



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
Faculdade de Tecnologia

GILBERTO DE TADEU SANTOS SOUZA

NOVOS SENSORES DE RFID PARA APLICAÇÕES EM IoT BASEADOS  
EM RESSONADORES *DUAL-MODE* DE SINTONIAS INDEPENDENTES

NEW RFID SENSORS FOR IoT APPLICATIONS BASED ON  
INDEPENDENT TUNE DUAL-MODE RESONATORS

LIMEIRA

2019

GILBERTO DE TADEU SANTOS SOUZA

NOVOS SENSORES DE RFID PARA APLICAÇÕES EM IoT BASEADOS  
EM RESSONADORES *DUAL-MODE* DE SINTONIAS INDEPENDENTES

Tese apresentada à Faculdade de Tecnologia da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Doutor em Tecnologia, na área de Sistemas de Informação e Comunicação.

Orientador: Prof. Dr. Leonardo Lorenzo Bravo Roger

ESTE TRABALHO CORRESPONDE À  
VERSÃO FINAL DA TESE DEFENDIDA  
PELO ALUNO GILBERTO DE TADEU  
SANTOS SOUZA, E ORIENTADA  
PELO PROF. DR. LEONARDO  
LORENZO BRAVO ROGER

LIMEIRA

2019

Ficha catalográfica  
Universidade Estadual de Campinas  
Biblioteca da Faculdade de Tecnologia  
Felipe de Souza Bueno - CRB 8/8577

Sa59n Santos Souza, Gilberto de Tadeu, 1988-  
Novos sensores de RFID para aplicações em IoT baseados em ressonadores *dual-mode* de sintonias independentes / Gilberto de Tadeu Santos Souza. – Limeira, SP : [s.n.], 2019.

Orientador: Leonardo Lorenzo Bravo Roger.  
Tese (doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Tecnologia.

1. Etiqueta chipless de RFID. 2. Internet das coisas. 3. Ressonador dual-mode. I. Bravo Roger, Leonardo Lorenzo, 1962-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Tecnologia. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

**Título em outro idioma:** New RFID sensors for IoT applications based on independent tune dual-mode resonators

**Palavras-chave em inglês:**

Chipless RFID tag

Internet of things

Dual-mode resonator

**Área de concentração:** Sistemas de Informação e Comunicação

**Titulação:** Doutor em Tecnologia

**Banca examinadora:**

Leonardo Lorenzo Bravo Roger [Orientador]

Danilo Henrique Spadoti

Vicente Idalberto Becerra Sablón

Talía Simões dos Santos Ximenes

Edson Luiz Ursini

**Data de defesa:** 12-08-2019

**Programa de Pós-Graduação:** Tecnologia

**Identificação e informações acadêmicas do(a) aluno(a)**

- ORCID do autor: <https://orcid.org/0000-0001-9015-1504>

- Currículo Lattes do autor: <http://lattes.cnpq.br/7580615225715204>

## FOLHA DE APROVAÇÃO

Abaixo se apresentam os membros da comissão julgadora da sessão pública de defesa de tese para o Título de Doutor em Tecnologia na área de concentração de Sistemas de Informação e Comunicação, a que se submeteu o aluno Gilberto de Tadeu Santos Souza, em 12 de Agosto de 2019, na Faculdade de Tecnologia – FT/UNICAMP, em Limeira/SP.

**Prof. Dr. Leonardo Lorenzo Bravo Roger**

Presidente da Comissão Julgadora

**Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti**

Universidade Federal de Itajubá

**Prof. Dr. Vicente Idalberto Becerra Sablón**

Universidade São Francisco

**Prof. Dra. Talía Simões dos Santos Ximenes**

Universidade Estadual de Campinas - Faculdade de Tecnologia

**Prof. Dr. Edson Luiz Ursini**

Universidade Estadual de Campinas - Faculdade de Tecnologia

Ata da defesa, assinada pelos membros da Comissão Examinadora, consta no SIGA/Sistema de Fluxo de Dissertação/Tese e na Secretaria de Pós Graduação da FT.

## DEDICATÓRIA

Para minha mãe, por sempre apoiar meus sonhos, me incentivar aos estudos e acreditar na minha capacidade. Obrigado! Sem você, nada seria possível!

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço à minha família por todo suporte que me proporcionaram na minha vida pessoal e acadêmica.

