



Universidade Federal de Campina Grande  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**Raquel Aline Araújo Rodrigues**

**Etiquetas RFID sem Chip Baseadas em Ressonadores de  
Microfita e em Seções de Linhas de Transmissão em  
“C”**

Campina Grande - PB.  
Outubro, 2015

Raquel Aline Araújo Rodrigues

# **Etiquetas RFID sem Chip Baseadas em Ressonadores de Microfita e em Seções de Linhas e Transmissão em “C”**

*Tese de Doutorado apresentada à Coordenadoria do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.*

## **ORIENTADORES**

Prof. Dr. Francisco Marcos de Assis

Prof. Dr. Edmar Candeia Gurjão

Campina Grande - PB.  
Outubro, 2015.

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

R696e

Rodrigues, Raquel Aline Araújo.

Etiquetas RFID sem chip baseadas em ressoadores de microfita e em seções de linhas e transmissão dispersivas em "C" / Raquel Aline Araújo Rodrigues. – Campina Grande, 2015.

147 f. : il. color.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática.

"Orientação: Prof. Dr. Francisco Marcos de Assis, Prof. Dr. Edmar Candeia Gurjão".

Referências.

1. Etiquetas RFID sem Chip.
  2. Ressonadores de Microfita.
  3. Multicamadas de Seções em "C".
  4. Atraso de Grupo.
  5. Substratos Flexíveis.
- I. Assis, Francisco Marcos de. II. Gurjão, Edmar Candeia. III. Título.

CDU 621.396(043)

**"ETIQUETAS RFID SEM CHIP BASEADAS EM RESSOADORES DE MICROFITA E EM SEÇÕES DE LINHAS DE TRANSMISSÃO EM C"**

**RAQUEL ALINE ARAÚJO RODRIGUES**

**TESE APROVADA EM 29/10/2015**

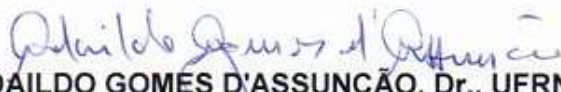


**FRANCISCO MARCOS DE ASSIS, Dr., UFCG**  
Orientador(a)



**EDMAR CANDEIA GURJÃO, D.Sc., UFCG**  
Orientador(a)

**RUBENS VIANA RAMOS, Ph.D., UFC**  
Examinador (este ausente, enviando parecer por escrito)



**ADAILDO GOMES D'ASSUNÇÃO, Dr., UFRN**  
Examinador(a)



**WASHINGTON LUIZ ARAÚJO NEVES, Ph.D., UFCG**  
Examinador(a)



**ALEXANDRE JEAN RENÉ SERRES, Dr., UFCG**  
Examinador(a)

**CAMPINA GRANDE - PB**

*À Deus, por ser minha Paz, Luz, Força e Refúgio.  
À minha mãe, Lúcia de Fátima Araújo e à minha avó,  
Josefa de Castro Araújo, por revestirem a minha vida de  
amor, carinho e dedicação, me incentivando e auxiliando  
sempre.  
A todos os meus familiares, amigos e professores que  
sempre contribuíram com amor, alegria e motivação.  
**Dedico este modesto e despretensioso trabalho,  
fruto de um carinhoso estímulo.***

## AGRADECIMENTOS

Em especial, à Deus, por iluminar os meus caminhos, concedendo-me saúde, força e coragem, para que eu pudesse realizar este trabalho, atravessando as barreiras impostas pelo cotidiano.

À minha mãe, Lúcia de Fátima Araújo e à minha avó, Josefa de Castro Araújo, que não mediram esforços por minha educação, contribuindo sempre com muito amor e carinho.

Aos meus familiares que sempre foram meus grandes incentivadores e junto com meus amigos, meu maior patrimônio.

Aos estimados professores, Edmar Candeia Gurjão, Francisco Marcos de Assis, Smail Tedjini, Etienne Perret e Rômulo R. Maranhão do Valle que me apoiaram, orientaram e contribuíram para a minha formação acadêmica, profissional e pessoal e pela imensa paciência.

Aos meus amigos e colegas Paulo Ixtânio, Edvaldo Pires, Jobson Araújo, Vinícius Magno, Elloá Guedes, Marcus Vinícius, Edmar Nascimento, Raúl Guzmán, Àngel Ramos, David Hotte, Tsiotaha, Duy Nguyen, Valentina Palazzi, Khadija, Igiiso Zafeiratou e Athanasios Papadimitriou pela valiosa ajuda e amizade.

Aos funcionários da UFCG, Adail, Ângela, Pedro, Lucimar e Andrea e aos funcionários do Esisar- INP, Florence Galli, Jennyfer Duberville, Carole Seyvet e Cedric Carlotti pelo apoio recebido.

À CAPES, CNPQ e o laboratório LCIS/Grenoble-INP, que proporcionaram o suporte financeiro para viabilizar a realização desta pesquisa.

Enfim, a todos que contribuíram para a realização deste trabalho.

“Quem procura ter sabedoria ama a sua vida, e quem age com inteligência encontra a felicidade”.

(Prov. 19:8)

## RESUMO

Etiquetas RFID sem chip estão sendo introduzidas como uma solução confiável e de baixo custo para implementação de sistemas de identificação, uma vez que o custo de um sistema RFID depende basicamente do circuito integrado que compõe a etiqueta. Assim, os principais desafios são como codificar dados sem a presença do chip, e como aumentar a quantidade de bits escritos na etiqueta. Atualmente, a técnica de codificação de informação mais popular é baseada na geração de uma assinatura no espectro do sinal retroespalhado, e para isso são utilizadas estruturas ressonantes que trabalham como filtros rejeita-faixa, projetados para ressoar em determinadas frequências. Neste trabalho, uma análise paramétrica de projetos de ressoadores, em especial de ressoadores em espiral, foi realizada com o objetivo de conceber etiquetas RFID sem chip no domínio da frequência para aplicações em identificação e em sensoriamento utilizando substratos flexíveis. Utilizando um software de simulação eletromagnética e medições em laboratório, a partir dos parâmetros de espalhamento, o desempenho dos ressoadores de microfita propostos foram analisados. Com o intuito de melhorar a capacidade de codificação das etiquetas RFID sem chip baseadas em ressoadores em espiral, foi comprovada através de resultados simulados de seção reta radar (RCS) e campo elétrico, a possibilidade de utilização simultânea das polarizações vertical e horizontal na escrita de dados. Com a finalidade de também aumentar a capacidade de etiquetas RFID sem chip no domínio do tempo, uma análise paramétrica de seções dobradas de linhas de transmissão dispersivas em “C” foi realizada através de simulações. Os resultados obtidos confirmaram a viabilidade da utilização deste conceito de multicamadas de seções em “C” na técnica de codificação baseada em atraso de grupo. Verificou-se que essa técnica proporciona uma quantidade significativa de atraso de grupo e picos de atraso de grupo de banda estreita, o que possibilita uma maior codificação de dados. Logo, a técnica com estrutura de multicamadas dobradas de seções em “C” foi utilizada no projeto de etiquetas RFID sem chip em substratos flexíveis. O estudo de alguns tipos de substratos, bem como simulações de diversas configurações de etiquetas sem chip e medições com protótipos fabricados em dois tipos de substratos flexíveis foram realizados. Comprovou-se que o pico de atraso de grupo pode ser variado, alterando-se o comprimento e a largura das seções em “C” e que os resultados obtidos confirmam mais uma vez a possibilidade da utilização dessa técnica. Compacidade devido à técnica de dobragem e a robustez devido à codificação no domínio do tempo são as maiores vantagens dessa solução sem chip apresentada.

Palavras-chave: Etiquetas RFID sem Chip, Ressoadores de Microfita, Multicamadas de Seções em “C”, Atraso de Grupo, Substratos Flexíveis.



## ABSTRACT

Chipless RFID tags have been introduced as a reliable and low cost solution for implementation of identification systems, since the cost of an RFID system basically depends on the integrated circuit in the tag. Thus, the main challenges are how to codify data without the presence of a chip and how to increase the quantity of bits written in a tag. Currently, the most popular information encoding technique is based on the generation of a particular signature in the spectrum of the backscattered signal, what is obtained by using resonant structures working as a band rejection filters, designed to resonate at defined frequencies. In this work, a parametric analysis resonator designs, especially spiral resonators, was performed in order to design chipless RFID tags in frequency domain for applications in identification and sensing by using flexible substrates. Using an electromagnetic simulation software and laboratory measurements, from scattering parameters, the performance of the proposed microstrip resonators were analyzed. In order to improve the coding capacity of chipless RFID tags based on resonators spiral, it was proven through simulated results of radar cross section (RCS) and electric field, the possibility of simultaneous use of vertical and horizontal polarizations in writing data. In order to also increase the capacity of chipless RFID tags in time domain, a parametric analysis of dispersive coupled transmission line folded C-sections was conducted by simulation. The results confirmed the feasibility of the utilization of this concept with multi-layer C-sections in encoding technique based on group delay. It has been found that this technique provides a significant amount of group delay and narrow band group delay peaks, allowing a greater coding data. Therefore, the technique with folded multi-layer structure of C-sections was used in the design of chipless RFID tags on flexible substrates. The study of a couple of types of substrates, simulations of several chipless tags configurations and measurements with prototypes made on two types of flexible substrates were performed. It has been shown that the peak group delay can be varied by changing the length and width of C-sections and the results confirm once again the possibility of utilization of this technique. Compactness due to the folding technique and robustness due to the coding in time domain are the major advantages of this presented chipless solution.

Keywords: Chipless RFID Tags, Microstrip Resonators, Multi-layer C-sections, Group Delay, Flexible Substrates.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1- Esquema simplificado de sinalização por retroespalhamento.....	29
Figura 2.2- Sistema de comunicação por retroespalhamento ou <i>backscatter</i> utilizando um transistor como chave.....	30
Figura 2.3- Ambientes realistas criam muitas ondas refletidas, além das ondas a partir da etiqueta procurada .....	30
Figura 2.4- Sistema básico de rádio por retroespalhamento.....	31
Figura 2.5- Esquema de um sistema RFID .....	33
Figura 2.6- Etiqueta baseada na tecnologia de ondas acústicas de superfície.....	39
Figura 2.7- Etiqueta sem chip com antena <i>patch</i> e linha de atraso .....	39
Figura 2.8- Etiqueta RFID sem chip de 11 bits com dipolos sintonizados capacitivamente.....	41
Figura 2.9- Etiqueta RFID sem chip de 5 bits com curvas Peano e Hilbert e a assinatura espectral baseada na seção reta radar da etiqueta.....	42
Figura 2.10- a) Resultados simulados dos parâmetros S do circuito multirressoador para a etiqueta RFID sem chip de 6 bits, b) Foto do protótipo da etiqueta RFID sem chip.....	43
Figura 2.11- a) Árvore de Pitágoras fabricada com Taconic TLX-0, b) Parâmetros S11 medidos do transponder RFID sem chip.....	44
Figura 2.12- a) Foto da etiqueta RFID sem chip UWB de 35 bits com dimensões no laminado Taconic TLX-0, b) Perda de inserção medida do multirressoador de 35 bits da etiqueta RFID sem chip .....	45
Figura 2.13- Medidas de etiquetas RFID sem chip com diferentes assinaturas espectrais: perda de inserção e fase de transmissão.....	45
Figura 2.14- a) Etiqueta RFID sem chip consistindo de 3 SLMPAs com $L_1=44\text{mm}$ , $L_2=41\text{ mm}$ e $L_3=38\text{ mm}$ e espaçamento= 1mm, b) Valores medidos e simulados da fase relativa RCS monoestática da etiqueta .....	47
Figura 2.15- Estrutura da etiqueta "C": a) Diagrama esquemático e b) Foto da etiqueta "C" confeccionada no substrato FR4.....	47
Figura 2.16- Ilustração da ligação que existe entre as frequências de ressonância e a geometria em "C" da etiqueta: a) Amplitude do sinal retroespalhado versus a frequência, o sinal é normalizado com o sinal incidente; b) Densidade de corrente na etiqueta em 2,1 GHz; c) Densidade de corrente na etiqueta em 2,55 GHz e d) Densidade de corrente na etiqueta em 4,4 GHz .....	48
Figura 2.17- a) Diagrama esquemático da estrutura periódica 1D com um defeito	

estrutural na posição central (em preto), b) Imagem da metade da estrutura.....	49
Figura 2.18- Princípio de utilização do grupo de atraso nas etiquetas sem chip: a) estrutura da etiqueta proposta, b) curva do atraso de grupo no domínio da frequência, c) tempo de atraso correspondente.....	50
Figura 2.19- Estrutura da etiqueta proposta com diferentes parâmetros: $L_1= 58$ mm, $L_2= 48$ mm, $W_{tag}= 102$ mm, $R= 13$ mm, $\epsilon_r = 4,3$ , $\tan \delta= 0,025$ .....	51
Figura 2.20- Resultados da simulação comparados com os resultados de medição para as quatro combinações de bits no domínio da frequência. Resposta do grupo de atraso correspondente ao código: a) 00 e 11, b) 01 e 10.....	51
Figura 2.21- (a) Único ressoador; (b) etiquetas sem chip produzidas de 20 bits: a etiqueta 1 de referência contém o código máximo (todos "1"), a etiqueta 2 contém os ressoadores 2, 11 e 19 preenchidos correspondendo a "0", a etiqueta 3 com os ressoadores 1 e 4 preenchidos.....	52
Figura 2.22- Resposta  RCS  simulada no CST <i>Microwave Studio</i> . A etiqueta 1 tem todos os ressoadores definidos em "1", enquanto as etiquetas 2 e 3 têm alguns "0", devido ao preenchimento de fendas específicas .....	52
Figura 2.23- Princípio de funcionamento da etiqueta RFID sem chip e com fendas proposta.....	54
Figura 2.24- <i>Patch</i> com quatro fendas: (a) P1, (b) P2 e (c) Resultados da Simulação.....	54
Figura 2.25 - Vista da etiqueta aplicada em um recipiente de 10 mm de espessura.....	55
Figura 2.26- Modelo com 2 portas do sistema RFID sem chip baseado em medição remota de impedância complexa .....	58
Figura 2.27- Vista das etiquetas sem chip: a) Etiqueta 3, b) Etiqueta 4, c) Etiqueta 5.....	59
Figura 2.28- Medições realizadas com as etiquetas 1, 4 e 5.....	60
Figura 2.29- (a) Etiqueta RFID sem chip com células unitárias, (b) Diferença de fase entre os coeficientes de reflexão para ondas planas incidentes TE e TM no caso de um valor fixo $T_x= 7,5$ mm e a variável $T_y= 10,5$ mm, 11mm e 12,5mm.....	61
Figura 3.1- Diagrama de blocos do sistema de RFID sem chip.....	65
Figura 3.2- Geometrias de três tipos de ressoadores: (a) ressoador de circuito aberto, (b) ressoador hairpin miniaturizado, (c) ressoador em espiral.....	67
Figura 3.3- Projetos de dois filtros de microfita: (a) filtro rejeita-faixa com ressoadores de circuito aberto, (b) Filtro rejeita-faixa com ressoadores em espiral .....	68
Figura 3.4- Coeficientes de transmissão e recepção simulados do circuito equivalente em comparação com os valores da simulação de onda completa-IE3D dos filtros: (a) com ressoadores de circuito aberto, (b) com ressoadores em	

espiral .....	69
Figura 3.5- Projeto de um ressoador em espiral acoplado a uma linha de transmissão.....	71
Figura 3.6- Distribuição de pico de corrente de superfície obtida com o CST <i>Microwave Studio</i> : (a) na frequência de ressonância, (b) em uma frequência não-ressonante.....	72
Figura 3.7- Esquemático do ressoador em espiral: (a) esquema ilustrado e (b) circuito equivalente.....	72
Figura 3.8- Projeto no CST MWS de um ressoador em espiral acoplado à linha de microfita em um substrato dielétrico. O circuito é excitado por portas de guia de onda.....	75
Figura 3.9- Ressoador em espiral com duas espiras, acoplado à linha de microfita e construído com o software CST <i>Microwave Studio</i> .....	75
Figura 3.10- Parâmetros S do ressoador em espiral com curto-circuito entre a primeira e a segunda espira do ressoador: a) Coeficientes de reflexão S11 e de transmissão S21, b) Resposta em fase dos parâmetros S.....	76
Figura 3.11- Ressoador em espiral com duas espiras e largura duplicada em relação ao ressoador da Figura 3.9, simulado com o CST MWS.....	77
Figura 3.12 - Parâmetros S do ressoador em espiral com largura duplicada em relação ao ressoador da Figura 3.9, simulado com o CST MWS: a) Coeficientes de reflexão S11 e de transmissão S21, b) Resposta em fase dos parâmetros S ....	77
Figura 3.13- Ressoador em espiral com duas espiras e maior separação entre a espiral e a linha de microfita (2mm) em relação ao ressoador da Figura 3.9, simulado com o CST MWS.....	79
Figura 3.14- Parâmetros S do ressoador em espiral com maior separação entre a espiral e a linha de microfita (2mm) em relação ao ressoador da Figura 3.9, simulado com o CST MWS: a) Coeficientes de reflexão S11 e de transmissão S21, b) Resposta em fase dos parâmetros S.....	79
Figura 3.15- Ressoador em espiral com uma espira e maior separação entre a espiral e a linha de microfita (2mm) em relação ao ressoador da Figura 3.9, simulado com o CST MWS.....	80
Figura 3.16- Parâmetros S do ressoador em espiral com apenas espira e maior separação entre a espiral e a linha de microfita (2mm) em relação ao ressoador da Figura 3.9, simulado com o CST MWS: a) Coeficientes de reflexão S11 e de transmissão S21, b) Resposta em fase dos parâmetros S.....	80
Figura 3.17- Diagrama de blocos do sistema de RFID sem chip proposto para o projeto de doutorado.....	83
Figura 3.18- Projeto no CST <i>Microwave Studio</i> de uma Etiqueta RFID sem chip no substrato Taconic TLX-0 ( $\epsilon_r= 2,45$ , $h=0,787\text{mm}$ , $\tan \delta= 0,0019$ ).....	85

Figura 3.19- Conjunto de antenas monopolo circular UWB de microfita no substrato Taconic TLX-0 ( $\epsilon_r=2,45$ , $h= 0,787$ mm, $\tan \delta= 0,0019$ ).....	86
Figura 3.20- Diagramas simulados de irradiação <i>co-polar</i> e <i>cross-polar</i> de um monopolo UWB em: (a) 2GHz, (b) 2,5GHz .....	87
Figura 3.21- Intensidade do campo elétrico da onda plana no domínio do tempo...	88
Figura 3.22- Disposição das sondas na região de campo distante da fonte de onda eletromagnética para medição de campo elétrico.....	88
Figura 3.23- Medição de magnitudes de campo elétrico por quatro sondas quando o conjunto de antenas é excitado por: (a) onda EM horizontalmente polarizada, (b) onda EM verticalmente polarizada.....	89
Figura 3.24- Respostas de fase do campo elétrico medido por quatro sondas quando o conjunto de antenas é excitado por: (a) onda EM horizontalmente polarizada, (b) onda EM verticalmente polarizada.....	89
Figura 3.25- Valores de seção reta radar (RCS) em 3D e 2D obtidos com o CST <i>Microwave Studio</i> para as situações em que o conjunto de antenas é excitado por: (a) onda EM horizontalmente polarizada, (b) onda EM verticalmente polarizada.....	91
Figura 3.26- Disposição das sondas na região de campo distante da fonte EM de onda plana para medição de campo elétrico da etiqueta RFID sem chip.....	92
Figura 3.27- (a) Medição de magnitudes de campo elétrico por quatro sondas quando a etiqueta RFID sem chip é excitada por uma onda EM horizontalmente polarizada, (b) Resposta de fase do campo elétrico.....	92
Figura 3.28- Valores de seção reta radar (RCS) em 3D e 2D obtidos com o CST <i>Microwave Studio</i> para as situações em que a etiqueta RFID sem chip é excitada por onda EM horizontalmente polarizada.....	93
Figura 3.29- <i>Stub</i> de circuito aberto e de um quarto de onda, que se comporta como um circuito ressonante série: (a) versão tradicional e (b) versão dobrada....	96
Figura 3.30- Ressorador quasi-lumped: (a) layout do circuito e (b) circuito equivalente.....	96
Figura 3.31- Resultados do stub de circuito aberto e de um quarto de onda: (a) resposta dos parâmetros S, na frequência de ressonância, o ressoador apresenta uma atenuação de 27 dB e (b) distribuição da corrente de superfície na frequência de ressonância $f_0= 2,45$ GHz.....	98
Figura 3.32- Resultados do ressoador quasi-lumped: (a) resposta dos parâmetros S, na frequência de ressonância, o ressoador apresenta uma atenuação de 38 dB e (b) distribuição da corrente de superfície na frequência de ressonância $f_0= 2,4$ GHz.....	99
Figura 3.33- Ressonadores em espiral acoplados à uma linha de transmissão projetados em um substrato flexível PET no CST <i>Microwave Studio</i> : (a) com duas	

espiras, (b) com três espiras.....	99
Figura 3.34- Respostas dos coeficientes de reflexão e transmissão S11 e S21 para os ressoadores em espiral acoplados à uma linha de transmissão projetados em um substrato flexível PET com duas e três espiras.....	100
Figura 3.35- Respostas dos coeficientes de reflexão e transmissão S11 e S21 para o ressoador em espiral com três espiras e diferentes distâncias entre a espiral e a linha de microfita (gaps): 0,05, 0,1 e 0,15 mm.....	101
Figura 3.36- Respostas dos parâmetros S para o ressoador em espiral com três espiras e valores diferentes de comprimento da espiral: L= 15mm, 16,5mm e 18 mm.....	101
Figura 3.37- Protótipo do ressoador stub e circuito aberto e um quarto de onda em um substrato flexível: (a) antes e (b) depois de ser quebrado.....	102
Figura 3.38- Comparação entre os resultados medidos do coeficiente de transmissão do ressoador stub: (a) antes e (b) depois de ser rachado.....	103
Figura 4.1- Componente linear.....	106
Figura 4.2- Estrutura de uma linha de transmissão de microfita.....	107
Figura 4.3- Parâmetros S simulados e atraso produzido por uma linha de transmissão linear: a) parâmetros S, b) atraso de grupo correspondente para uma linha de impedância 50 $\Omega$ (em 1,8 GHz). O atraso teórico pela equação (4.9) é 1,02 ns. $L_{Total}$ = 19 cm, $W$ = 1,7 mm, $\epsilon_r$ = 3,55, $\tan\delta$ = 0,0027 e $h$ = 0,8 mm.....	110
Figura 4.4- Estrutura de uma seção de linha de transmissão em “C” com parâmetros de projeto: comprimento da estrutura $l$ , largura da linha $w$ e distância interna entre os condutores em forma de “C” $g$ .....	111
Figura 4.5- Comparação entre o atraso produzido por linhas de transmissão linear e em meandro e produzido por uma seção em “C” para uma impedância de linha de 50 $\Omega$ , na frequência de 1,8 GHz.....	112
Figura 4.6- Um típico acoplador direccional de onda de sentido contrário ( <i>backward wave directional coupler</i> ).....	113
Figura 4.7- Várias configurações de linha de transmissão em “C” dobradas propostas por Settaluri et al. (1999a) e Settaluri et al. (1999b): (a) Um grupo de seções em “C” em cascata dobradas. (b) Dois grupos de seções em “C” em cascata dobradas.....	115
Figura 4.8- Projeto de seções em “C”: (a) A estrutura de seções em “C” antes de dobrar, a qual explica o modo de como são realizadas as dobras, onde cada local de dobra está marcado em verde e onde são mostrados diferentes parâmetros de projeto, (b) multicamadas de seções em “C” dobradas e projetadas no CST MWS.....	116
Figura 4.9- Gráficos onde se explica a técnica de codificação: a) Picos de atraso de grupo ( $gd$ , em inglês, group delay) produzidos por diferentes larguras ( $w_i$ ) de	

seção em “C”, onde $i=1, 2, 3, 4$ ; b) Picos de atraso de grupo ( $gd$ ) produzidos por diferentes comprimentos ( $l_i$ ) de seção em “C”.....	116
Figura 4.10- Estrutura simulada do projeto de multicamadas dobradas: a) vista frontal com substratos de topo e de base e portas de guia de onda no CST, b) vista em corte transversal da estrutura dobrada, sem os substratos de topo e de base.....	118
Figura 4.11- Projeto no CST de multicamadas de dois grupos de seções em “C” dobradas. A estrutura tem uma dimensão de 15,6 x 20,8 mm.....	119
Figura 4.12- Resultados de atraso de grupo para uma estrutura multicamadas de seções em “C” dobradas: (a) para uma permissividade elétrica $\epsilon_r=3,25$ , (b) permissividade elétrica $\epsilon_r= 3,4$ .....	120
Figura 4.13- Resultados de atraso de grupo de uma estrutura multicamadas de seções em “C” dobradas para diferentes valores de comprimento ( $l$ ) das seções em “C”.....	122
Figura 4.14- Resultados de atraso de grupo de uma estrutura multicamadas de seções em “C” dobradas para diferentes valores de largura ( $w$ ) das seções em “C”.....	123
Figura 4.15- Resultados de atraso de grupo de uma estrutura multicamadas de seções em “C” dobradas para diferentes valores de largura ( $w$ ) e de comprimento ( $l$ ) das seções em “C”: (a) comprimento $l=13,6\text{mm}$ , largura $w= 0,7 \text{ mm}$ ; (b) comprimento $l=11,6\text{mm}$ , largura $w= 0,9 \text{ mm}$ .....	123
Figura 4.16- Resultados de atraso de grupo e de distribuição de campo elétrico de uma estrutura multicamadas de seções em “C” dobradas: (a) resposta de atraso de grupo (b) distribuição de campo elétrico para a frequência referente ao máximo valor de pico de atraso de grupo e (c) para a frequência referente ao mínimo valor de pico de atraso de grupo.....	124
Figura 4.17- Projeto de uma etiqueta RFID sem chip com um grupo de seções em “C”.....	126
Figura 4.18- Princípio de utilização de atraso de grupo, utilizando um único grupo de seções em “C” com comprimento $l$ - a) resposta de atraso de grupo da etiqueta no domínio da frequência, b) representação do atraso grupo no domínio do tempo.....	127
Figura 4.19- Etiqueta RFID sem chip com um grupo de seções em “C” dobradas, sondas e onda plana no CST <i>Microwave Studio</i> .....	128
Figura 4.20- Resposta de atraso de grupo para uma etiqueta RFID sem chip com apenas um grupo de seções em “C” dobradas.....	129
Figura 4.21- Etiqueta RFID sem chip baseada em seções em “C” dobradas: (a) estrutura simulada no CST <i>Microwave Studio</i> , (b) <i>layout</i> da etiqueta RFID sem chip antes de dobrar as seções em “C”.....	130
Figura 4.22- Respostas de atraso de grupo para etiquetas RFID sem chip com apenas um grupo de seções em “C” dobradas e projetadas com alguns tipos de	

substrato flexíveis. Os parâmetros do projeto permissividade elétrica ( $\epsilon_r$ ), tangente de perdas ( $\tan\delta$ ), distância interna entre os condutores em forma de “C” ( $g$ ), largura das linhas em “C” ( $w$ ), comprimento das seções em “C” ( $l$ ) e espessura do substrato ( $h$ ) são fornecidos para cada tipo de filme de poliéster.....	131
Figura 4.23- Protótipos de etiquetas RFID sem chip com um grupo de seções em “C” dobradas e construídos com os substratos Kapton HN200 e Ultralam 3850 Rogers.....	133
Figura 4.24- Medições com as etiquetas RFID sem chip com um grupo de seções em “C” em substratos flexíveis: (a) setup de medição no domínio de tempo, (b) etiqueta RFID sem chip colocada em um suporte plástico e com uma parede de espuma absorvedora por trás.....	135
Figura 4.25- Resposta de atraso de grupo obtida do ambiente de setup de medição.....	136
Figura 4.26- Resposta de atraso de grupo de uma etiqueta RFID sem chip com um único grupo de seções em “C” dobradas e construída com o substrato Ultralam 3850 Rogers ( $l= 10,6\text{mm}$ , e $w= 0,7\text{mm}$ ): resultados simulado e medido...	137
Figura 4.27- Resposta de atraso de grupo de etiquetas RFID sem chip com um único grupo de seções em “C” dobradas e construídas com o substrato Kapton HN200: resultados simulados e medidos.....	138
Figura 4.28- Resposta de atraso de grupo de etiquetas RFID sem chip com um único grupo de seções em “C” dobradas e construídas com o substrato Kapton HN200 ( $l=9,6\text{ mm}$ , $w= 1,0\text{ mm}$ and $l=11,6\text{ mm}$ , $w=1,2\text{ mm}$ ): (a) resultados simulados e (b) resultados medidos.....	139



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CST MWS - CST *Microwave Studio* ®

EIRP- *Effective Isotropic Radiated Power*

EM- Eletromagnética

ETSI- *European Telecommunications Standard Institute*

FCC- *Federal Communications Commission*

HTS- *High Temperature Superconductors*

IDT- *Inter Digital Transducer*

IEEE - *Institute of Electrical and Electronic Engineers*

INP- *Institut Nationale Polytechnique de Grenoble*

ISM- *Industrial, Scientific and Medical*

LCIS- *Laboratoire de Conception et d'Intégration des Systèmes*

LTCC- *Low Temperature Co-fired Ceramic*

MARS- *Monash Microwave, Antennas, RFID and Sensors Laboratories*

PBG- *Photonic Band Gap*

PC- *Photonic Crystal*

PET- *Poly Ethylene Terephthalate*

RCS- *Radar Cross Section*

RFID- *Radio Frequency Identification*

R<sub>x</sub>- Receptor

SAW- *Surface Acoustic Waves*

SLMPA- *Stub Loaded Microstrip Patch Antenna*

TDR- *Time Domain Reflectometry*

TE- Transversal Elétrica

TM- Transversal Magnética

T<sub>x</sub>- Transmissor

UWB- *Ultra Wideband*

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\lambda$  - Comprimento de onda

$\lambda_g$  - Comprimento de onda guiada

$k$  - Coeficiente de acoplamento

$\sigma$  - Seção reta radar

$\omega$  - Frequência angular

$f_r$  - Frequência de ressonância

$\Delta t$  - Atraso produzido por cada seção C em etiqueta RFID sem chip

S11- Coeficiente de reflexão de entrada

S21- Coeficiente de transmissão

$\epsilon_r$  - Permissividade relativa

$\epsilon_{\text{reff}}$  - Permissividade Dielétrica Efetiva

$h$  - Altura do substrato

$w$  - Largura da linha de transmissão

$l$  - Comprimento da linha de transmissão

$g$  - Largura entre linhas acopladas

$\tan\delta$  - Tangente de perdas

$\beta$  - Constante de fase

$\theta$  - Comprimento elétrico do acoplador

$Z_c$  - Impedância característica de uma linha de transmissão

$\eta$  - Impedância de onda no espaço livre

$c$  - Velocidade da luz

$f$  - Frequência

$V_p$  - Velocidade de fase

$\Phi$  - Fase

$F(f_1)$  - Frequência da portadora correspondente ao pico de atraso de grupo

# SUMÁRIO

## CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO.....	21
1.1 Contribuições do Trabalho.....	25
1.2 Organização da Tese.....	26

## CAPÍTULO 2

SISTEMAS RFID SEM CHIP.....	27
2.1 Técnica de Retroespalhamento.....	27
2.1.1 Descrição da Técnica por Retroespalhamento.....	28
2.1.2 Rádio por Retroespalhamento.....	31
2.2 Sistemas RFID.....	33
2.3 Sistemas RFID sem Chip.....	36
2.3.1 Categorias das Etiquetas RFID sem Chip .....	37
2.3.1.1 Etiquetas sem Chip Baseadas em Reflectometria no Domínio do Tempo (TDR) .....	38
2.3.1.2 Etiquetas sem Chip Baseadas na Assinatura Espectral.....	40
2.3.1.3 Etiquetas sem Chip Baseadas na Modulação por Retroespalhamento de Fase e Amplitude.....	56
2.4 Conclusões do Capítulo.....	62

## CAPÍTULO 3

ETIQUETAS RFID SEM CHIP NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA BASEADAS EM RESSOADORES DE MICROFITA.....	64
3.1 Introdução.....	64
3.2 Ressonadores de Microfita.....	65
3.2.1 Comparação entre Tipos de Ressonadores.....	67
3.2.2 Ressonadores em Espiral.....	70
3.3 Etiqueta RFID sem Chip Proposta.....	81
3.4 Ressonadores Planares em Substratos Flexíveis para Utilização em Etiquetas RFID sem Chip no Domínio da Frequência com Aplicação em Sensoriamento de Quebra .....	94
3.4.1 Ressonadores Planares .....	95
3.4.2 Resultados Experimentais com o Ressonador <i>Stub</i> .....	102
3.5 Conclusões do Capítulo.....	104

## CAPÍTULO 4

ETIQUETAS RFID SEM CHIP BASEADAS EM MULTICAMADAS DOBRADAS DE SEÇÕES EM “C” UTILIZANDO SUBSTRATOS FLEXÍVEIS	105
4.1 Introdução.....	105
4.2 Atraso de Grupo em Linhas de Transmissão de Microfita.....	106
4.3 Seções em “C”.....	110
4.4 Multicamadas de Seções em “C” Dobradas.....	114
4.4.1 Análise Paramétrica das Multicamadas de Seções em “C” dobradas....	117
4.5 Etiquetas RFID sem Chip com Seções em “C” Dobradas .....	126
4.5.1 Etiquetas RFID sem Chip baseadas em Seções em “C” Dobradas Utilizando Apenas Substratos Flexíveis.....	129
4.6 Conclusões do Capítulo.....	139

<b>CAPÍTULO 5</b>	
CONCLUSÕES.....	141
5.1 Trabalhos Futuros.....	146
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>149</b>

# CAPÍTULO 1

## 1. INTRODUÇÃO

A reflexão de ondas emitidas sobre um objeto tem sido um tema amplamente estudado desde o desenvolvimento do radar em 1930 (DOBKIN, 2007). Uma das aplicações de grande destaque nessa área é a identificação por radiofrequência, (*RFID do inglês, Radio Frequency Identification*).

Um sistema básico RFID é composto de três componentes principais: etiqueta (*tag*) ou *transponder*, que contém o código de identificação; um leitor (*reader*) ou *transceiver*, que envia o sinal interrogador para a etiqueta a ser identificada e o software no qual será implementada a aplicação. O leitor utiliza a transmissão e o retroespalhamento de ondas de radiofrequência para obter o número de identificação e, em alguns casos, a informação adicional armazenada na memória da etiqueta.

RFID é uma tecnologia que existe desde a segunda guerra mundial, porém somente nos últimos anos está se popularizando e a cada dia mais empresas estão considerando utilizar a identificação por radiofrequência para melhorar o desempenho nos seus processos que envolvam identificação. A necessidade de agilizar os processos e automatizar tarefas são outros fatores que motivam a utilização de RFID.

Esta tecnologia tem muitas vantagens quando comparada ao código de barras, como extensa gama de leitura sem necessidade de visada direta. Contudo, RFID ainda não é amplamente utilizado em aplicações de baixo custo, devido à fatores econômicos, tecnológicos e sociais como a falta de segurança e confiabilidade das informações contidas no chip RFID, as

dificuldades em reciclar etiquetas e o elevado custo de uma etiqueta em comparação ao código de barras.

Logo, para superar algumas das limitações de RFID convencional, em particular em termos de custos, RFID sem chip (tradução do inglês *chipless RFID*) foi introduzida como uma solução de baixo custo e viável. De fato, o custo de um sistema de RFID é impulsionado pelo custo das etiquetas, que por sua vez depende do custo do circuito integrado (NAIR *et al.*, 2015).

Para reduzir custos está sendo proposta a utilização de etiquetas sem chip, o que leva à muitas pesquisas na busca de escrever a informação de identificação em algum parâmetro (amplitude, frequência ou fase) do sinal refletido.

A principal codificação de informação em etiquetas sem chip é baseada na geração de uma assinatura especial no sinal retroespalhado. Essas etiquetas geralmente contêm alguns circuitos planares que irão refletir de volta o sinal recebido. Este sinal refletido pode ser usado para identificação ou sensoriamento. Os dados são codificados na amplitude ou na fase do espectro da onda refletida.

Várias etiquetas RFID sem chip têm sido relatadas na literatura, descrevendo a utilização de técnicas no domínio do tempo, no domínio da frequência e técnicas de codificação com base em imagens (ISLAM e KARMAKAR, 2012).

Dois grupos de pesquisa têm se destacado no desenvolvimento de etiquetas RFID sem chip: o grupo de pesquisa do laboratório MARS (*Monash Microwave, Antennas, RFID and Sensors Laboratories*) da Monash University na Austrália, liderado pelo Professor Nemaï Chandra Karmakar, onde desenvolvem etiquetas baseadas na assinatura espectral; e o grupo de pesquisa ORSYS do laboratório LCIS (*Laboratoire de Conception et d'Intégration des Systèmes*) da *École Supérieure d'Ingénieurs en Systèmes Avancés et Réseaux- Institut Nationale Polytechnique de Grenoble* (INP) na

França, dirigido pelo Professor Etienne Perret, onde as pesquisas se baseiam nas técnicas de modulação de retroespalhamento (*backscatter*, em inglês) e também na assinatura espectral.

Um exemplo de etiqueta RFID sem chip desenvolvida pelo grupo do INP - França em epígrafe é a etiqueta proposta por Perret *et al.* (2011), onde a codificação de dados é realizada a partir da resposta em frequência do sinal retroespalhado. A geometria da etiqueta consiste na associação de múltiplos ressoadores de microfita coplanares com pequenos curto-circuitos em posições adequadas dos ressoadores.

Os desvios de frequência são obtidos alternando o comprimento desses curto-circuitos em diferentes locais da etiqueta, variando suas configurações. Assim, as informações contidas na mesma podem ser lidas inequivocamente, porém a codificação de dados obtida foi de apenas 6 bits. A desvantagem desse tipo de etiqueta sem chip baseada em modulação por retroespalhamento é o número de bits que podem ser codificados.

Observou-se em diversas pesquisas que as etiquetas baseadas no domínio da frequência têm maior capacidade de codificação de dados do que as etiquetas baseadas no domínio do tempo, que por sua vez, apresentam maior alcance na leitura e possível emprego em aplicações de localização e posicionamento.

Outro exemplo de etiqueta baseada no domínio da frequência foi apresentado por Preradovic *et al.* (2009) do grupo de pesquisa da *Monash University*- Austrália. Tal etiqueta utiliza ressoadores em espiral e antenas monopolo com polarização cruzada, possuindo capacidade de codificação de 35 bits em uma área do tamanho de um cartão de crédito.

No entanto, apesar das pesquisas realizadas visando o progresso das etiquetas RFID sem chip em suas diversas aplicações, ainda não foi possível codificar 64 bits dentro de uma área do tamanho de um cartão de crédito, pois para a maioria dos projetos, o tamanho da etiqueta aumenta linearmente com o



número de bits devido à adição de ressoadores extras. Há também uma limitação da largura de banda para a codificação de bits no domínio da frequência usando ressoadores *stopband*.

Além disso, a remoção de chip permitiu e promoveu a difusão de novos conceitos e técnicas de fabricação de circuitos, como a impressão eletrônica (Subramanian *et al.*, 2005), a impressão a jato de tinta e impressão a jato de aerosol (Alimenti *et al.*, 2012) que abriram o caminho para a fabricação de circuitos em substratos não convencionais, como tereftalato de polietileno (PET), poliéster, tecidos, celulose, cortiça e uma grande abundância de materiais nunca antes adotados para a eletrônica (Palazzi *et al.*, 2015).

Etiquetas RFID sem chip no domínio do tempo com base em seções de linhas de transmissão em “C” lineares e de microfita foram relatadas em (Nair *et al.*, 2011a), (Nair *et al.*, 2011b) e (Nair *et al.*, 2012). Seções em “C” são linhas dispersivas, cujas características permitem que tais seções produzam picos de atraso em frequências diferentes. Neste tipo de etiquetas, além do código na frequência, o sinal pode ser codificado no valor de atraso de grupo (Nair *et al.*, 2012).

Estruturas multicamadas baseadas em seções em “C” usando substratos flexíveis e rígidos para as aplicações RFID passivas sem chip foram apresentadas em Nair *et al.* (2015) e Rodrigues *et al.* (2015). Estas estruturas já foram propostas em Settaluri *et al.* (1999a), Settaluri *et al.* (1999b) e Horii *et al.* (2012), mas utilizando tecnologia de alta precisão LTCC. Multicamadas de seções em “C” têm vantagens como miniaturização de circuito e, portanto, a compactidade. Além disso, elevado coeficiente de acoplamento permite o aumento da quantidade de atraso de grupo que por sua vez permite alta capacidade de codificação de dados (Nair *et al.*, 2015).

Considerando as vantagens e desvantagens das etiquetas RFID sem chip já desenvolvidas e com o intuito de desenvolver, construir e implementar etiquetas RFID sem chip compactas, duas linhas de investigação foram consideradas neste trabalho de tese:

1. Etiquetas sem chip baseadas em codificação no domínio da frequência;
2. Etiquetas sem chip baseadas em codificação no domínio do tempo.

## 1.1 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

O presente trabalho contribuiu para o melhoramento do projeto de etiquetas RFID sem chip em termos de compacidade, robustez e redução da faixa de frequência requerida para a codificação da informação, visando a identificação de itens com códigos de identificação única e a competitividade com outras tecnologias de identificação como o código de barras, por exemplo. Ademais, uma contribuição no estudo de etiquetas RFID sem chip em substratos flexíveis em aplicações de sensoriamento foi conferida.

Foi investigada e aplicada a técnica de comunicação por retroespalhamento utilizada em sistemas de identificação por radiofrequência (RFID), visando o melhoramento do desempenho de componentes utilizados em tais sistemas.

Duas técnicas de codificação em etiquetas RFID sem chip, a partir da análise paramétrica dos componentes utilizados para a implementação de tais técnicas em algumas etiquetas já existentes, foram otimizadas.

Os parâmetros eletromagnéticos de alguns materiais para a fabricação de etiquetas RFID sem chip em substratos que possuam características favoráveis ao uso das técnicas de codificação aplicadas às tais etiquetas foram determinados e comparados.

Foram desenvolvidos, construídos e implementados novos tipos de etiquetas RFID sem chip que apresentaram bons desempenhos em diversos aspectos operacionais quando comparados com outros tipos de etiquetas já

apresentados na literatura, como confiabilidade do método de codificação e compacidade da estrutura física.

As grandezas físicas utilizadas na codificação das etiquetas RFID sem chip em desenvolvimento, a fim de estabelecer limites para os parâmetros físicos das mesmas foram estudadas através de simulações eletromagnéticas.

Aplicações para as etiquetas RFID sem chip projetadas foram sugeridas no trabalho de tese.

## 1.2 ORGANIZAÇÃO DA TESE

Esta tese está organizada como segue. A revisão bibliográfica e também fundamentação teórica, esta última será apresentada gradualmente ao longo do texto, encontram-se no Capítulo 2. O estudo de ressoadores para a codificação de dados no domínio da frequência e de antenas planares utilizados em etiquetas RFID sem chip para identificação e sensoriamento é apresentado no Capítulo 3. O princípio da codificação no domínio do tempo baseada em seções de linhas de transmissão dispersivas em “C”, a análise paramétrica das estruturas multicamadas com seções em “C” dobradas, a etiqueta RFID sem chip com apenas um grupo de seções em “C” baseada na estrutura de multicamadas dobradas e composta por substratos rígido e flexível e uma outra estrutura de etiqueta RFID sem chip baseada em seções em “C” dobradas integradas à uma antena circular, utilizando apenas substratos flexíveis são apresentados no Capítulo 4. Neste mesmo capítulo também são encontrados os resultados simulados e medidos dos protótipos construídos em dois tipos diferentes de substratos flexíveis. As considerações finais são apresentadas no Capítulo 5, o qual contempla as conclusões e sugestões de trabalhos futuros. Os trabalhos publicados no decorrer do desenvolvimento desta tese encontram-se listados no Anexo A.

