. 13, n. 2, p. 57–68, March 2012. ISSN 1527-3342.
- SKRIVERVIK, A.; ZURCHER, J.-F.; STAUB, O.; MOSIG, J. Pcs antenna design: the challenge of miniaturization. **Antennas and Propagation Magazine, IEEE**, v. 43, n. 4, p. 12–27, Aug 2001. ISSN 1045-9243.
- SMITH, D.; SCHULTZ, S.; MARKOŠ, P.; SOUKOULIS, C. Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients. **Physical Review B, APS**, v. 65, n. 19, p. 195104, 2002.
- SUGANUMA, K. **Introduction to printed electronics**. [S.l.]: Springer, 2014.
- SUN, X.; ZHANG, J.; CHEUNG, S.; YUK, T. A small patch antenna using a single crlh tl unit cell. In: **Radio and Wireless Symposium (RWS), 2012 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 299–302. ISSN 2164-2958.
- TEDJINI, S.; KARMAKAR, N.; PERRET, E.; VENA, A.; KOSWATTA, R.; E-AZIM, R. Hold the chips: Chipless technology, an alternative technique for rfid. **Microwave Magazine, IEEE**, v. 14, n. 5, p. 56–65, July 2013. ISSN 1527-3342.
- VESELAGO, V. G. The electrodynamic of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ . **Physics-Uspeski**, Turpion Ltd, v. 10, n. 4, p. 509–514, 1968.

- VIRTANEN, J. Development of sensor integrated and inkjet-printed tag antennas for passive uhf rfid systems. **Tampereen teknillinen yliopisto. Julkaisu-Tampere University of Technology. Publication; 1098**, 2012.
- VIRTANEN, J.; UKKONEN, L.; BJORNINEN, T.; ELSHERBENI, A.; SYDANHEIMO, L. Inkjet-printed humidity sensor for passive uhf rfid systems. **Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on**, v. 60, n. 8, p. 2768–2777, Aug 2011. ISSN 0018-9456.
- VOLAKIS, J. L.; CHEN, C.-C.; FUJIMOTO, K. **Small antennas: miniaturization techniques & applications**. [S.l.]: McGraw-Hill New York, NY, 2010.
- WADELL, B. C. **Transmission line design handbook**. [S.l.]: Artech House, 1991.
- WANG, L.; YUAN, M. Q.; LIU, Q. H. A dual-band printed electrically small antenna covered by two capacitive split-ring resonators. **Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE**, v. 10, p. 824–826, 2011. ISSN 1536-1225.
- WARREN, L. S.; GARY, A. T. Antenna theory and design. **2nd. Edition, New York, ISBN 0-471-02590-9**, 1998.
- WEIR, W. B. Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies. **Proceedings of the IEEE**, v. 62, n. 1, p. 33–36, Jan 1974. ISSN 0018-9219.
- WEISER, M. The computer for the 21st century. **Scientific american**, Nature Publishing Group, v. 265, n. 3, p. 94–104, 1991.
- WHEELER, H. Fundamental limitations of small antennas. **Proceedings of the IRE**, v. 35, n. 12, p. 1479–1484, Dec 1947. ISSN 0096-8390.
- YANG, L.; RIDA, A.; TENTZERIS, M. M. Design and development of radio frequency identification (rfid) and rfid-enabled sensors on flexible low cost substrates. **Synthesis Lectures on RF/Microwaves**, Morgan & Claypool Publishers, v. 1, n. 1, p. 1–89, 2009.
- ZIOLKOWSKI, R.; KIPPLE, A. Application of double negative materials to increase the power radiated by electrically small antennas. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, v. 51, n. 10, p. 2626–2640, Oct 2003. ISSN 0018-926X.