Aos meus queridos amigos, que sempre me ajudaram a manter a sanidade nos momentos mais difíceis.

Ao meu amigo e orientador, prof. Dr. Leonardo L. Bravo Roger, por sempre acreditar na minha capacidade e por me transmitir valiosos conhecimentos.

Ao prof. Dr. Miguel A. S. Soriano, da Universidade de Alicante – Espanha, por toda sua simpatia, atenção e contribuição no desenvolvimento deste trabalho.

Ao prof. Dr. Hugo E. H. Figueroa e ao Dr. Luciano Prado, da Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da UNICAMP, por todo o suporte que me proporcionaram.

Aos companheiros da BRADAR e BRAX pelos momentos inesquecíveis de aprendizagem.

Aos professores e técnicos (Rodrigo, João, Alexandre, Gilberto, Geraldo e Rita), da Faculdade de Tecnologia da UNICAMP, por sempre se disporem a me auxiliar em tudo que precisei.

À prof.<sup>a</sup> Dra. Patrícia Prediger e sua aluna Natália por toda a ajuda na preparação dos polímeros.

À empresa DSM pela doação do polímero Stanyl e ao prof. Dr. Lauro Kubota, do Instituto de Química da UNICAMP, por fornecer o PVA e alguns ácidos.

Por fim, porém não menos importante, ao meu querido Abraham que esteve ao meu lado me dando suporte para a finalização deste.

*“A ciência nunca resolve um problema sem criar pelo menos outros dez”.*

*George Bernard Shaw*

## RESUMO

O presente trabalho traz contribuições teóricas e práticas ao desenvolvimento de sensores de radiofrequência baseados na tecnologia *chipless* com potencial aplicação na Internet das Coisas. Especificamente, a desejada miniaturização dos *tags* é abordada com uma estratégia inédita: a utilização de ressonadores *dual-mode*, cujas frequências de ressonâncias podem ser sintonizadas de forma independente, permitindo que um mesmo ressonador possa comportar um bit de identificação e um bit de sensoriamento. O trabalho também apresenta os princípios de funcionamento desses ressonadores, assim como dois procedimentos teóricos inovadores para realizar a análise e a síntese dos mesmos. Finalmente, se oferecem detalhes do desenvolvimento de dois novos protótipos de *tags* sensores de umidade operando em três bandas distintas do espectro de frequências.

Palavras chave: *Tags* sem *chip* de RFID, Internet das Coisas, Ressonador *dual-mode*, Sensor de umidade.



## ABSTRACT

The present work brings theoretical and practical contributions to the development of radio frequency sensors based on chipless technology with potential application in the Internet of Things. Specifically, the desired tag miniaturization is approached with an unprecedented strategy: the use of dual-mode resonators, whose resonant frequencies can be tuned independently, allowing the same resonator to carry one identification bit and one sensing bit. The work also presents the principles of operation of these resonators, as well as two innovative theoretical procedures to perform their analysis and synthesis. Finally, details of the development of two new moisture sensor tag prototypes operating in three distinct bands of the frequency spectrum are provided.