## CAPÍTULO 2

### 2. SISTEMAS RFID SEM CHIP

Nesse capítulo são apresentados conteúdos que compõem a fundamentação teórica utilizada para o desenvolvimento desta tese, bem como a apresentação do desenvolvimento das etiquetas RFID sem chip. Diferentes tipos de etiquetas RFID sem chip para identificação com base em diferentes técnicas de codificação são revistos.

#### 2.1 TÉCNICA DE RETROESPALHAMENTO

Retroespalhamento ou *Backscatter* é uma ampla classe de sistemas que se comunicam utilizando ondas eletromagnéticas refletidas, é a tecnologia motriz por trás de muitas aplicações, como o sistema RFID (GRIFFIN, 2009). Acredita-se que com a comunicação por retroespalhamento pode-se obter, entre outras características, alta direcionalidade, eliminação de interferências por desvanecimento, maior segurança e meios simplificados para identificação e navegação (STOCKMAN, 1948).

Desde que o conceito do sistema de retroespalhamento para a comunicação foi proposto por Stocman em 1948, um grande esforço de pesquisas foi investido na área pela indústria e na academia. O que começou como um trabalho de desenvolvimento constante na década de 1970, tem crescido com pesquisa e desenvolvimento de rádio por retroespalhamento no século 21 (GRIFFIN, 2009). As pesquisas visam principalmente, melhorar o desempenho de sistemas de rádio por retroespalhamento, como a confiabilidade de comunicação e reduzir o custos.

Este entusiasmo tem sido impulsionado pelos sucessos nas aplicações dessa técnica, como o já citado sistema RFID, sensores de temperatura passivos, localizadores e armazenamento de dados passivo, ou seja, em aplicações que requerem uma comunicação com um baixo consumo de energia (GRIFFIN, 2009).

### **2.1.1 Descrição da Técnica por Retroespalhamento**

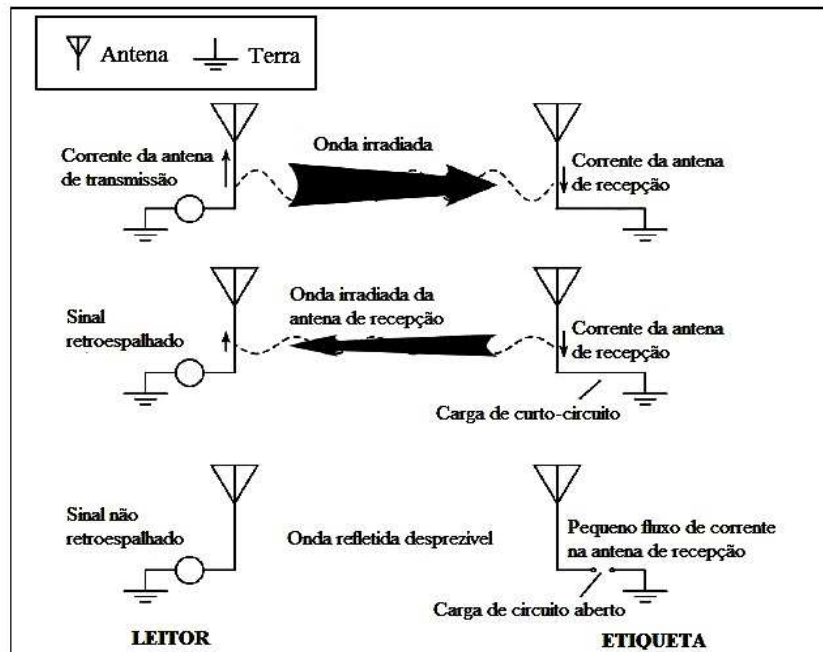
Uma forma simples de se entender a técnica no contexto do presente trabalho é mostrada na Figura 2.1 (DOBKIN, 2007). Para facilitar o entendimento do texto e direcionar para o tema de estudo da presente pesquisa, o transmissor da onda será denominado de leitor, e o equipamento que reflete a onda, de etiqueta.

Em um sistema de propagação de ondas eletromagnéticas através do espaço livre, apenas uma pequena parte da energia emitida pela antena do leitor alcança a antena da etiqueta, assim o fluxo de corrente na antena de transmissão leva a uma tensão induzida na antena de recepção. Se a antena estiver ligada a uma carga, que apresenta baixa impedância, uma corrente irá ser induzida na antena de recepção.

Encontra-se ilustrada na figura (2.1) a menor carga possível, um curto-circuito. A corrente induzida leva à irradiação na antena receptora, pois segundo o princípio da reciprocidade, qualquer estrutura que recebe uma onda pode fazer um caminho de volta para a antena de transmissão, induzir uma tensão e, portanto, produzir um sinal que pode ser refletido: um sinal retroespalhado ou *backscattered*.

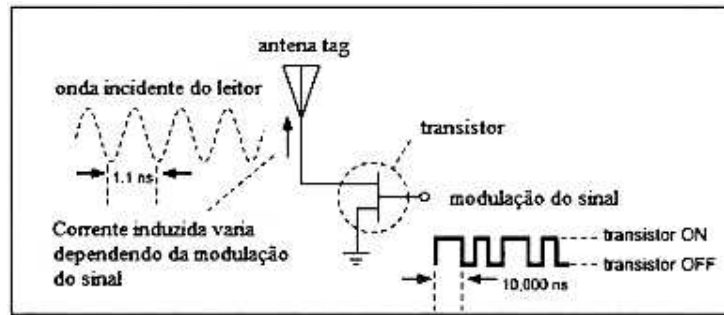
Por outro lado, se uma carga com uma grande impedância é colocada entre a antena e o terra, irá resultar em pouca ou nenhuma corrente induzida, logo pouca ou nenhuma reflexão. Na Figura 2.1 pode-se observar também o

maior valor de carga possível, um circuito aberto. Uma vez que a corrente na antena é que produz a irradiação, não haverá qualquer sinal retroespalhado neste caso. Por conseguinte, o sinal da antena de transmissão é sensível à carga conectada a antena receptora.



**Figura 2.1** Esquema de sinalização por retroespalhamento.

Para construir um enlace de comunicação usando o esquema mostrado anteriormente, pode-se conectar um transistor como carga da antena como representado na Figura (2.2). Quando o contato do gate do transistor é mantido no potencial apropriado para ativar o transistor, a corrente flui facilmente através do canal, semelhante a um curto-circuito. Quando o gate está desativado, o canal torna-se praticamente não condutor. Uma vez que a corrente é induzida na antena, a onda retroespalhada é recebida no leitor, dependendo da carga apresentada à antena, e assim este esquema cria uma onda modulada retroespalhada no leitor.

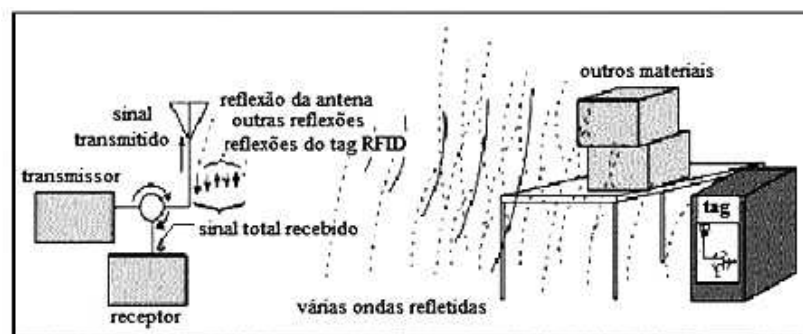


**Figura 2.2** Sistema de comunicação por retroespalhamento ou *backscatter* utilizando um transistor como chave.

Com o propósito de implementar um esquema retroespalhado, o leitor deve transmitir um sinal. Em muitos sistemas de rádio, o transmissor é desligado quando o receptor está obtendo um sinal. Em um sistema RFID passivo (no qual o *transponder* não possui qualquer fonte de alimentação interna), o transmissor não se desliga, mas em vez disso, transmite ondas contínuas durante o tempo em que o receptor está aguardando o sinal do leitor.

Rádios RFID utilizam circuitos específicos conhecidos com circuladores ou acopladores que permitem que apenas sinais refletidos cheguem ao receptor, de outra forma o mesmo estaria saturado pela grande quantidade de sinal transmitido.

No entanto, em um sistema de única antena, o sinal transmitido a partir do leitor é rebatido na sua própria antena de volta para o receptor, e a onda transmitida da antena é refletida por quaisquer objetos próximos, somando-se à etiqueta que deve ser localizada, como representado na Figura 2.3.



**Figura 2.3** Ambientes realistas criam muitas ondas refletidas, além das ondas a partir da etiqueta procurada.

Se duas antenas são utilizadas (uma para transmitir e outra para receber) existe algum sinal transmitido diretamente de uma para outra, assim como as reflexões espúrias ilustradas na Figura 2.3. O sinal total é a soma vetorial de todas essas contribuições, cujo resultado pode ser maior do que o sinal da etiqueta desejada. Desse modo, o efeito real causado no sinal do receptor por uma dada alteração na carga da antena da etiqueta é mascarado pela interferência.

### 2.1.2 Rádio por Retroespalhamento

Rádio por retroespalhamento é um termo amplo que referencia qualquer sistema em que um *transponder* (etiqueta) comunica-se com o leitor por ondas eletromagnéticas moduladas e refletidas por uma ou mais antenas da etiqueta (GRIFFIN, 2009), conforme Figura (2.4).

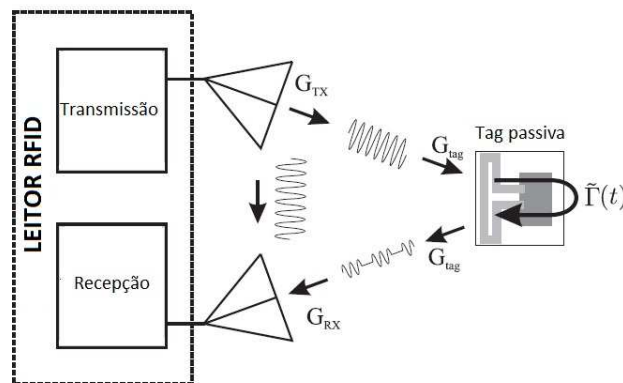


Figura 2.4 Sistema básico de rádio por retroespalhamento.

Geralmente os sistemas de rádio por retroespalhamento operam na região de campo distante das antenas do leitor, apesar de ser possível utilizar as etiquetas na região de campo próximo (NIKITIN et al., 2006).

Devido à necessidade dos leitores, e principalmente as etiquetas, terem dimensões pequenas em sistemas de rádio por retroespalhamento, utiliza-se altas frequências. Normalmente, tais sistemas funcionam na banda de



frequência ISM (*Industrial, Scientific and Medical*). A banda ISM foi reservada por agências de regulamentação para uso não licenciado por uma variedade de produtos e compreende três segmentos do espectro: 902-928 MHz, 2400-2483,5 MHz e 5725-5850 MHz, sendo a faixa de 902-928 MHz mais utilizada comercialmente.

Há também sistemas de rádio por retroespalhamento que estão relacionados com frequências mais baixas, os sistemas de etiquetas indutivamente acopladas. Embora ambos os tipos de sistemas utilizem a modulação de carga, as ondas caminantes não se propagam em sistemas indutivamente acoplado. Uma alteração na carga da antena da etiqueta produz uma mudança correspondente na impedância de entrada da antena do leitor através de acoplamento indutivo.

Tais sistemas normalmente operam nas faixas de frequência de 125-134 kHz (etiquetas de baixa frequência) ou em 13,56 MHz (etiquetas de alta frequência) e tem-se uma distância de 1 m entre a etiqueta e o leitor (FINKENZELLER, 2003).

Na prática, nem sempre é possível classificar um sistema de rádio por retroespalhamento considerando apenas um tipo de mecanismo de comunicação. Por exemplo, quando uma etiqueta é utilizada na região de campo próximo da antena do leitor, é difícil classificar o mecanismo de comunicação como sendo a partir do campo próximo indutivo (ou capacitivo) ou ondas retroespalhadas. Nesse caso, a comunicação é realizada como uma combinação dos dois.

Na concepção de sistemas por retroespalhamento busca-se a obtenção de sistemas de baixo custo, confiáveis e com alcance suficiente. Atualmente as pesquisas nessa linha estão voltadas para projetos de antenas para as etiquetas e leitores (RAO et al., 2005); técnicas para melhorar a isolação entre o transmissor e o receptor do leitor (PENTTILA et al., 2006); projetos de circuitos integrados para etiquetas (PILLAI, 2007); algoritmos anti-colisão de dados (ANEE and KARMAKAR, 2012), (LOPES *et al.*, 2014); métodos para

localização de etiquetas; medidas de segurança de dados; rádio backscatter na região de campos próximos; projetos de etiquetas utilizando semicondutores orgânicos (MYNY et al., 2010) e todos os esforços para compreender a física básica de propagação por retroespalhamento (NIKITIN & RAO, 2008).

No nível físico, são desafios para o projeto de sistemas por retroespalhamento: perdas por descasamento de polarização, perdas por inserção de objeto resultante da incompatibilidade de impedância, redução no ganho da antena da etiqueta causada pela proximidade de objetos e perdas por desvanecimento (GRIFFIN, 2009).

## 2.2 SISTEMAS RFID

A identificação por Radiofrequência (do inglês, RFID - *Radio Frequency Identification*) é uma técnica de captura de dados que utiliza radiofrequência (RF) para identificação automática de objetos, monitoramento e aplicações em segurança e vigilância (FINKENZELLER, 2003). A tecnologia teve sua origem durante a Segunda Guerra Mundial com o primeiro radar utilizado pelas forças britânicas para reconhecimento de aeronaves amigas e inimigas (*Identification of Friends and Foes- IFF*) (WANT, 2006). Um diagrama de blocos de um sistema RFID típico é mostrado na Figura 2.5.

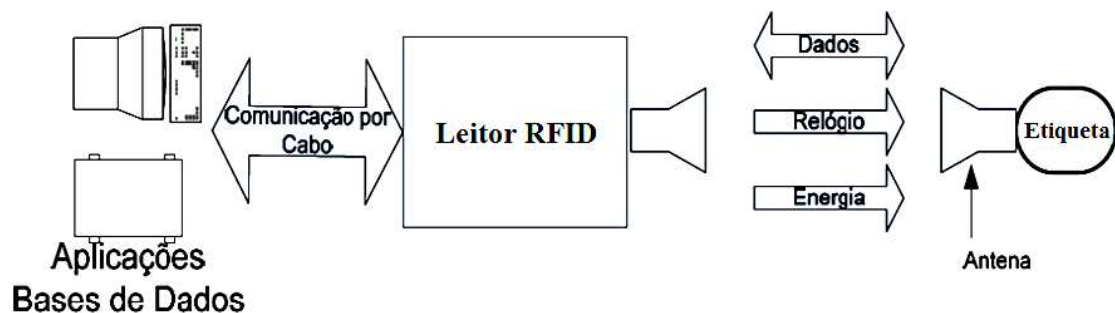


Figura 2.5 Esquema de um sistema RFID.

O leitor RFID (*reader*) pode interrogar etiquetas (*tags*) apenas que estejam no seu alcance e é mais comumente ligado a um computador que pode executar um processamento de sinal e realiza o tratamento da informação de identificação proveniente da etiqueta (PRERADOVIC & KARMAKAR, 2009).

A grande maioria das etiquetas são geralmente compostas por uma antena e um circuito integrado (KAISER AND STEINHAGEN, 1995), que realiza todo o processamento de dados. A energia requerida pelo mesmo vem do sinal transmitido pelo leitor RFID. A modulação por retroespalhamento é obtida quando o chip atua como chave, para casar ou descasar sua carga interna com a antena. Estes *transponders* são chamados de passivos, devido ao fato de não haver qualquer fonte de alimentação interna, como já explanado anteriormente.

*Transponders* RFID que possuem alimentação interna (como baterias) para alimentar o seu circuito integrado e para transmissão de dados para o leitor são chamados de etiquetas ativas. Há também as etiquetas semi-passivas nas quais a alimentação interna serve apenas para alimentar os circuitos internos e não para gerar um novo sinal RF para o leitor, ou seja, dependem sempre de um sinal do leitor para comunicação assim como as etiquetas passivas.

Aplicações mais comuns de sistemas RFID são:

- ✓ **Área automotiva-** as aplicações na área automotiva consistem, em sua maioria, nos sistemas anti-furto para automóveis.
- ✓ **Identificação de animais-** neste tipo de aplicação, é usado o dispositivo passivo por várias razões. Os *transponders* subcutâneos, quando passivos, representam um menor risco de infecção e rejeição pelo organismo animal.
- ✓ **Saúde-** é possível o implante em seres humanos de *transponders* que são pequenos e projetados especificamente para inclusão subcutânea. Tais dispositivos podem armazenar registros completos que incluem desde a identidade, o tipo sanguíneo e outros detalhes da condição do paciente a fim de agilizar o seu tratamento.

- ✓ **Rastreamento de mercadorias e correspondências-** o sistema RFID permite o monitoramento remoto de encomendas e correspondências corporativas, oferecendo maior agilidade e segurança à administração tanto dos fabricantes como das empresas de entrega expressa.
- ✓ **Proteção Pessoal-** *transponders* estão sendo desenvolvidos para uso acoplados a dispositivos do tipo GPS (*Global Positioning System*), desenvolvidos para navegação, que permitem localizar, com precisão, a posição de um produto ou pessoa em qualquer ponto da superfície da terra.
- ✓ **Controle de Acesso Pessoal-** aplicada nas corporações, o cartão de identificação é uma poderosa ferramenta, sem risco de fraudes, para melhorar o gerenciamento de colaboradores e pessoal autorizado a transitar nas dependências da empresa por meio de controle de entrada e saída de funcionários, cálculo automático de horas-extras e horas trabalhadas.
- ✓ **Logística-** dentro da logística estão envolvidos vários processos, como transporte, estoque, armazenagem, manuseio de materiais entre outros e a utilização de sistemas RFID se faz presente visando redução de custos, menor desperdício, maior agilidade nos processos e maior satisfação dos clientes.
- ✓ **Linhas de Montagem Industriais-** Uma aplicação bastante promissora para sistemas RFID está nas linhas de montagens de veículos ou de máquinas industriais. Com o RFID todo o processo de montagem pode ser monitorado desde o início até a entrega final do produto ao consumidor, facilitando, inclusive, o acompanhamento nos casos de manutenção.

O custo de todo o sistema RFID está hoje limitado pela etiqueta, que por sua vez é dependente do custo do circuito integrado (COLLINS, 2004). Uma alternativa é não utilizar o chip, o que denomina-se RFID sem chip, no qual a informação de identificação é escrita em alguma característica (fase, frequência ou ambos) do sinal retroespalhado.

## 2.3 SISTEMAS RFID SEM CHIP

Código de barras tem sido utilizado para rastreamento de itens desde a década de 1970. Atualmente a grande tendência é substituir o código de barras pelas etiquetas RFID, que possuem códigos de identificação únicos para itens individuais, podendo ser lidos a uma distância maior. Assim, os obstáculos da faixa de leitura e automação seriam resolvidos usando RFID. A única razão pela qual as etiquetas RFID não substituí o código de barras é o preço. O custo de uma etiqueta RFID existente ainda é muito maior quando comparado com o preço do código de barras.

Como mencionado anteriormente, uma das propostas para reduzir o custo dos sistemas RFID é retirar o chip da etiqueta e com isso fazer a codificação da informação baseada na geração de uma assinatura no sinal refletido por seus circuitos planares. Assim, esse sinal refletido pode ser usado como um identificador.

A primeira etiqueta sem chip comercialmente disponível foi baseada na tecnologia de ondas acústicas de superfície- SAW (do inglês, *surface acoustic wave*), desenvolvida por RF SAW (HARTMANN, 2002), operando na banda ISM, mais precisamente em 2,4 GHz. Uma boa capacidade de codificação foi apresentada utilizando a tecnologia SAW, mas para diminuir o custo unitário da etiqueta, o melhor caminho é a utilização de substratos com baixa permissividade como os baseados em plástico ou papel (YANG et al., 2009).

O desenvolvimento recente de etiquetas sem o circuito integrado de silício (em inglês, *chipless tags*) reduziu o custo das etiquetas. A necessidade de uma tecnologia RFID sem chip e totalmente impressa tem sido identificada como uma solução eficiente, segura e confiável (DAS, 2006).

As vantagens significativas que as etiquetas sem chip podem oferecer são: melhor acurácia ao ler etiquetas em líquidos ou metais; tratamento mais

eficiente das interferências de RF; maiores alcances de leitura; operação em altas temperaturas; capacidade de ser embutida de forma invisível em documento de papel, além do menor preço por etiqueta, como já citado.

Estas características não são os atributos de todas as tecnologias sem chips, porém elas representam a gama de características que existem entre os diversos tipos de tecnologia sem chips.

As etiquetas sem chips foram introduzidas em etiquetas de produtos, documentos e embalagens. Os desenvolvedores das etiquetas sem chips comercializam suas tecnologias com indústrias médicas, farmacêuticas e de embalagem de consumo, além de agências e entidades envolvidas com propriedade intelectual, informações classificadas, valores mobiliários e papel moeda (ALMEIDA, 2011).

A tecnologia RFID sem chip compete com a flexibilidade oferecida por projetos de lógica digital e a tecnologia CMOS em aplicações especializadas, pois apesar do seu grande potencial para aplicações de baixo custo, apresentam limitações de armazenamento de dados na etiqueta.

A seguir serão apresentadas as principais categorias de etiqueta RFID sem chip desenvolvidas até a atualidade.

### **2.3.1 Categorias das Etiquetas RFID sem Chip**

O desafio para os pesquisadores na concepção de etiquetas sem chip é como realizar a codificação de dados. Em resposta a esse problema foram desenvolvidas etiquetas que podem ser classificadas em três tipos principais baseados na técnica de modulação:

- reflectometria no domínio do tempo- TDR (em inglês, *Time Domain Reflectometry*);

- assinatura espectral;
- modulação por retroespalhamento de fase e amplitude.

Todos os três tipos de etiquetas podem ser diretamente impressas no produto ou não, o que determina a sua escolha para certas aplicações, robustez e custo (PRERADOVIC & KARMAKAR, 2010).

### 2.3.1.1 Etiquetas sem Chip Baseadas em Reflectometria no Domínio do Tempo (TDR)

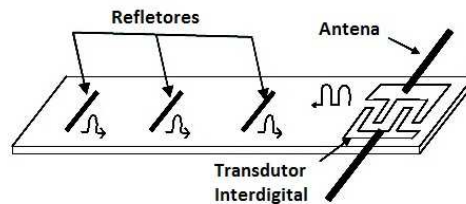
Essas etiquetas são interrogadas por um sinal enviado pelo leitor na forma de um pulso, e a resposta vem nos ecos enviados pela etiqueta. Um trem de pulsos é assim criado, o qual pode ser usado pra codificar dados.

As vantagens dessas etiquetas quando comparadas às etiquetas com chip são maior alcance na leitura e possível emprego em aplicações de localização e posicionamento. As desvantagens dessas são o número de bits que podem ser codificados e a alta velocidade dos leitores RFID requerida para gerar e detectar pulsos *Ultra Wideband* (UWB).

As etiquetas RFID baseadas na tecnologia TDR para codificação de dados são classificadas em imprimíveis e não imprimíveis. Um exemplo de etiqueta sem chip baseada em TDR não imprimível é a etiqueta SAW (HARMA *et al.*, 2006), já citada anteriormente, devido à sua natureza piezoelétrica.

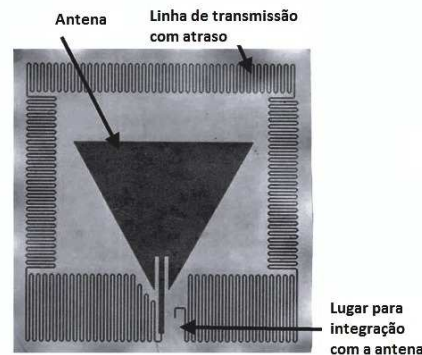
Etiquetas SAW são excitadas por pulsos Gaussianos enviados pelo leitor centrado em torno de 2,45 GHz. Uma etiqueta é mostrada na Figura 2.6. O impulso enviado pelo leitor é convertido para SAW usando um transdutor interdigital (IDT)- que realiza a transdução entre um sinal elétrico e uma onda acústica. O transdutor interdigital consiste em duas estruturas de metais entrelaçadas depositadas na superfície de um substrato piezoelétrico.

A SAW se propaga através do cristal piezoelétrico e é refletida por um número de refletores, o que cria um trem de pulsos com os desvios de fase. O trem de pulsos é convertido de volta para uma onda EM utilizando o transdutor interdigital e é detectado pelo leitor onde a identificação única da etiqueta é decodificada (LIU & YAO, 2008).



**Figura 2.6** Etiqueta baseada na tecnologia de ondas acústicas de superfície (SAW).

Exemplo de etiquetas sem chip baseadas em TDR imprimíveis são as etiquetas de microfita com descontinuidades e linhas de atraso, conforme a Figura 2.7 (VEMAGIRI *et al.*, 2007).



**Figura 2.7** Etiqueta sem chip com antena *patch* e linha de atraso.

O pulso enviado pelo leitor é recebido pela etiqueta e refletido em vários pontos ao longo da linha de microfita, criando múltiplos ecos desse pulso. O atraso entre os ecos é determinado pelo comprimento da linha de atraso entre as descontinuidades. Este tipo de etiqueta é uma réplica da SAW usando a tecnologia *microstrip* que pode ser imprimível. Uma desvantagem é que com essas etiquetas conseguiu-se apenas codificar quatro bits, mostrando assim o potencial limitado dessa tecnologia (PRERADOVIC & KARMAKAR, 2010).



### 2.3.1.2 Etiquetas sem Chip Baseadas na Assinatura Espectral

Essas etiquetas codificam dados no espectro utilizando estruturas ressonantes. Cada bit de dados é geralmente associado com a presença ou ausência de um pico de ressonância a uma frequência pré-determinada no espectro. As vantagens destas etiquetas é que elas são totalmente impressas, robustas, têm maiores capacidades de armazenamento de dados do que outras etiquetas sem chip.

As desvantagens dessas etiquetas são necessidade de uma grande faixa do espectro para a codificação de dados, dependência da orientação das etiquetas, tamanho e banda larga dedicada aos componentes do leitor RFID. Pode-se distinguir dois tipos de etiquetas de assinatura espectral baseados na natureza da etiqueta: química e circuito planar.

As etiquetas químicas consistem em pequenas partículas de produtos químicos, que apresentam diferentes graus de magnetismo e quando as ondas eletromagnéticas colidem com essas partículas, elas ressoam em frequências distintas, que são captadas pelo leitor (DAS, 2006). Essas etiquetas são muito baratas e podem facilmente ser usadas em cédulas e documentos. Infelizmente, elas só operam em frequências até alguns kHz, embora esta característica lhes forneçam boa tolerância ao metal e à água.

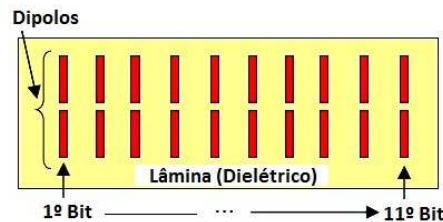
As etiquetas sem chip que utilizam padrões de tinta eletrônica são impressas sobre a superfície do objeto a ser marcado. Desenvolvido por Somark Innovations (JONES, 2009), a tinta eletrônica é depositada num código de barras que é diferente para cada item. O sistema opera enviando à etiqueta um sinal de micro-ondas de alta frequência (> 10 GHz) e é refletida por áreas da "tatuagem", que cria um padrão único da tinta e assim pode ser detectada pelo leitor. O leitor de detecção baseia-se na diversidade espacial criada pela

presença ou ausência de partículas de tinta no superfície marcada. O alcance de leitura chega até 1,2 m (DOWE, 2009).

Etiquetas RFID sem chip baseadas em circuitos planares são projetadas utilizando microfita, guia de onda coplanar e estruturas ressonantes *stripline*, tais como antenas, filtros e fractais. Elas são impressas em lâminas grossas, finas e flexíveis e em substratos poliméricos.

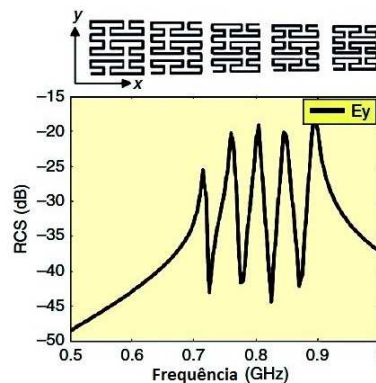
Dipolos sintonizados foram relatados pela primeira vez por Jalaly e Robertson (2005). A etiqueta sem chip consiste de um conjunto de antenas dipolo que ressoam em frequências diferentes, conforme Figura 2.8, cada dipolo corresponde a um bit.

As desvantagens dessa tecnologia são o tamanho da etiqueta (frequência baixa, dipolos longos- metade do comprimento de onda) e os efeitos do acoplamento mútuo entre os dipolos.



**Figura 2.8** Etiqueta RFID sem chip de 11 bits com dipolos sintonizados capacitivamente.

As etiquetas sem chip que utilizam curvas de preenchimento de espaço para assinatura espectral foram relatadas pela primeira vez por Mcvay *et al.* (2006). As etiquetas representam uma superfície seletiva de frequências, a qual é manipulada com o uso de curvas de preenchimento de espaço (curvas de Peano e Hilbert). Na figura 2.9 tem-se uma etiqueta sem chip de 5 bits com curvas de preenchimento. As cinco curvas de Peano criam cinco picos na seção reta radar (RCS) da etiqueta.



**Figura 2.9** Etiqueta RFID sem chip de 5 bits com curvas Peano e Hilbert e assinatura espectral baseada na seção reta radar da etiqueta.

A vantagem dessa etiqueta é o seu tamanho compacto, devido às propriedades das curvas de preenchimento. No entanto, a desvantagem da etiqueta é que ela requer grandes modificações no *layout* para codificação de dados (MCVAY *et al.*, 2006).

Preradovic *et al.* (2008a) apresentaram um sistema RFID sem chip para substituição de código de barras. O sistema utiliza assinaturas espectrais para codificação de dados e, portanto, fornece uma identificação única para a marcação de cada objeto. A etiqueta proposta é passiva e planar.

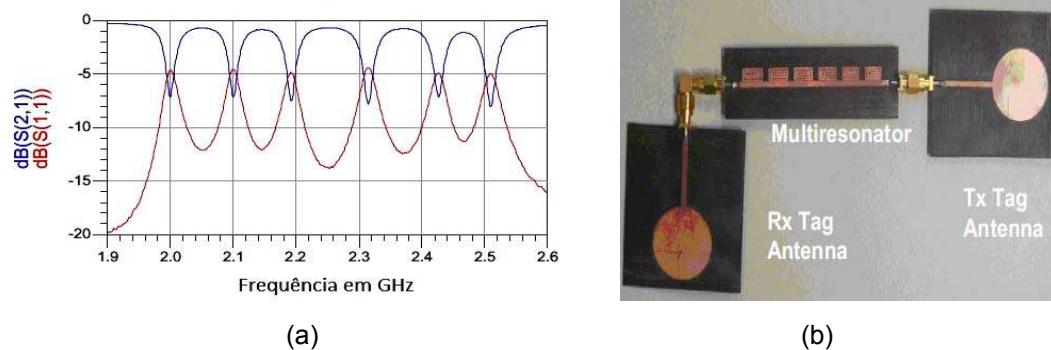
A assinatura espectral é obtida enviando do leitor RFID para a etiqueta um sinal multifrequencial e observando as frequências que são atenuadas. Se o sinal é atenuado em uma determinada frequência, então representa um nível lógico "0", caso contrário, é o nível lógico "1".

O sinal é codificado pelo circuito multirressoador, que é um filtro rejeita faixa composto por um conjunto de ressoadores em espiral em cascata, projetados para ressoar em determinadas frequências. Nessas frequências de ressonância, os ressoadores introduzem atenuação e ondulação de fase nos sinais recebidos pela etiqueta.

A etiqueta consiste em três componentes: uma antena receptora, um circuito multirressoador e uma antena transmissora. As antenas de recepção e transmissão da etiqueta possuem polarização cruzada para minimizar a

interferência entre o sinal enviado pelo leitor e o sinal retransmitido pela etiqueta contendo o sinal codificado com a assinatura espectral. Uma outra vantagem da polarização cruzada das antenas é que a mesma minimiza o ruído no receptor do leitor, devido ao fato do receptor estar com a mesma polarização do sinal retransmitido pela etiqueta.

O resultado da simulação dos parâmetros S do circuito multirressoador é mostrado na Figura 2.10a e na Figura 2.10b é mostrado o protótipo da etiqueta baseada em multirressoadores.



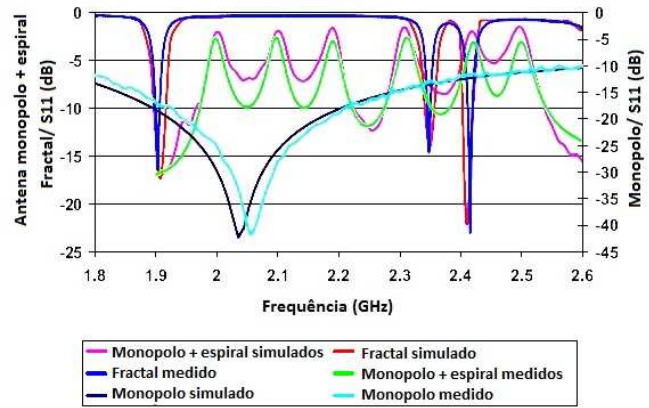
**Figura 2.10-** a) Resultados simulados dos parâmetros S do circuito multirressoador para a etiqueta RFID sem chip de 6 bits, b) Foto do protótipo da etiqueta RFID sem chip.

Preradovic *et al.* (2008b) propuseram também uma etiqueta seletiva de frequência na geometria da Árvore de Pitágoras. A propriedade de auto similaridade da geometria fractal é explorada de modo que ressonâncias múltiplas são obtidas numa frequência de banda limitada, que são então detectadas e processadas pelo leitor.

A principal finalidade do projeto do transponder está em criar estruturas de ressonância. A Árvore de Pitágoras, conforme Figura 2.11a, é um fractal onde a geometria é construída usando um gerador e uma transformação onde é aplicada a iterativamente. Os resultados medidos e simulados da antena monopolo UWB, ressoadores em espiral e antena fractal são mostrados na Figura 2.11b.



(a)



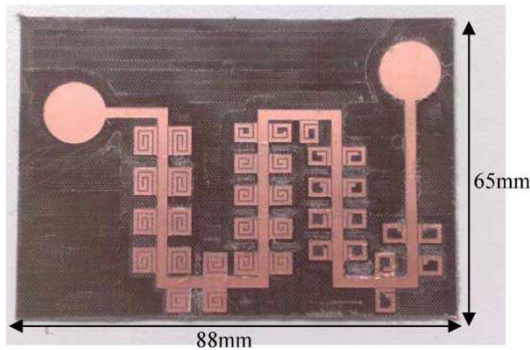
(b)

**Figura 2.11-** a) Árvore de Pitágoras fabricada com Taconic TLX-0, b) Parâmetros S11 medidos do transponder RFID sem chip.

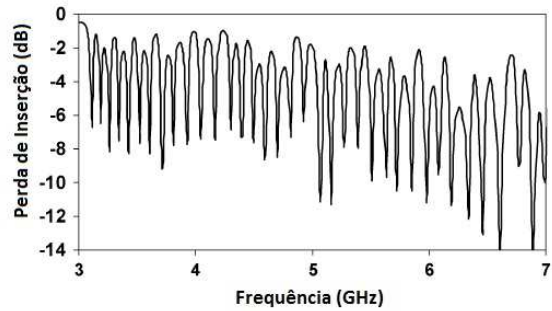
A etiqueta sem chip baseada em ressoadores em espiral pode codificar uma palavra digital de 6 bits, pois há 6 ressonâncias. A antena fractal possui 2 ressonâncias na faixa estreita de 2 a 2,5 GHz, podendo assim codificar uma palavra digital de 2 bits.

Devido aos bons resultados com a etiqueta de 6 bits baseada em multirressoadores (PRERADOVIC *et al.*, 2008a, 2008b), Preradovic *et al.* (2009) projetaram uma etiqueta sem chip de 35 bits, operando num espectro UWB (3,1 a 7 GHz), conforme a foto mostrada na Figura 2.12a.

A etiqueta sem chip é composta por duas antenas monopolo circulares UWB com polarização cruzada e 35 ressoadores em espiral, cada um correspondendo a um determinado bit de dados. Com o objetivo de diminuir o tamanho da etiqueta, a linha de microfita foi dobrada e os ressoadores em espiral foram colocados em ambos os lados da linha de microfita com uma separação de 3 mm entre eles. A perda de inserção medida do multirressoador com 35 espirais é mostrada na Figura 2.12b.



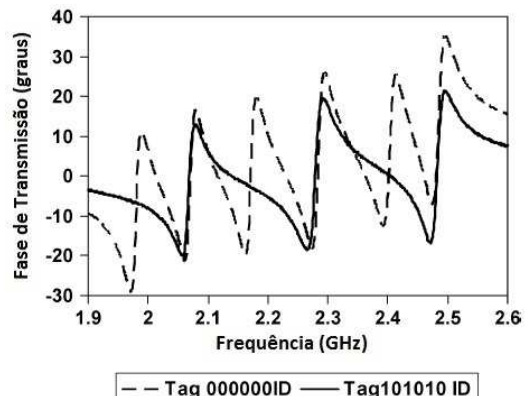
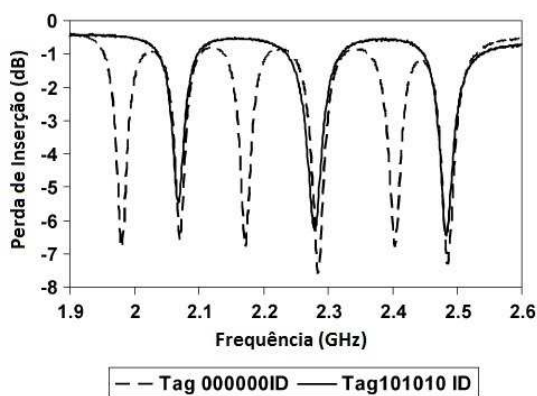
(a)



(b)

**Figura 2.12-** a) Foto da etiqueta RFID sem chip UWB de 35 bits com dimensões no laminado Taconic TLX-0, b) Perda de inserção medida do multiressoador de 35 bits da etiqueta RFID sem chip.

Preradovic *et al.* (2009) utilizaram também, além da assinatura na frequência, a fase para codificar dados na etiqueta RFID sem chip baseada em multiressoadores de 6 bits (Figura 2.13). Como já mencionado, cada espiral contribui em uma ressonância particular e a informação de fase também pode ser usada para codificar e decodificar os dados. A presença de ondulação na fase ( $\sim 40^\circ$ ) em uma específica frequência representa lógica "0", enquanto que a ausência de ondulação em uma determinada frequência representa lógica "1".



**Figura 2.13-** Medidas de etiquetas RFID sem chip com diferentes assinaturas espectrais: perda de inserção e fase de transmissão.

Essa forma de codificação permite aumentar a gama de leitura e a precisão e fornece ao leitor a capacidade de interrogar magnitude e fase e compará-los para confirmar a identificação única da etiqueta interrogada. Para

esse procedimento, é necessária a utilização de uma assinatura de referência "111111" ao realizar a decodificação de dados em amplitude e fase.

Balbin e Karmakar (2009) apresentaram uma etiqueta RFID sem chip baseada em RCS monoestática e composta por três antenas *patch* de microfita alimentadas com tocos de linha de transmissão com alta impedância. As antenas são ressonantes em frequências próximas, e quando recebem os sinais do leitor com tais frequências, as mesmas enviam sinais retroespalhados com características de fase diferentes.

A etiqueta RFID sem chip proposta foi desenvolvida a partir do princípio básico do vetor de sinais retroespalhados provenientes de múltiplos refletores planares. Quando os refletores planares são posicionados adequadamente e detectados por uma antena leitora diretiva, uma sequência de bits pode ser criada usando a diferença de fase relativa dos sinais retroespalhados. A fase relativa refere-se a diferença de fase na antena do leitor entre os sinais retroespalhados no plano E e no plano H.

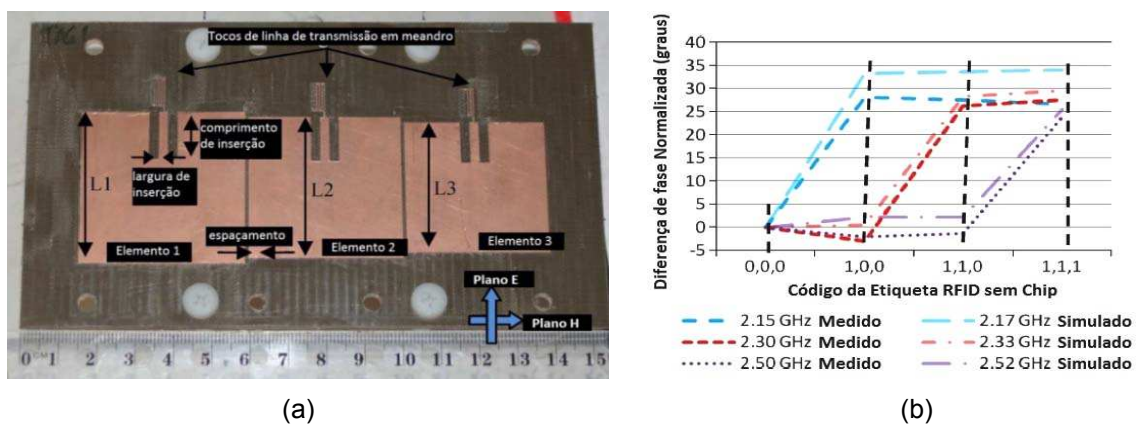
O elemento de antena refletor utilizado na etiqueta proposta é uma SLMPA (do inglês, *Stub Loaded Microstrip Patch Antenna*) quadrada que consiste de uma antena de microfita que possui como carga uma linha de transmissão de circuito aberto.

Para codificar a fase retroespalhada da etiqueta em dados digitalizados, foi preciso determinar uma fase de referência. Para esta finalidade utilizou-se o sinal de retroespalhamento na polarização ortogonal (plano H).

Foi fabricado e testado um protótipo da etiqueta em um substrato de Taconic TLX-0 composto por três SLMPAs dispostos linearmente no plano H como é mostrado na foto da Figura 2.14a. Foi utilizado um toco de linha de transmissão de 10,9 mm (equivalente as impedâncias de  $-560$ ,  $-500$  e  $-450\Omega$  para 2,17; 2,33 e 2,52 GHz respectivamente), assim essa impedância foi digitalizada para ser equivalente ao nível lógico "1". O nível lógico "0" corresponde à ausência de qualquer carga no toco de linha de transmissão.

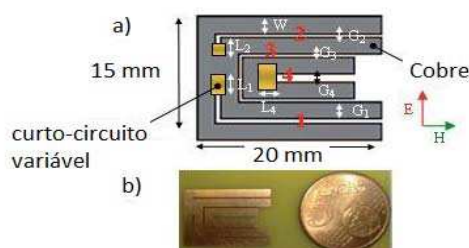
Utilizou-se um sinal retroespalhado detectado monoestaticamente para determinar a RCS complexa e a diferença de fase como uma magnitude. Os resultados das medições foram comparados com os resultados simulados no CST *Microwave Studio*, conforme é mostrado na Figura 2.14b.