**Keywords:** Chipless RFID tags, Internet of Things, Dual-mode resonator, Humidity sensor.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Sistema típico de RFID. ....	21
Figura 2: Estado da arte da tecnologia <i>chipless</i> . ....	23
Figura 3: Princípio de operação dos sistemas <i>chipless</i> . ....	26
Figura 4: Geometria teórica dos <i>tags</i> sem <i>chip</i> . ....	27
Figura 5: <i>Tag</i> sem <i>chip</i> integrado com sensores. ....	30
Figura 6: Modelo teórico do ressonador <i>dual-mode</i> . ....	34
Figura 7: Modelo eletromagnético do ressonador <i>dual-mode</i> . ....	35
Figura 8: Ressonâncias ímpar (2,14GHz) e par (2,85GHz) do modelo eletromagnético. ....	36
Figura 9: Distribuição do campo elétrico para a ressonância par. ....	36
Figura 10: Distribuição do campo elétrico para a ressonância ímpar. ....	37
Figura 11: Pontos de medição do campo elétrico para os modos par e ímpar. ....	37
Figura 12: Valores máximos do campo elétrico para a ressonância par. ....	38
Figura 13: Valores máximos do campo elétrico para a ressonância ímpar. ....	39
Figura 14: Modelo equivalente DESIGNER do ressonador <i>dual-mode</i> . ....	40
Figura 15: Fase de S11 do ressonador equivalente DESIGNER. ....	40
Figura 16: Ressonador equivalente para o modo par a) teórico e b) circuital. ....	41
Figura 17: Modelo DESIGNER do ressonador equivalente para o modo par. ....	44
Figura 18: Fase de S11 do ressonador equivalente modo par. ....	45
Figura 19: Ressintonização da fase de S11 do ressonador equivalente modo par. ....	45
Figura 20: Ressonador equivalente para o modo ímpar a) teórico e b) circuital. ....	47
Figura 21: Modelo DESIGNER do ressonador equivalente para o modo ímpar. ....	49
Figura 22: Fase de S11 do ressonador equivalente modo ímpar. ....	49
Figura 23: Frequência versus comprimento de onda. ....	52
Figura 24: Modelo teórico para síntese do ressonador <i>dual-mode</i> . ....	53
Figura 25: Modelo eletromagnético com as ressonâncias par e ímpar em 1GHz. ....	54
Figura 26: Sintonização de ambas as ressonâncias par e ímpar em 1GHz (curva vermelha). .	54
Figura 27: Normalização da banda de guarda para $f_o < f_e$ ....	57
Figura 28: Normalização da banda de guarda para $f_o > f_e$ ....	59
Figura 29: Resultados do exemplo 1 a) modelo projetado e b) S21. ....	60
Figura 30: Resultados do exemplo 2 a) modelo projetado e b) S21. ....	61
Figura 31: Resultados do exemplo 3 a) modelo projetado e b) S21. ....	62

Figura 32: Estudo paramétrico de $l_1$ .	64
Figura 33: Estudo paramétrico de $l_2$ .	64
Figura 34: Estudo paramétrico de $l_3$ .	65
Figura 35: Estudo paramétrico de $w_1$ .	65
Figura 36: Estudo paramétrico de $w_2$ .	66
Figura 37: Estudo paramétrico de $w_3$ .	66
Figura 38: Estudo paramétrico de $gap$ .	67
Figura 39: Modelo eletromagnético para codificação binária 01.	68
Figura 40: Codificação 01.	68
Figura 41: Modelo eletromagnético para codificação binária 10.	69
Figura 42: Codificação 10.	69
Figura 43: Modelo eletromagnético para codificação binária 11.	70
Figura 44: Codificação 11.	70
Figura 45: Ressonâncias e harmônicos do modelo da Figura 7.	71
Figura 46: Modelo eletromagnético miniaturizado do ressonador <i>dual-mode</i> de sintonias independentes com rejeição de harmônicos.	72
Figura 47: Ressonâncias do modelo miniaturizado com rejeição de harmônicos.	73
Figura 48: Modelo eletromagnético miniaturizado do ressonador <i>dual-mode</i> de sintonias independentes com rejeição de harmônicos e $f_o > f_e$ .	74
Figura 49: Ressonâncias do modelo miniaturizado com rejeição de harmônicos e $f_o > f_e$ .	75
Figura 50: Modelo eletromagnético da antena monopolo circular banda X.	77
Figura 51: Perda de retorno (S11) da antena circular monopolo banda X.	77
Figura 52: Ganho total (dB) e padrão de radiação da antena monopolo circular banda X.	78
Figura 53: Modelo eletromagnético da antena UWB monopolo circular nas bandas S e C.	79
Figura 54: Perda de retorno (S11) da antena UWB monopolo circular nas bandas S e C.	79
Figura 55: Ganho total (dB) e padrão de radiação da antena monopolo circular banda S.	80
Figura 56: Circuito multirressonador na banda X: a) modelo eletromagnético e b) protótipo.	81
Figura 57: Simulação versus medição do circuito multirressonador na banda X.	82
Figura 58: Projeto do <i>tag</i> na banda X a) LT sem chanfro e b) LT com chanfro.	83
Figura 59: Perda de retorno (S11) da LT do <i>tag</i> na banda X sem chanfro (vermelho) e com chanfro (preto).	83
Figura 60: <i>Tag</i> sem <i>chip</i> na banda X a) modelo eletromagnético e b) protótipo construído.	84
Figura 61: Medição do protótipo do <i>tag</i> na banda X.	85