Pode-se observar a partir dos resultados que há aproximadamente ( $\sim 30^\circ$ ) de diferença de fase entre os níveis lógicos "1" e "0" em termos de fase relativa para as três frequências. Idealmente o circuito de leitura deve detectar a orientação de polarização da etiqueta.



**Figura 2.14** – a) Etiqueta RFID sem chip consistindo de 3 SLMPAs com  $L1=44$  mm,  $L2=41$  mm e  $L3=38$  mm e espaçamento= 1 mm, b) Valores medidos e simulados da fase relativa RCS monoestática da etiqueta.

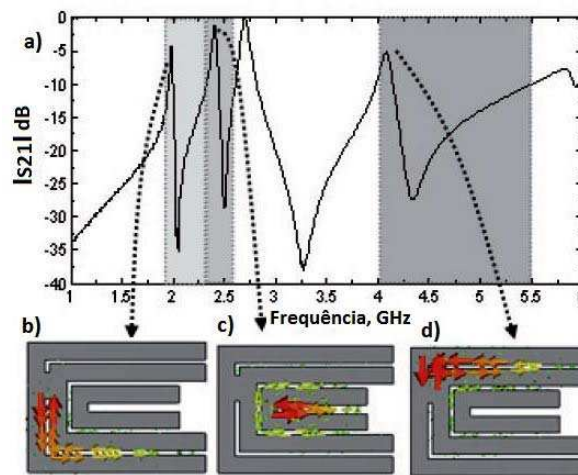
Perret *et al.* (2011) propuseram uma codificação de dados para etiqueta RFID sem chip a partir da resposta em frequência do sinal retroespalhado. A geometria da etiqueta consistiu na associação de múltiplos ressoadores de microfita coplanares com pequenos curto-circuitos em posições adequadas dos ressoadores, conforme é mostrada na Figura 2.15.



**Figura 2.15-** Estrutura da etiqueta "C": a) Diagrama esquemático e b) Foto da etiqueta "C" confeccionada no substrato FR4.



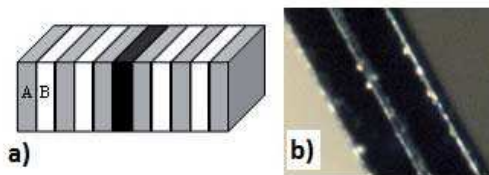
Os desvios de frequência foram obtidos alternando o comprimento desses curtos-circuitos em diferentes locais da etiqueta, produzindo assim alterações na distribuição de corrente (Figura 2.16), assim as informações contidas na etiqueta podem ser lidas inequivocamente. Nessa estrutura os modos 1, 2 e 4 podem ser alterados independentemente. O modo 3, devido a interface entre os dois pares de fitas coplanares, é influenciado por outros modos, por isso não é utilizado para a codificação.



**Figura 2.16-** Ilustração da ligação que existe entre as frequências de ressonância e a geometria em "C" da etiqueta: a) Amplitude do sinal retroespalhado versus a frequência, o sinal é normalizado com o sinal incidente; b) Densidade de corrente na etiqueta em 2,1 GHz; c) Densidade de corrente na etiqueta em 2,55 GHz e d) Densidade de corrente na etiqueta em 4,4 GHz (PERRET *et al.*, 2011).

Perret *et al.* (2011) propuseram também identificação sem chip na faixa de frequência em THz, utilizando estruturas periódicas conhecidas por cristais fotônicos (PCs), pois apresentam operação em faixas de frequências proibidas para a propagação de ondas EM e o comportamento dos mesmos pode ser modificado, quebrando a periodicidade da estrutura, conduzindo a criação de modos com defeito na PBG (do inglês, *photonic band gap*). Assim foi proposta uma estrutura multicamada que codifica a informação pela presença e/ou ausência de "modos com defeito" em diferentes frequências, conforme a Figura 2.17.

Para criar os modos defeituosos de transmissão na PBG, foi quebrada a periodicidade do dispositivo de multicamadas, modificando uma ou várias camadas do arranjo.



**Figura 2.17-** a) Diagrama esquemático da estrutura periódica 1D com um defeito estrutural na posição central (em preto), b) Imagem da metade da estrutura. (PERRET et al., 2011).

O comportamento eletromagnético do cristal fotônico e a frequência dos modos defeituosos dependem do ângulo de incidência e da polarização da onda em THz.

Nair *et al.* (2011a) desenvolveram uma etiqueta sem chip que codifica dados por assinatura espectral e também por reflectometria no domínio do tempo. A codificação de dados foi realizada utilizando seções em "C" formadas pelo acoplamento de seções de linha de transmissão em cascata. A etiqueta produz dois diferentes atrasos de fase para duas frequências específicas correspondendo a dois diferentes comprimentos das seções de linha de transmissão.

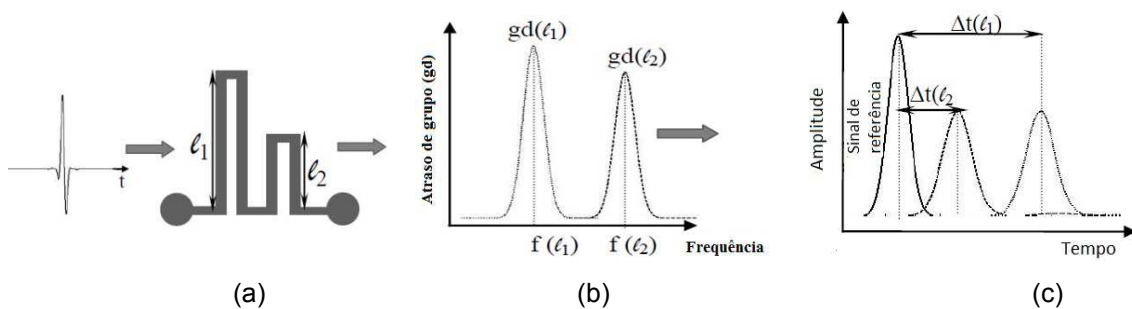
Foi utilizada a propriedade de reajustamento espectral de linha de transmissão de microfita e de atraso de grupo para a codificação da informação nas etiquetas sem chip.

O princípio da etiqueta proposta é apresentado na Figura 2.18. Nesse exemplo, a etiqueta consiste de duas seções em "C" com dois comprimentos diferentes, habilitando dois bits codificados.

A antena de recepção da etiqueta recebe o sinal do leitor. Depois de passar pela etiqueta, o sinal com frequência correspondente ao comprimento da seção em "C" é atrasado. O tempo de atraso pode ser controlado pelo

desenho da estrutura. A resposta no domínio da frequência mostra o atraso produzido por cada seção em “C” e na resposta no domínio do tempo, esse valor é representado por  $\Delta t$ .

Assim, a seção em “C”, que produz atraso de grupo no domínio da frequência, desloca a componente de frequência correspondente a partir do sinal de referência no domínio de tempo.



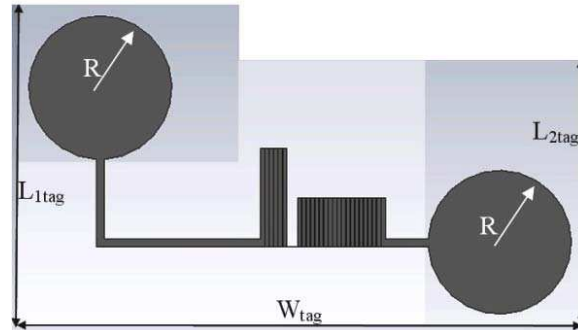
**Figura 2.18** Princípio de utilização do grupo de atraso nas etiquetas sem chip: a) estrutura da etiqueta proposta, b) curva do atraso de grupo no domínio da frequência, c) tempo de atraso correspondente .

Na Figura 2.19 é mostrada a etiqueta RFID sem chip simulada em substrato FR4, com antena receptora polarizada verticalmente e antena transmissora polarizada horizontalmente, utilizando o CST. A fim de verificar a resposta da estrutura para cada uma das frequências, um único pulso correspondente a 2,6 GHz (primeira frequência de interesse) foi aplicado.

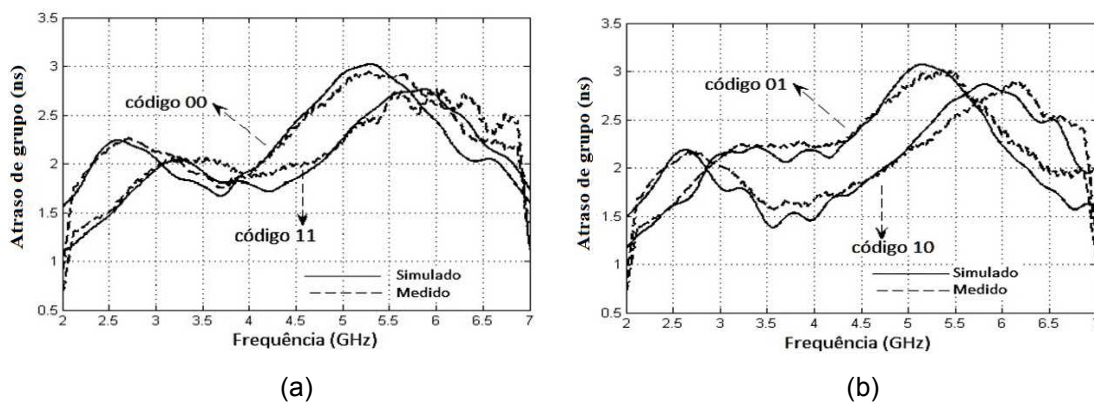
Verificou-se que que o sinal refletido no terminal de entrada de antena é composto por dois componentes. O primeiro componente é a reflexão de todo o dispositivo, o qual é constante em todos os casos e foi utilizado como o sinal de referência para a saída com atraso e o segundo componente é a resposta da seção em “C”.

Foi implementada uma estrutura, onde as antenas reais da etiqueta foram substituídas por dois conectores ligados entre duas portas da etiqueta.

Os resultados da medição foram comparados com os resultados obtidos na simulação no domínio de frequência, onde obteve-se uma boa concordância entre a simulação e a medição (Figura 2.20).



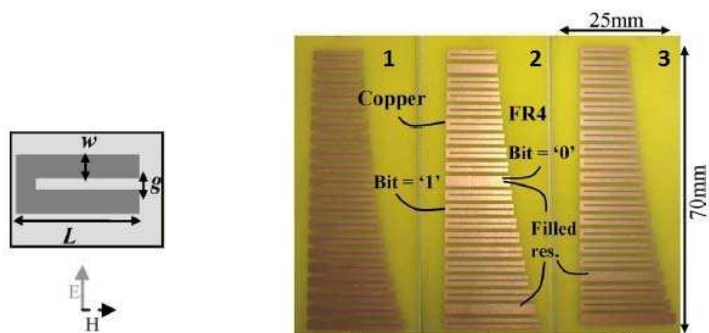
**Figura 2.19** Estrutura da etiqueta proposta com diferentes parâmetros:  $L_1 = 58$  mm,  $L_2 = 48$  mm,  $W_{tag} = 102$  mm,  $R = 13$  mm,  $\epsilon_r = 4,3$ ,  $\tan \delta = 0,025$ .



**Figura 2.20** Resultados da simulação comparados com os resultados de medição para as quatro combinações de bits no domínio da frequência. Resposta do atraso de grupo correspondente ao código: a) 00 e 11, b) 01 e 10.

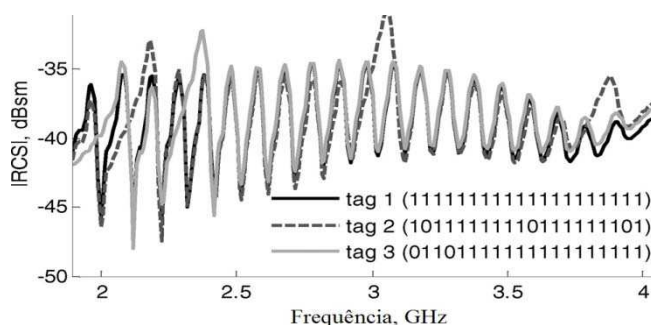
Vena *et al.* (2012a) apresentaram uma etiqueta RFID sem chip que opera na faixa de frequência de 2 a 4 GHz. A etiqueta não necessita de plano de terra e é composta por 20 ressoadores de microfita metálica com capacidade de codificação de dados de 20 bits, para um tamanho compacto de  $70 \times 25$  mm<sup>2</sup>.

Os ressoadores apresentam seção reta de radar (RCS) com picos em frequências específicas controladas por suas dimensões físicas. A forma do dispersor usado na etiqueta proposta é uma fita uniplanar, que tem uma abertura  $g$  e o comprimento da fenda  $L$ . Um dos lados é curto-circuitado, enquanto que o outro é aberto, conforme Figura 2.21.



**Figura 2.21** (a) Único ressoador; (b) etiquetas sem chip produzidas de 20 bits: a etiqueta 1 de referência contém o código máximo (todos "1"), a etiqueta 2 contém os ressoadores 2, 11 e 19 preenchidos correspondendo a "0", a etiqueta 3 com os ressoadores 1 e 4 preenchidos.

Nesta etiqueta, como não há plano de terra, a onda é guiada entre as duas fitas metálicas. A frequência de ressonância dessa estrutura depende do comprimento  $L + g/2$ , enquanto que o fator de qualidade é definido pelo quociente  $L/g$ . Assim, quando as duas fitas metálicas estão mais próximas, as linhas de campo elétrico são mais densas, de modo que o fator de qualidade é aumentado. As etiquetas (figura 2.21) foram projetadas com 20 ressoadores que podem produzir até 20 picos de ressonância (Figura 2.22).



**Figura 2.22** Resposta | RCS | simulada no CST *Microwave Studio*. A etiqueta 1 tem todos os ressoadores definidos em "1", enquanto as etiquetas 2 e 3 têm alguns "0", devido ao preenchimento de fendas específicas.

O princípio de codificação usado para essa etiqueta faz uma associação simples de 1 bit para cada ressonância, assim como outras etiquetas já vistas. Assim, para 20 ressoadores, a capacidade de codificação é de 20 bits, isto é, mais de 1 milhão de combinações.

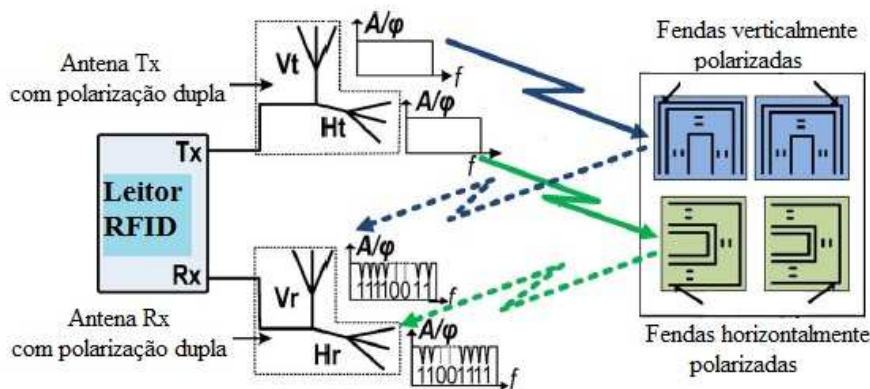
Para configurar a etiqueta, a fenda de cada ressonador pode ser "preenchida" ou não, dependendo do código binário de identificação a ser implementado. Logo, se a fenda do ressonador é "preenchida", sua frequência de ressonância é deslocada para frequência superior, fora da largura de banda de operação.

Islam e Karmakar (2012) apresentaram uma etiqueta RFID sem chip com design compacto, totalmente impressa, com fendas e dupla polarização; além de quatro técnicas para leitura em campo próximo e campo distante.

A etiqueta é composta por quatro *patches* metálicas retangulares carregadas com várias fendas ressoadoras. Fendas com a mesma polarização para frequências adjacentes são colocadas alternadamente em dois patches pra reduzir o acoplamento mútuo entre as fendas. Em seguida, dois conjuntos semelhantes são colocados em polarizações horizontais e verticais para duplicar o número de bits dentro da mesma banda de frequência. A etiqueta pode ser detectada através de guias de onda ou antenas com dupla polarização.

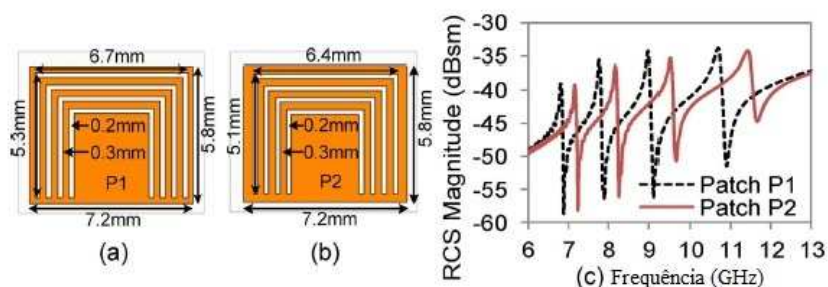
Se fendas de diferentes comprimentos são colocadas no interior de um *patch* metálico, então o mesmo terá assinaturas em diferentes frequências. Essas assinaturas de frequência devido às fendas são independentes uma da outra e podem ser removidas apenas retirando ou curto-circuitando as fendas.

Assim, Islam e Karmakar (2012) propuseram uma etiqueta RFID sem chip cujo princípio de funcionamento está representado na Figura 2.23. A etiqueta é excitada por uma antena de transmissão com dupla polarização (Tx) e o sinal retroespalhado com codificação proveniente da etiqueta é recebido pela outra antena receptora com dupla polarização (Rx).



**Figura 2.23** Princípio de funcionamento da etiqueta RFID sem chip e com fendas proposta.

Duas etiquetas metálicas retangulares, cada uma com quatro fendas são mostradas na Figura 2.24 (a) e (b).



**Figura 2.24** Patch com quatro fendas: (a) P1, (b) P2 e (c) Resultados da Simulação.

Os *patches* foram simulados e depois fabricados em Taconic TLX-0. A dimensão mínima do *patch* foi de 0,2 mm e a faixa de frequência de operação foi de 7 a 12 GHz, respectivamente.

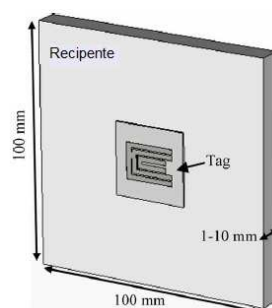
Quatro assinaturas em frequência estavam presentes no sinal retroespalhado pelo *patch* P1, que foram usadas para codificar quatro bits e estavam presentes na banda de frequência de operação citada anteriormente, conforme é mostrado na Figura 2.24 (c) com linha pontilhada.

O segundo *patch* P2 teve largura e comprimento diferentes, assim o sinal retroespalhado foi obtido para quatro assinaturas em frequência na mesma largura de banda, mas que não coincidiu com o *patch* P1. Conforme é mostrado na Figura 2.24 (c) com linha sólida.

O conceito de obtenção da resposta que combina várias fendas em dois *patches* de mesma polaridade foi provado a partir de simulações e resultados de medições para um protótipo de 16 bits. Quatro técnicas de medições diferentes foram apresentadas utilizando antenas e guias de onda.

Vena *et al.* (2012b) demonstraram que a mesma etiqueta proposta por Perret *et al.* (2011) com geometria baseada em múltiplos ressoadores de microfita coplanares com pequenos curto-circuitos, pode ter o efeito de dessintonização, típico de etiquetas sem chip de única camada, compensada por uma técnica baseada no uso de um ressonador de detecção.

Um dos pontos fortes do projeto proposto por Perret *et al.* (2011) é que não há plano de terra e a etiqueta pode ser potencialmente impressa diretamente sobre o produto. No entanto, é também uma das suas fraquezas, ao se considerar a dessintonização dos ressoadores quando a etiqueta é colocada em um recipiente como mostrado na Figura 2.25.



**Figura 2.25** Vista da etiqueta aplicada em um recipiente de 10 mm de espessura.

Para aumentar a confiabilidade da detecção e lidar com alguma variabilidade na permissividade do recipiente, um ou vários ressoadores da etiqueta podem ser usados para detectar a mesma. Como resultado, a permissividade efetiva real da etiqueta pode ser encontrada e o sistema de leitura pode compensar essas eventuais mudanças para obter o código certo. O trabalho de Vena *et al.* (2012b) apresenta uma compensação técnica que utiliza apenas um ressonador para detectar a permissividade.



No projeto da etiqueta proposto na Figura 2.15 foi visto que a fenda interna 3 não é usada para codificação e serve para limitar o acoplamento entre os outros ressoadores, mas também pode ser usada como um "sensor de ressonância". A sua frequência é igual a 2,73 GHz, quando a etiqueta não está fixada em um recipiente. Se um desvio é detectado nessa frequência, desvios em todas as outras frequências podem ser calculados de modo que as frequências de ressonância iniciais podem ser recuperadas, logo tal desvio pode ser útil como um sensor de desvio para as outras frequências.

### 2.3.1.3 Etiquetas sem Chip Baseadas na Modulação por Retroespalhamento de Fase e Amplitude

Essas etiquetas exigem menos largura de banda para operação do que as etiquetas sem chip baseadas em TDR e as etiquetas sem chip baseadas na assinatura espectral. A codificação de dados é realizada pela variação de amplitude ou fase do sinal retroespalhado baseada na carga da antena da etiqueta sem chip. A variação da carga é controlada pela carga reativa da antena, essa carga por sua vez influencia na RCS da antena na amplitude ou fase, que pode ser detectada por um leitor RFID (RAO *et al.*, 2005).

A reatância da carga pode variar devido ao fato da carga da antena ser um sensor analógico ou uma linha de transmissão *left-handed* (LH), ou devido à antena ser terminada por uma microfita baseada em *stub* refletor (PRERADOVIC & KARMAKAR, 2010).

Uma linha de transmissão *right-handed* (RH), que consiste de um capacitor *shunt* em série com um indutor, corresponde a uma linha de transmissão convencional, enquanto que a linha de transmissão LH, com um capacitor em série com um indutor *shunt*, apresenta uma dualidade com a linha de transmissão RH (PARK & KIM, 2012).

As vantagens desse tipo de etiquetas sem chip são operarem em bandas estreitas e apresentarem arquitetura simples. As desvantagens são o número de bits que pode ser detectado e a codificação de dados que é realizada por componentes discretos, o que aumenta o seu custo.

Etiquetas sem chip com carga linha de atraso LH utilizam circuitos analógicos para modulação de fase e aumenta o tempo de resposta da etiqueta aplicando o efeito de ondas lentas das linhas de atraso LH, o que minimiza o tamanho da etiqueta (SCHULER *et al.*, 2009).

O pulso de interrogação transmitido pelo leitor RFID é recebido pela antena da etiqueta sem chip e se propaga através de uma série de linhas de atraso em cascata, que representam descontinuidades periódicas. O pulso recebido pela etiqueta é refletido ao atingir cada descontinuidade e a informação é codificada pela fase do sinal refletido em relação a um sinal de referência. Os sinais refletidos com os dados codificados conservam magnitudes semelhantes, enquanto há uma variação de fase.

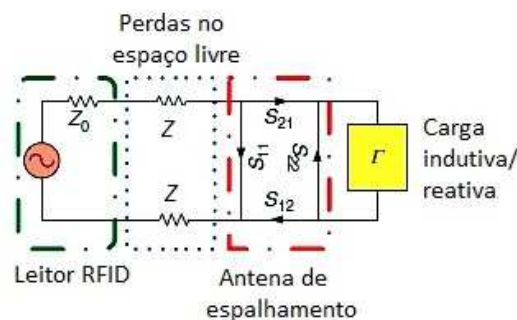
Etiquetas RFID sem chip baseadas em impedância complexa remota compõem-se de antenas impressas que são terminadas em reatâncias com perdas. A antena da etiqueta é escolhida para ser uma antena de espalhamento (como a antena *patch* e não uma antena com espalhamento mínimo como se é tipicamente usada como um dipolo) (BALANIS, 2009).

A diferença entre essas antenas é que, quando terminadas em um circuito aberto ou curto-circuito, a antena de espalhamento deve retroespalhar a mesma potência, independentemente do tipo de terminação sem perdas, enquanto que a antena com espalhamento mínimo quase não irá retroespalhar potência na condição de circuito aberto (NIKITIN & RAO, 2006).

Esta propriedade das antenas de espalhamento é descrita por Mukherjee (2008) para codificar os dados por meio da carga da antena de espalhamento com *stubs* de microfita, que representam diferentes indutâncias, e por conseguinte, manipula-se a fase do sinal retroespalhado e a seção reta radar

(RCS) das antenas. O sistema RFID sem chip com base na medição remota da impedância complexa pode ser modelado como uma rede de duas portas, onde o leitor é considerado a fonte, enquanto que a impedância reativa é considerada a carga. Na figura 2.26 tem-se o modelo do sistema RFID sem chip.

O sinal de interrogação transmitido é definido pelo parâmetro  $S_{21}$  enquanto que o parâmetro  $S_{12}$  é a resposta do sinal retroespalhado da etiqueta sem chip com assinatura de fase.



**Figura 2.26** Modelo com 2 portas do sistema RFID sem chip baseado em medição remota de impedância complexa.

A fim de obter etiquetas RFID sem chip com diferentes cargas indutivas de suas antenas, é possível gerar assinaturas de fase diferentes no sinal retroespalhado, que podem ser usadas para identificar cada etiqueta no leitor (MUKHERJEE, 2007). As cargas reativas são compostas por *stubs* de microfita, de modo a fazer com que a etiqueta seja totalmente impressa.

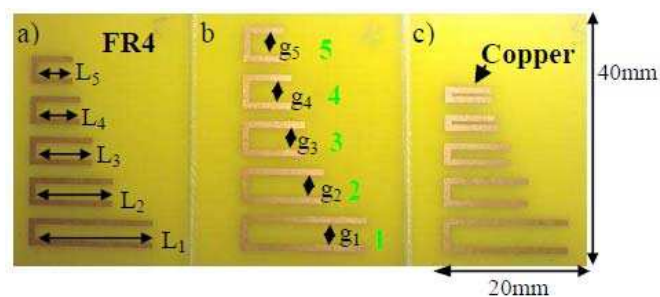
Vena *et al.* (2011) apresentaram uma etiqueta RFID sem chip que utiliza uma técnica de codificação de dados baseada na mudança de fase de vários ressoadores que se comportam como comutadores de fase. Tal técnica traz uma maior confiabilidade do que a técnica baseada em ausência e presença de ressonância para codificação.

O projeto proposto baseou-se em 5 ressoadores de microfita reflexiva que possuem frequências de ressonância a partir de 2,5 GHz até 6,5 GHz. Uma

capacidade de 10 bits foi alcançada dentro de um tamanho reduzido de 20 x 40 mm<sup>2</sup>.

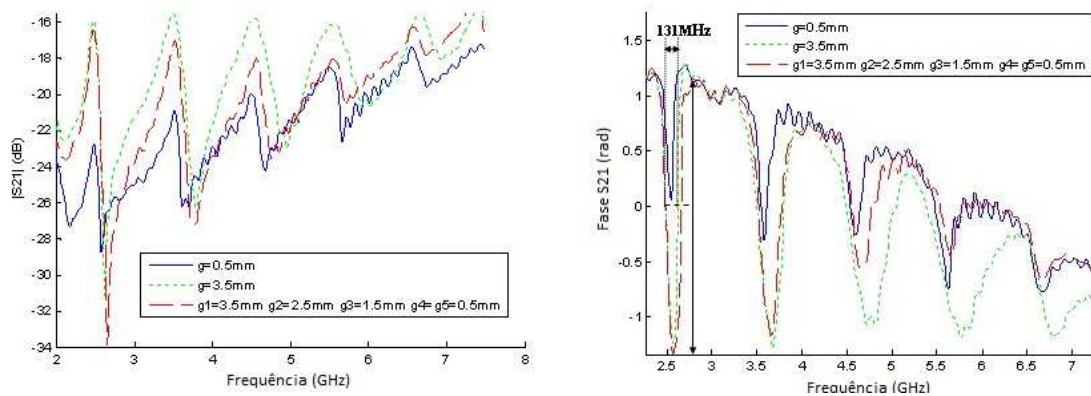
Vena *et al.* (2011) sugeriram que a confiabilidade da etiqueta foi obtida através de uma forma de codificação baseada no controle de fase por vários ressoadores.

O layout apresentado na Figura 2.27 baseia-se em múltiplas fitas metálicas em formato de “C”. Cada fita metálica fornece uma assinatura eletromagnética específica com a presença de uma onda incidente. Variando a largura da fenda  $g$  do ressoador em “C”, são geradas variações na amplitude e fase.



**Figura 2.27** Vista das etiquetas sem chip: a) Etiqueta 3, b) Etiqueta 4, c) Etiqueta 5 (VENA *et al.*, 2011).

Cinco etiquetas possuindo uma forma de “C”, como mostrado na figura 2.28, foram construídas e medidas. Cada etiqueta codificou dados utilizando 5 ressoadores que produziam ressonância em 2,5 GHz; 3,5 GHz; 4,5 GHz; 5,5 GHz e 6,5 GHz. Vários valores da largura da fenda  $g$  foram utilizados. Na Figura 2.28 são mostrados os valores medidos de amplitude do S21 e a fase.



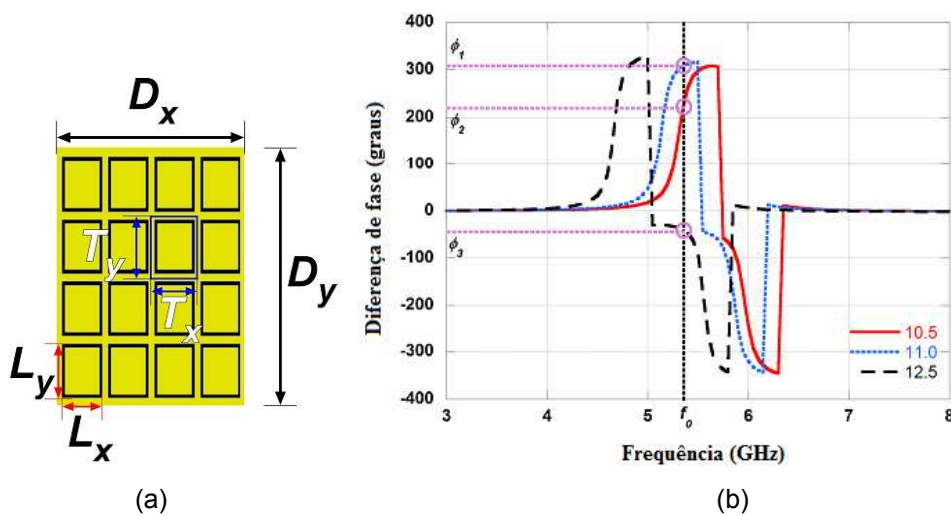
**Figura 2.28** Medições realizadas com as etiquetas 1, 4 e 5.

A resposta em frequência para as etiquetas 1 e 4 tem códigos extremos e para a etiqueta 5 tem um código intermediário. O nível de resposta depende da diferença utilizada. A resposta para uma abertura de 3,5 mm foi mais elevada do que para uma abertura de 0,5 mm. O valor de frequência de cada pico permaneceu o mesmo para todas as configurações. Em relação à resposta de fase na Figura 2.28, verificou-se ser fácil detectar o efeito do valor da fenda, pois há forte influência na largura de banda do deslocamento de fase para cada modo.

Recentemente, outras técnicas de codificação nas etiquetas RFID sem chip têm sido exploradas. Yan *et al.* (2013) apresentaram uma etiqueta sem chip que codifica os dados com base no espaço angular. Em comparação com as etiquetas baseadas em reflectometria no domínio do tempo e as baseadas em assinatura espectral, as etiquetas baseadas em espaço angular podem obter maior capacidade de codificação.

Além disso, a etiqueta possui apenas uma camada condutiva e imprimível, é identificada por um campo retroespalhado em duas polarizações ortogonais. A etiqueta proposta opera em uma banda estreita de frequência, reduzindo a faixa de frequência requerida no espectro, a complexidade do leitor, bem como o custo do sistema RFID. Os resultados simulados validaram o projeto teórico.

Genovesi *et al.* (2014) propuseram uma superfície periódica impressa em uma placa dielétrica aterrada para ser empregada como uma etiqueta RFID sem chip a fim de realizar uma codificação com uma única fase. A variação do comprimento de uma única célula é utilizada para verificar a possibilidade de codificação da informação, explorando a diferença entre a resposta de fase TE e TM da etiqueta (Figura 2.29a). A diferença entre a resposta de fase de uma onda plana incidente TE e TM permite um único bit assumir diversos valores relacionados com o comprimento dos lados e cada célula (Figura 2.29b).



**Figura 2.29**– (a) Etiqueta RFID sem chip com células unitárias, (b) Diferença de fase entre os coeficientes de reflexão para ondas planas incidentes TE e TM no caso de um valor fixo  $T_x = 7,5\text{mm}$  e a variável  $T_y = 10,5\text{mm}$ ,  $11\text{mm}$  e  $12,5\text{mm}$ .

Na tabela a seguir é apresentado um resumo das principais características das categorias de RFID sem chip.

Tabela 1- Principais Características das Categorias de Etiquetas RFID sem Chip

<b>Etiquetas sem Chip baseadas em reflectometria no domínio do tempo</b>	<b>Etiquetas sem Chip baseadas na assinatura espectral</b>	<b>Etiquetas sem chip baseadas na Modulação por Retroespalhamento de Fase e Amplitude</b>
São interrogadas por um sinal enviado pelo leitor na forma de um pulso.	Codificam dados no espectro com estruturas ressonantes.	A codificação de dados é realizada pela variação de amplitude ou fase do sinal retroespalhado baseada na carga da antena da etiqueta sem chip.
Podem ser imprimíveis ou não.	São totalmente impressas.	São totalmente impressas.
Baixo número de bits que podem ser codificados.	Boa capacidade de armazenamento de dados.	Baixo número de bits que podem ser codificados.
Alta velocidade dos leitores RFID requerida para gerar e detectar pulsos UWB.	Banda larga dedicada aos componentes do leitor RFID.	Codificação de dados que é realizada por componentes discretos, o que aumenta o seu custo.
Não há necessidade de uma grande faixa do espectro para a codificação de dados.	Necessidade de uma grande faixa do espectro para a codificação de dados.	Exigem menos largura de banda para operação do que as etiquetas sem chip baseadas em TDR e as etiquetas sem chip baseadas na assinatura espectral.
Bom alcance na leitura.	Dependência da orientação das etiquetas.	Arquitetura simples.

## 2.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados conceitos como a técnica de retroespalhamento e a tecnologia de sistemas RFID, além de uma revisão bibliográfica de etiquetas RFID sem chip com aplicação em identificação. Constatou-se que dependendo da forma particular da etiqueta, a natureza da assinatura eletromagnética pode mudar de etiqueta para etiqueta.

Na medida em que a identificação da etiqueta está contida diretamente no sinal temporal, classifica-se a mesma como uma etiqueta no domínio do tempo. Quando a codificação da informação na etiqueta é realizada diretamente na representação frequencial do sinal, a mesma pode ser classificada como etiqueta no domínio da frequência.

Nos próximos capítulos serão apresentadas as contribuições desse trabalho de tese no âmbito das etiquetas no domínio da frequência baseadas em ressoadores de microfita e também um novo projeto de etiqueta no domínio do tempo baseada em seções de linha de transmissão em “C” e fabricada em substrato flexíveis. A fundamentação teórica necessária para dar suporte à compreensão dos conceitos desenvolvidos neste trabalho também serão abordadas nos capítulos que se seguem.

### **CAPÍTULO 3**



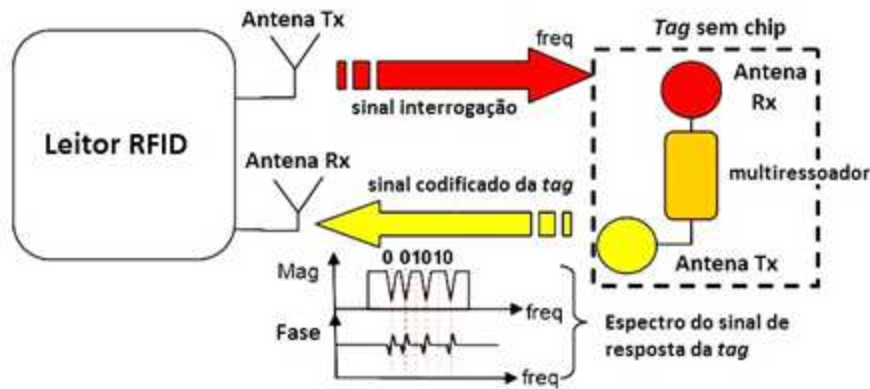
### **3. ETIQUETAS RFID SEM CHIP NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA BASEADAS EM RESSOADORES DE MICROFITA**

Esse capítulo contempla uma descrição das contribuições desse trabalho de tese para as etiquetas RFID sem chip no domínio da frequência baseadas em ressoadores em de microfita, bem como a fundamentação teórica necessária ao desenvolvimento do mesmo.

#### **3.1 INTRODUÇÃO**

Uma etiqueta RFID sem chip totalmente impressa, que utiliza a codificação assinatura espectral, foi relatada por PRERADOVIC e KARMAKAR (2010). Tal sistema não é baseado na seção reta radar (RCS) do sinal retroespalhado, mas na retransmissão do sinal de interrogação enviado a etiqueta. Essa etiqueta é baseada em multirressoadores e antenas monopolo de banda ultra larga (UWB) com polarização cruzada, e possui identificação única codificada com as assinaturas espectrais dos ressoadores. O diagrama de blocos do sistema RFID sem chip proposto é mostrado na Figura 3.1.

Como pode ser visto na Figura 3.1, a assinatura espectral é obtida enviando à etiqueta um sinal multifrequencial com amplitude e fase uniformes. A etiqueta então, recebe o sinal de interrogação e codifica os dados no espectro de frequências em magnitude e fase. O sinal codificado é então retransmitido de volta para o leitor. Isto permite que o leitor utilize dois critérios para a decodificação de dados- amplitude e fase.



**Figura 3.1** Diagrama de blocos do sistema de RFID sem chip.

A principal aplicação para este sistema RFID sem chip é para alcance curto (até 40cm) na marcação de artigos. Assim, as restrições de limitação de potência (EIRP máxima de -45 dBm no espaço livre e EIRP máxima de -55 dBm em ambientes fechados), não apresentam uma grande preocupação para o sistema proposto.

Na etiqueta RFID sem chip descrita acima, o sinal é codificado por um circuito multirressoador, que é um filtro rejeita faixa composto por um conjunto de ressoadores em espiral em cascata, projetados para ressoar em determinadas frequências.

Logo, baseando-se nesse projeto proposto por Preradovic e Karmakar (2010) e visando o projeto de uma etiqueta RFID sem chip baseada em assinatura espectral e modulação por retroespalhamento, foi realizado uma análise teórica sobre ressoadores de microfita que podem ser utilizados para a codificação de dados na mesma.

### 3.2 RESSOADORES DE MICROFITA

A crescente demanda por comunicação de alta qualidade e o avanço constante da tecnologia supercondutora de alta temperatura (*High temperature superconductors* – HTS) têm criado novas oportunidades para projetos de

filtros de micro-ondas. Alguns desses ressoadores de microfita têm também sido utilizados em filtros rejeita-faixa com banda estreita.

Segundo Joubert (2003), alguns dos importantes fatores que determinam a escolha do tipo de ressoadores são: o tamanho do ressoador (uma função da distribuição da capacitância e indutância dentro da geometria), relação entre espaçamento e fator de acoplamento entre ressoadores adjacentes, a habilidade de perceber acoplamentos de fases diferentes (normalmente referenciado como acoplamento elétrico e magnético) entre ressoadores adjacentes e a capacidade de afinação do ressoador.

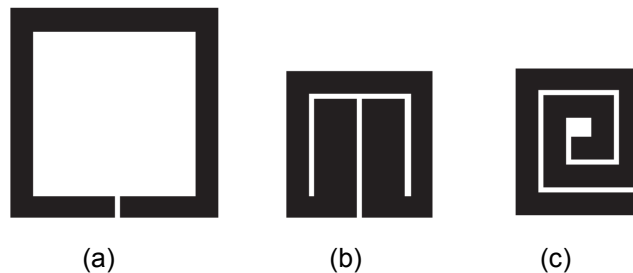
Joubert (2003) apresentou resultados para filtros rejeita-faixa com banda estreita baseados em ressoadores em espiral retangulares e compactos. Uma vantagem de utilizar pequenos ressoadores está em termos de miniaturização do circuito de micro-ondas. Uma segunda vantagem é que, quando se utiliza pequenos ressoadores, o espaço físico entre os mesmos será maior, diminuindo assim o acoplamento indesejável entre ressoadores adjacentes em um filtro rejeita-faixa.

A ausência de acoplamento entre os ressoadores torna o projeto do filtro mais simples, uma vez que será esperada uma boa correlação entre os resultados gerados usando o modelo teórico equivalente, que não considera acoplamento entre os elementos, e o circuito físico.

O acoplamento é, de fato, um importante fator a ser considerado. Para ressaltar tal efeito, Joubert (2003) apresentou os resultados de dois filtros, ressoador de circuito aberto e ressoador em espiral retangular.

### 3.2.1 Comparação entre Tipos de Ressonadores

As geometrias de três tipos de ressoadores são apresentadas na Figura 3.2: ressoador retangular de circuito aberto, ressoador miniaturizado *hairpin* e ressoador em espiral. As larguras e alturas dos ressoadores foram projetadas para obter uma ressonância central de 1,8 GHz.

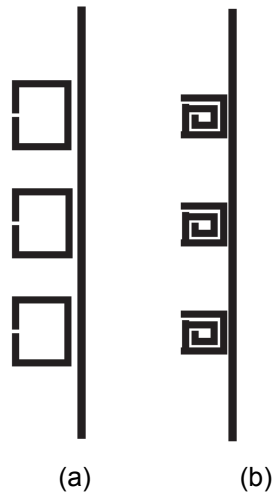


**Figura 3.2** Geometrias de três tipos de ressoadores: (a) ressoador de circuito aberto, (b) ressoador *hairpin* miniaturizado, (c) ressoador em espiral.

O ressoador de circuito aberto quadrado é um dos tipos mais básicos de ressoadores e apresentou um bom desempenho na utilização em projetos de filtros passa-faixa e rejeita-faixa de banda estreita (HONG *et al.*, 2000). O ressoador *hairpin* miniaturizado é um dos menores tipos de ressoadores já descritos na literatura (LEE & TSAI, 2000), esse tipo de ressoador foi utilizado em projetos de filtros passa-faixa compactos (KUO *et al.*, 2000).

O ressoador em espiral mostrado na Figura 3.2 foi apresentado por Joubert (2003) e em uma análise comparativa com os outros ressoadores citados, foi observado que para atingir a ressonância fundamental em 1,8 GHz para um específico substrato, tal ressoador em espiral apresentou dimensões (área superficial) 60% menores que o ressoador de circuito aberto quadrado e 17% menores que o ressoador *hairpin* miniaturizado ( para um particular raio largura/altura de aproximadamente 1).

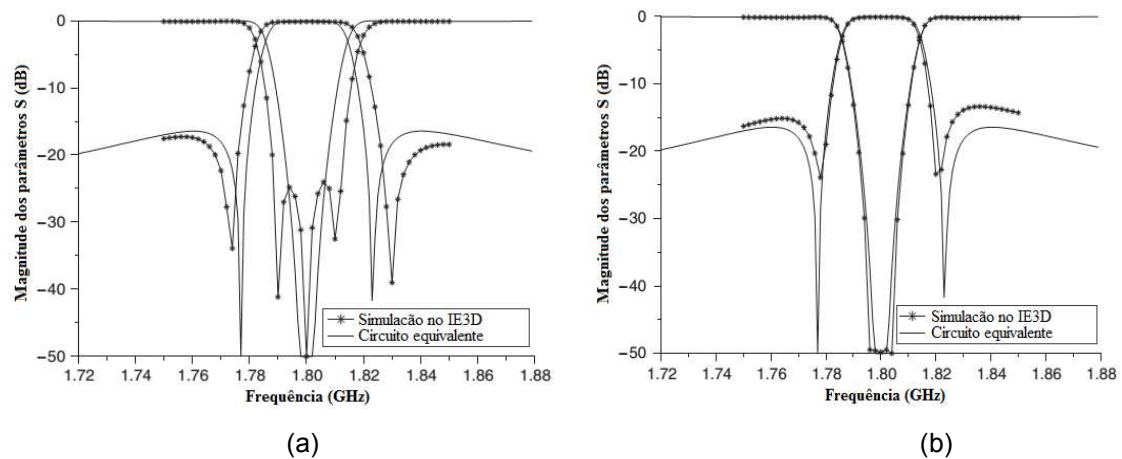
Foram simulados dois tipos de filtros utilizando ressoadores de circuito aberto e ressoadores retangulares em espiral, conforme é mostrado na Figura 3.3.