Figura 62: Comparação das medições dos protótipos com cabos (preto) e com antenas (vermelho) do <i>tag</i> na banda X. ....	85
Figura 63: Circuito multirressonador nas bandas S e C: a) modelo eletromagnético e b) protótipo. ....	86
Figura 64: Simulação versus medição do circuito multirressonador nas bandas S e C.....	87
Figura 65: Projeto do <i>tag</i> nas bandas S e C a) LT sem chanfro e b) LT com chanfro. ....	88
Figura 66: Perda de retorno (S11) da LT do <i>tag</i> nas bandas S e C sem chanfro (vermelho) e com chanfro (preto). ....	88
Figura 67: <i>Tag</i> nas bandas S e C a) modelo eletromagnético e b) protótipo construído.....	89
Figura 68: Metodologia das medições dos sensores: a) caixa, b) secadora e sílica, c) medição dos sensores de umidade e d) medição dos sensores de temperatura. ....	91
Figura 69: Deposição do PVA: a) PVA, b) pesagem, c) solução e d) protótipo. ....	93
Figura 70: Análise das ressonâncias par e ímpar sob a influência do PVA. ....	94
Figura 71. Análise de sensibilidade da frequência de ressonância par sob a influência do PVA. ....	95
Figura 72: Retificação: a) pesagem do PVA e b) protótipo. ....	96
Figura 73: Análise do funcionamento do <i>tag</i> sensor sobre a influência do PVA.....	96
Figura 74: Análise de sensibilidade da frequência de ressonância do bit sensor do <i>tag</i> sobre a influência de RH.....	97
Figura 75: Deposição do Stanyl: a) Stanyl, b) pesagem, c) solução e d) protótipo.....	98
Figura 76: Análise das ressonâncias par e ímpar sobre a influência da temperatura no Stanyl. ....	99
Figura 77: Análise das ressonâncias par e ímpar sobre a influência de umidade no Stanyl. .	100
Figura 78: Análise da sensibilidade da frequência de ressonância par sobre a influência do Stanyl.....	100
Figura 79: Retificação: a) pesagem do Stanyl e b) protótipo. ....	101
Figura 80: Análise do funcionamento do <i>tag</i> sensor sobre a influência do Stanyl. ....	101
Figura 81: Análise da sensibilidade da frequência de ressonância par do <i>tag</i> sobre a influência do Stanyl.....	102

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Dimensões do ressonador <i>dual-mode</i> .....	35
Tabela 2: Dimensões do ressonador resintonizado (modo par) .....	45
Tabela 3: Impedâncias ( $\Omega$ ) do modo par obtidas numericamente .....	46
Tabela 4: Resultados da análise do modo par .....	46
Tabela 5: Impedâncias ( $\Omega$ ) do modo ímpar obtidas numericamente .....	50
Tabela 6: Constantes de fase do modo ímpar $\beta_o$ ( $m^{-1}$ ) .....	50
Tabela 7: Resultados da análise do modo ímpar .....	51
Tabela 8: Dimensões (mm) do ressonador para $f_o = f_e = 1GHz$ .....	54
Tabela 9: Dimensões do ressonador (mm) para $f_o < f_e$ .....	58
Tabela 10: Comprimentos elétricos normalizados ( $^\circ$ ) para $f_o < f_e$ .....	58
Tabela 11: Dimensões (mm) do ressonador para $f_o > f_e$ .....	59
Tabela 12: Comprimentos elétricos normalizados ( $^\circ$ ) para $f_o > f_e$ .....	59
Tabela 13: Dimensões do ressonador (exemplo 1) .....	60
Tabela 14: Dimensões do ressonador (exemplo 2) .....	60
Tabela 15: Dimensões do ressonador (exemplo 3) .....	61
Tabela 16: Dimensões do ressonador <i>dual-mode</i> miniaturizado .....	72
Tabela 17: Dimensões do ressonador <i>dual-mode</i> miniaturizado com $f_o > f_e$ .....	74
Tabela 18: Dimensões (mm) do circuito multirressonador na banda X .....	82
Tabela 19: Dimensões (mm) do circuito multirressonador nas bandas S e C .....	87