**Figura 3.3** Projetos de dois filtros de microfita: (a) filtro rejeita-faixa com ressoadores de circuito aberto, (b) Filtro rejeita-faixa com ressoadores em espiral.

Para a realização dos projetos, foi considerado um substrato com constante dielétrica de 10,2 e espessura de 1,27 mm. O software IE3D baseado no método dos momentos (ZHENG & LAM, 1999) foi utilizado para o projeto e análise dos filtros. Os comprimentos dos ressoadores e os espaçamentos foram determinados para alcançar o acoplamento desejado entre cada ressoador e a linha de microfita. Durante a análise dos filtros, considerou-se o substrato sem perdas e os condutores perfeitos. A linha de microfita de 50  $\Omega$  foi determinada para ser 1,15 mm.

Os resultados simulados para os filtros baseados em ressoadores de circuito aberto e em ressoadores em espiral são mostrados na Figura 3.4. Para cada caso, os valores dos parâmetros S obtidos com a a simulação no IE3D e os valores obtidos com o modelo de circuito equivalente são comparados.



**Figura 3.4** Coeficientes de transmissão e recepção simulados do circuito equivalente em comparação com os valores da simulação de onda completa- IE3D dos filtros: (a) com ressoadores de circuito aberto, (b) com ressoadores em espiral.

Observa-se a partir dos gráficos da Figura 3.4 que a resposta do filtro baseado em ressoadores em espiral é mais próxima à resposta do circuito equivalente do que no caso do filtro baseado em ressoadores de circuito aberto. A principal causa da resposta com distorção para o filtro com ressoadores de circuito aberto é o acoplamento indesejado entre os ressoadores adjacentes.

Devido ao tamanho menor dos ressoadores em espiral, há uma maior distância entre os mesmos e um menor acoplamento entre estes ressoadores, o que leva a resposta do filtro baseado em ressoadores em espiral à uma proximidade maior da resposta do circuito equivalente.

Uma outra vantagem dos filtros baseados em ressoadores em espiral em relação aos filtros baseados em ressoadores de circuito aberto é a estreita faixa de rejeição, isto é, uma largura de banda de 3 dB mais estreita. De acordo com Karmakar *et al.* (2006), o ressoador em espiral possui de 5 a 50 vezes uma largura de banda de 3 dB mais estreita que os outros circuitos planares e pode ser facilmente modificado.

Assim, por apresentar-se mais adequado na utilização para a codificação de dados através de assinatura espectral, o ressoador em espiral foi o circuito

planar escolhido neste trabalho para a realização de uma análise paramétrica com o intuito de utilizá-lo no desenvolvimento de um novo projeto de etiqueta RFID sem chip no domínio da frequência.

### 3.2.2 Ressonadores em Espiral

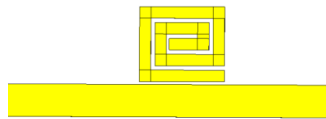
Em trabalhos anteriores (PRERADOVIC *et al.*, 2008a), (PRERADOVIC & KARMAKAR, 2009), (PRERADOVIC & KARMAKAR, 2010), ressoadores em espiral foram utilizados para codificação de dados, assim como diversidade de polarização foi utilizada para separar o sinal transmitido pelo leitor do sinal refletido pela etiqueta, chegando a uma capacidade de codificação até 35 bits.

Tais etiquetas codificam dados utilizando um multirressoador que consiste em ressoadores de micro-ondas em espiral em cascata acoplados à uma linha de transmissão, conforme já visto na Figura 3.3. Vários ressoadores em espiral acoplados às linhas de microfita pode ser encontrados na literatura. Alguns são impressos no plano de terra (MA *et al.*, 2008) enquanto outros são impressos dentro da linha de microfita (LIM *et al.*, 2007) ou dispostos ao lado, acoplados à linha de microfita (LEE *et al.*, 2002).

Os ressoadores em espiral de micro-ondas devem ser totalmente planares, apresentarem largura de banda estreita, o que significa alto fator Q, e tamanho compacto para uso nas etiquetas sem chip imprimíveis.

Na Figura 3.5 é mostrado um ressoador em espiral acoplado a uma linha de microfita de  $50\Omega$ , projetados com o software para modelagem eletromagnética computacional CST *Microwave Studio*®. Na simulação, o ressoador em espiral e a linha de transmissão são dispostos no mesmo plano e separados do plano de terra metálico por uma camada dielétrica.

Na sua frequência de ressonância, o ressoador em espiral cria um efeito de rejeita-faixa (em inglês, *stop-band*). Quando utilizado em uma etiqueta RFID sem chip, o sinal transmitido pela mesma será atenuado na frequência de ressonância do ressoador, contendo os valores nulos que podem ser detectados pelo leitor. A atenuação do ressonador em espiral é tanto maior quanto menor for a distância entre a espiral e a linha de microfita devido ao forte acoplamento entre eles (PRERADOVIC & KARMAKAR, 2012).



**Figura 3.5** Projeto de um ressoador em espiral acoplado a uma linha de transmissão.

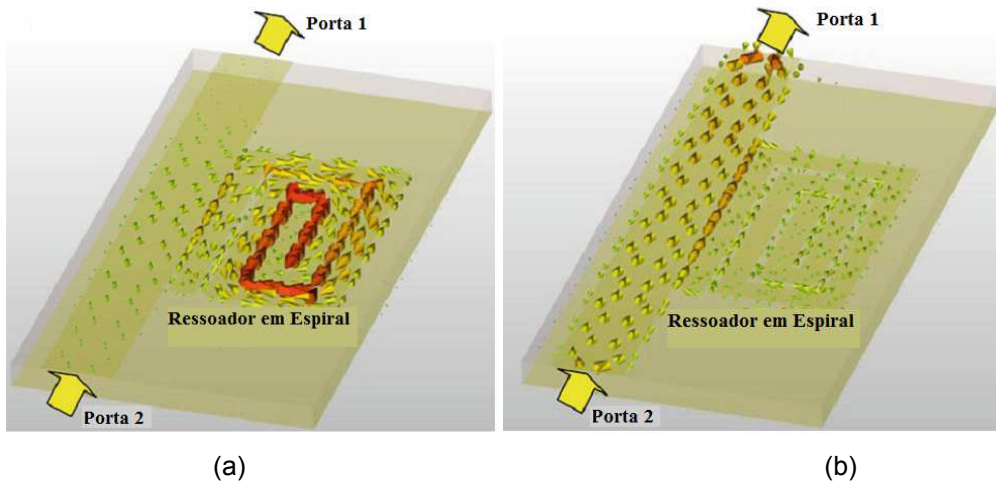
A simulação da distribuição de corrente de superfície é utilizada a fim de compreender como o efeito de rejeita-faixa é criado na frequência de ressonância do ressoador em espiral. Na Figura 3.6 as distribuições de pico de corrente de superfície de um ressoador em espiral na sua frequência de ressonância (2GHz) e em uma frequência não-ressonante (2.1 GHz) são apresentados (PRERADOVIC & KARMAKAR, 2012). Variando-se o tamanho do ressonador espiral, a ressonância pode ser variada.

Na Figura 3.6a é possível observar que a distribuição da corrente de superfície é maior em torno da espiral em sua frequência de ressonância. O ressoador em espiral cria um caminho de baixa impedância para o plano de terra em sua frequência de ressonância e absorve a maior parte da propagação de corrente da porta 1 para a porta 2 da linha de microfita, resultando em um efeito de rejeita-faixa. Na frequência não-ressonante do ressoador em espiral quase não há nenhuma propagação de corrente superficial entre as portas 1 e 2 como mostrado na Figura 3.6b.

O ressoador em espiral acoplado à uma linha de microfita pode ser modelado utilizando capacitância e indutância distribuídas de um circuito em série RLC acoplado à uma linha de microfita (YOON *et al.*, 2008). O ressoador em espiral é modelado como um circuito RLC série devido ao caminho de baixa

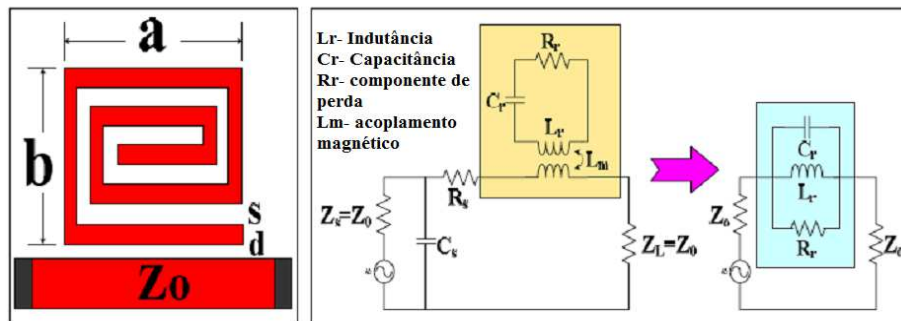


impedância criado na sua frequência de ressonância, o que é característico de um circuito em série RLC.



**Figura 3.6** Distribuição de pico de corrente de superfície obtida com o CST *Microwave Studio*: (a) na frequência de ressonância, (b) em uma frequência não-ressonante.

Quando o ressoador em espiral é acoplado à linha de microfita, todo o circuito (linha de microfita, acoplamento magnético e ressoador em espiral) é modelado como um RLC em paralelo, devido à sua característica de rejeita-faixa. O modelo de circuito equivalente é mostrado na Figura 3.7.



**Figura 3.7** Esquemático do ressoador em espiral: (a) esquema ilustrado e (b) circuito equivalente.

O ressoador em espiral é modelado com um circuito série RLC, onde a capacitância distribuída é  $C_d$ , a indutância distribuída é  $L_d$  e a perda resistiva é  $R_d$ . O acoplamento entre a linha de microfita e o ressoador em espiral é modelado com uma indutância mútua  $L_m$  que é determinada pelo o comprimento da linha acoplada e a distância a partir da linha de  $50\Omega$ .

Jiang *et al.* (1997) relataram o cálculo da capacitância distribuída e da frequência de ressonância dos ressoadores em espiral. Em primeiro lugar, as distribuições de carga no ressoador em espiral foram encontradas por um modelo simplificado e pelo método dos momentos. Sabendo-se da distribuição de carga, é possível calcular a capacitância distribuída de uma espiral  $C_1$  como:

$$C_1 = \frac{1}{2}q = \pi H \sum_{i=1}^{N_1} r_i \rho_i \quad (3.1)$$

A superfície da espiral é subdividida em  $N_1$  sub-anéis, o raio médio da espiral é  $r$ , a densidade de carga é  $\rho$  e a quantidade de carga é  $q$ . A capacitância distribuída equivalente total é:

$$C_D = \frac{C_1(R_i+R_o)}{2r} \quad (3.2)$$

Onde  $R_i$  representa o raio interno da espiral e  $R_o$  é o raio exterior da espiral.

Hejazi *et al.* (1998) apresentaram o cálculo da indutância distribuída de ressoadores em espiral. O método descrito para o cálculo da indutância distribuída de ressoadores em espiral calcula as indutâncias individuais das espiras e a indutância mútua entre estas espiras. Aplicando este método, a indutância total distribuída de qualquer forma de espiral tem a forma geral de:

$$L_D = \sum_{i=1}^n L_{oi} + 2 \times [\sum M^+ - \sum M^- + \sum_{j=1}^j M_{j,j+1} \pm \sum_{k=1}^k M_{k,k+2}] \quad (3.3)$$

Onde  $L_{oi}$  são as auto-indutâncias das espiras,  $M^+$  é a indutância mútua entre as espiras quando a corrente das mesmas estão na mesma direção,  $M^-$  é a indutância mútua entre as espiras quando as correntes estão em direções opostas,  $M_{j, j+1}$  é a indutância mútua entre os segmentos adjacentes que se encontram num ponto e para os segmentos mais próximos que não se encontram em um ponto a indutância mútua é dada por  $M_{k, k+2}$ ,  $j = 1, 2, \dots, n-1$  e  $k = 1, 2, \dots, n-2$ , onde  $n$  é o número máximo de espiras em um ressoador

em espiral.

A frequência de ressonância  $f_r$  do ressoador em espiral acoplado à uma linha de microfita é reportada por Lee *et al.* (2002) e Khanna & Garault (1983) como:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_e C_e}} \quad (3.4)$$

Onde  $L_e$  e  $C_e$  são a indutância e a capacitância equivalente total do filtro rejeita-faixa, respectivamente.

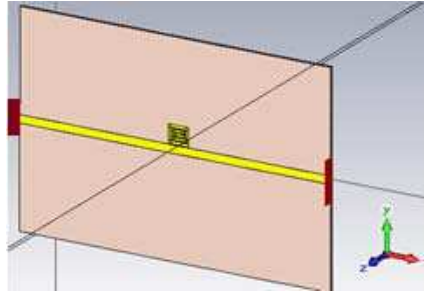
No presente trabalho de tese foi realizado uma análise paramétrica sobre os ressoadores de microfita, possíveis componentes de um novo projeto de etiqueta RFID sem chip no domínio da frequência.

A análise é realizada pelas seguintes etapas:

- a) Escolhe-se o substrato;
- b) Uma aproximação dos parâmetros é realizada com base no quarto de comprimento de onda da frequência de ressonância desejada;
- c) Utilizando um software de simulação eletromagnética, o ressonador é implementado e são analisados os parâmetros S, com os quais pode-se observar o comportamento do ressoador;
- d) As dimensões do ressoador são variadas e os parâmetros S são verificados até resultados satisfatórios serem alcançados, otimizando assim o projeto do ressoador.

As simulações foram realizadas com o CST *Microwave Studio*, onde a excitação foi realizada utilizando portas de guia de onda nas extremidades da linha de microfita acoplada ao ressoador em espiral, conforme a Figura 3.8.

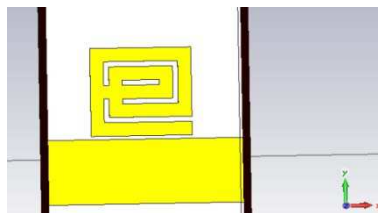
A análise paramétrica foi conduzida pela variação dos seguintes parâmetros: a largura da linha de transmissão de microfita, a distância entre o ressoador e a linha de microfita, a largura do condutor em espiral, a separação entre os condutores que compõem a espiral e o comprimento total do ressoador.



**Figura 3.8** Projeto no CST MWS de um ressoador em espiral acoplado à linha de microfita em um substrato dielétrico. O circuito é excitado por portas de guia de onda.

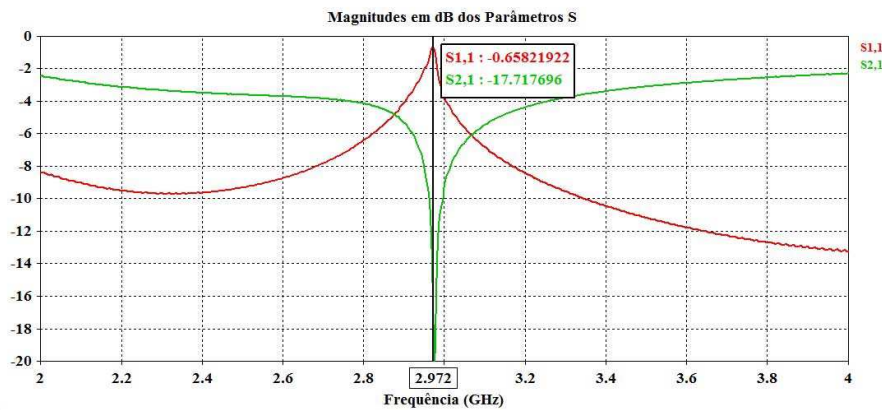
Na Figura 3.9 tem-se a simulação de um ressoador em espiral de microfita metálica com frequência ressonante de aproximadamente 3 GHz, acoplado a uma linha de microfita e em um substrato dielétrico do tipo Taconic TLX-0 com permissividade relativa igual a 2,45, altura de 0,787 mm e tangente de perdas de 0,0019.

A largura do condutor do ressoador em espiral é de 0,8 mm, a largura da linha de microfita é de 3,82 mm, a separação entre os condutores em espiral é de 0,3 mm, a separação entre o ressoador e a linha de microfita é de 0,2 mm e a largura e o comprimento do ressoador em espiral são respectivamente 6 e 5,2 mm.

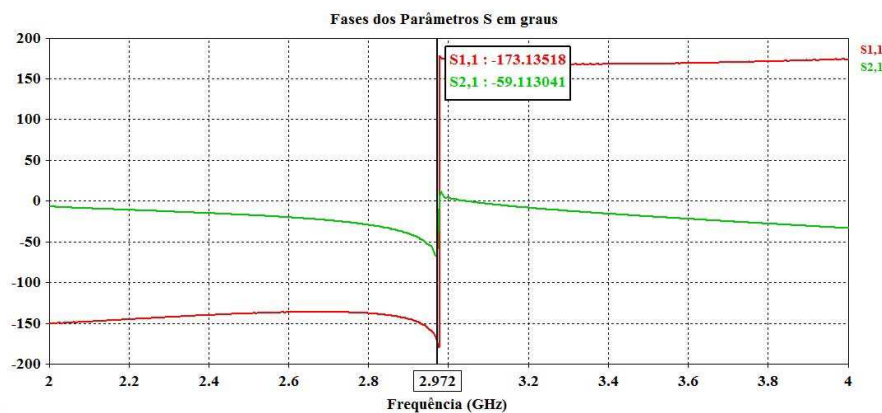


**Figura 3.9** Ressoador em espiral com duas espiras, acoplado à linha de microfita e simulado com o software CST *Microwave Studio*.

Na Figura 3.10 são apresentados os resultados da simulação para tal ressoador, onde pode-se observar que através do acoplamento magnético do mesmo com a linha de microfita, obteve-se a característica de rejeita-faixa no sinal transmitido pela linha na frequência de ressonância do ressoador em espiral, ou seja, houve uma concentração e armazenamento de energia no ressoador em tal frequência, atenuando o sinal na linha.



(a)



(b)

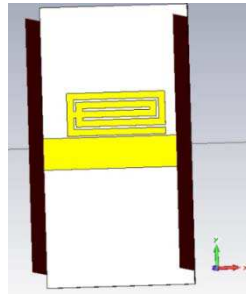
**Figura 3.10** Parâmetros S do ressoador em espiral com curto-circuito entre a primeira e a segunda espira do ressoador: a) Coeficientes de reflexão S11 e de transmissão S21, b) Resposta em fase dos parâmetros S.

A partir das respostas dos parâmetros S, verificou-se na curva do parâmetro S21 a frequência ressonante de 2,97 GHz com atenuação de -20 dB e na curva correspondente do parâmetro S11, a magnitude de -0,66 dB. Enquanto que na resposta em fase do coeficiente de reflexão S11, observou-se que houve uma variação de quase 180° nessa mesma frequência.

Com tais resultados, validamos a ideia de codificar um bit de informação com os parâmetros amplitude e fase do sinal refletido por uma etiqueta RFID sem chip que utiliza ressoador de microfita.

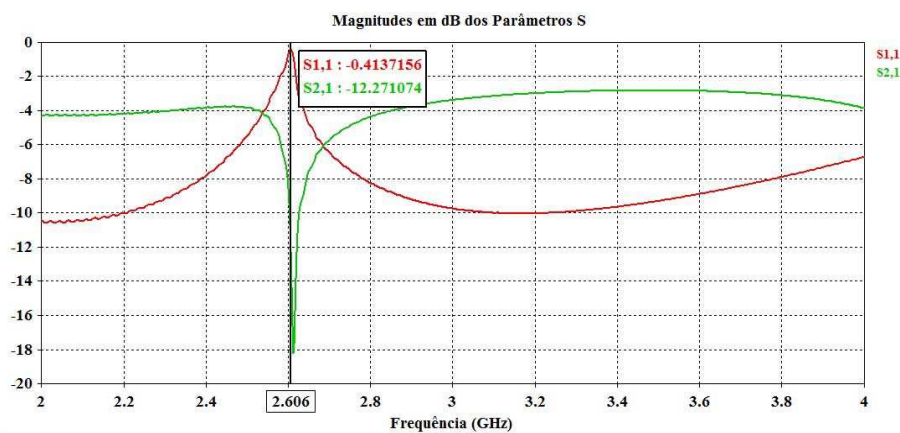
Na análise paramétrica realizada com os ressoadores de microfita, um

dos parâmetros que foram variados foi a largura do ressoador em espiral. Na Figura 3.11, tem-se o ressoador em espiral de microfita metálica simulado com o CST MWS e com a largura duplicada em relação ao ressoador da Figura 3.9, ou seja, com 12 mm de largura. Na Figura 3.12 são apresentados os resultados da simulação para tal ressoador.

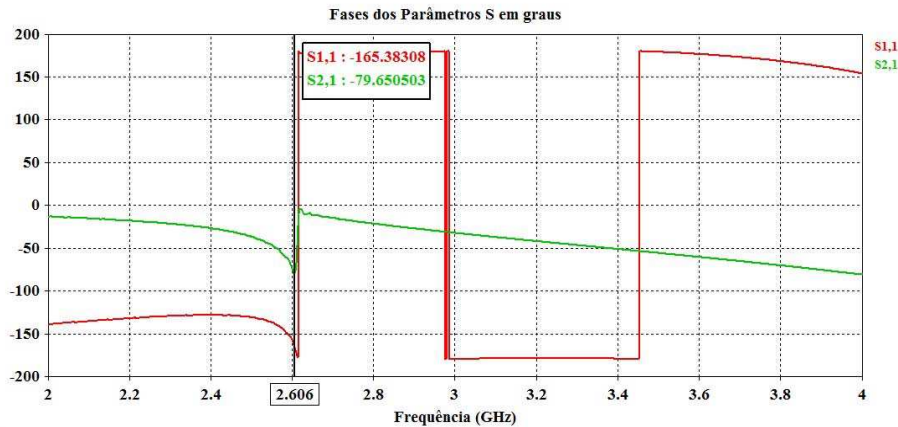


**Figura 3.11** Ressorador em espiral com duas espiras e largura duplicada em relação ao ressoador da Figura 3.9, simulado com o CST MWS.

Observando-se a Figura 3.12, pode-se verificar que a frequência de ressonância de 2,6GHz foi reduzida em aproximadamente 400MHz em relação a frequência de ressonância apresentada pelo ressoador da Figura 3.9. Essa redução da frequência deve-se ao fato de que, apesar dos dois ressoadores possuírem o mesmo número de espiras, variando-se o comprimento total da espiral, tem-se um aumento do comprimento da linha de microfita metálica que forma a mesma, levando à uma frequência de ressonância menor.



(a)



(b)

**Figura 3.12** Parâmetros S do ressoador em espiral com largura duplicada em relação ao ressoador da Figura 3.9, simulado com o CST MWS: a) Coeficientes de reflexão S11 e de transmissão S21, b) Resposta em fase dos parâmetros S.

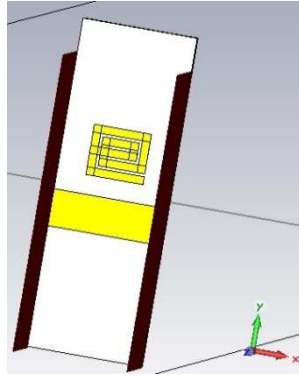
Nas respostas em fase dos parâmetros S apresentados na Figura 3.12b, observou-se também uma variação de valores em relação as respostas em fase dos parâmetros S apresentadas na Figura 3.10b, o que valida a ideia de codificação de dois bits diferentes utilizando não só a amplitude, mas também a fase do sinal refletido pela etiqueta RFID que utiliza ressoador de microfita.

Além da largura do ressoador, outros parâmetros do projeto da espiral foram variados, como a distância entre o ressoador e a linha de microfita e o número de espiras da espiral.

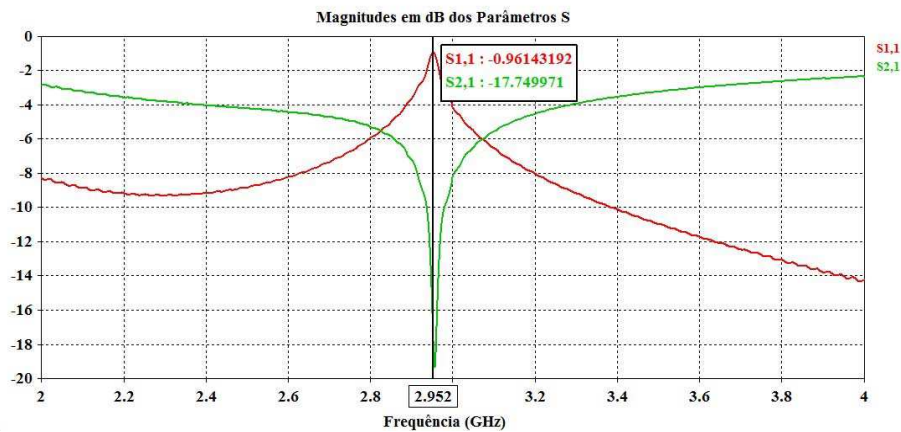
Na figura 3.13 tem-se o mesmo ressoador com duas espiras da figura 3.9, mas com a separação entre a espiral e a linha de microfita de 2 mm, ou seja, dez vezes maior que o valor do projeto da Figura 3.9. Na figura 3.14, pode-se observar as respostas dos parâmetros S para esse novo projeto.

Observando as respostas dos parâmetros S na Figura 3.14a, verifica-se que com uma distância maior entre a linha de microfita e a espiral houve uma diminuição da atenuação do ressoador em espiral, de 20 dB para 19 dB em relação ao projeto da Figura 3.9 como esperado, devido à redução do acoplamento entre a linha e o ressoador em espiral. A variação da frequência de ressonância foi de 200 MHz e a variação de fase foi mínima.

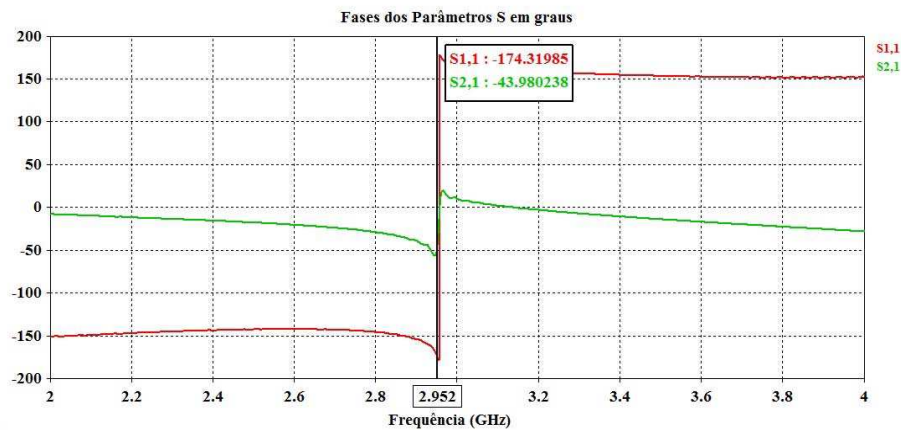




**Figura 3.13** Ressorador em espiral com duas espiras e maior separação entre a espiral e a linha de microfita (2mm) em relação ao ressoador da Figura 3.9, simulado com o CST MWS.



(a)

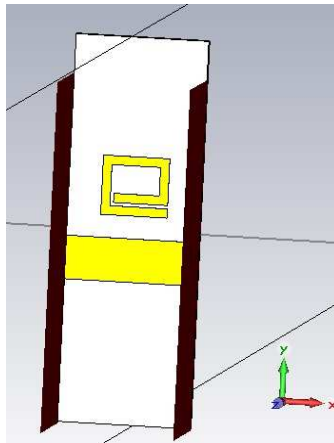


(b)

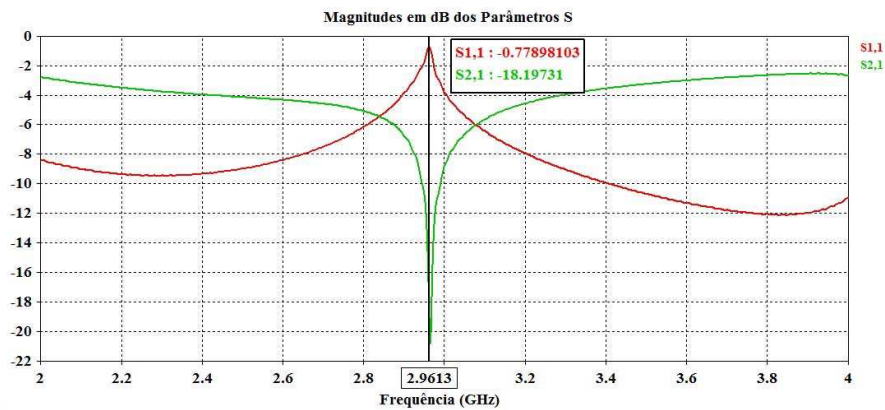
**Figura 3.14** Parâmetros S do ressoador em espiral com maior separação entre a espiral e a linha de microfita (2mm) em relação ao ressoador da Figura 3.9, simulado com o CST MWS: a) Coeficientes de reflexão S11 e de transmissão S21, b) Resposta em fase dos parâmetros S.



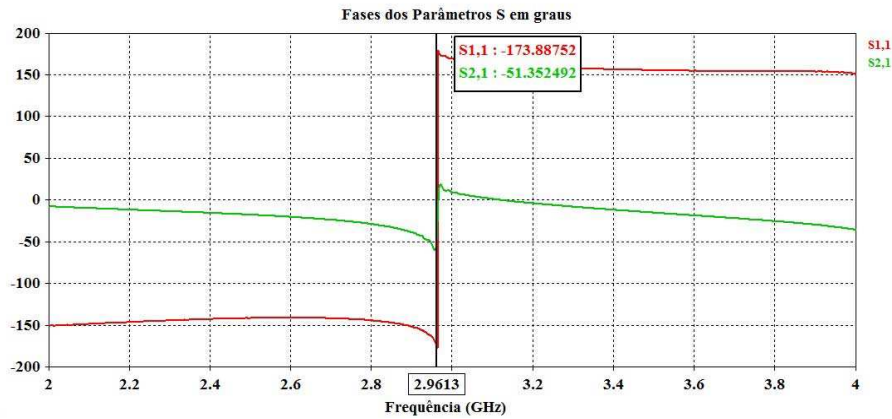
Na figura 3.15, tem-se o ressoador com as mesmas dimensões do ressoador da Figura 3.13, com a separação entre o ressoador e a linha de microfita de 2 mm, mas com a espiral formada apenas por uma espira. Na figura 3.16, pode-se observar as respostas dos parâmetros S para o projeto do ressoador em espiral com apenas uma espira.



**Figura 3.15** Ressorador em espiral com uma espira e maior separação entre a espiral e a linha de microfita (2mm) em relação ao ressoador da Figura 3.9, simulado com o CST MWS.



(a)



(b)

**Figura 3.16** Parâmetros S do ressoador em espiral com apenas espira e maior separação entre a espiral e a linha de microfita (2mm) em relação ao ressoador da Figura 3.9, simulado com o CST MWS: a) Coeficientes de reflexão S11 e de transmissão S21, b) Resposta em fase dos parâmetros S.

Observando as respostas dos parâmetros S da Figura 3.16, apesar da distância de 2 mm da linha de microfita ao ressoador, verificou-se que a atenuação do ressoador aumentou de 19 para 21 dB em relação ao projeto da Figura 3.13, com a redução do número de espiras da espiral. Outro fato importante é que com essa redução do número de espiras, a frequência de ressonância de 2,96 GHz foi um pouco maior em relação ao projeto da espira da Figura 3.13, com ressoadores de mesmo comprimento. Isso deve-se à redução do comprimento da linha em espiral. A variação de fase também foi mínima.

### 3.3 ETIQUETA RFID SEM CHIP PROPOSTA

Uma análise teórica sobre antenas de microfita e conjuntos compostos pelas mesmas, incluindo simulações utilizando o CST *Microwave Studio*, também foi realizado. Tais análises paramétricas fazem-se necessárias para a definição dos componentes do novo projeto de RFID sem chip baseado em assinatura espectral.

Como no caso de qualquer sistema de comunicações sem fio, a antena da etiqueta desempenha um papel crucial no sistema RFID sem chip. Assim, a escolha da antena e o projeto devem atender a certos critérios (YAZDANDOOST & KOHNO, 2004) . Em primeiro lugar, a antena deve exibir uma grande largura de banda, a fim de obter muitas assinaturas em frequência que são necessárias para a codificação de um grande número de bits de dados.

Em segundo lugar, o diagrama de irradiação da antena deve ser tão constante quanto possível sobre a faixa de frequências de operação e deve ser omnidirecional ou muito próximo disto. Em terceiro lugar, a antena precisa ser polarizada linearmente, uma vez que a polarização cruzada é para ser utilizado como um mecanismo de isolamento entre os sinais de comunicação entre o leitor e a etiqueta. E finalmente, a antena deve ser plana e apresentar uma disposição compacta e totalmente imprimível (PRERADOVIC & KARMAKAR, 2012) .

Antenas de microfita, quadradas, retangulares, dipolos e circulares, além de oferecerem a facilidade de análise e fabricação, possuem atraentes características de irradiação, especialmente baixa irradiação de polarização cruzada (BALANIS, 2009).

Essa última característica é de grande importância diante do objetivo do projeto proposto no presente trabalho: etiquetas RFID sem chip com codificação de dados em amplitude e fase utilizando duas polarizações simultaneamente. Logo, a antena monopolo circular de microfita UWB foi escolhida pelo fato de possuir também diagrama de irradiação omnidirecional, ser banda larga e no que diz respeito às dimensões da plaqueta, na circular há somente um grau de liberdade à controlar (raio da plaqueta).

A ideia do projeto de etiqueta RFID sem chip proposto é aumentar a diversidade de características nas quais pode-se escrever dados, utilizando simultaneamente amplitude, fase e as polarizações horizontal e vertical, com o

intuito de oferecer uma maior capacidade de codificação de dados.

Um diagrama de blocos do sistema RFID sem chip proposto para o trabalho de tese é mostrado na Figura 3.17.

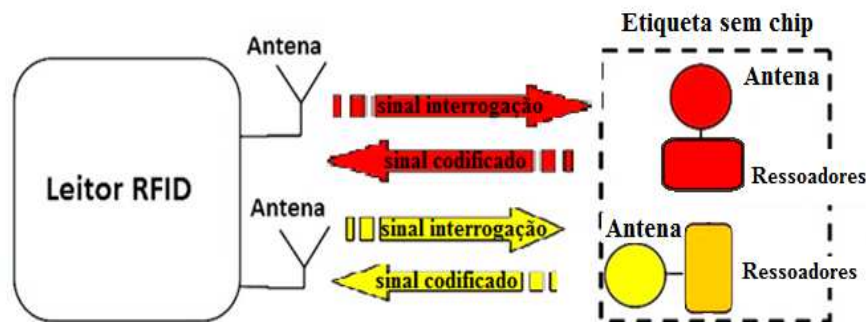


Figura 3.17- Diagrama de blocos do sistema de RFID sem chip proposto para o projeto de doutorado.

O sistema utiliza assinaturas espectrais para codificação de dados e, portanto, uma identificação única. As etiquetas são passivas e planares. Sinais serão irradiados pelo leitor RFID para realizar a leitura, em seguida a transmissão será suspensa para a recepção do sinal retroespalhado com a assinatura espectral.

A assinatura espectral será obtida enviando do leitor RFID para a etiqueta sinais multifrequenciais e serão observadas as frequências atenuadas dos sinais retroespalhados.

O sinal é codificado pelo circuito multiressoador, que é um filtro rejeita faixa composto por um conjunto de ressoadores em espiral em cascata, projetados para ressoar em determinadas frequências. Nessas frequências de ressonância, os ressoadores introduzem atenuação e ondulação de fase nos sinais recebidos pela etiqueta.

A etiqueta consistirá em duas antenas de microfita e ressoadores. As antenas possuem polarização cruzada para minimizar a interferência entre os sinais que serão enviados pelo leitor e os sinais retroespalhados pela etiqueta contendo os sinais codificados com a assinatura espectral.

A originalidade do projeto consiste no fato de que até onde tem-se conhecimento, nas pesquisas desenvolvidas com diferentes tipos de etiquetas RFID sem chip, quando se tem a seção reta radar (RCS, do inglês, *Radar Cross-Section*) monoestática ou retroespalhada, as etiquetas são compostas por seções de linha de transmissão para a codificação de dados, onde o sinal é retroespalhado para o leitor; e quando se tem RCS biestática, as etiquetas são compostas por circuitos multirressoadores e antenas de transmissão e recepção com polarização cruzada, onde o sinal é retransmitido para o leitor.

Como as etiquetas baseadas em RCS biestática oferecem maior capacidade de codificação de dados, mas têm necessidade de uma grande faixa do espectro para a codificação, o presente trabalho de tese propõe a utilização dos mesmos componentes dessas etiquetas, mas com o mesmo princípio de funcionamento das etiquetas baseadas em RCS retroespalhada, buscando assim uma codificação com menos efeitos de acoplamento mútuo e maior número de possibilidade de bits, requerendo uma faixa de frequência relativamente estreita para codificação.

A fim de verificar a possibilidade de escrever dados em ambas polarizações simultaneamente, a análise do campo elétrico e da seção reta radar de elementos que compõe etiquetas baseadas na retransmissão de sinais foi realizado.

Considerando-se campos retroespalhados pelas antenas de etiquetas RFID sem chip em um meio isotrópico e homogêneo, a quantidade principal de interesse é a distribuição de energia eletromagnética a partir dos elementos de dispersão. Em virtude de razões práticas é conveniente descrever esta distribuição de energia em termos de um quantidade normalizada, a seção reta radar que caracteriza as propriedades de dispersão de um corpo, é definida como (CRISPIN, 2013):

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \left| \frac{H_s}{H_i} \right|^2 \quad (3.5)$$

ou

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \left| \frac{E_s}{E_i} \right|^2 \quad (3.6)$$

Onde  $R$  é a distância desde o ponto de observação para a origem de um sistema de coordenadas centrado perto ou no corpo de espalhamento,  $|\vec{H}_i|$  é a magnitude do campo magnético incidente,  $|\vec{E}_i|$  é a magnitude do campo elétrico incidente,  $|\vec{H}_s|$  é a magnitude do campo magnético retroespalhado e  $|\vec{E}_s|$  é a magnitude do campo elétrico retroespalhado.

A seção reta radar  $\sigma$  é uma função da direção do ponto de observação em relação à direção de propagação do campo incidente, que é geralmente assumido como uma onda plana.

A etiqueta RFID sem chip proposta por Preradovic *et al.* (2008a) é apresentada na Figura 3.18 e consiste em uma antena monopolo planar UWB de recepção, polarizada verticalmente, um circuito multiressoador e uma antena monopolo planar UWB transmissora e polarizada horizontalmente. As antenas da etiqueta de recepção e de transmissão possuem polarização cruzada de modo a minimizar a interferência entre o sinal de interrogação e o sinal codificado retransmitido contendo a assinatura espectral.

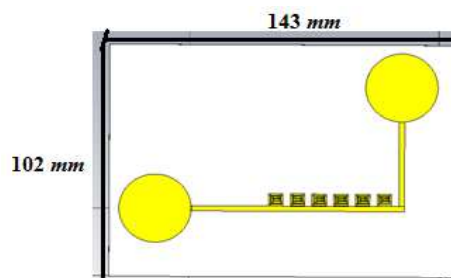


Figura 3.18- Projeto no CST *Microwave Studio* de uma Etiqueta RFID sem chip no substrato Taconic TLX-0 ( $\epsilon_r = 2,45$ ,  $h = 0,787\text{mm}$ ,  $\tan \delta = 0,0019$ ).

Um circuito multiressoador é usado para codificar o sinal de interrogação à partir do leitor. A multiressonância foi obtida utilizando vários ressoadores em espiral em cascata, dispostos ao lado de uma linha de microfitas, como mostrado na Figura 3.18. A largura do condutor em espiral é  $0,8\text{ mm}$ , a largura

da linha de microfita é 3,82 mm, a separação entre os condutores da espiral é de 0,3 mm e a distância entre o ressoador e a linha é de 0,2 mm.

Cada ressoador em espiral possui uma frequência de ressonância diferente e por conseguinte, apresenta uma faixa de rejeição diferente no espectro. Ao variar as dimensões do ressoador em espiral, varia-se a ressonância.

No projeto da etiqueta RFID sem chip no domínio da frequência proposto neste trabalho de tese, as duas antenas monopolo irão receber e retroespalhar a informação codificada enquanto estiver usando polarização cruzada para reduzir a interferência entre os sinais.

A largura de banda de frequência de operação determina o número de bits que podem ser utilizados ou codificados neste tipo de etiqueta RFID. Por esse motivo, tais etiquetas requerem antenas com uma vasta largura de banda e de preferência antenas omnidireccionais ou UWB. A antena UWB opera com uma perda de retorno de 10dB entre 2 e 10GHz (PRERADOVIC & KARMAKAR, 2010).

Para a análise da seção reta radar e campo elétrico dos sinais retroespalhados pelas antenas com polarização cruzada de etiquetas baseadas na retransmissão de sinais, um conjunto de duas antenas monopolo planar com *patch* circular para sistemas UWB sobre um substrato Taconic TLX-0 foi projetado com o software de simulação eletromagnética, conforme é mostrado na Figura 3.19.

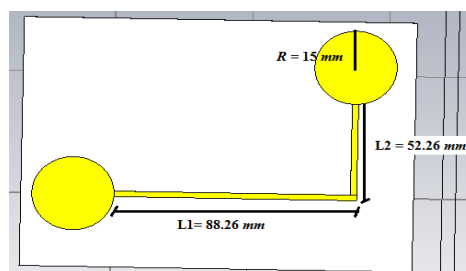
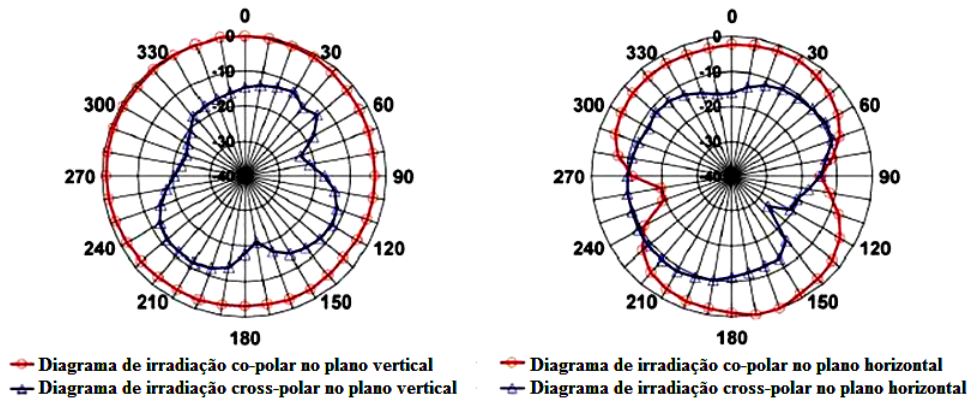
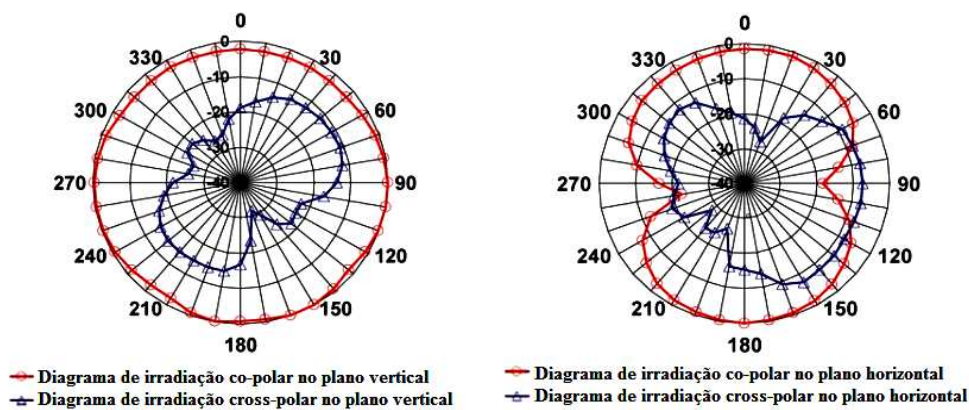


Figura 3.19- Conjunto de antenas monopolo circular UWB de microfita no substrato Taconic TLX-0 ( $\epsilon_r=2,45$ ,  $h=0,787$  mm,  $\tan \delta=0,0019$ ).