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- BOD – *Biochemical Oxygen Demand* (Demanda Bioquímica de Oxigênio)
- CW – *Continuum Wave* (Onda Contínua)
- EAS – *Electronic Article Surveillance* (Vigilância Eletrônica de Artigos)
- FSS – *Frequency Selective Surface* (Superfície Seletiva de Frequência)
- HIS – *High Impedance Surfaces* (Superfícies de Alta Impedância)
- IoT – *Internet of Things* (Internet das Coisas)
- LT – Linha de Transmissão
- PCB – *Printed Circuit Board* (Placa de Circuito Impresso)
- PVA – *Polyvinyl Alcohol* (Acetato de Polivinilo)
- RFID – *Radio Frequency Identification* (Identificação por Radiofrequência)
- RH – *Relative humidity* (Umidade Relativa)
- SAW – *Surface Acoustic Wave* (Onda Acústica de Superfície)
- SDR – *Software Defined Radio* (Rádio Definido por *Software*)
- TFTC – *Thin-Film-Transistor Circuits* (Circuitos de Transistor de Película Fina)
- UWB – *Ultra-Wideband* (Banda Ultralarga)
- VNA – *Vector Network Analyzer* (Analisador Vetorial de Redes)

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\beta$  – Constante de fase

$\beta_e$  – Constante de fase para o modo par (*even*)

$\beta_{3e}$  – Constante de fase da LT3 para o modo par (*even*)

$\beta_o$  – Constante de fase para o modo ímpar (*odd*)

$\beta_{1o}$  – Constante de fase da LT1 para o modo ímpar (*odd*)

$\beta_{2o}$  – Constante de fase da LT2 para o modo ímpar (*odd*)

$\beta_{1n}$  – Constante de fase da LT1 normalizada

$\beta_{2n}$  – Constante de fase da LT2 normalizada

$\beta_{3n}$  – Constante de fase da LT3 normalizada

$\varepsilon_r$  – Permissividade elétrica relativa

$\varepsilon_{eff}$  – Permissividade elétrica efetiva

$\varepsilon_{eff1}$  – Permissividade elétrica efetiva da LT1

$\varepsilon_{eff2}$  – Permissividade elétrica efetiva da LT2

$\varepsilon_{eff3}$  – Permissividade elétrica efetiva da LT3

$\theta$  – Comprimento elétrico

$\theta_{1n}$  – Comprimento elétrico da LT1 normalizado

$\theta_{2n}$  – Comprimento elétrico da LT2 normalizado

$\theta_{3n}$  – Comprimento elétrico da LT3 normalizado

$\lambda$  – Comprimento de onda

$\lambda_0$  – Comprimento de onda na frequência de análise

$\lambda_g$  – Comprimento de onda guiado

$\lambda_{g1n}$  – Comprimento de onda guiado da LT1 normalizado

$\lambda_{g2n}$  – Comprimento de onda guiado da LT2 normalizado

$\lambda_{g3n}$  – Comprimento de onda guiado da LT3 normalizado

$\lambda_e$  – Comprimento de onda na frequência do modo par

$\lambda_{ge}$  – Comprimento de onda guiado na frequência do modo par

$\lambda_{g3e}$  – Comprimento de onda guiado da LT3 na frequência do modo par

$\lambda_o$  – Comprimento de onda na frequência do modo ímpar

$\lambda_{go}$  – Comprimento de onda guiado na frequência do modo ímpar

$\lambda_{g1o}$  – Comprimento de onda guiado da LT1 na frequência do modo ímpar

$\lambda_{g2o}$  – Comprimento de onda guiado da LT2 na frequência do modo ímpar

$\lambda_n$  – Comprimento de onda em 1 GHz

$f$  – Frequência

$f_0$  – Frequência de análise

$f_e$  – Frequência de ressonância do modo par (*even*)

$f_o$  – Frequência de ressonância do modo ímpar (*odd*)