Na figura 3.20 têm-se os diagramas de irradiação das antenas monopolo circular UWB em 2 e 2,5 GHz, medidos dentro de uma câmara anecóica (PRERADOVIC & KARMAKAR, 2012).



(a)



(b)

Figura 3.20- Diagramas simulados de irradiação *co-polar* e *cross-polar* de um monopolo UWB em: (a) 2 GHz, (b) 2,5 GHz (PRERADOVIC & KARMAKAR, 2012).

Analisando a Figura 3.20, observa-se que o valor mínimo da componente de polarização cruzada (do inglês, *cross-polar*) é de -25 dB (70° no plano vertical em 2,5 GHz) e o máximo é -7 dB (90° no plano horizontal em 2,5 GHz), valores menores que as componentes co-polares. Logo, as medições de diagrama de irradiação garantem uma polarização pura. O ganho da antena medido foi de aproximadamente 1 dBi em toda a banda de frequência desejada.

A supressão da componente de polarização cruzada para cada antena monopolo circular é essencial e pode contribuir significativamente para



resultados de leitura mais robustos no leitor, ou seja, os sinais que chegam no leitor podem apresentar menor interferência entre eles, dependendo do conjunto de antenas da etiqueta que retroespalham o sinal.

Utilizando o software *CST Microwave Studio*, ondas planas foram transmitidas ao conjunto de antenas de polarização cruzada com a intensidade de vetor de campo elétrico de 1 V/m, tal como mostrado na Figura 3.21.



Figura 3.21- Intensidade do campo elétrico da onda plana no domínio do tempo.

Utilizando quatro sondas como mostrado na Figura 3.22 (sondas 1, 2 e 3 na polarização horizontal e sonda 4 na polarização vertical) e monitores de campo, foram medidos valores de campo elétrico e seção reta radar em duas situações diferentes para o conjunto de monopolos circulares UWB: quando a estrutura é excitada por uma onda eletromagnética polarizada horizontalmente e na outra situação por uma onda polarizada verticalmente.

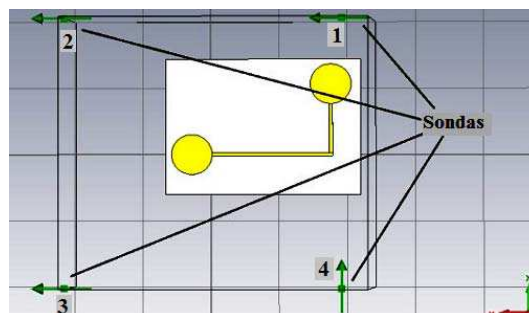


Figura 3.22- Disposição das sondas na região de campo distante da fonte de onda eletromagnética para medição de campo elétrico.

Na Figura 3.23 são mostrados os valores obtidos para o campo elétrico no domínio da frequência, nas duas situações descritas acima.

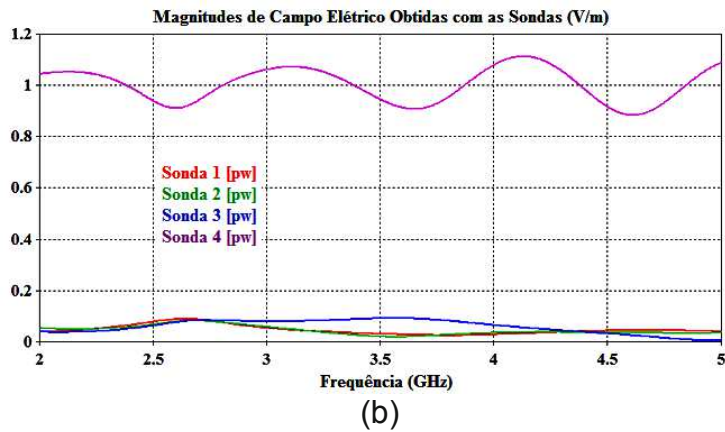
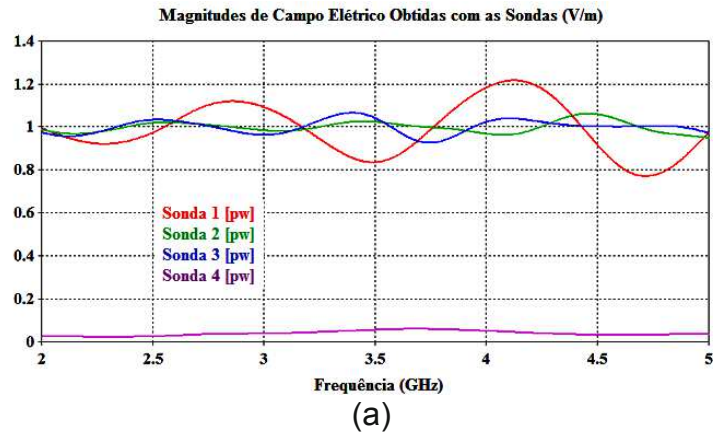
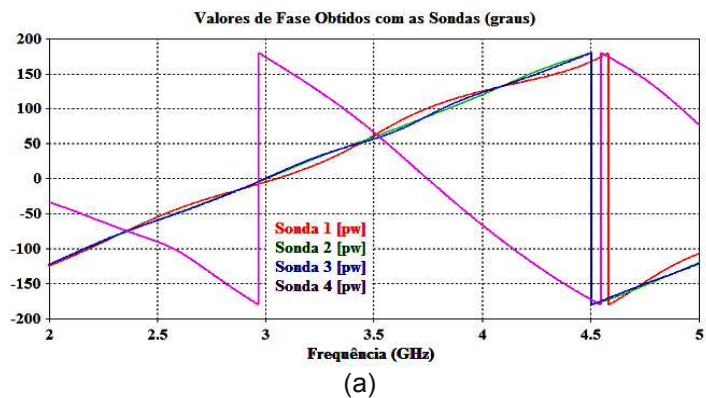
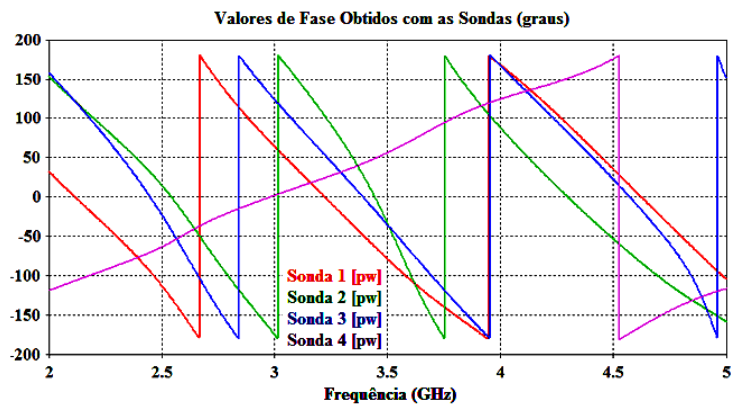


Figura 3.23- Medição de magnitudes de campo elétrico por quatro sondas quando o conjunto de antenas é excitado por: (a) onda EM horizontalmente polarizada, (b) onda EM verticalmente polarizada.

Na Figura 3.24 tem-se as respostas de fase da campo elétrico para as mesmas situações.





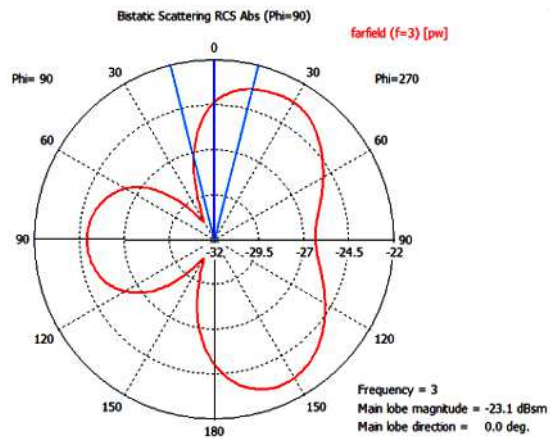
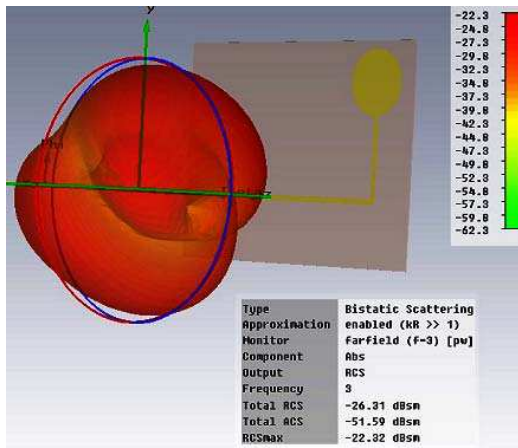
(b)

Figura 3.24- Respostas simuladas de fase do campo elétrico medido por quatro sondas quando o conjunto de antenas é excitado por: (a) onda EM horizontalmente polarizada, (b) onda EM verticalmente polarizada.

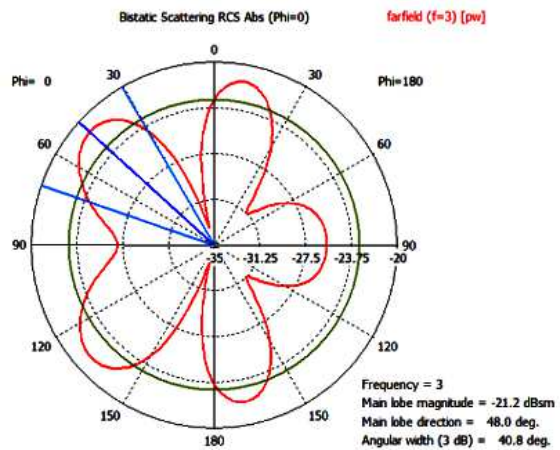
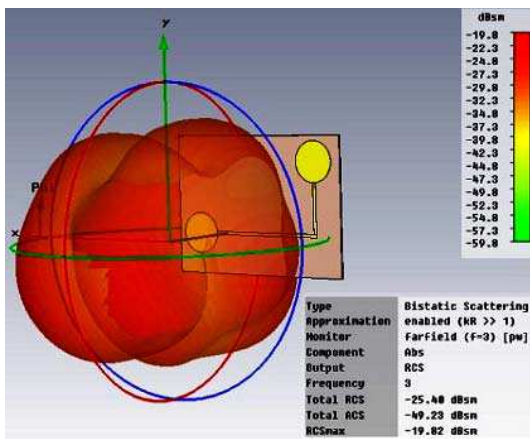
Observando os gráficos das Figuras 3.23 e 3.24, conclui-se que os sinais retroespalhados pelo conjunto de antenas monopolo circular ortogonalmente polarizadas entre si possuem uma grande diferença de valores de amplitude e fase, quando o conjunto é excitado por uma onda eletromagnética polarizada horizontalmente ou por uma onda eletromagnética polarizada verticalmente, o que garante o bom isolamento entre os sinais destas antenas e a possibilidade de codificar dados em ambas as polarizações simultaneamente.

As sondas com a mesma polarização da onda EM transmitida para o conjunto de antenas aferiram níveis mais elevados de campo elétrico, e no caso oposto forneceram baixos níveis de campo elétrico. As sondas com a mesma polarização apresentaram fases semelhantes, enquanto que as sondas com polarização cruzada exibiram um grande defasamento entre os sinais.

Na Figura 3.25 os valores obtidos para seção reta radar (RCS) para o conjunto de antenas monopolo circular ortogonalmente polarizadas são apresentados.



(a)



(b)

Figura 3.25- Valores de seção reta radar (RCS) em 3D e 2D obtidos com o CST *Microwave Studio* para as situações em que o conjunto de antenas é excitado por: (a) onda EM horizontalmente polarizada, (b) onda EM verticalmente polarizada.

Analisando os valores obtidos para seção reta radar da estrutura composta pelo conjunto de antenas na Figura 3.25, conclui-se que os valores totais de RCS para ambos os casos de polarização da onda plana fornecida foram satisfatórios para a frequência de 3 GHz, usada como exemplo. Para o sinal retroespalhado com polarização horizontal, o valor máximo obtido de RCS foi -22,32 dBsm, enquanto o valor máximo obtido de RCS para o sinal com polarização vertical foi -19,82 dBsm.

Para analisar os valores de campo elétrico do sinal retroespalhado e valores de seção reta radar para os elementos da etiqueta da Figura 3.18, que

consiste de dois monopolos circulares UWB ortogonalmente polarizados e um circuito multirressoador, quatro sondas (1, 2, 3 na polarização horizontal e a sonda 4 na polarização vertical) e monitores de campo dispostos na região de campo distante da fonte de onda plana horizontalmente polarizada foram utilizados nas simulações, como mostrado na Figura 3.26. Utilizou-se um conjunto de seis ressoadores em espiral ressonantes na mesma frequência, o que aumenta a atenuação total fornecida pelo circuito multirressoador.

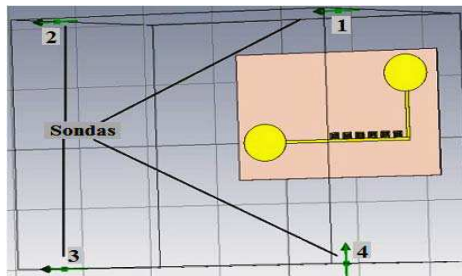
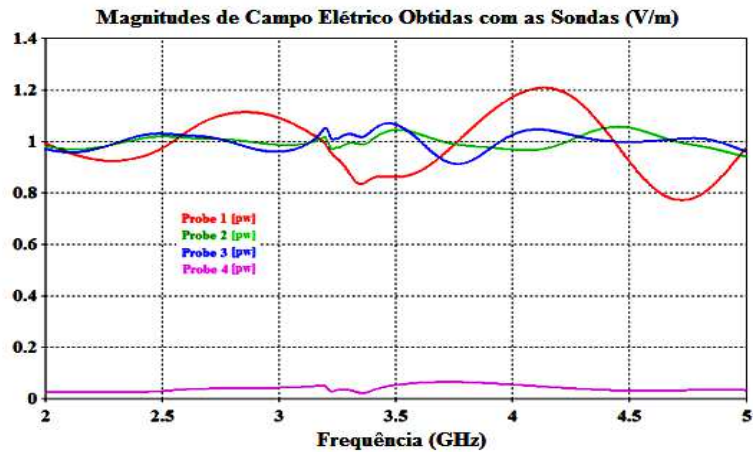


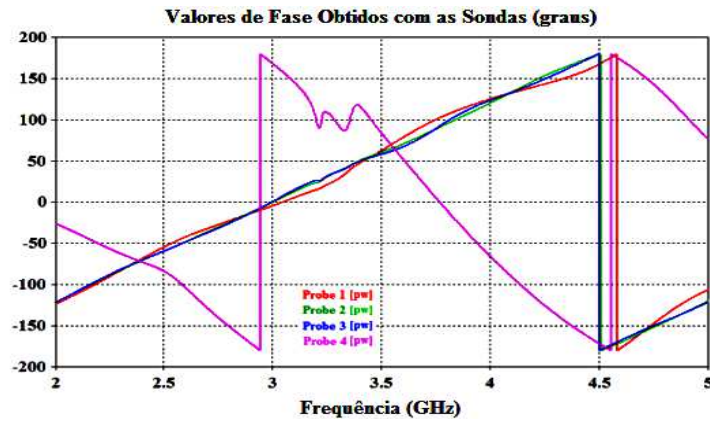
Figura 3.26- Disposição das sondas na região de campo distante da fonte EM de onda plana para medição de campo elétrico da etiqueta RFID sem chip.

Na Figura 3.27 são apresentados os valores obtidos para o campo elétrico no domínio da frequência e as respostas de fase do campo elétrico.



(a)

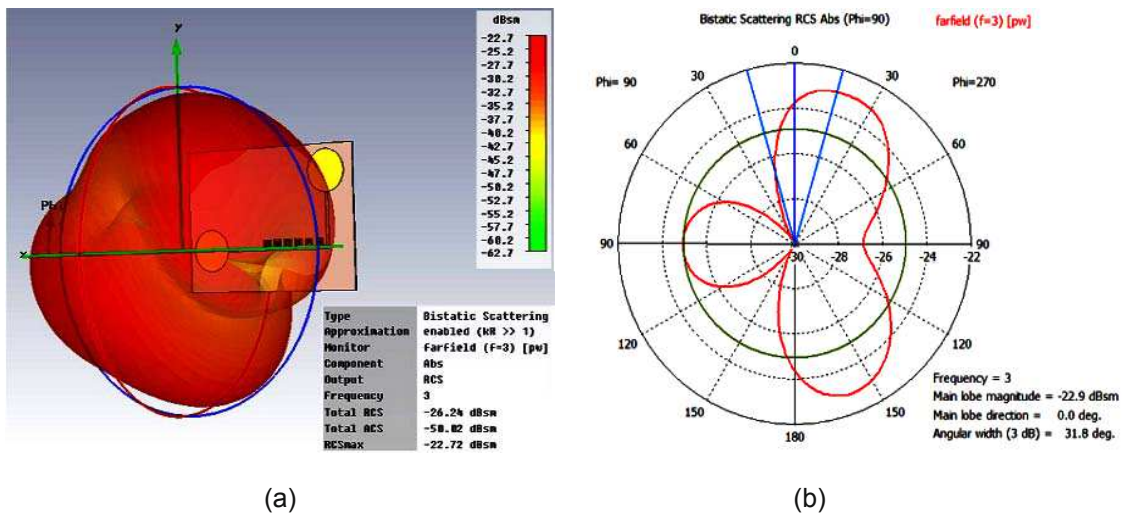




(b)

Figura 3.27– (a) Medição de magnitudes de campo elétrico por quatro sondas quando a etiqueta RFID sem chip é excitada por uma onda EM horizontalmente polarizada, (b) Resposta de fase do campo elétrico.

Na Figura 3.28 são mostrados os valores obtidos de seção reta radar para a etiqueta RFID sem chip da Figura 3.26.



(a)

(b)

Figura 3.28- Valores de seção reta radar (RCS) em 3D e 2D obtidos com o CST *Microwave Studio* para as situações em que a etiqueta RFID sem chip é excitada por onda EM horizontalmente polarizada.

Observando a Figura 3.27, conclui-se que o sinal retroespalhado pela etiqueta RFID sem chip possui também uma grande diferença na amplitude e na fase com antenas polarizadas ortogonalmente e excitadas por uma onda eletromagnética polarizada horizontalmente. As sondas com a mesma

polarização possuem fases semelhantes, porém sondas com polarizações cruzadas apresentarem um grande atraso de fase entre os sinais.

Observando-se o resultado obtido de seção reta radar para a etiqueta sem chip, conclui-se também que o valor atingido para a frequência de 3GHz, utilizada como exemplo, é satisfatório para a aplicação da técnica *backscatter* a ser empregada na etiqueta proposta neste trabalho de tese para codificação no domínio da frequência. Para o sinal retroespalhado com polarização horizontal, o valor de RCS máximo obtido foi de - 22,72 dBsm.

Os resultados obtidos a partir de simulações com o conjunto da antenas monopolo circular e a etiqueta RFID sem chip utilizando o software CST MWS comprovaram a possibilidade de escrever dados em ambas as polarizações simultaneamente, uma vez que existe pouca interferência entre os sinais com polarizações diferentes.

Concluiu-se também a possibilidade de utilizar o princípio de retroespalhamento para antenas com polarização cruzada, uma vez que não apenas o conjunto de antenas monopolo, mas também toda a estrutura da etiqueta RFID sem chip forneceu resultados satisfatórios de seção reta radar.

### 3.4 RESSOADORES PLANARES EM SUBSTRATOS FLEXÍVEIS PARA UTILIZAÇÃO EM ETIQUETAS RFID SEM CHIP NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA COM APLICAÇÃO EM SENSORIAMENTO DE QUEBRA

A partir da análise paramétrica sobre ressoadores em espiral de microfita para aplicação em etiquetas RFID sem chip baseadas em assinatura espectral, esses e outros circuitos planares estão sendo investigados em projetos com filmes de poliéster. A fragilidade do substrato flexível pode ser utilizada como uma característica útil para aplicações de detecção, como sensores de quebra sem fio no domínio da frequência.

### 3.4.1 Ressonadores Planares

Um ressoador planar, assim como o ressoador em espiral, é um circuito que idealmente, apresenta uma impedância de entrada igual a zero em uma frequência definida  $f_0$ , chamada frequência de ressonância. Quando tal circuito é ligado em derivação ao longo de uma linha de transmissão, este atua como um filtro de corte.

Uma vez que estes ressoadores são destinados a serem utilizados em etiquetas RFID sem chip, em adição ao fator de qualidade, o qual é um parâmetro chave para avaliar as perdas, outras características devem ser levadas em conta, como: apresentar um peso leve, se de baixo custo e em substrato flexível, ser compacto e ser facilmente manufaturado.

O estudo apresentado nesta seção foi focado em uma determinada família de ressoadores, que quando rachados, não permitem o fluxo do sinal da entrada para a porta de saída (PALAZZI *et al*, 2015). Como consequência, um número de estruturas ressonantes simples sobre um substrato flexível foi selecionado, a fim de avaliar o desempenho dos mesmos.

Em primeiro lugar, um único *stub* de circuito aberto e de um quarto de onda foi considerado, conforme a Figura 3.29. Este tipo de estrutura é simples, já que o projeto conta com a definição de apenas dois parâmetros, ou seja, o comprimento ( $l_s$ ) e a largura ( $w_s$ ) do *stub*. O comprimento do *stub* determina a sua frequência de ressonância, enquanto que a largura do *stub*, que regula a sua impedância característica, está ligada à largura de banda fracionada do ressoador de acordo com a seguinte fórmula:

$$Z_{0stub} = \frac{4Z_0}{\pi \times g_{stub} \times \Delta} \quad (3.7)$$

Onde  $Z_0 = 50 \Omega$  é a impedância característica da linha de alimentação,  $g_{stub} = 2$  é o valor do elemento na escala de impedância tabulada para filtros maximamente planos e  $\Delta$  é a largura de banda fracionada.



A fim de evitar o inconveniente de uma estrutura complicada devido ao tamanho, um *stub* dobrado faz-se necessário, o que permite a atribuição da ressonância em uma área retangular ( $l_{f1} \times l_{f2}$ ), como mostrado na Figura 3.29b.

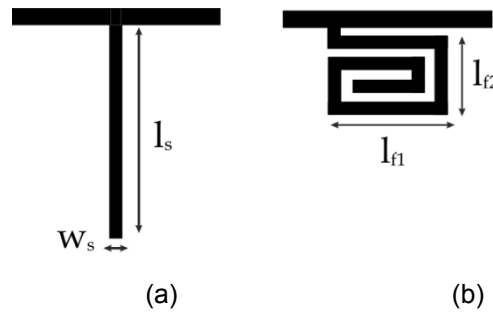


Figura 3.29- *Stub* de circuito aberto e de um quarto de onda, que se comporta como um circuito ressonante série: (a) versão tradicional e (b) versão dobrada.

Em segundo lugar, a fim de reduzir ainda mais o tamanho do ressoador, um ressoador série *quasi-lumped* foi investigado (PRERADOVIC & KARMAKAR, 2012). Como mostrado na Figura 3.30a, o circuito proposto é composto de uma linha de alta impedância, com comprimento  $l_l$  e largura  $w_l$ , comportando-se como uma indutância em série com um capacitor de placas paralelas retangulares, cuja placa de topo possui uma área igual a  $l_c \times w_c$ .

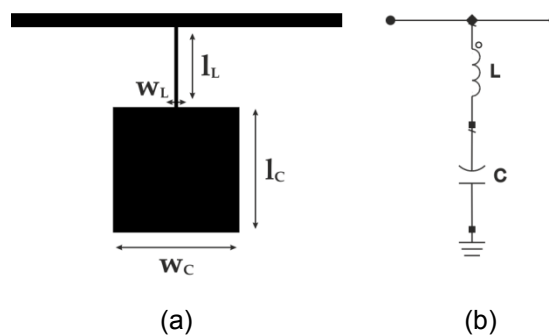


Figura 3.30- Ressoador *quasi-lumped*: (a) *layout* do circuito e (b) circuito equivalente.

Os valores reais do circuito LC equivalente (Figura 3.30b) estão relacionados aproximadamente com a geometria da microfita e os parâmetros de substrato de acordo com as seguintes equações já conhecidas:

$$C = \epsilon \frac{A}{h} \quad (2)$$

$$L = \frac{Z_L \times l_L}{f \times \lambda_g} \quad (3)$$

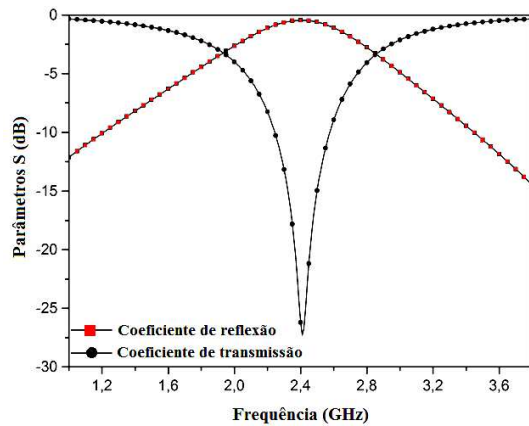
onde  $A = l_c \times w_c$ ,  $\epsilon$  e  $h$  representam a constante dielétrica e a espessura do substrato,  $Z_L$  é a impedância característica da linha,  $f$  é a frequência e o comprimento de onda é  $\lambda_g$  da microfita.

A fim de validar o comportamento dos ressoadores em estudo, um substrato flexível PET foi escolhido, cujos os parâmetros eletromagnéticos são: permissividade elétrica  $\epsilon_r = 3,5$ , tangente de perda  $\tan\delta = 0,005$  e espessura do substrato  $h = 0,125$  mm.

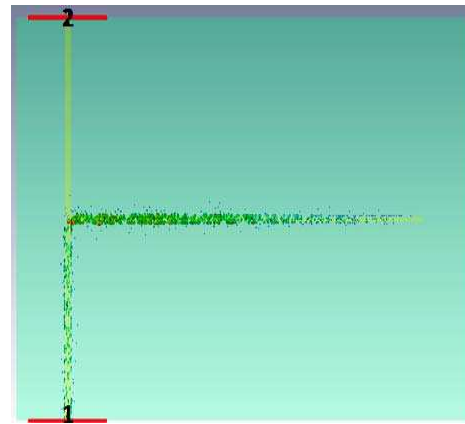
As simulações foram realizadas com a ajuda do software de simulação eletromagnética CST MWS, onde os resultados foram obtidos no domínio da frequência. As excitações foram fornecidas por meio de portas de guia de onda tradicionais.

Na Figura 3.31a são apresentados os coeficientes de reflexão e transmissão para um *stub* de circuito aberto e de um quarto de onda. Esses resultados foram obtidos para os seguintes parâmetros:  $l_s = 19,5$  mm e  $w_s = 0,1$  mm.

A distribuição da corrente de superfície na frequência de ressonância, mostrada na Figura 3.31b, comprova que um caminho de baixa impedância para o terra foi criado, de modo que o *stub* absorve a maior parte de propagação de corrente da porta 1 para a porta 2.



(a)



(b)

Figura 3.31- Resultados do *stub* de circuito aberto e de um quarto de onda: (a) resposta dos parâmetros S, na frequência de ressonância, o ressoador apresenta uma atenuação de 27 dB e (b) distribuição da corrente de superfície na frequência de ressonância  $f_0 = 2,45$  GHz.

Como pode ser visto a partir do gráfico da Figura 3.31, a atenuação máxima na frequência de ressonância de 2,45 GHz é de cerca de -25 dB, enquanto que o fator de qualidade do ressoador obtido com o CST MWS é 92.

Na Fig. 3.32a são apresentados os coeficientes de transmissão e reflexão para o ressoador *quasi-lumped*. Os parâmetros do circuito são:  $l_l = 3,8$  mm,  $w_l = 0,1$  mm,  $l_c = 3,8$  mm,  $w_c = 3,8$  mm.

Finalmente na Fig. 3.32b é apresentada a distribuição de corrente da superfície do ressoador *quasi-lumped*, o que mostra o comportamento análogo ao *stub*.

O circuito apresenta uma atenuação maior na frequência de ressonância em relação ao *stub* (-38 dB), à custa de uma largura de banda mais ampla de transição e um fator de qualidade inferior, igual a 76.

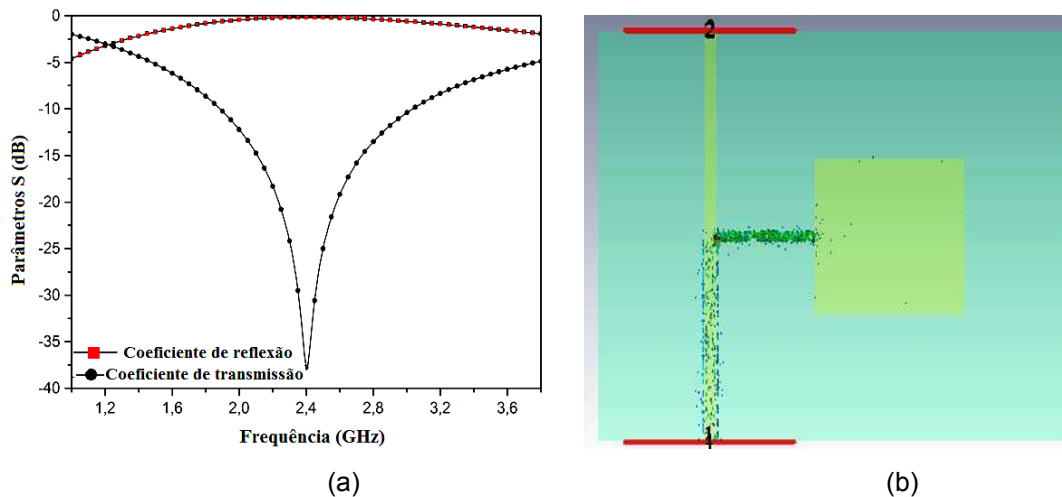


Figura 3.32- Resultados do ressoador *quasi-lumped*: (a) resposta dos parâmetros S, na frequência de ressonância, o ressoador apresenta uma atenuação de 38 dB e (b) distribuição da corrente de superfície na frequência de ressonância  $f_0 = 2,4$  GHz.

Os ressoadores em espiral acoplados à uma linha de microfita em um substrato flexível com duas e três voltas são apresentados na Figura 3.33.

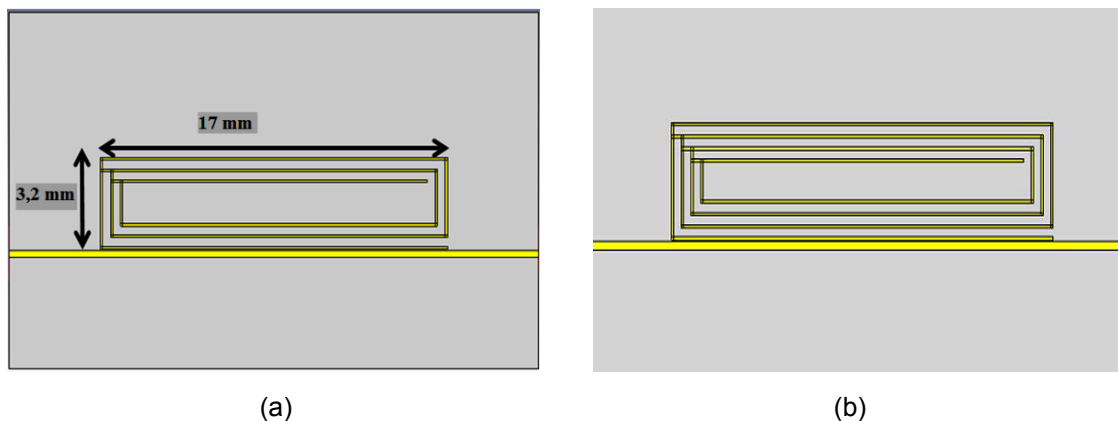


Figura 3.33- Ressonadores em espiral acoplados à uma linha de transmissão projetados em um substrato flexível PET no CST *Microwave Studio*: (a) com duas espiras, (b) com três espiras.

Na Figura 3.34 os resultados da simulação para tais ressoadores são mostrados. Pode ser visto que, através do acoplamento magnético entre a espiral e a linha de microfita, obteve-se a característica de rejeita-faixa do sinal transmitido pela linha de transmissão na frequência de ressonância da espiral, ou seja, houve um armazenamento de concentração de energia no ressoador em tal frequência, atenuando o sinal na linha.

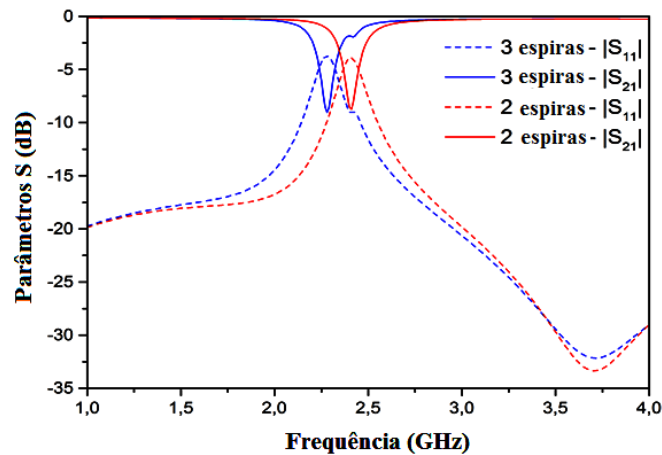


Figura 3.34- Respostas dos coeficientes de reflexão e transmissão S11 e S21 para os ressoadores em espiral acoplados à uma linha de transmissão projetados em um substrato flexível PET com duas e três espiras.

A perda de inserção encontrada no ressonador com três espiras é ligeiramente maior do que com duas espiras, tal como já era esperado. Um outro fato importante é que o aumento do número de espiras de 2 para 3, a frequência de ressonância diminuiu de 2,36 GHz para 2,28 GHz devido ao aumento do comprimento do condutor em espiral.

A distância entre o ressonador e a linha de microfita (em inglês, *gap*) foi variada também. Na Figura 3.35 são mostrados os resultados simulados para um ressonador em espiral com 3 espiras, mas com diferentes valores de *gap*: 0,05 mm, 0,1 mm e 0,15 mm.

As respostas dos parâmetros S mostradas na Figura 3.35 confirmam que, quando a distância entre a espiral e a linha microstrip é maior, a perda de inserção é reduzida conforme esperado, devido à diminuição do acoplamento entre a linha e a espiral.

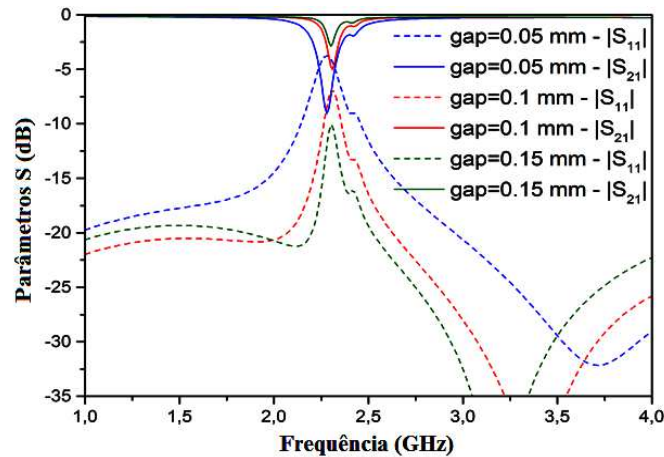


Figura 3.35- Respostas dos coeficientes de reflexão e transmissão S11 e S21 para o ressonador em espiral com três espiras e diferentes distâncias entre a espiral e a linha de microfita (*gaps*): 0,05, 0,1 e 0,15 mm.

O impacto do comprimento da espiral  $L$  foi analisado. Para os ressoadores em espiral na Figura 3.33 o valor do comprimento é  $L=16,5$  mm.

Na Figura 3.36, os resultados da simulação dos parâmetros S para o ressonador espiral para três valores de comprimento ( $L= 15$  mm,  $L= 16,5$  mm e  $L= 18$ mm) são mostrados.

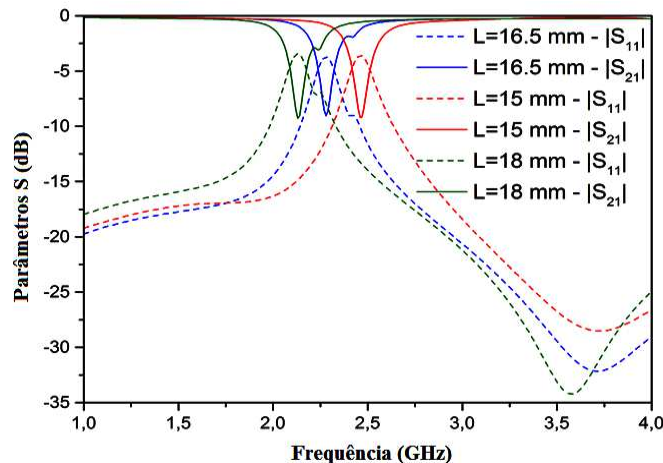


Figura 3.36- Respostas dos parâmetros S para o ressonador em espiral com três espiras e valores diferentes de comprimento da espiral:  $L= 15$ mm,  $16,5$ mm e  $18$  mm.

Observa-se que, para um comprimento da espiral de  $16,5$  mm, a frequência de ressonância é  $2,36$  GHz, enquanto que para um comprimento de  $15$  mm, a frequência é  $2,46$  GHz como esperado, devido ao decréscimo do

comprimento do condutor em espiral, levando ao aumento da frequência de ressonância. Por outro lado, para um comprimento de 18 mm da espiral, a frequência de ressonância é 2,13 GHz, valor menor do que os valores das frequências para os outros comprimentos da espiral analisados, como já esperado.

### 3.4.2 Resultados Experimentais com o Ressorador *Stub*

Na Figura 3.37, um protótipo do ressoador *stub* de circuito aberto e um quarto de onda é apresentado antes e depois de ser rachado. O comprimento do *stub* antes do corte é igual a 1,8 cm. Tal protótipo foi construído na Universidade de Taragona- Espanha com o substrato flexível Rogers de 100  $\mu\text{m}$  de espessura e a metalização foi realizada com linha de cobre de 18  $\mu\text{m}$ , utilizando método fotográfico para impressão do circuito. As medições dos parâmetros de espalhamento de tal protótipo foram realizadas no IFPB- João Pessoa. Na Figura 3.38 os valores medidos de coeficiente de transmissão são mostrados para as duas situações.

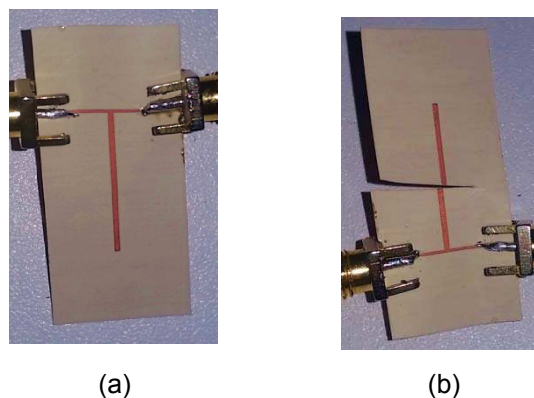
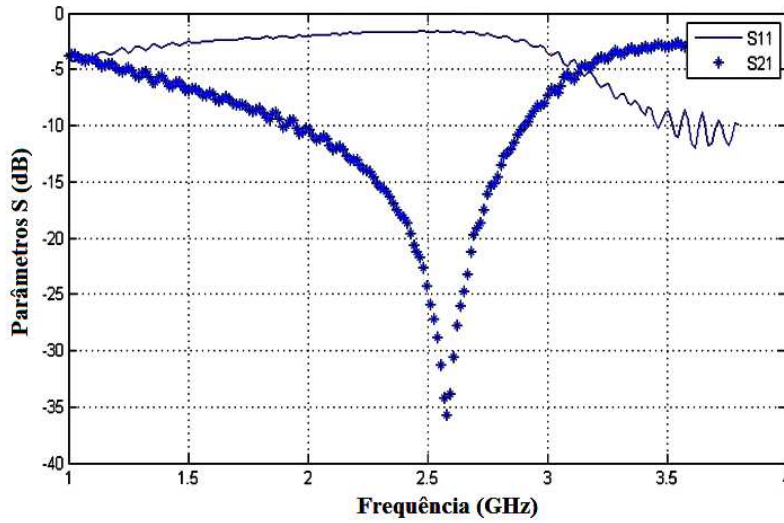


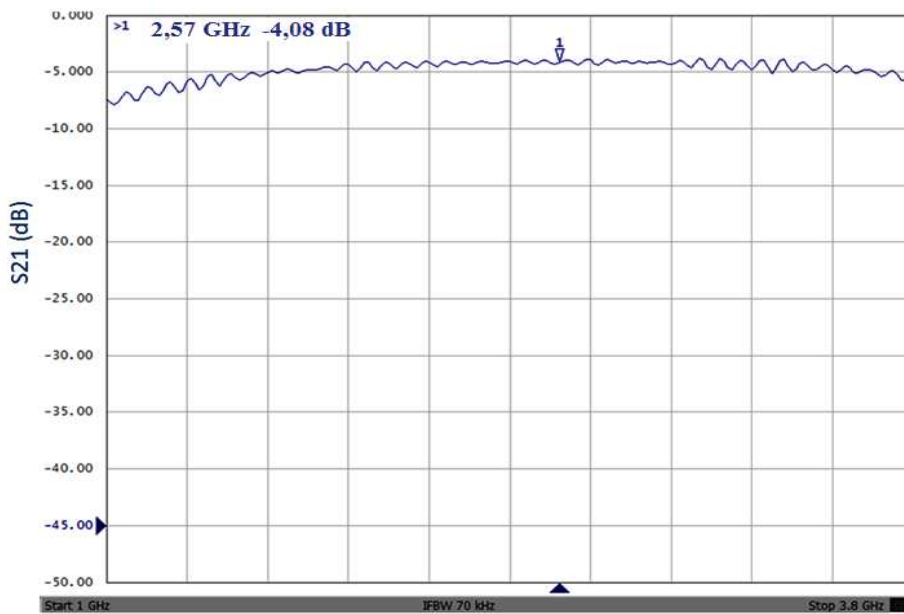
Figura 3.37- Protótipo do ressoador *stub* e circuito aberto e um quarto de onda em um substrato flexível: (a) antes e (b) depois de ser rachado.

Um deslocamento da frequência de ressonância de 170 MHz no resultado medido ocorreu em relação ao resultado simulado. É demonstrado que o

rompimento do circuito afeta significativamente o desempenho do ressoador, causando uma variação de cerca de 30 dB no sinal recebido em 2,57 GHz.