$g_1$  – Constante normalizada da impedância da LT1

$g_2$  – Constante normalizada da impedância da LT2

$g_3$  – Constante normalizada da impedância da LT3

$H$  – Espessura da PCB

$l$  – Comprimento da LT

$l_1$  – Comprimento da LT1

$l_2$  – Comprimento da LT2

$l_3$  – Comprimento da LT3

$\tan \delta$  – Tangente de perdas

$w$  – Largura da LT

$w_0$  – Largura da LT para uma impedância característica de 50  $\Omega$

$w_1$  – Largura da LT1

$w_2$  – Largura da LT2

$w_3$  – Largura da LT3

$Z$  – Impedância

$Z_0$  – Impedância característica de 50  $\Omega$

$Z_{1e}$  – Impedância característica da LT1 no modo par

$Z_{2e}$  – Impedância característica da LT2 no modo par



$Z_{3e}$  – Impedância característica da LT3 no modo par

$Z_{1o}$  – Impedância característica da LT1 no modo ímpar

$Z_{2o}$  – Impedância característica da LT2 no modo ímpar

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	20
1.1	<i>CHIPLESS</i> RFID TAGS E ESTADO DA ARTE .....	22
1.2	INTERNET DAS COISAS (IoT) .....	28
1.3	OBJETIVO DO TRABALHO .....	31
1.4	CONTRIBUIÇÕES DESTE TRABALHO .....	31
1.5	ESTRUTURA DO TRABALHO .....	31
2	RESSONADOR <i>DUAL-MODE</i> DE SINTONIAS INDEPENDENTES .....	33
2.1	UM PROCEDIMENTO DIFERENTE PARA A ANÁLISE DE RESSONADORES <i>DUAL-MODE</i> .....	39
2.1.1	Análise da Ressonância do Modo Par ( <i>Even</i> ).....	41
2.1.2	Análise da Ressonância do Modo Ímpar ( <i>Odd</i> ) .....	46
2.2	PROPOSTA DE UM PROCEDIMENTO INOVADOR PARA A SÍNTESE DE RESSONADORES <i>DUAL-MODE</i> .....	51
2.2.1	Normalização das impedâncias do ressonador <i>dual-mode</i> .....	53
2.2.2	Normalização das linhas de transmissão do ressonador <i>dual-mode</i> .....	53
2.2.3	Validação da proposta da síntese do ressonador <i>dual-mode</i> .....	59
2.3	ESTUDO PARAMÉTRICO .....	62
2.4	CODIFICAÇÃO .....	67
2.5	UMA SOLUÇÃO PARA A REJEIÇÃO/SUPRESSÃO DE HARMÔNICOS .....	71
3	ANTENAS PARA SISTEMAS <i>CHIPLESS</i> .....	76
3.1	ANTENA MONOPOLO CIRCULAR NA BANDA X .....	76
3.2	ANTENA MONOPOLO CIRCULAR NAS BANDAS S E C .....	79
4	INTRODUÇÃO DE NOVAS GEOMETRIAS PARA TAGS SEM <i>CHIP</i> .....	81
4.1	PROJETO DO TAG NA BANDA X .....	81

4.2	PROJETO DO TAG NAS BANDAS S E C .....	86
5	PROJETOS DE NOVOS TAGS SENSORES UTILIZANDO RESSONADORES <i>DUAL-MODE</i> .....	90
5.1	REALIZAÇÃO DO SENSOR COM O POLÍMERO PVA .....	92
5.2	REALIZAÇÃO DO SENSOR COM O POLÍMERO STANYL.....	97
6	CONCLUSÃO.....	103
7	TRABALHOS FUTUROS .....	104
8	PUBLICAÇÕES.....	105
	REREFÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	106
	ANEXO I.....	113
	ANEXO II .....	114
	ANEXO III .....	115

## 1 INTRODUÇÃO

É incontestável dizer que os sistemas de Identificação por Radiofrequência (RFID – *Radio Frequency Identification*) trouxeram inúmeros benefícios à humanidade. Muitas aplicações dessa tecnologia passam despercebidas pela maioria das pessoas, porém sem o RFID as informações não seriam tão automatizadas e seguras como na atualidade. Algumas dessas aplicações incluem: fornecimento automático na gestão de cadeia de suprimentos (*Supply Chain*) e logística, rastreamento de documentos, vigilância eletrônica de artigos (EAS – *Electronic Article Surveillance*), identificação e rastreamento de bagagens, setor automotivo (controle de entrada e saída de veículos, controle de troca de peças, etc), segurança e controle de acesso, marcação de gado e outros animais (até domésticos), setor público (identificação e rastreamento de livros em bibliotecas, controle de passaportes, etc), autenticidade de produtos farmacêuticos, desportivos, etc [1].

O RFID surgiu no pós II Guerra Mundial graças aos avanços realizados no século XIX da teoria fundamental do eletromagnetismo por Michael Faraday, James Clerk Maxwell, Heinrich Rudolf Hertz, Alexander Stepanovich Popov e Guglielmo Marconi propiciando o desenvolvimento dos radares no começo do século XX [2]. Durante a II Guerra Mundial, os alemães perceberam que se os pilotos girassem seus aviões quando estivessem voltando à base, modificariam o sinal de RF (radiofrequência) refletido de volta ao radar em terra. Tal procedimento alertava a base de que se tratava de aviões alemães. Percebendo isso, os ingleses desenvolveram o primeiro transmissor identificador de amigo ou inimigo (IFF – *Identify Friend or Foe*) que foi colocado em cada avião inglês. Quando esses transmissores recebiam sinais das estações de radar em solo, transmitiam um sinal de resposta que identificavam os aviões como *friendly* (amigo) impedindo que as bases os atacassem.

Os sistemas de RFID operam com o mesmo princípio básico, Figura 1. A leitora envia um sinal de interrogação a um transponder (*transmitter + responder*), o qual é ativado e reflete um sinal (sistema passivo) ou transmite seu próprio sinal (sistema ativo) [1]. Esse sinal é recebido pela leitora que o envia ao *middleware*. Esse, por sua vez, é responsável em manter a interface e protocolos de comunicação para codificar e decodificar os dados dos *tags*. Além disso, ele também é responsável pela filtragem das informações identificadas, devido à leitora poder identificar um ou mais *tags* centenas de vezes por segundo. Por fim, essas informações selecionadas são encaminhadas para um computador hospedeiro, que lhes dá aplicações que podem ou não ser enviadas à Internet.

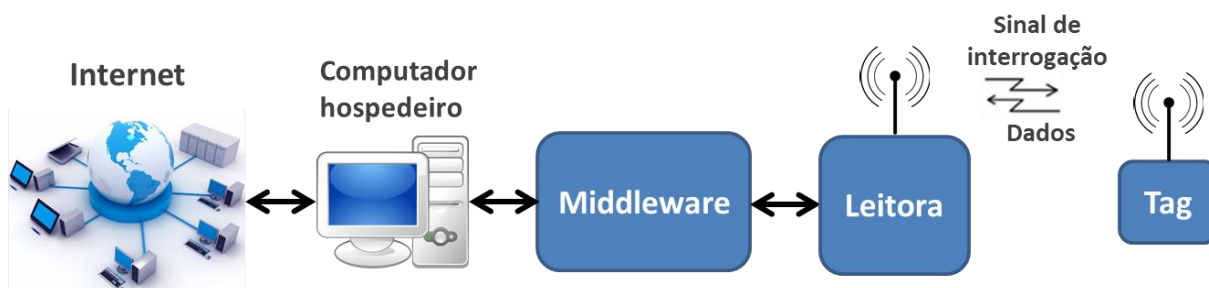


Figura 1: Sistema típico de RFID.

A maioria das aplicações dos sistemas de RFID supracitadas utilizam *tags* com *chip*. Na literatura, existem três tipos desses *tags* [3]:

- *Tags* ativos

Esses *tags* possuem baterias e, assim, não necessitam se energizarem com o sinal de interrogação enviado pela leitora, pois geram seu próprio sinal, alcançando as maiores distâncias de leitura. Técnicas adicionais também são implementadas na forma de modos de suspensão com a finalidade de estender a vida útil das baterias. Geralmente, esses *tags* são diferenciados por sua seção digital que fornece o código de identificação (ID), como também as técnicas de criptografia e protocolos de segurança. As principais vantagens dos *tags* ativos são que podem armazenar e processar mais dados do que outros *tags*, além de serem reprogramáveis e, assim, podem ser reutilizadas até sua bateria se esgotar.

- *Tags* semi-ativos ou semi-passivos

Os *tags* semi-ativos também possuem baterias, porém, diferentemente dos *tags* ativos, esses devem primeiro reconhecer o sinal de interrogação proveniente da leitora para serem ativados. Os *tags* semi-ativos utilizam a energia da bateria somente para processamentos de sinais internos, não utilizando essa energia para amplificar o sinal antes de reenviá-lo à leitora, estendendo assim, a vida útil das baterias. Eles ainda podem realizar tarefas complexas como processamento de dados e criptografia, podendo alcançar distâncias de leituras quase tão boas quanto os *tags* ativos. Tais vantagens são muito exploradas com o objetivo de minimizar os custos dos *tags* utilizando microprocessadores eficientes de baixa potência encontrados no mercado.