(a)



(b)

Figura 3.38- Comparação entre os resultados medidos do coeficiente de transmissão do ressoador *stub*: (a) antes e (b) depois de ser rachado.

Logo, com todos os resultados obtidos das simulações com CST MWS para os diferentes tipos de ressoadores planares em substrato flexível operando na faixa de 2 a 4GHz, comprovou-se a idéia de usar essas estruturas em etiquetas sem chip com aplicação em sensoriamento, uma vez que a resposta do ressoador de microfita varia com modificações na sua estrutura.



A ideia consistem em, ao ocorrer uma rachadura em uma etiqueta RFID sem chip, a mesma irá refletir um sinal codificado para leitor, de acordo com as modificações na estrutura, causando um alarme.

Os resultados experimentais com o protótipo fabricado em substrato flexível do ressoador *stub* validaram os resultados simulados, pois observou-se que o rompimento na estrutura afeta significativamente o desempenho do ressoador.

### 3.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Conforme já visto, para implementar sistemas RFID sem chip no domínio da frequência uma das técnicas que vem sendo bastante explorada é a codificação de dados através de assinatura espectral. As etiquetas RFID sem chip baseadas em assinatura espectral utilizam estruturas ressonantes que desempenham a função de filtro rejeita-faixa em determinadas frequências.

Logo, neste capítulo foi apresentado a análise paramétrica de algumas estruturas ressonantes através de simulações no software CST *Microwave Studio* e experimentos em laboratório, visando a otimização de tais estruturas para a utilização das mesmas no projeto proposto de uma etiqueta RFID sem chip compacta para identificação, que faz o uso de uma maior diversidade de características do sinal retroespalhado para a codificação de dados, e em etiquetas RFID sem chip em substratos flexíveis para sensoriamento de quebra.

## CAPÍTULO 4

### 4. ETIQUETAS RFID SEM CHIP BASEADAS EM MULTICAMADAS DOBRADAS DE SEÇÕES EM “C” UTILIZANDO SUBSTRATOS FLEXÍVEIS

Esse capítulo contempla uma descrição das contribuições desse trabalho de tese para as etiquetas RFID sem chip com codificação no domínio do tempo e da frequência e baseadas em seções de linhas de transmissão em formato de “C” dobradas em substratos flexíveis. Uma análise paramétrica de estruturas multicamadas baseadas em seções em “C”, bem como os projetos de etiquetas RFID sem chip empregando tais estruturas são apresentados. A fundamentação teórica necessária ao desenvolvimento de tais projetos é também abordada.

#### 4.1 INTRODUÇÃO

Procedimentos de identificação automática (Auto-ID) tornaram-se populares nos últimos anos. Os códigos de barras e identificação por radiofrequência (RFID) são os dois sistemas de identificação mais utilizados. Conforme já visto, etiquetas RFID sem chip tem-se apresentado como uma solução alternativa barata em relação aos sistemas RFID convencionais baseados em chips de silício (KARMAKAR *et al.*, 2013), (PERRET, 2014).

Etiquetas RFID sem chip baseadas em seções em “C” lineares de microfita foram relatadas por Nair *et al.* (2011a), Nair *et al.* (2011b), Nair *et al.* (2012), Nair (2012). Seções em “C” são linhas dispersivas, cujas características permitem que as mesmas produzam picos de atraso com

diferentes magnitudes e em diferentes frequências. Assim, nestas etiquetas, códigos de identificação podem ser mapeados para valores de atraso de grupo em certas frequências (Nair *et al.*, 2012).

Estruturas com multicamadas de seções em “C” dobradas, utilizando substratos flexíveis e rígidos para aplicações em RFID sem chip foram apresentadas por Nair (2012), Nair *et al.* (2015) e Rodrigues *et al.* (2015). Essas estruturas já foram propostas por Settaluri *et al.* (1999a), Settaluri *et al.* (1999b) e Horii *et al.* (2012), mas utilizando tecnologia de alta precisão LTCC.

A estrutura dobrada fornece um maior acoplamento eletromagnético entre as camadas, aumentando assim o valor de atraso de grupo e, por conseguinte, uma alta capacidade de codificação de dados. Além de permitir a realização de um dispositivo compacto e miniaturizado.

Assim, no presente trabalho de tese, uma análise paramétrica de estruturas multicamadas dobradas de seções em “C” para codificação de dados em etiquetas RFID sem chip é apresentado, bem como dois diferentes projetos de etiquetas RFID sem chip baseados nessas estruturas, com codificação no domínio do tempo e da frequência e em substratos flexíveis.

## 4.2 ATRASO DE GRUPO EM LINHAS DE TRANSMISSÃO DE MICROFITA

Dado um bloco de sistema linear com uma função de transferência  $H(j\omega)$  no domínio da frequência:

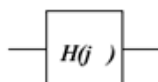


Figura 4.1 – Componente linear

Escrevendo

$$H(j\omega) = A(j\omega)e^{j\varphi(j\omega)} \quad (4.1)$$

O atraso de grupo  $\tau$  é definido como:

$$\tau(\omega) = -\frac{\partial\varphi(\omega)}{\partial\omega} \quad (4.2)$$

Ou seja,  $\tau$  é o negativo da taxa de mudança de fase  $\varphi$  com frequência angular  $\omega$ . A quantidade de  $\tau$  tem a dimensão de tempo. Na literatura muitos autores seguem a definição de atraso de grupo com uma discussão de um elemento ideal que atrasa um sinal pelo tempo  $T$  (por exemplo, uma linha de transmissão sem perdas). Este elemento de atraso tem uma função de transferência de

$$H(j\omega) = e^{-j\omega T} \quad (4.3)$$

Pode-se observar que o atraso de grupo é  $T$  para todas as frequências. Por analogia, fica implícito que o atraso de grupo é, de alguma forma, relacionado com sinal de retardo. Entretanto, o atraso de grupo e o atraso do sinal nem sempre estão relacionados de uma forma óbvia.

Na Figura 4.2 é mostrada a estrutura geral de uma linha de transmissão de microfita. A mesma é constituída por uma linha de microfita com uma largura  $W$  e uma espessura  $e$ , no topo de um substrato dielétrico, que possui uma constante dielétrica relativa  $\epsilon_r$  e uma espessura  $h$ , e a parte inferior do substrato é um plano de terra (HONG & LANCASTER, 2001).

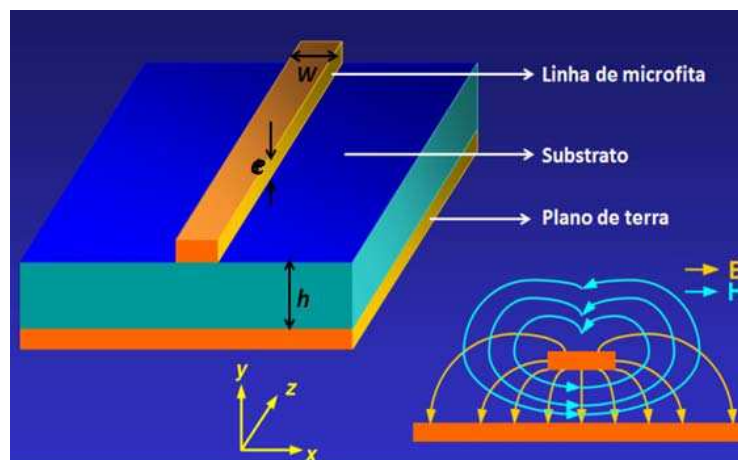


Figura 4.2- Estrutura de uma linha de transmissão de microfita.

As características de transmissão das microfita são descritas por dois parâmetros chamados de constante dielétrica efetiva  $\epsilon_{re}$ , e impedância característica  $Z_c$  e pode ser expressa como (HONG & LANCASTER, 2001):

Quando  $W/h \leq 1$ :

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left\{ \left( 1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} + 0,04 \left( 1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right\} \quad (4.4)$$

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left( \frac{8h}{W} + 0,25 \frac{W}{h} \right) \quad (4.5)$$

Onde  $\eta = 120\pi$  ohms é a impedância de onda no espaço livre.

Quando  $W/h \geq 1$ :

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left( 1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} \quad (4.6)$$

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{W}{h} + 1,393 + 0,677 \ln \left( \frac{W}{h} + 1,444 \right) \right\}^{-1} \quad (4.7)$$

Assim, a velocidade de fase e a constante de propagação pode ser expressa como:

$$V_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (4.8)$$

Onde  $c$  é a velocidade da luz ( $c = 3,0 \times 10^8$  m/s) no espaço livre.

O atraso de propagação pode ser expresso como uma função do comprimento  $L$  como:

$$t = L/V_p \quad (4.9)$$

Logo, pode-se observar que o atraso de propagação depende dos parâmetros geométricos da linha conseqüentemente, dos materiais usados. Em todos os casos, para modificar o atraso, a maneira mais fácil é variar o comprimento da linha de transmissão.

A dispersão é um fenômeno no qual a velocidade de fase é uma função da frequência ou alternativamente, a velocidade de grupo depende da frequência. Existe assim uma dispersão em microfita, onde a constante dielétrica efetiva  $\epsilon_{re}$  é uma função da frequência e pode ser, em geral, definida

como a constante dielétrica efetiva dependente da frequência  $\epsilon_{re}$  definidas nas equações (4.4) e (4.6). Para levar em conta o atraso produzido por uma linha de transmissão dispersiva linear pode ser obtido como:

$$t(f) = L/v(f) \quad (4.10)$$

Onde  $L$  é o comprimento da linha e  $v$  é a velocidade da luz no espaço livre. Aqui, ao contrário da equação (4.9), o atraso é dependente da frequência.

Da equação (4.8),  $v$  pode ser reescrito como:

$$v = 1/\sqrt{\mu\epsilon_{re}} \quad (4.11)$$

Da equação (4.11), pode-se observar que quando a permissividade dielétrica aumenta,  $v$  diminui e a partir da equação (4.10), observa-se também que uma diminuição no  $v(f)$ , aumenta o tempo de atraso. Assim, um aumento na permissividade pode aumentar o atraso. Além disso, é um fato comum que a onda leva mais tempo para propagar-se num meio com permissividade  $\epsilon_r$ , do que no espaço livre.

A fim de calcular o atraso produzido por uma linha de transmissão linear, simulações foram realizadas por Nair (2012) com o CST *Microwave Studio* 2011. O substrato escolhido o Rogers R4003 com permissividade de 3,55 e tangente de perda de 0,0027. Com intenção de produzir 1ns de atraso em uma linha de transmissão, é necessário um comprimento de 19 cm.

Na Figura 4.3 são apresentados os parâmetros  $S$  e o atraso produzido por uma linha de transmissão linear com um comprimento de 19 cm. Como já explanado, o atraso de grupo é calculada tomando o negativo da derivada da fase de transmissão com relação à frequência angular.

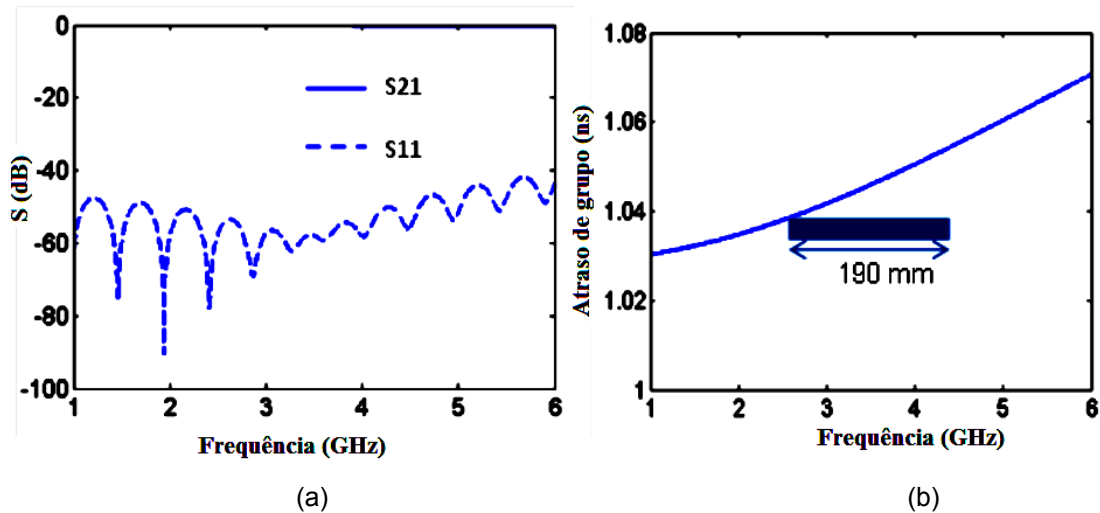


Figura 4.3- Parâmetros S simulados e atraso produzido por uma linha de transmissão linear: a) parâmetros S, b) atraso de grupo correspondente para uma linha de impedância  $50 \Omega$  (em 1,8 GHz). O atraso teórico pela equação (4.9) é 1,02 ns.  $L_{\text{Total}} = 19 \text{ cm}$ ,  $W = 1,7 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_r = 3,55$ ,  $\tan\delta = 0,0027$  e  $h = 0,8 \text{ mm}$  (NAIR, 2012).

Pode-se observar que o comportamento é menos dispersivo, uma vez que é produzido praticamente o mesmo atraso em toda a banda de frequência. Assim, fica comprovado que não pode-se utilizar linha de transmissão linear para a produção de atraso que seja independente da frequência. A única solução para produzir uma significativa quantidade de atraso independente da frequência é a utilização de linhas de dispersão, que podem ser construídas utilizando seções em “C”. Tais seções fazem o uso do efeito de acoplamento para produzir uma grande quantidade de atraso.

### 4.3 SEÇÕES EM “C”

Os sistemas RFID sem chip devem ser compatíveis com a frequência e a potência regulamentadas pelos padrões da Comissão Federal de Comunicações (do inglês, *Federal Communications Commission- FCC*) e do Instituto Europeu de Normas de Telecomunicações (do inglês, *European Telecommunications Standard Institute- ETSI*). Para as aplicações onde o nível de potência é mais importante, as faixas de frequências recomendadas são as bandas ISM (do inglês, *Industrial Scientific and Medical*) o que por sua vez,

restringe a largura de banda total disponível e, finalmente, a capacidade de codificação da etiqueta.

Várias técnicas de codificação são possíveis (TEDJINI *et al.*, 2012). No entanto, na codificação temporal, a detecção da informação é mais simples do que na codificação que se baseia na posição no tempo do impulso refletido (ZHENG *et al.*, 2008). Este método de detecção é menos afetado pelo ambiente da etiqueta (RAMOS *et al.*, 2011).

Assim, o uso de bandas ISM e a robustez da comunicação de etiquetas RFID no domínio do tempo superam as etiquetas no domínio da frequência. O que estimula o projeto de etiquetas compactas no domínio do tempo baseadas em seções em “C”.

A seção em “C” pode ser criada através do curto-circuito nas extremidades de uma linha de transmissão acoplada (GUPTA *et al.*, 2010), como pode ser visto na Figura 4.4. Tal estrutura faz o uso do efeito de acoplamento entre seções de linha de transmissão para produzir o atraso. Um acoplamento forte ocasiona um grande atraso de grupo.

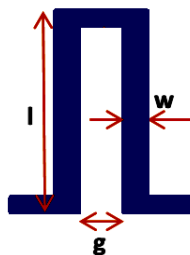


Figura 4.4- Estrutura de uma seção de linha de transmissão em “C” com parâmetros de projeto: comprimento da estrutura  $l$ , largura da linha  $w$  e distância interna entre os condutores em forma de “C”  $g$ .

Na Figura 4.5 é mostrada uma comparação entre o atraso produzido pelas linhas de transmissão linear e em meandro, juntamente com o atraso produzido por seção em “C” (NAIR, 2012). A seção em “C” produz um atraso máximo em uma única frequência devido ao seu comportamento dispersivo.



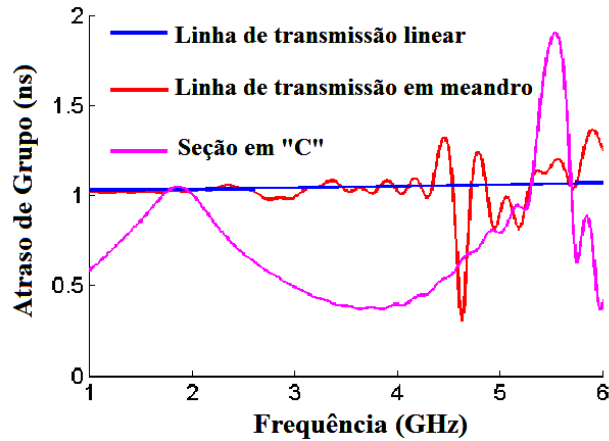


Figura 4.5- Comparação entre o atraso produzido por linhas de transmissão linear e meandro e produzido por uma seção em “C” para uma impedância de linha de 50 Ω, na frequência de 1,8 GHz (NAIR, 2012).

A seção em “C” é capaz de produzir um pico de atraso de grupo em cada múltiplo ímpar de  $\lambda_g/4$  da frequência; onde  $\lambda_g$  é o comprimento de onda guiada, isto é, para um determinado comprimento  $l_i$ , onde  $i = 1,2,3, \dots,n$ , a frequência na qual o pico de atraso de grupo é máximo é aproximada por (ZHANG *et al.*, 2006):

$$F(l) \approx \frac{c}{4l_i(\epsilon_{reff})^{1/2}} \tag{4.12}$$

Onde  $c = 3 \times 10^8$  m/s e  $\epsilon_{reff}$  é a permissividade relativa da linha de microfita. Esta expressão é usada na concepção preliminar. Os comprimentos são ainda otimizados através de simulação. Neste caso o comportamento é semelhante ao de um acoplador de microfita em que o acoplamento máximo ocorre sob as mesmas condições.

Para a obtenção do coeficiente de acoplamento  $k$ , a seção em “C” é considerada como uma linha acoplada, conforme mostrado na Figura 4.6. Este acoplador é também conhecido como acoplador direcional de onda de sentido contrário (em inglês, *backward wave directional coupler*).

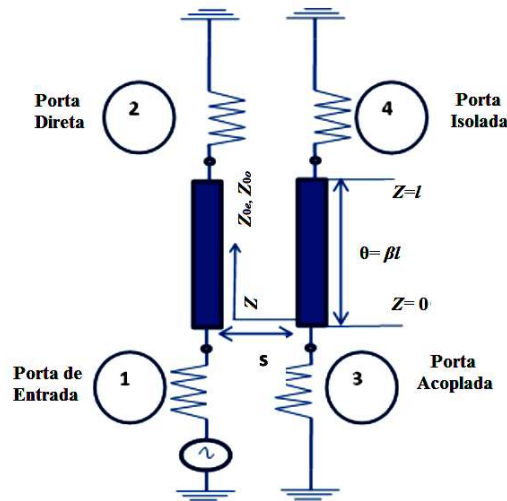


Figura 4.6- Um acoplador direcional típico de onda de sentido contrário (*backward wave directional coupler*).

Dois fatores importantes que determinam um acoplador direcional são o acoplamento e a diretividade.

$$\text{Acoplamento (dB)} = 10 \log \frac{P_1}{P_3} \quad (4.13)$$

$$\text{Diretividade (dB)} = 10 \log \frac{P_3}{P_4} \quad (4.14)$$

Onde  $P_1$  é a potência de entrada na porta 1 e  $P_3$  e  $P_4$  são as potências de saída nas portas 3 e 4, respectivamente. No caso ideal, não há nenhuma potência na porta 4. Entretanto, na prática, uma pequena quantidade de potência é sempre acoplada nesta porta. Se o acoplamento e a diretividade são conhecidos, o isolamento do acoplamento pode ser determinado utilizando a seguinte equação (MORGIA *et al.*, 2007).

$$\text{Isolamento (dB)} = 10 \log \frac{P_1}{P_4} = \text{Acoplamento (dB)} + \text{Diretividade (dB)} \quad (4.15)$$

O valor de  $\theta = \beta l$  denota o comprimento elétrico do acoplador e o coeficiente de acoplamento  $k$  é dado por:

$$k = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} \quad (4.16)$$

Onde  $Z_{0e}$  é a impedância do modo par e  $Z_{0o}$  é a impedância do modo ímpar. O valor máximo de acoplamento ocorre quando  $\theta = \beta l = \frac{\pi}{2}$  radianos ou  $l = \frac{\pi}{2\beta} = \frac{\lambda_g}{4}$ .

Uma análise paramétrica realizada por Nair *et al.* (2011b) mostrou que o aumento do comprimento  $l$  da seção em “C” aumenta o atraso de grupo, com uma mudança de frequência para um valor mais baixo. Além disso, verificou-se que o atraso de grupo aumenta com a diminuição da largura da linha  $w$  e distância interna entre os condutores em forma de “C”  $g$ , mantendo constante a frequência. Ao diminuir o valor de  $g$ , a curva do atraso de grupo torna-se mais estreita. Conclui-se a partir da análise paramétrica que o atraso de grupo é maior para menores valores de  $g$ , uma vez que o acoplamento entre cada linha aumenta com a diminuição dessa distância  $g$ .

#### 4.4 MULTICAMADAS DE SEÇÕES EM “C” DOBRADAS

Como anteriormente citado, etiquetas baseadas em seções em “C” lineares em cascata já foram relatadas na literatura. Contudo, outros trabalhos realizados demonstraram que multicamadas de seções em “C” têm vantagens como a miniaturização do circuito e, portanto, compactidade. Além disso, o acoplamento *broadside* permite o aumento da quantidade de atraso de grupo, que por sua vez permite uma maior capacidade de codificação de dados.

Como já citado, seções em C multicamadas já foram propostas por Settaluri *et al.* (1999a), Settaluri *et al.* (1999b) e Horii *et al.* (2012), mas utilizando tecnologia de alta precisão LTCC. Settaluri *et al.* (1999a) e Settaluri *et al.* (1999b) apresentaram um projeto simples e compacto de acopladores usando multicamadas de seções em “C”, como mostrado na Figura 4.7 (a) e (b). No entanto não há informações sobre a aplicação prática do projeto simulado.

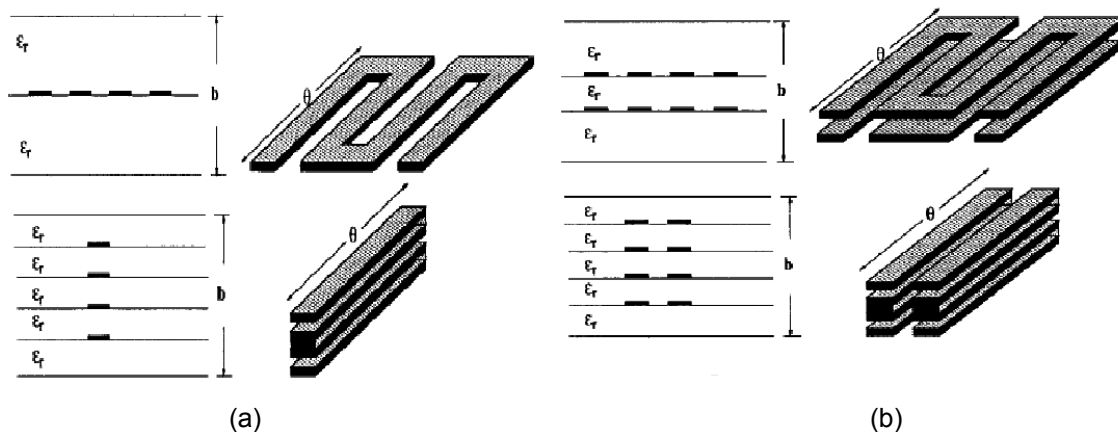


Figura 4.7- Várias configurações de linha de transmissão em “C” dobradas propostas por Settaluri *et al.* (1999a) e Settaluri *et al.* (1999b): (a) Um grupo de seções em “C” em cascata dobradas. (b) Dois grupos de seções em “C” em cascata dobradas.

No presente trabalho, a estrutura multicamadas proposta foi inspirada no modelo proposto por Nair (2012), com o qual foram obtidos valores de atraso de grupo satisfatórios. Seções em “C” lineares em cascata são mostradas na Figura 4.8 (a) e as multicamadas de seções em “C” construídas a partir de dobras nas seções lineares em “C” e projetadas no CST *Microwave Studio* são apresentados na Figura 4.8 (b).

As seções de linha de transmissão em “C” acopladas podem ser dobradas de uma maneira particular para obter um projeto multicamadas, incluindo conexões de metal entre as camadas. Vários parâmetros do projeto são mostrados na Figura 4.8 (a), em que  $g$  é distância interna entre os condutores em forma de “C”,  $l$  é o comprimento da estrutura,  $w$  é a largura da linha e  $s$  é a largura da dobra, que é duas vezes a espessura do substrato flexível  $h$  (RODRIGUES *et al.*, 2015).

Vale a pena ressaltar que o coeficiente de acoplamento  $K$  da estrutura multicamadas de seções em “C” é maior do que o coeficiente da estrutura plana. Esta é a razão para o aumento do atraso de grupo.

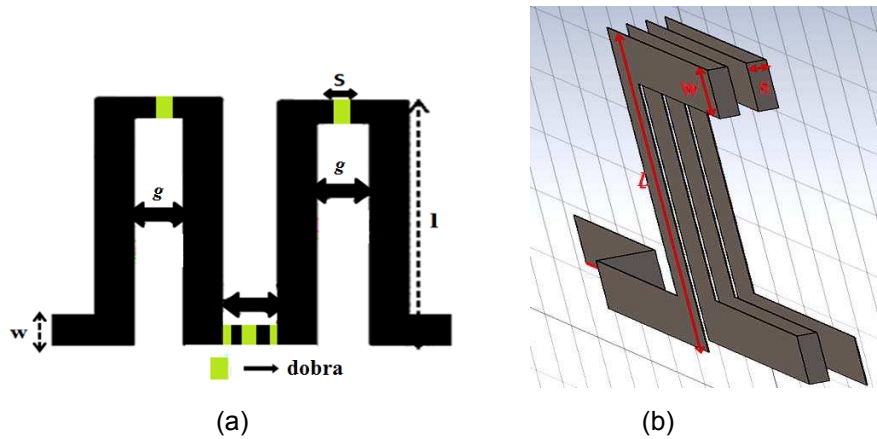


Figura 4.8- Projeto de seções em “C”: (a) A estrutura de seções em “C” antes de dobrar, a qual explica o modo de como são realizadas as dobras, onde cada local de dobra está marcado em verde e onde são mostrados diferentes parâmetros de projeto, (b) multicamadas de seções em “C” dobradas e projetadas no CST MWS.

Na estrutura multicamadas de seções em “C”, o atraso de grupo aumenta com um incremento no comprimento da seção em “C” ( $l$ ) e da permissividade, havendo uma mudança de frequência para valores inferiores. Tal estrutura também produz mais picos seletivos de frequência. Uma diminuição na largura  $w$  vai aumentar o atraso de grupo, assim o atraso de grupo pode ser variada alterando o comprimento  $l$  e a largura  $w$ , como mostrado na Figura 4.9 (RODRIGUES *et al.*, 2015), onde o princípio da codificação é explicado.

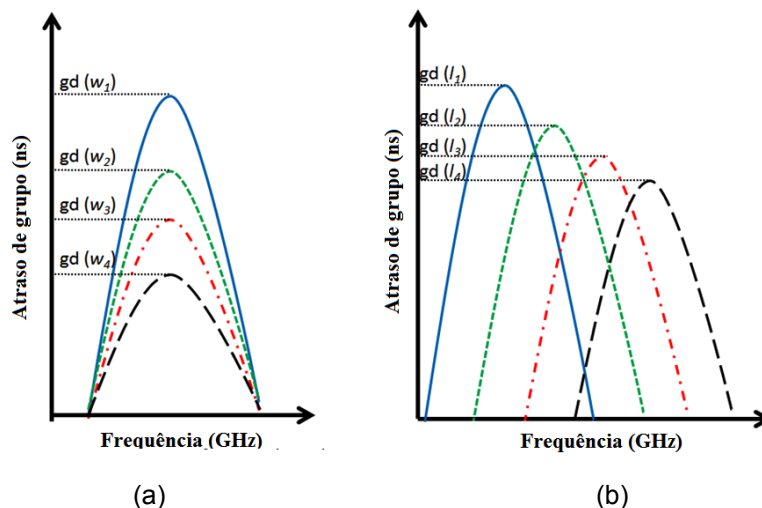


Figura 4.9- Gráficos onde se explica a técnica de codificação: a) Picos de atraso de grupo ( $gd$ , em inglês, *group delay*) produzidos por diferentes larguras ( $w_i$ ) de seção em “C”, onde  $i=1, 2, 3, 4$ ; b) Picos de atraso de grupo ( $gd$ ) produzidos por diferentes comprimentos ( $l_i$ ) de seção em “C”.

De acordo com Nair (2012), verificou-se nas curvas de atraso de grupo para multicamadas de seções em “C” e para seções em “C” lineares em cascata que, a fim de produzir a mesma quantidade de atraso, um grupo de seções em “C” lineares exige cinco vezes mais o número de seções em “C” do que o projeto em multicamadas.

Também verificou-se grupos de picos de atraso produzidos por multicamadas de seções em “C” dobradas com 24 MHz de largura de banda. Em contraste, os grupos de picos de atraso de seções em “C” lineares apresentaram uma largura de banda de 338 MHz. A razão para o valor de atraso de grupo de multicamadas de seções em “C” ser mais significativo e de banda estreita é devido ao acoplamento entre cada seção em “C”.

Uma vez que os picos de atraso de grupo são banda estreita, mais *span* de frequência pode ser introduzido entre dois picos, o que permite mais níveis de atraso em cada faixa de frequência. Isto irá, por sua vez, aumentar a capacidade de codificação.

No caso de seções em “C” lineares em cascata, o acoplamento produzido é o *edge coupling* e para o caso do projeto de multicamadas dobradas, o acoplamento produzido é o *broadside coupling*.

#### **4.4.1 Análise Paramétrica das Multicamadas de Seções em “C” dobradas**

No presente trabalho de tese, uma estrutura de multicamadas de seções em “C” dobradas foi simulada, conforme mostrado na Figura 4.10. Esta estrutura consiste de dois substratos rígidos de topo e de base e uma estrutura de multicamadas de seções em “C” dobradas em substrato flexível disposta entre os substratos de topo e de base. O substrato de base possui plano de terra, enquanto que o substrato de topo não. Esses substratos são utilizados

com a finalidade de manter as camadas em substrato flexível fortemente unidas.

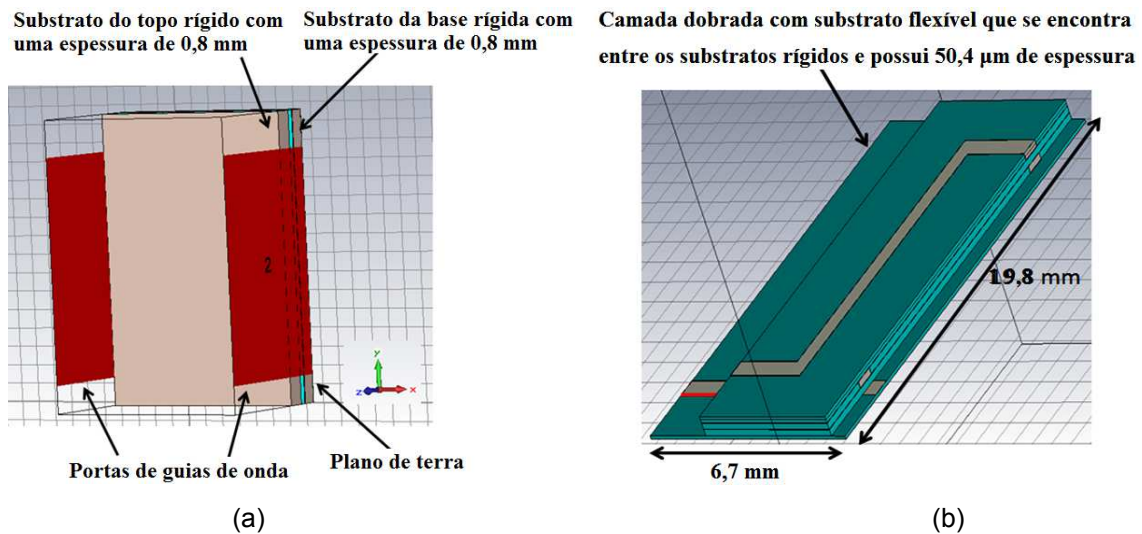


Figura 4.10- Estrutura simulada do projeto de multicamadas dobradas: a) vista frontal com substratos de topo e de base e portas de guia de onda no CST, b) vista em corte transversal da estrutura dobrada, sem os substratos de topo e de base.

Para o desenvolvimento da estrutura em multicamadas no CST foram utilizados os valores das propriedades eletromagnéticas do substrato flexível kapton devido à sua pequena espessura e tangente de perdas (espessura  $h=50\ \mu\text{m}$  e  $\tan\delta=0,005$ ). O kapton tem uma permissividade elétrica de 3,25 e uma permeabilidade magnética de 1.

Para os substratos rígidos de topo e de base, as simulações foram realizadas considerando os valores do substrato Rogers R4003 devido à sua baixa tangente de perdas ( $\tan\delta=0,0027$ ), o que melhora as propriedades de retroespalhamento da etiqueta. A espessura atribuída para o topo e a base foi de 0,8 mm.

Também foi sugerida uma estrutura concebida com dois grupos de seções em “C” como mostrado na Figura 4.11. Da mesma forma,  $n$  seções em “C” podem ser dobradas, desde que, picos periódicos sejam considerados para essas seções em “C” em cascata, assim como são considerados para as seções em “C” lineares investigadas por Nair *et al.* (2012).

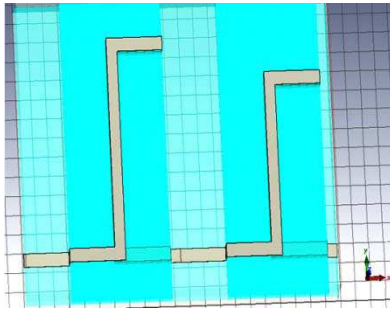


Figura 4.11- Projeto no CST de multicamadas de dois grupos de seções em “C” dobradas. A estrutura tem uma dimensão de 15,6 x 20,8 mm.

Os picos de atraso de grupo são periódicos e cada valor de pico pode ser variado de acordo com o comprimento da seção em “C” correspondente, como mostrado na Figura 4.9b. A fim de aumentar o pico de atraso de grupo, pode-se utilizar um grupo com várias seções em “C” de mesmo comprimento, uma vez que isso irá aumentar o acoplamento entre as seções e conseqüentemente, tornar a curva de atraso de grupo mais seletiva na frequência.

De acordo com Nair *et al.* (2012), com a variação do comprimento da seção em “C”, além da magnitude, a frequência correspondente ao pico de atraso de grupo também será variada. Logo, a adição de seções em “C” em um grupo não deve sair de uma zona de frequência onde as variações de atraso de grupo são insignificantes. Esta zona, chamada de zona de atraso fraca é de grande importância para estruturas onde se tem muitos grupos de seções em “C” em cascata. A mesma permite que os picos de atraso para diferentes comprimentos sejam independentes entre si.

A característica da seção em “C” que permite cascatear diferentes grupos e assim produzir diferentes valores de picos de atraso é sua natureza dispersiva. Logo, conclui-se que aumentando o número de seções em “C” no interior de cada grupo, os picos de atraso de grupo serão mais estreitos resultando numa vasta gama da zona de atraso fraca, o que permite a codificação de informação em várias frequências (SETTALURI *et al.*, 1999b).

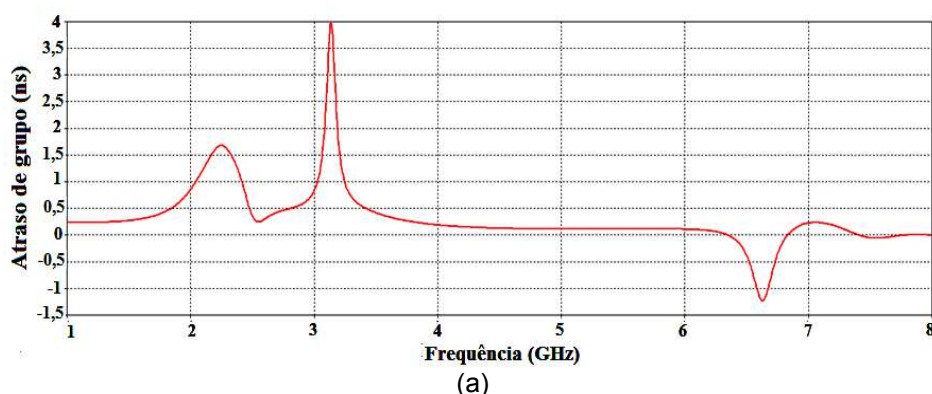


Segundo Nair (2012), utilizando um estrutura multicamadas de seções em “C” é possível atingir uma capacidade de codificação de 12,05 bits na banda ISM sem licença e para UWB é possível alcançar uma capacidade de 43,27 bits.

A fim de investigar a aplicação efetiva das multicamadas de seções em “C” dobradas em etiquetas RFID sem chip, uma análise paramétrica a partir de simulações no software CST *Microwave Studio* foi realizada. Os valores assumidos nas simulações para a distância interna entre os condutores em forma de “C” ( $g$ ) e para a largura da dobra ( $s$ ) foram 6 e 0,1 mm, respectivamente.

O primeiro parâmetro analisado foi a permissividade dielétrica do substrato flexível. Na Figura 4.12 tem-se os resultados de atraso de grupo para uma estrutura multicamadas de seções em “C” dobradas, com dimensões de  $6,7 \times 19,8 \text{ mm}^2$  para dois valores de  $\epsilon_r$ : 3,25 e 3,4, respectivamente. As condições de contorno foram definidas como espaço livre e os seguintes valores de parâmetros de projeto foram considerados:

- ✓ substrato flexível (Kapton)-  $\epsilon_r= 3,4$ ,  $\mu= 1$ ,  $\tan\delta= 0,005$ ,  $g= 6\text{mm}$ ,  $w= 0,1\text{mm}$ ,  $l= 11,6 \text{ mm}$ , e altura do substrato  $h= 0,1\text{mm}$ ;
- ✓ substrato rígido da base e topo (Rogers RO 4003)-  $\epsilon_r= 3,55$ ,  $\mu= 1$ ,  $\tan\delta=0,0027$ ,  $h= 0,8 \text{ mm}$ .



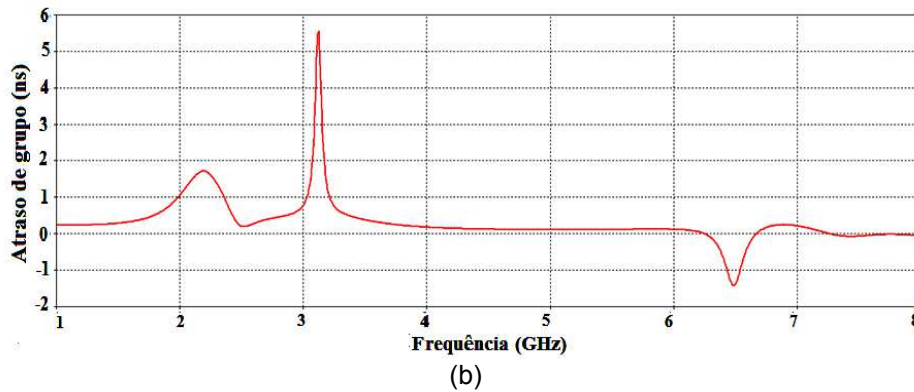


Figura 4.12- Resultados de atraso de grupo para uma estrutura multicamadas de seções em “C” dobradas: (a) para uma permissividade elétrica  $\epsilon_r=3,25$ , (b) permissividade elétrica  $\epsilon_r=3,4$ .

Observando os gráficos da Figura 4.12, conclui-se que aumentando o valor da permissividade dielétrica do substrato flexível, obteve-se um valor maior de atraso de grupo. Este fato pode ser explicado utilizando as equações 4.11 (quando a permissividade aumenta,  $v$  diminui) e 4.10 (uma diminuição no  $v(f)$ , aumenta o tempo de atraso), logo, um aumento na permissividade pode aumentar o atraso. Além disso, sabe-se que a onda leva mais tempo para propagar-se num meio com permissividade  $\epsilon_r$  maior.

Como mostrado na Figura 4.13, o comprimento das seções em “C” foi variado a fim de produzir diferentes combinações de etiquetas. Se o comprimento das seções em “C” é aumentado, a frequência do pico máximo de atraso de grupo é alterada para um valor mais baixo. As condições de contorno foram definidas como espaço livre e os seguintes valores para os parâmetros de projeto foram considerados:

- ✓ substrato flexível (Kapton)-  $\epsilon_r= 3,25$ ,  $\mu= 1$ ,  $\tan\delta= 0,005$ ,  $g= 6\text{mm}$ ,  $w= 0,7\text{mm}$  e altura do substrato  $h= 0.1\text{mm}$ ;
- ✓ substrato rígido da base e topo (Rogers RO 4003)-  $\epsilon_r= 3,55$ ,  $\mu= 1$ ,  $\tan\delta=0,0027$ ,  $h= 0,8 \text{ mm}$ .

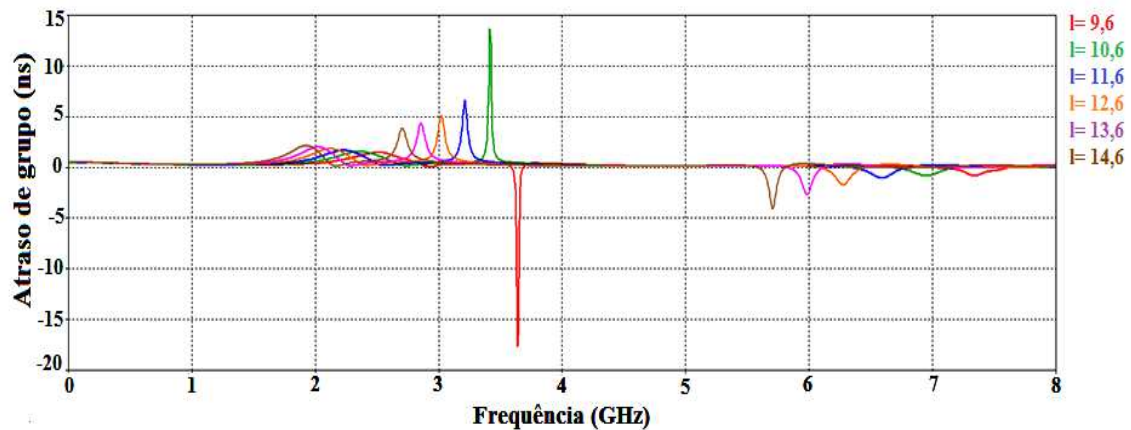


Figura 4.13- Resultados de atraso de grupo de uma estrutura multicamadas de seções em “C” dobradas para diferentes valores de comprimento ( $l$ ) das seções em “C”.

Foram encontrados nas simulações pequenos picos de atraso de grupo na frequência de aproximadamente 2 GHz e picos de atraso de grupo negativos fora da faixa de frequência de interesse. Isto porque o sinal refletido pela a estrutura dobrada é composto pelas reflexões das seções em “C”, assim como pelas reflexões de toda a superfície da estrutura dobrada.

Outros parâmetros como a largura da linha das seções em “C”,  $w$ , também foi analisada como mostrado na Figura 4.14. As condições de contorno, assim como os parâmetros de projeto que foram atribuídos nessa simulação foram os mesmos adotados na simulação da Figura 4.13, com exceção do valor do comprimento da seção em “C”, que na simulação que se segue foi atribuído o valor de  $l$  igual a 11,6 mm.

Observou-se que, com a largura de linha  $w$ , é possível ajustar o valor de atraso de grupo, uma vez que este parâmetro físico pode influenciar o acoplamento. A variação observada na frequência pode ser compensada variando o comprimento das seções em “C”.

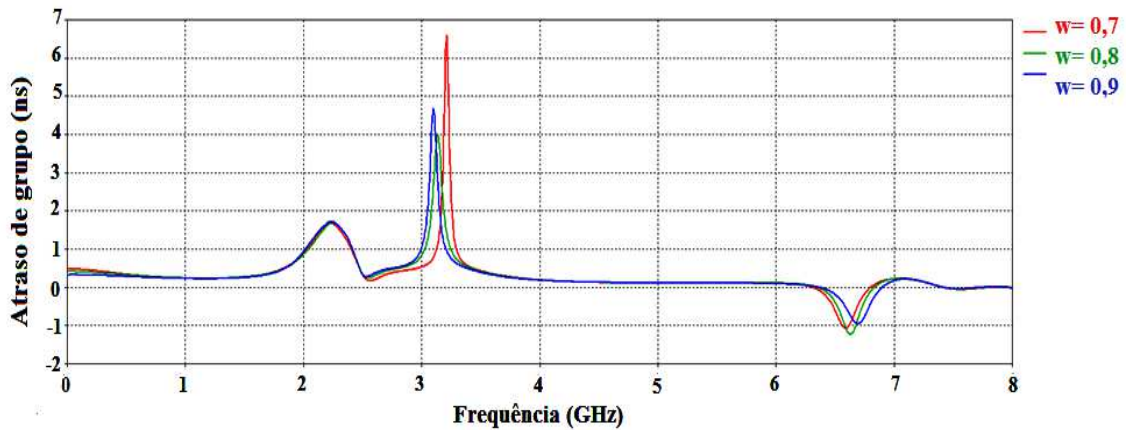
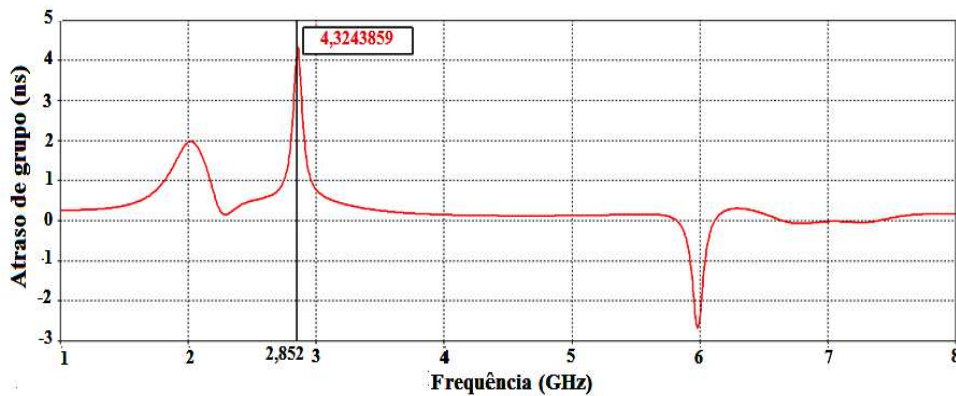


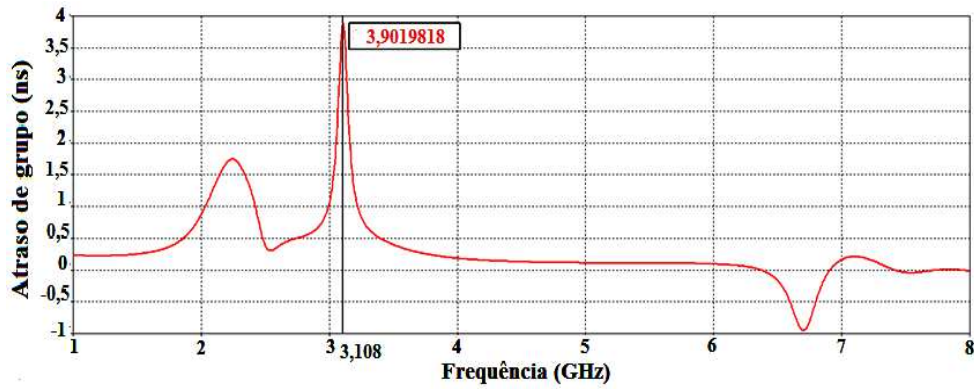
Figura 4.14- Resultados de atraso de grupo de uma estrutura multicamadas de seções em “C” dobradas para diferentes valores de largura ( $w$ ) das seções em “C”.

Na Figura 4.15 tem-se os resultados de atraso de grupo para uma estrutura multicamadas de seções em “C” dobradas, onde foram mudados os valores de largura e comprimento das seções em “C” ao mesmo tempo. As condições de contorno, assim como os parâmetros de projeto são os mesmos adotados nas simulações anteriores, com exceção dos valores de largura e comprimento das seções em “C”.

A partir também dos resultados de atraso de grupo da Figura 4.15, concluiu-se que o atraso de grupo pode ser variado alterando o comprimento  $l$  e a largura  $w$  ao mesmo tempo, obtendo-se assim diferentes níveis de atraso em diferentes frequências. Logo, pode-se produzir diferentes combinações de etiquetas.



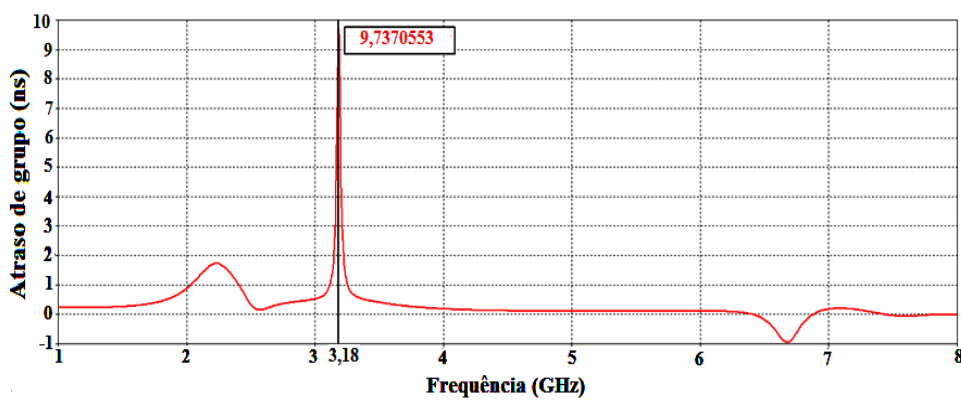
(a)



(b)

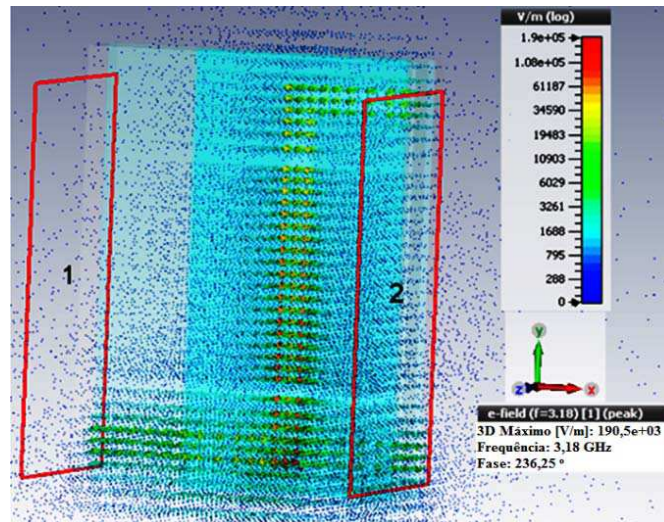
Figura 4.15- Resultados de atraso de grupo de uma estrutura multicamadas de seções em “C” dobradas para diferentes valores de largura ( $w$ ) e de comprimento ( $l$ ) das seções em “C”: (a) comprimento  $l=13,6$ mm, largura  $w= 0,7$  mm; (b) comprimento  $l=11,6$ mm, largura  $w= 0,9$  mm.

Com o intuito de analisar a distribuição do campo elétrico nas frequências de picos máximo e mínimo de atraso de grupo, simulações foram realizadas com alguns grupos de seções em “C”. Na Figura 4.16 tem-se os resultados de atraso de grupo e de distribuição de campo elétrico para um projeto de seções em “C” dobradas, no qual foram atribuídos os seguintes valores para os parâmetros de projeto:  $g= 6$ mm, largura  $w= 0,7$  mm, o comprimento  $l=11,6$  mm,  $h= 0,1$  mm e a base e o topo em substrato rígido foram menores em 2cm na largura do que as outras estruturas dos resultados apresentados anteriormente.

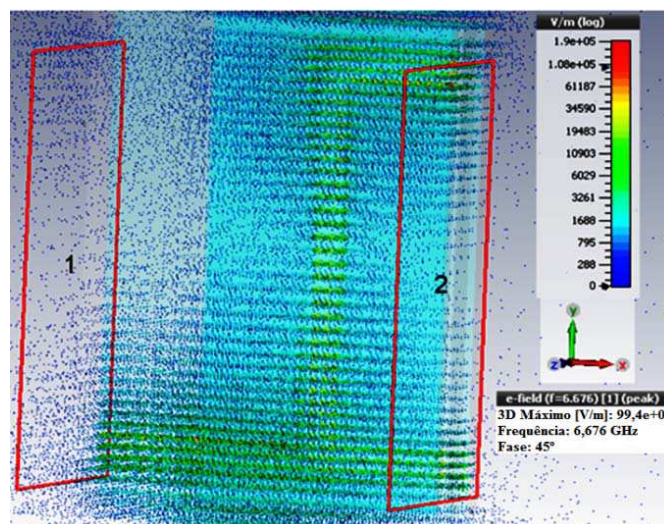


(a)





(b)



(c)

Figura 4.16- Resultados de atraso de grupo e de distribuição de campo elétrico de uma estrutura multicamadas de seções em “C” dobradas: (a) resposta de atraso de grupo (b) distribuição de campo elétrico para a frequência referente ao máximo valor de pico de atraso de grupo e (c) para a frequência referente ao mínimo valor de pico de atraso de grupo.

Analisando os resultados obtidos para a frequência referente ao pico máximo de atraso de grupo, 3,18 GHz, o valor do campo elétrico atinge até  $190,5 \times 10^3$  V/m; e na frequência referente ao pico mínimo de atraso de grupo, 6,68 GHz, o valor do campo elétrico atinge até  $99,4 \times 10^3$  V/m. Observou-se que os pontos quentes em vermelho na Figura 4.16 foram encontrados nos cantos das seções em “C” dobradas, devido ao franjamento dos campos pelas bordas.

## 4.5 ETIQUETAS RFID SEM CHIP COM SEÇÕES EM “C” DOBRADAS

O projeto de uma etiqueta RFID sem chip com um grupo de seções em “C” dobradas é mostrado na Figura 4.17.

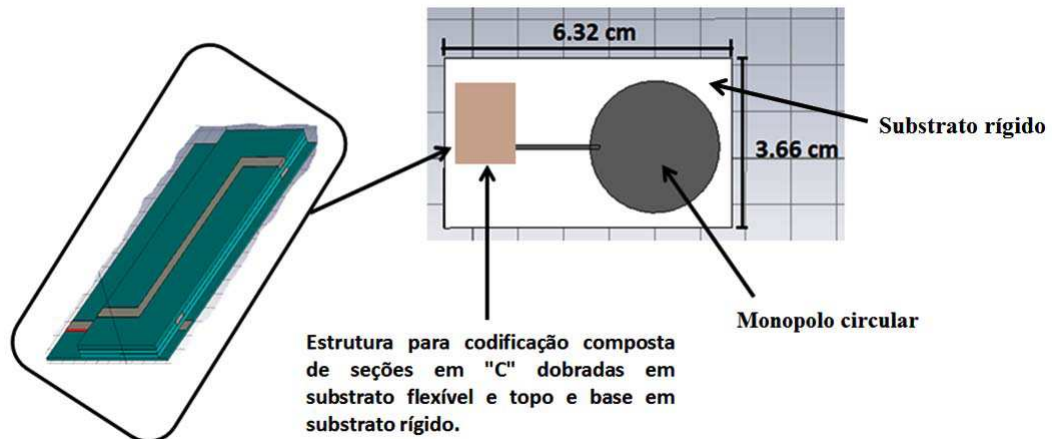


Figura 4.17- Projeto de uma etiqueta RFID sem chip com um grupo de seções em “C”.

Uma antena monopolo circular foi adicionada à estrutura multicamadas de seções em “C” dobradas vista na Figura 4.10, para a implementação da etiqueta sem chip, conforme Figura 4.17. Antenas monopolo circulares de microfita têm um *layout* simples e exibem uma grande largura de banda, conforme citado no capítulo 3.

O princípio de utilização de atraso de grupo na etiqueta sem chip proposta pode ser explicado da seguinte forma, quando uma antena recebe um sinal de radiofrequência, seu sinal retroespalhado consiste em duas partes o modo estrutural e o modo de antena. O modo estrutural ocorre na superfície da antena, que é independente das variações de carga e que pode ser usado como uma referência do tempo. O modo de antena ocorre pelo descasamento entre a impedância da antena e a carga. Esta incompatibilidade modifica a fase do sinal no modo de antena e o atraso de grupo depende da variação de fase.

Na etiqueta proposta a estrutura multicamadas de seções em “C” dobradas está ligada à uma antena em uma extremidade e aberta na outra. No entanto, em uma concepção mais avançada, a estrutura pode ser terminada

por impedância específica, o que permite apenas a reflexão causada pelas seções em “C”.

Ao explorar as características de dispersão em frequência de uma linha de transmissão de micro-ondas, diferentes componentes espectrais podem ser rearranjados em tempos diferentes, tal é o princípio utilizado na etiqueta proposta, conforme apresentado na Figura 4.18.

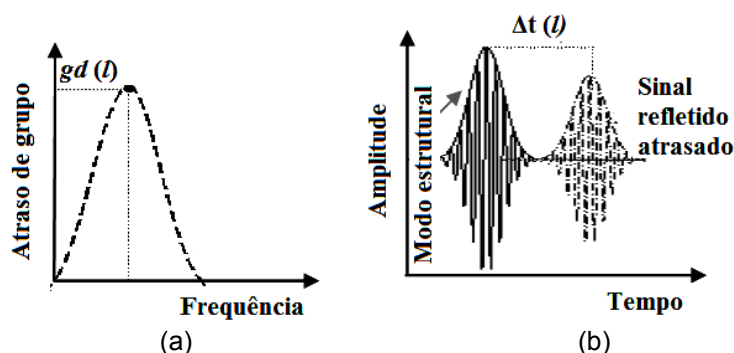


Figura 4.18- Princípio de utilização de atraso de grupo, utilizando um único grupo de seções em “C” com comprimento  $l$ - a) resposta de atraso de grupo da etiqueta no domínio da frequência, b) representação do atraso grupo no domínio do tempo.

Combinações diferentes de bits podem ser obtidas através da variação do comprimento  $l$  das seções em “C” dobradas. O sinal de entrada é um único pulso modulado com uma portadora de frequência  $F(l_1)$  no domínio do tempo que corresponde a um específico comprimento do grupo das seções em “C” projetadas na etiqueta.

A antena da etiqueta sem chip recebe o sinal. As seções em “C” dobradas irão introduzir uma não linearidade na fase com a frequência correspondente ao comprimento das mesmas. Esta não linearidade irá introduzir um pico na curva de atraso de grupo na frequência. O valor deste pico de atraso de grupo dependerá do comprimento e da largura da linha de transmissão em “C”.

A quantidade total de atraso de grupo mostrado na Figura 4.18a depende do atraso produzido pelas seções em “C” e pela antena. Esse sinal atrasado é refletido a partir das seções em “C”. O atraso total da etiqueta é calculado a partir da diferença de do sinal de modo estrutural e o sinal refletido (Figura



4.18b). Extraído do envoltório, tem-se diferentes picos correspondendo às frequências desejadas, mas com diferentes atrasos o que por sua vez, gera um tipo de codificação (Figura 4.18b).

A etiqueta RFID sem chip apresentada na Figura 4.17 foi simulada e o sinal retroespalhado a partir da antena foi utilizado para a finalidade de codificação. A estrutura foi excitada por uma onda plana de polarização horizontal e os sinais no domínio de tempo foram obtidos pela colocação de sondas em determinadas distâncias, como mostrado na Figura 4.19.

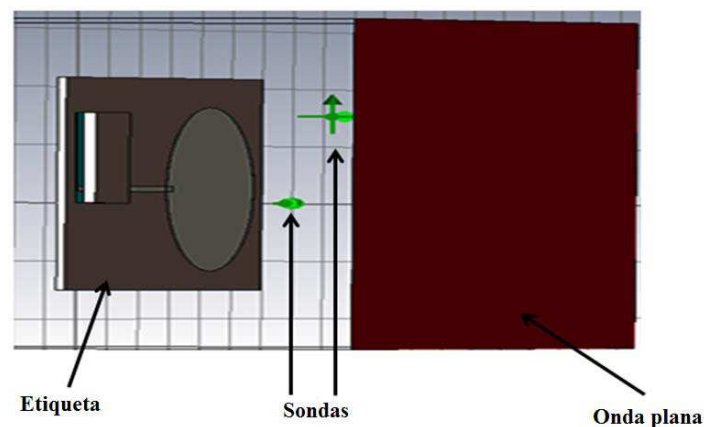


Figura 4.19- Etiqueta RFID sem chip com um grupo de seções em “C” dobradas, sondas e onda plana no CST Microwave Studio.

Na Figura 4.20 é mostrado a resposta de atraso de grupo para a etiqueta RFID sem chip apresentada na Figura 4.19.

Como observado no gráfico de resposta de atraso de grupo obtido a partir de simulações, o valor de pico de atraso de grupo na frequência de 2,96 GHz é significativo se comparado com a resposta de atraso de grupo da etiqueta RFID sem chip com seções em “C” lineares em cascata (NAIR *et al.*, 2011a). Vale salientar também que o pico de atraso de grupo positivo é gerado pelo sinal refletido pelas seções em “C” dobradas e os picos negativos são devido à reflexão do modo da antena.

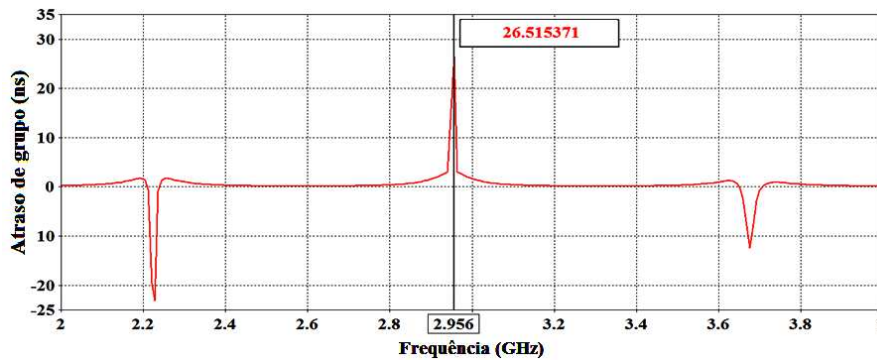
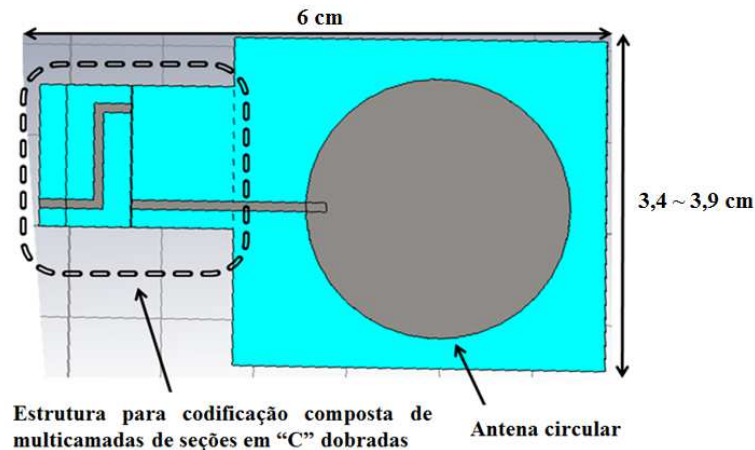


Figura 4.20- Resposta de atraso de grupo para uma etiqueta RFID sem chip com apenas um grupo de seções em “C” dobradas.

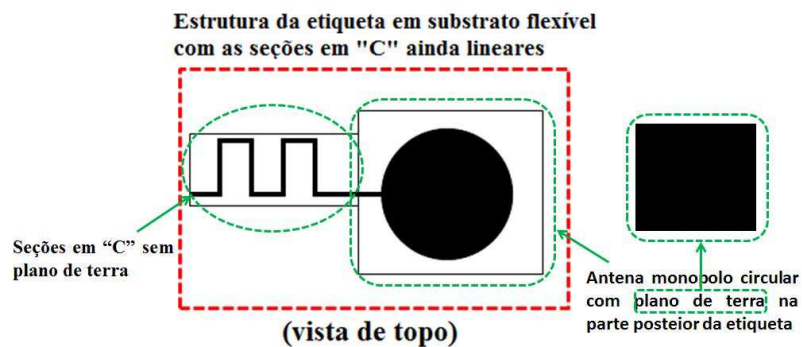
Baseando-se na resposta de atraso de grupo mostrada na Figura 4.20, conclui-se que o acoplamento entre as seções em “C” dobradas na estrutura multicamadas gera uma quantidade satisfatória de atraso de grupo. Logo, comprova-se a eficiência dessa estrutura multicamadas na codificação de informação em uma etiqueta RFID sem chip com apenas um grupo de seções em “C” de mesmas dimensões.

#### 4.5.1 Etiquetas RFID sem Chip baseadas em Seções em “C” Dobradas Utilizando Apenas Substratos Flexíveis

Um outro projeto de etiqueta RFID sem chip com um único grupo de seções em “C” dobradas, integradas à uma antena monopolo circular e fazendo o uso de apenas substrato flexível na fabricação de toda a estrutura foi desenvolvido, conforme é visto na Figura 4.21. Várias configurações de tal etiqueta contendo uma identificação única foram desenvolvidas e analisadas utilizando o software *CST Microwave Studio*.



(a)



(b)

Figura 4.21- Etiqueta RFID sem chip baseada em seções em “C” dobradas: (a) estrutura simulada no CST *Microwave Studio*, (b) *layout* da etiqueta RFID sem chip antes de dobrar as seções em “C”.

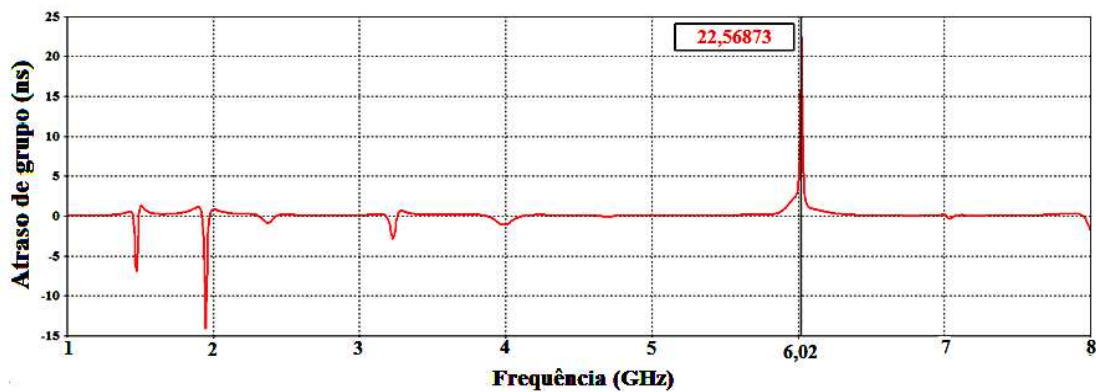
A fim determinar os substratos flexíveis mais adequados para a fabricação do modelo da etiqueta proposto na Figura 4.21, foram investigadas as propriedades físicas de alguns substratos flexíveis disponíveis no mercado como o Kapton HN 200, o Ultralam 3850 Rogers e os filmes de poliéster Mylar, Melinex 406, Melinex 339, ST6639 e o SU320 da *DuPont Teijin Films*, que tiveram suas propriedades eletromagnéticas medidas em laboratório com um dispositivo de medição de propriedades elétricas chamado *Cavity-dielectric sheet tester system*.

Na tabela a seguir encontram-se os valores de espessura  $h$ , permissividade eletromagnética  $\epsilon_r$  e tangente de perdas  $\tan\delta$  determinados para os substratos flexíveis analisados.

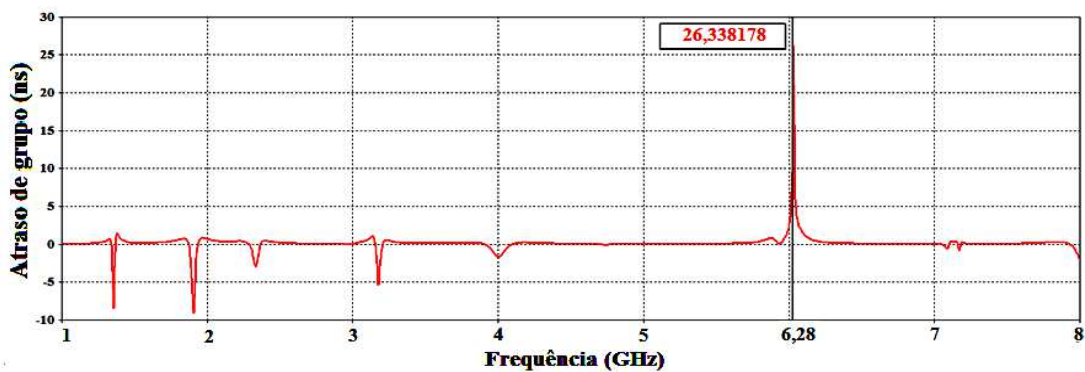
Tabela 2- Parâmetros de Substratos Flexíveis

	$h$ ( $\mu\text{m}$ )	$\epsilon_r$	$\tan\delta$
Kapton HN200	50	4,0	0,005
Ultralam 3850 Rogers	100	2,9	0,0025
Mylar	250/500	2,8	0,008
Melinex 238	250	3,21	0,1
Melinex 339	50	3,53	0,005
Melinex 339	100	3,48	0,0056
Melinex 406	50	3,51	0,0048
ST 6639	50	3,19	0,0075
SU 320	125	3,54	0,0053

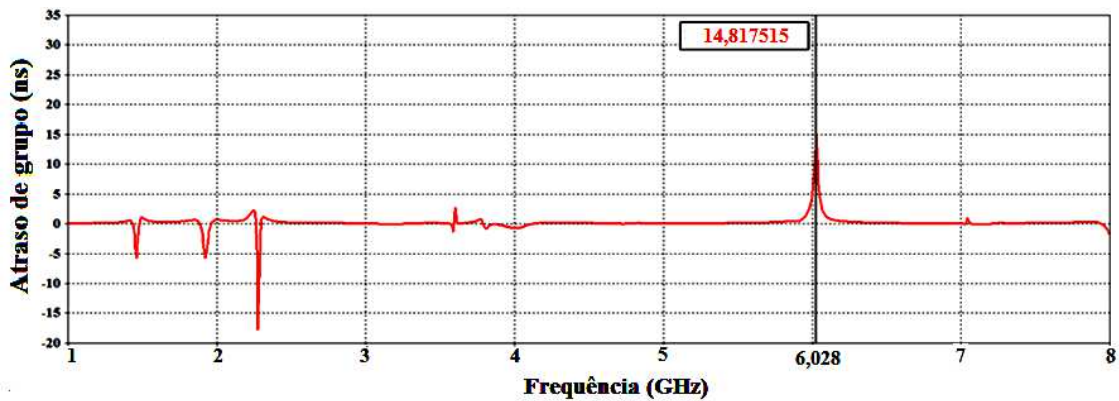
Simulações com várias configurações do projeto de etiqueta RFID sem chip proposto foram realizadas utilizando o CST MWS com os diversos tipos de substratos analisados. Alguns resultados com cada tipo de substrato flexível analisado estão na Figura 4.22.



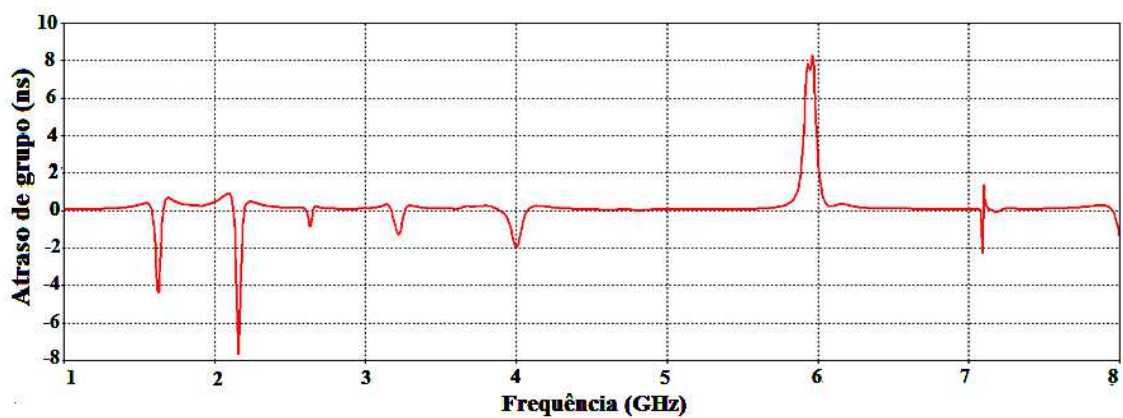
(a) Mylar ( $\epsilon_r = 2,8$ ,  $\tan\delta = 0,008$ ,  $g = 6\text{mm}$ ,  $w = 0,7$  mm,  $l = 11,6$  mm,  $h = 0,25$  mm)



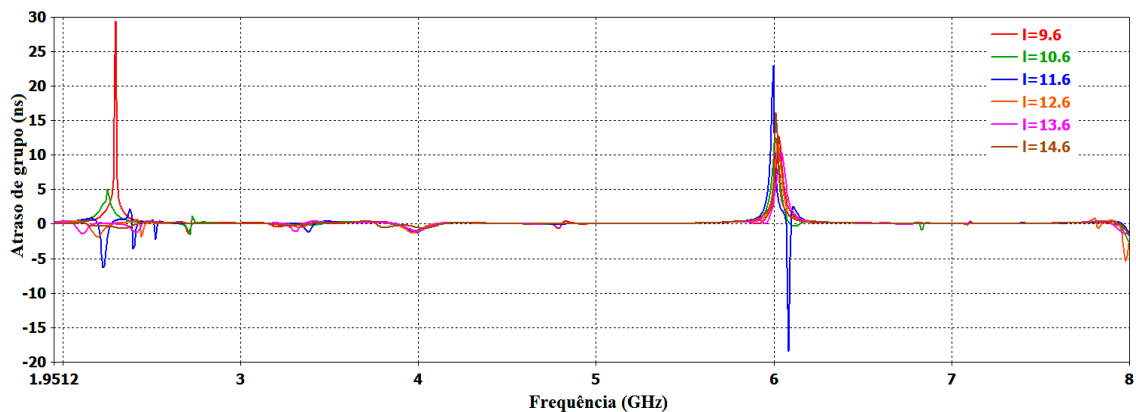
(b) Mylar ( $\epsilon_r = 2,8$ ,  $\tan\delta = 0,008$ ,  $g = 6\text{mm}$ ,  $w = 0,9$  mm,  $l = 10,6$  mm,  $h = 0,5$  mm)



(c) Melinex 238 ( $\epsilon_r= 3,21$ ,  $\tan\delta= 0,1$ ,  $g= 6$  mm,  $w= 0,9$  mm,  $l= 11,6$  mm,  $h=0,25$  mm)



(d) Melinex 339 ( $\epsilon_r= 3,48$ ,  $\tan\delta= 0,0056$ ,  $g= 6$ mm,  $w= 0,9$  mm,  $l= 11,6$  mm,  $h=0,1$  mm).



(e) Kapton ( $\epsilon_r= 4,00$ ,  $\tan\delta= 0,005$ ,  $g= 6$  mm,  $w= 1,2$  mm,  $l= 9 - 14,6$  mm,  $h=0,50$  mm).

Figura 4.22- Respostas de atraso de grupo para etiquetas RFID sem chip com apenas um grupo de seções em “C” dobradas e projetadas com alguns tipos de substrato flexíveis. Os parâmetros do projeto permissividade elétrica ( $\epsilon_r$ ), tangente de perdas ( $\tan\delta$ ), distância interna entre os condutores em forma de “C” ( $g$ ), largura das linhas em “C” ( $w$ ), comprimento das seções em “C” ( $l$ ) e espessura do substrato ( $h$ ) são fornecidos para cada tipo de filme de poliéster.

Com base dos resultados obtidos da investigação dos diversos tipos de substratos flexíveis citados, conclui-se que todas as etiquetas RFID projetadas com tais substratos apresentaram significantes valores de pico de atraso de grupo, sobretudo os filmes de poliéster Mylar que apresentaram valor de pico de atraso de grupo até 26,34ns. Contudo, apenas dois tipos foram escolhidos devido à disponibilidade no mercado e por apresentarem propriedades elétricas adequadas ao projeto da etiqueta RFID sem chip proposta.

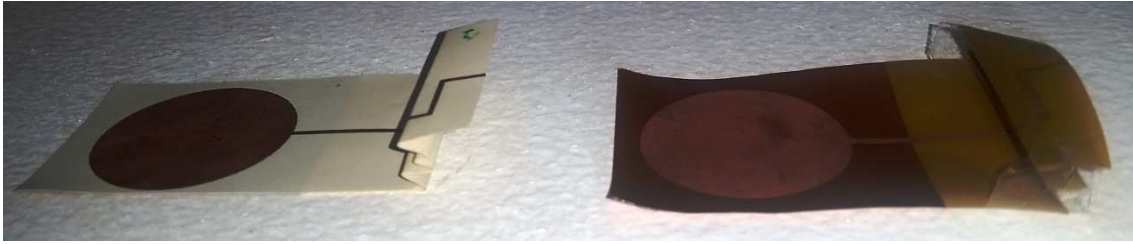
Diferentes combinações de etiquetas RFID sem chip foram fabricadas com o substrato Ultralam 3850 Rogers (espessura de 100  $\mu$ ) e outros protótipos foram fabricados com o substrato Kapton HN200 (espessura de 50  $\mu$ ) utilizando tecnologia de impressão de circuito impresso e a metalização do circuito foi realizada com a espessura do cobre de 18  $\mu$ m. Com o suporte do laboratório LCIS/Grenoble-INP, França, foram produzidos 58 prótipos com identificação única e devidamente enumerados.

Esses substratos escolhidos apresentam tangentes de perdas baixas, uma vez que um material com valor alto de tangente de perdas degrada o desempenho de retroespalhamento da etiqueta. Alguns dos protótipos fabricados são apresentados na Figura 4.23.

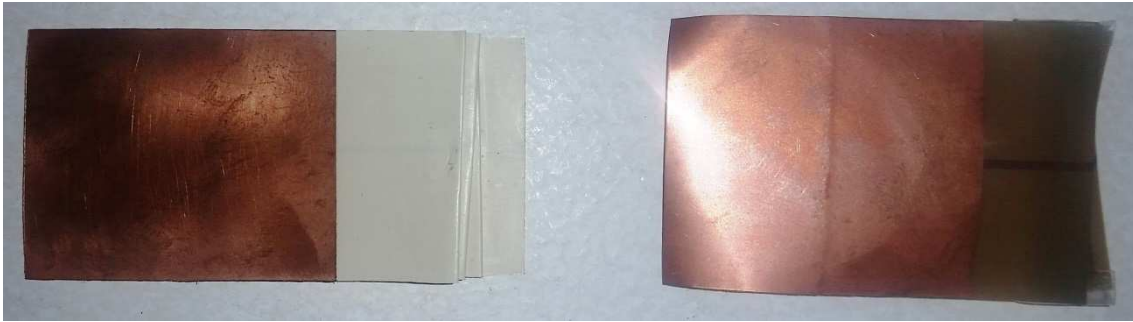


(a)





(b)



(c)

Figura 4.23- Protótipos de etiquetas RFID sem chip com um grupo de seções em “C” dobradas e construídos com os substratos Kapton HN200 e Ultralam 3850 Rogers: (a) vista frontal, (b) vista lateral, (c) vista traseira.

A fim de provar as teorias previstas e validar os valores obtidos nas simulações com o software CST MWS, medições foram feitas no laboratório de telecomunicações do Instituto Federal da Paraíba- IFPB em João Pessoa-PB. Duas antenas cornetas Pasternack PE 9861-20, que operam na faixa de frequência de 3,95 - 6GHz, foram utilizadas como antenas do leitor para transmissão e recepção do sinal retroespalhado pela etiqueta, como mostrado na Fig. 4.24(a).

As etiquetas fabricadas em substratos flexíveis apresentam uma espessura de cobre muito pequena. Logo, deve-se dobrar o substrato cautelosamente, uma vez que há o risco de perder a conexão elétrica. As etiquetas foram fabricadas com as seções em “C” lineares e em seguida as dobras foram realizadas manualmente. Um dos principais problemas após a dobragem das seções em “C” é a presença de ar entre as camadas de substrato flexível. Outro problema é manter a mesma distância entre todas as dobras das seções em “C”. Se a espessura entre cada camada aumenta, o

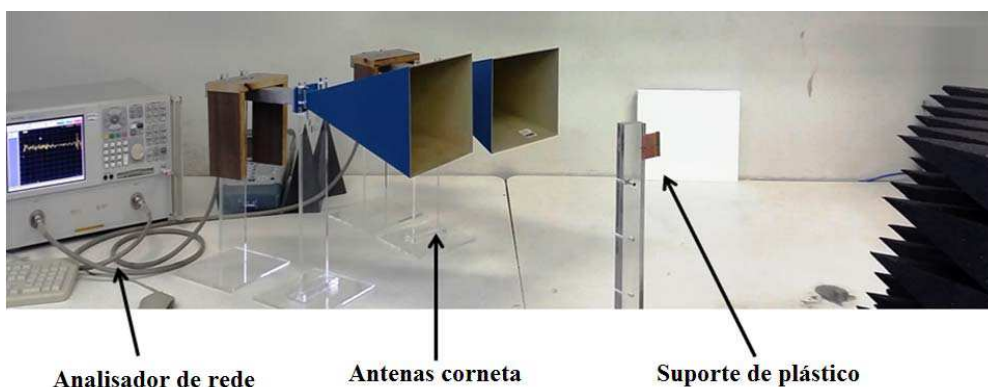
acoplamento entre cada seção em “C” reduz. Isto por sua vez reduz o valor de atraso de grupo.

Cada etiqueta RFID sem chip foi disposta em um suporte de plástico à uma distância de 42 cm das antenas corneta. Estas antenas estavam com 20° de inclinação entre elas e ambas foram polarizadas horizontalmente. O sinal retroespalhado de cada etiqueta foi medido pelo Analisador de Rede Agilent N5230-A.

A fim de manter a distância entre as camadas dobradas da etiqueta, foi utilizada uma fita adesiva sobre a parte superior e a parte inferior da estrutura em multicamadas, como é mostrado na Figura 4.24(b).

Uma pequena parede com espuma absorvedora foi colocada por trás de cada etiqueta RFID sem chip durante as medições com a finalidade de minimizar as distorções provocadas por todo o ambiente do laboratório tal como mostrado na Figura 4.24(b).

A parte mais desafiadora da medição de sinais retroespalhados é a separação da informação (atraso produzido pela etiqueta), especialmente quando o atraso devido ao ambiente tem um efeito predominante juntamente com o atraso produzido pela etiqueta, conforme é mostrado na Figura 4.25 a resposta de atraso obtida do ambiente de medição sem a presença de etiquetas sob análise.



(a)



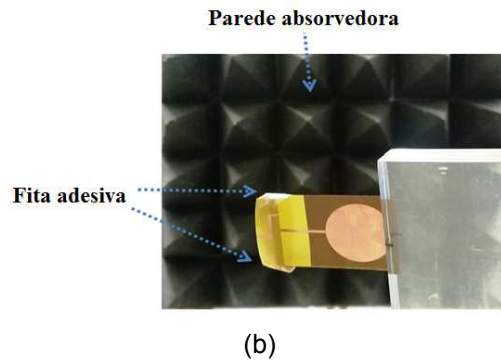


Figura 4.24- Medições com as etiquetas RFID sem chip com um grupo de seções em “C” em substratos flexíveis: (a) *setup* de medição no domínio de tempo, (b) etiqueta RFID sem chip colocada em um suporte plástico e com uma parede de espuma absorvedora por trás.

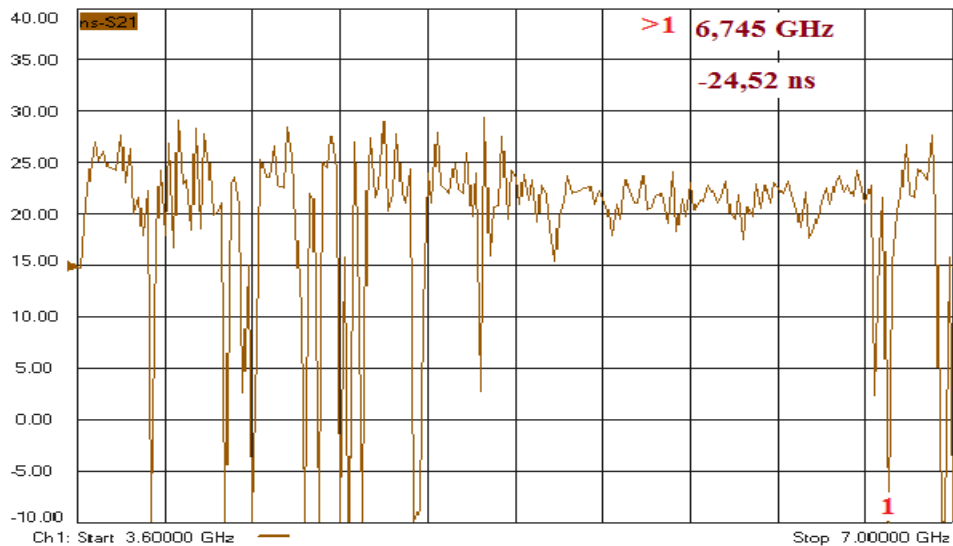


Figura 4.25- Resposta de atraso de grupo obtida do ambiente de *setup* de medição.

Na Figura 4.26 é apresentada a resposta retroespalhada de uma etiqueta sem chip com um único grupo de seções em “C” dobradas e fabricada com o substrato Ultralam 3850 Rogers. A largura da seção de linha de transmissão em “C” é de 0,7 mm e o comprimento de cada seção em “C” é de 10,6 mm. O valor de  $g$  utilizado no projeto foi de 6 mm para proporcionar um acoplamento forte e o valor da largura da dobra das seções em “C” adotado nas simulações foi de 0,1 mm para todos os projetos de etiquetas mostrados.

Como as informações de identificação estão nos picos de atraso de grupo, os resultados obtidos foram processados para remover a média de atraso de grupo, assim as curvas apresentadas a seguir estão em torno de

zero.

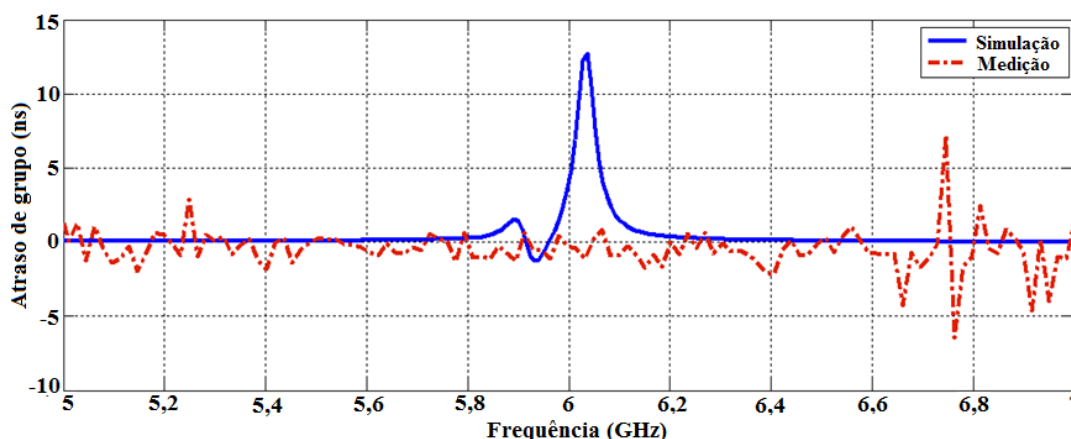


Figura 4.26- Resposta de atraso de grupo de uma etiqueta RFID sem chip com um único grupo de seções em “C” dobradas e construída com o substrato Ultralam 3850 Rogers ( $l=10,6\text{mm}$ , e  $w=0,7\text{mm}$ ): resultados simulado e medido.

Na Figura 4.27 são mostradas as respostas retroespalhadas de duas etiquetas sem chip, cada uma com um único grupo de seções em “C” dobradas, e fabricadas em substrato Kapton HN200, as larguras das seções de linha de transmissão em “C” são  $1,0\text{mm}$  e  $1,1\text{mm}$  para cada etiqueta e o comprimento das seções em “C” são de  $11,6\text{mm}$  para ambas as etiquetas.

Nas Figuras 4.26 e 4.27, algumas divergências encontradas entre os resultados simulados e medidos ocorrem devido à dificuldade em dobrar os protótipos das etiquetas e ainda manter a mesma distância entre as camadas dobradas (com a mesma largura de dobragem  $s$ ) como nas estruturas simuladas, e ainda há a presença de ar entre tais camadas no ambiente real.

Assim, o efeito de acoplamento entre as seções em “C” nos protótipos e as estruturas simuladas são diferentes. Nas medições, o acoplamento entre cada seção em “C” diminui e por sua vez, o valor de atraso de grupo obtido também é reduzido, além disso, observa-se um desvio de frequência, devido à presença de ar, como foi mostrado por simulação em Nair (2012).

No entanto, observando-se os valores de atraso de grupo obtidos nas simulações e os valores obtidos nas medições, observa-se em ambos os

casos, uma proporcionalidade entre os valores obtidos e também, para o caso da Figura 4.27, uma alteração nos valores de atraso quando altera-se a largura da linha de transmissão em “C”, como mostrado em Nair *et al.* (2012).

Então, mesmo com as diferenças nos valores de atraso de grupo e frequência entre as respostas dos protótipos e das simulações, o conceito da etiqueta proposta foi confirmado.

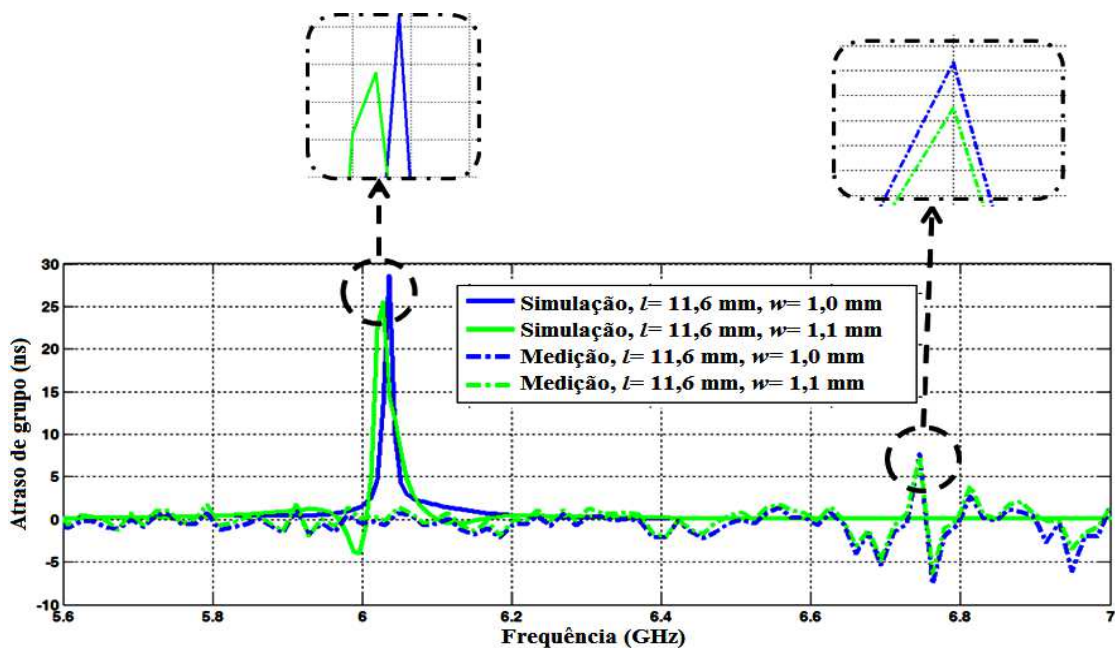


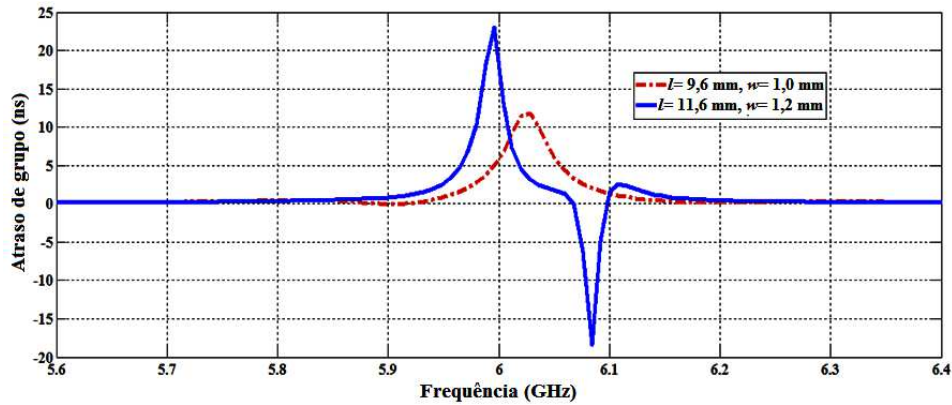
Figura 4.27- Resposta de atraso de grupo de etiquetas RFID sem chip com um único grupo de seções em “C” dobradas e construídas com o substrato Kapton HN200: resultados simulados e medidos.

Na Figura 4.28 são mostradas as respostas retroespalhadas de duas etiquetas sem chip, cada uma com um único grupo de seções em “C” dobradas e ambas fabricadas em Kapton HN200. As larguras da linha de transmissão em “C” são 1,0 mm e 1,1 mm e os comprimentos dos grupos de seções em “C” são 9,6 mm e 11,6 mm, respectivamente.

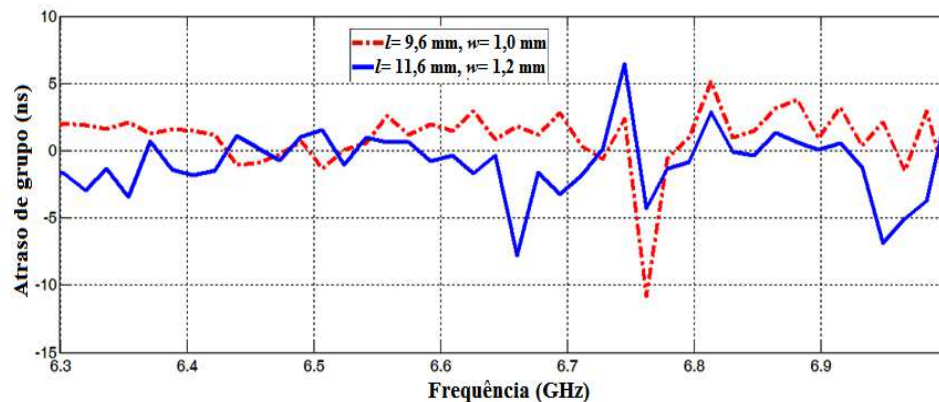
Observa-se a partir dos resultados obtidos na Figura 4.28 que o aumento do comprimento  $l$  do grupo de seções em “C” aumenta o valor de atraso de grupo com uma mudança da frequência para um valor mais baixo (RODRIGUES *et al.*, 2015). Foi também provado que o valor de pico de atraso

de grupo pode ser variado apenas alterando os valores da largura e do comprimento das seções em “C” ao mesmo tempo.

O valor de pico de atraso de grupo foi reduzido nas medições, assim como a frequência foi alterada devido à presença de ar entre as multicamadas de seções em “C” dobradas.



(a)



(b)

Figura 4.28- Resposta de atraso de grupo de etiquetas RFID sem chip com um único grupo de seções em “C” dobradas e construídas com o substrato Kapton HN200 ( $l=9,6$  mm,  $w=1,0$  mm and  $l=11,6$  mm,  $w=1,2$  mm): (a) resultados simulados e (b) resultados medidos.

## 4.6 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentado uma análise paramétrica de linhas dispersivas em formato de “C” dobradas para aplicação em etiquetas RFID sem chip fabricadas em substratos flexíveis. Alguns substratos flexíveis tiveram sua

propriedades elétricas determinadas com experimentos em laboratório.

Foram apresentadas também algumas configurações de etiquetas RFID sem chip utilizando substratos flexíveis com um único grupo de seções em “C”. Provou-se que a frequência pode ser facilmente configurável e o valor de atraso de grupo pode ser variado alterando-se o comprimento e a largura das seções em “C”, uma vez que influencia no acoplamento. Esta técnica pode ser utilizada para produzir diferentes combinações de etiquetas. Capacidade de codificação pode ser aumentada pela adição de várias seções em “C” de comprimentos variados.

Além disso, verificou-se que o acoplamento sob a configuração multicamadas obtido pela técnica de dobragem oferece uma quantidade significativa de atraso de grupo e picos de atraso com banda estreita. As multicamadas de seções em “C” têm vantagens como a miniaturização do circuito e, portanto, compacidade.

Uma excelente concordância com os resultados simulados foi difícil de obter devido à dificuldade em manter as etiquetas com o mesmo espaço entre as camadas de seções em “C” dobradas que os projetos desenvolvidos no CST *Microwave Studio* e também devido à presença do ar entre as camadas, o que diminui o valor de atraso de grupo e causa uma variação de frequência. Nesta caso, podemos observar a limitação do modelo obtido com o CST, uma vez que o mesmo é bem mais simples que o objeto real que almeja-se modelar.

No entanto, a concordância observada entre os resultados das simulações e das medições foi suficiente para provar o conceito da técnica de codificação multifrequencial com multicamadas de seções em “C” e baseada em atraso de grupo, assim como a viabilidade da utilização desta técnica. Compacidade devido à técnica de dobragem e robustez devido à codificação no domínio do tempo são as principais vantagens desta solução sem chip.

## CAPÍTULO 5

### 5. CONCLUSÕES

Tendo em vista que o alvo deste trabalho de tese são as etiquetas RFID sem chip utilizadas em identificação, visando a simplicidade de codificação, robustez, compacidade e confiabilidade do sistema RFID, metas foram definidas e cumpridas ao longo do trabalho.

Conforme foi abordado no capítulo 2, realizou-se um estudo da tecnologia RFID, incluindo as técnicas utilizadas e os métodos de medição em tais sistemas, assim como uma revisão abrangente das etiquetas RFID sem chip (uma vez que o custo da etiqueta depende principalmente do custo do circuito integrado, como citado anteriormente) disponíveis na literatura relatadas em livros, periódicos e conferências.

Em seguida, foram escolhidas algumas dessas etiquetas como base do trabalho tendo como critério a simplicidade da técnica de codificação que as mesmas oferecem, o número de possibilidades de bits para codificação dos dados e a busca pela redução do efeito de acoplamento mútuo. Assim, foram realizadas reproduções de algumas etiquetas (Preradovic et al., 2008a; Preradovic et al., 2009; Perret et al., 2011; Vena et al., 2012a; Vena et al., 2012b; Vena et al., 2012c, Preradovic & Karmakar, 2012) utilizando o software CST *Microwave Studio* e observadas as repostas de magnitude e fase no domínio da frequência das mesmas, validando a forma de simulação e o método de codificação estudado.

Foram identificados os principais tipos de etiquetas sem chip e analisadas as vantagens e desvantagens dos sistemas RFID sem chip baseados em etiquetas no domínio do tempo e etiquetas no domínio da frequência, tal classificação baseada em como é realizada a codificação da informação.

Fazendo-se uma análise comparativa desses tipos de etiquetas, concluiu-se que a principal vantagem das etiquetas no domínio da frequência é a capacidade de codificação de dados através das duas técnicas que vem sendo mais utilizadas na codificação de bits: assinatura espectral e modulação por retroespalhamento (*backscatter*).

Essas etiquetas geralmente contêm alguns circuitos planares que irão retroespalhar o sinal recebido, sendo este utilizado para a identificação, princípio similar ao conceito de radar. Foram encontrados em vários trabalhos (Preradovic et al., 2008a; Preradovic & Karmakar, 2009; Preradovic & Karmakar, 2012) que ressoadores de microfita são utilizados nessa codificação de dados, bem como diversidade de polarização com antenas de microfita para separar o sinal transferido pelo leitor do sinal refletido pela etiqueta.

Assim, uma análise paramétrica sobre ressoadores e antenas de microfita, incluindo simulações utilizando o CST MWS para análise paramétrica desses componentes foi realizada. Estudos mostram que quando comparado com outros circuitos planares, o ressoador em espiral é o mais adequado para a codificação de dados através de assinatura espectral, pois possui de 5 a 50 vezes uma largura de banda de 3 dB mais estreita que os outros circuitos planares e pode ser facilmente modificado (KARMAKAR *et al.*, 2006), (LEE *et al.*, 2007).

Na frequência de ressonância para o qual foi projetado, o ressoador em espiral introduz atenuação e ondulação de fase no sinal. Vários ressoadores em espiral acoplados à linhas de transmissão podem ser encontrados na literatura (PRERADOVIC & KARMAKAR, 2012).

A partir da análise paramétrica, foi observado que o ressoador em espiral com apenas uma volta apresentou uma considerável atenuação, e para um mesmo comprimento da espiral, mas com um maior número de espiras, o valor da frequência de ressonância é reduzido devido ao aumento do comprimento da linha de transmissão. Foi observado também que para um número menor de espiras, a atenuação é maior, assim como para uma menor distância entre a

espiral e a linha de transmissão de  $50 \Omega$  devido ao forte acoplamento entre as mesmas. Para diferentes valores de tal distância, a variação da frequência de ressonância é mínima.

Assim como circuitos multirressoadores de microfita compostos por espirais, a ideia de se utilizar polarização cruzada para codificar dados em etiqueta RFID sem chip foi investigada. Antenas de microfita quadradas, retangulares, dipolos e circulares possuem baixa irradiação de polarização cruzada (BALANIS, 2009). Contudo, a antena monopolo circular foi escolhida pelo fato de possuir também diagrama de irradiação omnidirecional, ser banda larga e no que diz respeito às dimensões da plaqueta, na circular há somente um grau de liberdade à controlar (raio da plaqueta).

Além do estudo da teoria de conjunto plano de antenas, análises de campo elétrico e de RCS (*radar cross-section*) do sinal retroespalhado pelo conjunto de antenas foram realizadas através de simulações com software para modelagem eletromagnética computacional. Assim, foi comprovada a possibilidade de escrever dados nas duas polarizações simultaneamente, o que possibilita um aumento da diversidade de características entre as informações embutidas na etiqueta e com isso uma maior capacidade de codificação de dados.

Contudo, as desvantagens das etiquetas no domínio da frequência encontradas foram: necessidade de uma grande faixa do espectro para a codificação de dados, dependência da orientação das etiquetas, tamanho e banda larga dedicada aos componentes do leitor RFID. Além disso, para tais etiquetas, a seção reta radar (RCS) da estrutura tem de ser determinada utilizando calibração específica e por vezes complexa, a fim de extrair as informações contidas na assinatura eletromagnética das mesmas.

Contrariamente a isto, na codificação de etiquetas no domínio do tempo, a detecção da informação é baseada simplesmente na posição no tempo do impulso refletido uma vez que essas etiquetas são interrogadas por um sinal enviado pelo leitor na forma de um pulso. Além disso, trabalhos anteriores



mostram que o alcance de leitura das etiquetas no domínio do tempo é de duas à três vezes maior do que o alcance de leitura das etiquetas do domínio da frequência (NAIR, 2012).

Assim, foi investigada no presente trabalho uma nova técnica proposta por Nair *et al.* (2011) que permite bandas multifrequenciais, combinando vantagens das etiquetas baseadas em TDR (do inglês, *Time Domain Reflectometry*) e no domínio da frequência. Com esta técnica, picos de atraso de grupo são produzidos usando seções de linhas de transmissão no formato de um “C” que possibilita codificar a informação em uma frequência particular, em função do comprimento da mesma.

Foi realizada uma análise paramétrica de multicamadas de seções de linha de transmissão no formato de “C” dobradas utilizando substratos flexível e rígido para aplicação em etiquetas RFID sem chip. A partir dos resultados obtidos nas simulações com o software para modelagem eletromagnética computacional CST MWS, constatou-se que as seções em “C” multicamadas oferecem muitas vantagens como facilidade na geração de picos de atraso de grupo apenas usando grupo de seções em “C”.

A frequência pode ser facilmente configurável e o valor de atraso de grupo pode ser variado mudando apenas o comprimento e a largura das seções de linha de transmissão em “C”. Como por exemplo, se o comprimento da seção em “C” é aumentado, a frequência do pico máximo de atraso de grupo é variada para valores menores e variando a largura da mesma, pode-se ajustar o valor do pico máximo de atraso de grupo, uma vez que influencia no acoplamento magnético.

Observou-se também que o acoplamento na configuração de multicamadas de seções em “C”, obtido a partir de uma específica técnica de dobrar, oferece um valor significativo de atraso de grupo e também largura de banda estreita do pico de atraso de grupo, devido à um alto coeficiente de acoplamento que por sua vez, permite uma alta capacidade de codificação de dados.

É interessante ressaltar que a capacidade de codificação pode ser aumentada pela adição de várias seções em “C” de comprimentos variados. Além disso, multicamadas podem oferecer estruturas mais compactas que as seções em “C” lineares (NAIR *et al.*, 2011).

Nair (2012) realizou apenas a análise paramétrica da estrutura multicamadas composta por seções em “C” dobradas. Neste trabalho de tese, a fim de implementar uma etiqueta RFID sem chip, uma antena monopolo circular foi adicionada à referida estrutura. Tal etiqueta foi simulada com as seções em “C” em um substrato flexível e o topo e a base da estrutura em um substrato rígido, e então a resposta de atraso de grupo do sinal retroespalhado foi obtida.

Observou-se que o valor do pico máximo de atraso de grupo na frequência de 2,96 GHz foi satisfatório se comparado com o valor obtido para uma etiqueta RFID sem chip com seções em “C” em cascata em uma estrutura linear (NAIR *et al.*, 2012). Logo, foi comprovada a eficiência da estrutura com multicamadas dobradas na codificação de informação numa etiqueta RFID sem chip com apenas um grupo de seções em “C”.

Uma outra estrutura de etiqueta RFID sem chip baseada em seções em “C” dobradas integradas à uma antena circular, utilizando apenas substratos flexíveis foi também projetada. Várias configurações de tal etiqueta contendo uma identificação única foram desenvolvidas.

Primeiramente, foi realizado um estudo sobre os principais filmes de poliéster disponíveis no mercado, dentro os quais cinco tipos tiveram suas propriedades eletromagnéticas medidas em laboratório.

Simulações foram realizadas, vários protótipos foram construídos em dois tipos de substratos flexíveis que apresentaram propriedades eletromagnéticas adequadas para a aplicação, e medições foram feitas a fim de validar os valores obtidos nas simulações.

Os resultados medidos apresentaram algumas divergências com os resultados simulados devido à dificuldade em manter as etiquetas com o mesmo espaço entre as camadas dobradas das seções em “C” que nos projetos desenvolvidos no CST *Microwave Studio* e também devido à presença do ar entre as camadas, o que diminui o valor de atraso de grupo e causa uma variação de frequência.

Contudo, uma concordância razoável entre os resultados das simulações e das medições foram suficientes para provar o conceito da utilização de multicamadas de seções em “C” na técnica de codificação multifrequencial baseada em atraso de grupo, assim como a viabilidade dessa técnica. Compacidade devido à técnica de dobragem e robustez devido à codificação no domínio do tempo são as principais vantagens desta solução sem chip.

Logo, um novo projeto de etiqueta RFID sem chip foi proposto, oferecendo um vasto número de possíveis pesquisas no meio acadêmico no que concerne à busca do aprimoramento do desempenho de tal etiqueta em termos de alcance de leitura, tamanho, capacidade de codificação de dados, robustez, faixa de frequência de operação e produção em massa, tornando-a competitiva com outras tecnologias de identificação, ou até mesmo para utilização em outros tipos de aplicação como por exemplo, sensoriamento.

## 5.1 TRABALHOS FUTUROS

Em virtude do desenvolvimento de um nova e compacta etiqueta RFID sem chip no domínio do tempo, algumas ideias para pesquisas foram identificadas, bem como a investigação de aspectos que não puderam ser completamente explorados.

As medições com os protótipos das etiquetas RFID sem chip em substratos flexíveis devem continuar a serem realizadas em busca de uma melhor configuração experimental. Uma nova técnica mais eficiente de

medição do atraso de grupo proveniente do sinal retroespalhado pela etiqueta pode ser investigada.

O problema da presença de ar entre as camadas da estrutura dobrada responsável pela codificação na etiqueta deve ser solucionado. Sugere-se a investigação de um material que possibilite a união entre as dobras da estrutura sem modificar as propriedades eletromagnéticas da etiqueta a ponto de deslocar a frequência do pico máximo de atraso de grupo para regiões mais baixas do espectro.

Propõe-se também o desenvolvimento de um modelo matemático para o cálculo da permissividade efetiva da estrutura dobrada que compõe a etiqueta RFID sem chip baseada em seções em “C”, o que conduz a um cálculo mais preciso da frequência onde cada grupo de seções em “C” irá produzir um pico de atraso de grupo.

A fim de ampliar a possibilidade de características que podem ser modificadas na estrutura da etiqueta, aumentando-se a quantidade de informações que podem ser embutidas na mesma, pode-se explorar a capacidade de escrever informação não só na frequência e no valor da amplitude do pico máximo de atraso de grupo, mas também no módulo da parte real  $C$  do sinal exponencial complexo retroespalhado pela etiqueta e representado por  $C = |C|e^{j\theta}$ .

Além do mais, o projeto de etiqueta proposto pode ser também analisado para outros dispositivos de radiofrequência, como sensores para a medição de pressão, uma vez que as propriedades eletromagnéticas da etiqueta variam com a distância e o material entre as camadas dobradas.

Sugere-se também a construção e validação através de resultados experimentais da etiqueta RFID sem chip baseada em ressoadores em espiral que utiliza fase, amplitude e polarização cruzada para a codificação de dados, conforme foi apresentada no capítulo 3.

Circuitos planares, como os ressoadores em espiral estudados no capítulo 3, projetados em filmes de poliéster estão sendo investigados, simulados e implementados na prática. A fragilidade do substrato flexível pode ser utilizada como uma característica útil para aplicações de detecção, como sensores de quebra sem fio no domínio da frequência.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ALIMENTI, F.; MEZZANOTTE, P.; DIONIGI, M.; VIRILI, M.; ROSELLI, L. **Microwave circuits in paper substrates exploiting conductive adhesive tapes**, Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, December 2012, vol. 22, nº 12, p. 660-662.

ALMEIDA, L. C. **Aplicações da Tecnologia de Identificação por Rádiofrequência- RFID**. Universidade Federal do Ceará- Departamento de Engenharia de Teleinformática, 2011.

ANEE, R.; KARMAKAR, N.C. **Efficient Collision Detection Method in Chipless RFID Systems**. In: IEEE International Conference on Electrical & Computer, 20 - 22 December 2012, Dhaka, p. 830- 833.

BALBIN, I.; KARMAKAR, N. C. **Phase-Encoded Chipless RFID Transponder for Large-Scale Low-Cost Applications**. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, August 2009, vol. 19, nº 8, p. 509-511.

BALANIS, C. A. **Teoria das Antenas: Análise e Síntese**. Vol. 1, 3ª edição, LTC, Rio de Janeiro, 2009.

COLLINS, J. **Alien cuts tag price**. RFID Journal internet article, April 2004.

CRISPIN, J. W. **Methods of Radar Cross-section Analysis**. Elsevier, 2013, p. 3-17.

DAS, R. **Chipless RFID- The end game**. IDTechEx internet article, February 2006. Disponível em: <http://www.idtechex.com>

DOBKIN, D. M. **The RF in RFID: Passive UHF RFID in Practice**. Newnes, p. 51-100, 2007.

DOWE, J. **SOMARK`s chipless RFID ink tattoo field demo brings the company closer to launch**. More RFID, June 2009. Disponível em <http://www.morerfid.com>.

FINKENZELLER, K. **RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification**. 2nd ed. New York: John Wiley and Son LTD, 2003.

GENOVESI, S.; COSTA, F.; MONORCHIO, A.; MANARA, G. **Phase-Only Encoding for Novel Chipless RFID Tag**. In: IEEE RFID Technology and Applications Conference (RFID-TA), 8-9 September 2014, Tampere, p. 68-71.

GRIFFIN, J. D.; DURGIN, G. D. **Gains for RF Tags Using Multiple Antennas**. In IEEE Transactions on Antennas and Propagation, February 2008, vol. 56, n° 2, p. 563- 570.

GRIFFIN, J. D. **High-Frequency Modulated-Backscatter Communication Using Multiple Antennas**. Doctorate dissertation- Georgia Institute of Technology. School of Electrical and Computer Engineering, 2009.

GUPTA, S.; PARSA, A.; PERRET, E.; SNYDER, R.V.; WENZEL, R.J.; CALOZ, C. **Group Delay Engineered Non-commensurate Transmission Line All-pass Network for Analog Signal Processing**. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, September 2010, vol. 58, issue. 9, p. 2392-2407.

HARMA, S.; PLESSKY, V. P.; HARTMANN C. S.; STEICHEN, W. **SAW RFID tag with reduced size**. In IEEE Ultrasonics Symposium, 2-6 October 2006, Vancouver, Canada, October 2006, Vancouver, BC, p. 2389- 2392.

HARTMANN, C. S. **A global SAW ID tag with large data capacity**. Proc. 2002 IEEE Ultrasonics Symposium, vol. 1, Munich, Germany, p. 65--69. Disponível em: [http://www.rfsaw.com/pdfs/Global\\_SAW\\_ID\\_Tag\\_lg.pdf](http://www.rfsaw.com/pdfs/Global_SAW_ID_Tag_lg.pdf)

HEJAZI, Z. M; EXCELL, P. S.; JIANG, Z. **Accurate Distributed Inductance of Spiral Resonators**. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, April 1998, vol. 8, n° 4, p. 164-166.

HONG, J.; LANCASTER, M. J.; JEDAMZIK, D.; GREED, R. B.; MAGE, J. C. **On The Performance of HTS Microstrip Quasi-Elliptic Function Filters for Mobile Communications Application**. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, July 2000, vol. 48, n° 7, p. 1240- 1246.

HONG, J.; LANCASTER, M. **Microstrip Filters for RF/Microwave Applications**. A WILEY-Interscience Publication, 2001.

HORII, Y.; GUPTA, S.; NIKFAL, B.; CALOZ, C. **Multilayer Broadside-Coupled Dispersive Delay Structures for Analog Signal Processing**. IEEE Microwave And Wireless Components Letters, January 2012, vol. 22, N° 1, p.1-3.

ISLAM, M. A.; KARMAKAR. **A Novel Compact Printable Dual-Polarized Chipless RFID System**. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, July 2012, vol. 60, n° 7, p. 2142- 2151.

JALALY, I.; ROBERTSON, I. D. **RF bar codes using multiple frequency bands**. In IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 12-17 June 2005, Long Beach, p. 4-7.

JIANG, Z.; EXCELL, P. S.; HEJAZI, Z. M. **Calculation of Distributed Capacitance of Spiral Resonators**. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 45, no. 1, pp. 139–142, January 1997.

JONES, K. C. **Invisible Tattoo Ink for Chipless RFID Safe, Company Says**. EE Times White Paper, June 2009. Disponível em: <http://eetimes.eu/industrial/196900063>

JOUBERT, J. **Spiral Microstrip Resonators for Narrow-stopband Filters**. IEEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation, December 2003, p. 493-496.

KAISER, U.; STEINHAGEN, W. **A low-power transponder IC for high-performance identification systems**. IEEE J. Solid-State Circuits, March 1995, vol. 30, nº 3, p. 306- 310.

KARMAKAR, N. C.; ROY, S. M.; BALBIN, I. **Quasi-static Modelling of Defected Ground Structure**. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, May 2006, vol. 54, nº 5, p. 2160–2168.

KARMAKAR, N.; KOSWATTA, R.; KALANSURIYA, P.; E-AZIM, R. **Chipless RFID Reader Architecture**. Boston: Artech House, 2013.

KHANNA, A. P. S.; GARAUULT, Y. **Determination of Loaded, Unloaded and External Quality Factors of a Dielectric Resonator Coupled to a Microstrip Line**. IEEE Transactions of Microwave Theory and Techniques, March 1983, vol. MTT-31, p. 261–264.

KUO, J. T.; MAA, M. J.; LU, P. H. **Microstrip Elliptic Function Filters with Compact Miniaturized Hairpin Resonators**. In: Asia Pacific Microwave Conference, 30 November - 03 December 1999, p. 860-864.

LEE, S. Y; TSAI, C. M. **New Cross-coupled Filter Design Using Improved Hairpin Resonators**. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, December 2000, vol. 48, nº 12, p. 2482- 2490.

LEE, Y.; LIM, J.; KIM, C.; AHN, D.; NAM, S. **A Compact-size Microstrip Spiral Resonator and its Application to Microwave Resonator**. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, October 2002, vol. 12, nº 10, p. 375-377.

LIM, H.; LEE, J.; LIM, S.; SHIN, D.; MYUNG, N. **A Novel Compact Microstrip Bandstop Filter Based on Spiral Resonators**. In: Asia Pacific Microwave Conference APMC 2007, December 2007, Bangkok, Thailand p. 1–4.

LIU, J.; YAO, J. **Wireless RF Identification System Based on SAW**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, February 2008, vol. 55, nº 2, p. 958- 961.



LOPES, C. D. R.; GURJÃO, E. C.; ASSIS, F. M. **Optimized Recovery of Collided Chipless RFID Signals using Fractional Fourier Transform.** In IEEE RFID Technology and Applications- RFID-TA Conference, September 2014, Tampere, Finland, p. 91-96.

MA, K.; YEO, K.; MA, J.; DO, M. **An Ultra-compact Planar Bandpass Filter with Open-ground Spiral for Wireless Application.** IEEE Transactions on Advanced Packaging, May 2008, vol. 31, n° 2, p. 285–291.

MCVAY, J.; HOORFAR, A.; ENGHETA, N. **Space-filling curve RFID tags.** In IEEE Radio and Wireless Symposium, 17-19 January 2006, San Diego, p. 199-202.

MONGIA, R. K.; BAHL, I. J.; BHARTIA, P.; HONG, J. **RF and Microwave Coupled-Line Circuits**, 2nd ed. Norwood, MA: Artech House, 2007.

MUKHERJEE, S. **Chipless Radio Frequency Identification by Remote Measurement of Complex Impedance.** In European Microwave Conference, 9-12 October 2007, Munich, Germany, p. 1007-1010.

MUKHERJEE, S. **Antennas for Chipless Tags Based on Remote Measurement of Complex Impedance.** In European Microwave Conference, 27-31 October 2008, Amsterdam, p. 71-74.

MYNY, K.; STEUDEL, S.; VICCA, P.; BEENHAKKERS, M. J.; VAN AERLE, N. A.J.M.; GELINCK, G. H.; GENOE, J.; DEHAENE, W.; HEREMANS, P. **Organic RFID Tags.** Radio Frequency Identification Fundamentals and Applications, Design Methods and Solutions, Book edited by: Cristina Turcu, February 2010. Disponível em: <http://www.intechopen.com>

NAIR, R.; PERRET, E.; TEDJINI, S. **Chipless RFID Based on Group Delay Encoding.** In: IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 15- 16 September 2011, Sitges, ESP, p. 214 -218.

NAIR, R.; PERRET, E.; TEDJINI, S. **Novel Encoding in Chipless RFID Using Group Delay Characteristics.** SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), October 29- November 1, 2011, Natal, Brazil, p. 896-900.

NAIR, R. **PhD Dissertation, Contribution au développement de tags chipless et des capteurs à codage dans le domaine temporel.** Grenoble Institute of Technology, May 2012, LCIS Lab, France.

NAIR, R.; PERRET, E.; TEDJINI, S. **Temporal Multi-Frequency Encoding Technique for Chipless RFID Applications.** IEEE MTT-S International Microwave Symposium, June 2012, Montreal, Canada, p. 1-3.

NAIR, R.S.; PERRET, E.; TEDJINI, S. **A Novel Folded Multilayer C-Sections with Large Group Delay swing for Passive Chipless RFID Applications.** Submitted in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2015, to be published.

NIKITIN, P. V.; RAO, K. V. S. **Theory of Measurement of Backscatter from RFID Tags.** IEEE Antennas Propagation Magazine, December 2006, vol. 48, n°6, p. 212- 218.

NIKITIN, P. V.; RAO, K. V. S. **Antennas and Propagation in UHF RFID Systems.** In IEEE International Conference on RFID, 16- 17 April 2008, Las Vegas, NV, p. 277- 288.

PALAZZI, V.; MARIOTTI, C.; ALIMENTI, F.; VIRILI, M.; ORECCHINI, G.; MEZZANOTTE P.; ROSELLI, L. **Demonstration of a Chipless Harmonic Tag working as Crack Sensor for Electronic Sealing Applications.** Wireless Power Transfer Journal, February 2015, to be published.

PARK, Y. M.; KIM, D. W. **Tunable Composite Right/Left-Handed Delay Line with Large Group Delay for an FMCW Radar Transmitter.** Journal of Electromagnetic Engineering and Science, June 2012, vol. 12, n° 2, p. 166– 170.

PENTTILA, K.; SYDANHEIMO, L.; KIVIKOSKI, M. **Implementation of Tx/Rx Isolation in an RFID Reader.** International Journal of Radio Frequency Identification Technology and Applications, August 2006, vol. 1, n° 1, p. 74- 89.

PERRET, E.; HAMDY, M.; VENA, A.; GARET, F.; BERNIER, M.; DUVILLARET, L.; TEDJINI, S. **RF and THz Identification Using a New Generation of Chipless RFID Tags.** Radioengineering- Special Issue towards EuCAP 2012: Emerging Materials, Methods, and Technologies in Antenna & Propagation, June 2011, vol. 20, n°2, p. 380- 386.

PERRET, E. **Radio Frequency Identification and Sensors: From RFID to Chipless RFID.** Wiley-ISTE, 2014.

PILLAI, V.; HEINRICH, H.; DIESKA, D.; NIKITIN, P. V.; MARTINEZ, R.; RAO, K. V. S. **An Ultra-Low-Power Long Range Battery/Passive RFID Tag for UHF and Microwave Bands With a Current Consumption of 700 nA at 1.5 V.** IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, July 2007, vol. 54, n° 7, p. 1500- 1512.

PRERADOVIC, S.; BALBIN, I.; KARMAKAR, N. C.; SWIEGERS, G. **A Novel Chipless RFID System Based on Planar Multiresonators for Barcode Replacement.** In: IEEE International Conference on RFID, 16-17 April 2008, Las Vegas, Nevada, USA, p. 289-296.

PRERADOVIC, S.; BALBIN, I.; KARMAKAR, N. C.; SWIEGERS, G. **Chipless Frequency Signature Based RFID Transponders**. In: European Conference on Wireless Technology, 27-28 October 2008, Amsterdam, NLD, p. 302-305.

PRERADOVIC, S.; BALBIN, I.; KARMAKAR, N. C.; SWIEGERS, G. F. **Multiresonator-based Chipless RFID System for Low-Cost Item Tracking**. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, May 2009, vol. 57, n° 5, p. 1411- 1419.

PRERADOVIC, S., KARMAKAR, N. C. **Design of Fully Printable Planar Chipless RFID Transponder with 35-bit Data Capacity**. In: European Microwave Conference, 29 September- 1 October 2009, Rome, ITA, p. 13- 16.

PRERADOVIC, S., KARMAKAR, N. C. **Chipless RFID: Bar Code of the Future**. IEEE Microwave Magazine, December 2010, vol. 11, n° 7, p. 87- 97.

PRERADOVIC, S., KARMAKAR, N. C. **Multiresonator-Based Chipless RFID: Barcode of the Future**. Springer Science and Business Media, LLC, 2012.

RAMOS, A.; LAZARO, A.; GIRBAU, D.; VILLARINO R. **Time Domain Measurement of Time-coded UWB Chipless RFID Tags**. Progress In Electromagnetic Research, 2011, vol. 116, p. 313-331.

RAO, K. V. S.; NIKITIN P. V.; LAM, S. F. **Antenna Design for UHF RFID Tags: A Review and a Practical Application**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, December 2005, vol. 53, n° 12, p. 3870- 3876.

RODRIGUES, R. A.; GURJÃO, E. C.; ASSIS, F. M.; TEDJINI, S.; PERRET, E. **Group Delay Analysis of Folded Multi-layer C-sections Used in Encoding of Chipless RFID Tag**. SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference, IMOC 2015, Porto de Galinhas, Brazil, November 2015, to be published.

SCHULER, M.; MANDEL, C.; MAASCH, M.; GIERE, A.; JAKOBY, R. **Phase Modulation Scheme for Chipless RFID- and Wireless Sensor Tags**. In: Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, 7-10 December 2009, Singapore, p. 229-232.

SETTALURI, R. K.; WEISSHAAR, A.; LIM, C.; TRIPATHI, V. K. **Compact Multi-level Folded Coupled Line RF Couplers**, IEEE MTT-S Digest, 1999, p.1721-1724.

SETTALURI, R. K.; WEISSHAAR, A.; LIM, C.; TRIPATHI, V. K. **Design of Compact Multi-level Folded-Line RF Couplers**. IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, December 1999, vol. 47, N° 12, p. 2331-2339.

STOCKMAN, H. **Communication by Means of Reflected Power**. Proceedings of the I.R.E, 1948, vol. 36, n° 10, p. 1196-1204.

SUBRAMANIAN, V.; FRECHET, J.; CHANG, P.; HUANG, D. C.; LEE, J.; MOLESA, S.; MURPHY, A.; REDINGER, D.; VOLKMAN, S. **Progress towards development of all-printed RFID tags: Materials, Processes, and Devices**. Proceedings of the IEEE, July 2005, vol. 93, n° 7, p. 1330-38.

TEDJINI, S.; PERRET, E.; VENA, A.; KADDOUR, D. **Mastering the Electromagnetic Signature of Chipless RfId System**. Chipless and Conventional Radio Frequency Identification: Systems for Ubiquitous Tagging, N. C. Karmakar, Ed., ed: IGI global, 2012.

VEMAGIRI, J.; CHAMARTI, A.; AGARWAL, M.; VARAHRAMYAN, K. **Transmission Line Delay-based Radio Frequency Identification (RFID) Tag**. Microwave and Optical Technology Letters, August 2007, vol. 49, n° 8, p. 1900- 1904.

VENA, A.; PERRET, E.; TEDJINI, S. **RFID Chipless Tag Based on Multiple Phase Shifters**. In: IEEE International Microwave Symposium Digest (MTT), 5-10 June 2011, Baltimore, MD, USA, p. 1-4.

VENA, A.; PERRET, E.; TEDJINI, S. **A Fully Printable Chipless RFID Tag With Detuning Correction Technique**. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, April 2012, vol. 22, n° 4, p. 209-211.

VENA, A.; PERRET, E.; TEDJINI, S. **Design of Compact and Auto-Compensated Single-Layer Chipless RFID Tag**. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, September 2012, vol. 60, n° 9, p. 2913-2924.

WANT, R. **An introduction to RFID technology**. IEEE Pervasive Computing, January- March 2006, vol. 5, n° 1, p. 25- 33.

YANG, L.; ZHANG, R.; STAICULESCU, D.; WONG, C. P.; TENTZERIS, M. M. **A novel conformal RFID-enabled module utilizing inkjet-printed antennas and carbon nanotubes for gas-detection applications**. IEEE Antennas Wireless Propagation Letters, May 2009, vol. 8, p. 653- 656.

YAN, L.; ZHANG, W; MA, R.; CHEN, X. **Chipless RFID Tag Based on Space Angle Information**. In: IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-BIO), 9-11 December 2013, Singapore, p 1-3.

YAZDANDOOST, K, Y.; KOHNO, R. **Ultra Wideband Antenna**. IEEE Communication Magazine, 2004, vol. 42, n° 6, p. S29–S32.

YOON, K.; LEE, H.; PARK, J.; LEE J. **Design of high-Q resonator for satellite broadcasting application**. In: IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium AP-S, July 2008, San Diego, USA, p. 1-4.

ZHANG, L.; RODRIGUEZ, S.; TENHUNEN, H.; ZHENG L. **An innovative fully printable RFID technology based on high speed time-domain reflections**. Proc. High Density Microsystem Design and Packaging and Component Failure Analysis 2006 (HDPapos06), 27-28 June 2006, p. 166 – 170.

ZHENG, J.; LAM, T. **IE3D User's Manual Release 6'**. Zeland Software Inc, 1999.

ZHENG, L.; RODRIGUEZ, S.; ZHANG, L.; SHAO, B.; ZHENG L. **Design and Implementation of a Fully Reconfigurable Chipless RFID Tag Using Inkjet Printing Technology**. In: IEEE International Symposium on Circuits and Systems, May 2008, p.1524-1527.

## ANEXO A

### ARTIGOS PUBLICADOS

EVENTO	ARTIGO	AUTORES
IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2015, submitted article.	Chipless RFID Tags Based on Folded Multi-layer C-sections Using Flexible Substrates.	RODRIGUES, R. A.; ASSIS, F. M.; GURJÃO, E. C., TEDJINI, S.
IEEE 15th Mediterranean Microwave Symposium, 2015, Lecce, Italy, to be published.	Design of Planar Resonators on Flexible Substrate for Chipless Tags Intended for Crack Sensing.	RODRIGUES, R. A.; PALAZZI, V.; GURJÃO, E. C.; ASSIS, F. M.; ALIMENTI, F.; ROSELLI, L.; MEZZANOTTE, P.
SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference- IMOC, 2015, Porto de Galinhas, Brazil, to be published.	Group Delay Analysis of Folded Multi-layer C-Sections Used in Encoding of Chipless RFID Tag.	RODRIGUES, R. A.; GURJÃO, E. C.; ASSIS, F. M.; TEDJINI, S.; PERRET, E.
IEEE RFID Technology and Applications (RFID-TA) Conference, 2014, Tampere, Finland.	Radar Cross-Section and Electric Field Analysis of Backscattering of Chipless RFID Tag.	RODRIGUES, R. A.; ASSIS, F. M.; GURJÃO, E. C.;
<b>SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference- IMOC, 2013, Rio de Janeiro, Brazil.</b>	Performance Analysis of Antennas for Backscatter Radio Reader.	RODRIGUES, R. A.; OLIVEIRA, V. M. U.; ASSIS, F. M.; GURJÃO, E. C.; VALLE, R. R. M.
XXXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações- SBrT, 2013, Fortaleza, Brasil.	Study of Dipole Antennas for Application in Backscatter Radio Links.	RODRIGUES, R. A.; ASSIS, F. M.; GURJÃO, E. C.; VALLE, R. R. M.