- *Tags* passivos

Os *tags* passivos necessitam estar dentro da zona de interrogação da leitora para se energizarem, pois não possuem baterias. O sinal de interrogação induz uma corrente elétrica no *tag* habilitando as funções de leitura, escrita e transmissão. Como principais vantagens, esse tipo de *tag* costuma ser mais simples, pequeno e com uma longa vida útil, tornando-o o mais econômico e comum na indústria atual dos *tags* de RFID. Contudo, eles também exibem alcance restrito de leitura e necessidade de alta potência por parte da leitora.

Dentre os *tags* passivos, também existem os *chipless* RFID *tags*, que são *tags* que não possuem *chips*. Esses surgiram posteriormente aos *tags* com *chips*, porém trabalham de uma forma totalmente diferente. Essa diferença entre as tecnologias (com ou sem *chip*) é justamente as mudanças de como se armazenam as informações. Isso chama a atenção para o fato de que, em sistemas de RFID, um dos componentes mais importantes são os *tags*, pois são eles que identificam os objetos e, assim, observa-se que a maioria das pesquisas desses sistemas giram em torno do desenvolvimento de novos *tags* de RFID, principalmente passivos, e cada vez mais eficientes. Esta pesquisa não foge dessa tendência e se concentra no estudo e desenvolvimento de *tags* sem *chip*. Sendo assim, a seguir será abordado mais detalhadamente o estado da arte dessa tecnologia.

### 1.1 CHIPLESS RFID TAGS E ESTADO DA ARTE

Devido à ausência de *chips*, esses tipos de *tags* são mais simples, seguros, robustos e podem ser impressos em produtos por um custo de US\$ 0,1 centavos, sendo, então, uma solução mais rentável aos 10 trilhões de códigos de barras que se imprimem anualmente, [4]. O estado da arte da tecnologia pode ser visto na Figura 2 [1]. Observa-se que os *tags* são divididos em dois grupos: domínio do tempo e domínio da frequência.

Os que trabalham no domínio do tempo são interrogados pela leitora por sinais na forma de pulsos. Os *tags*, por sua vez, reenviam seus ecos de volta à leitora. Dessa forma, um trem de pulsos é criado, que pode ser usado para codificar dados. Vários *tags* foram relatados usando a tecnologia baseada no domínio do tempo. Esses *tags* são distinguidos em não imprimíveis e imprimíveis.

Até o momento, os únicos *tags* sem *chip* disponíveis comercialmente são os não imprimíveis conhecidos como *Surface Acoustic Wave* (SAW – Onda Acústica de Superfície), que trabalham no domínio do tempo [5]. Esses *tags* são fabricados com materiais piezoelétricos.

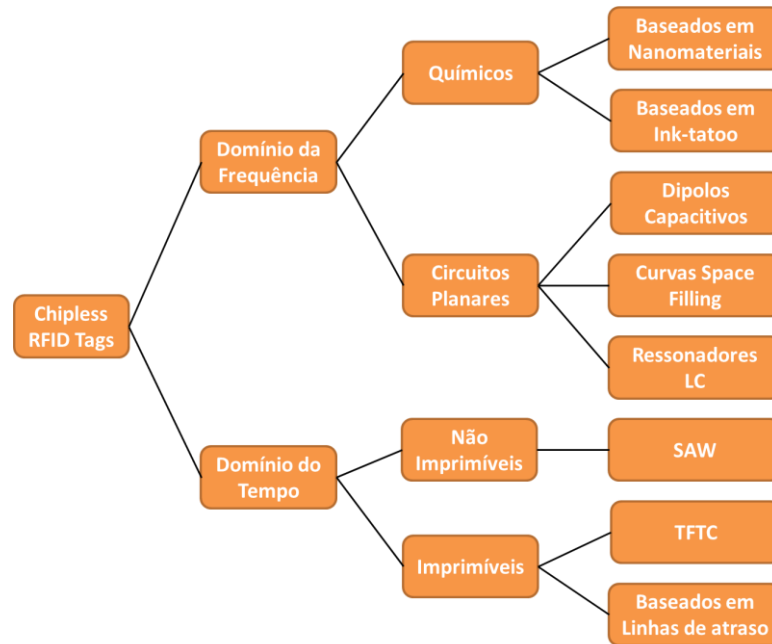


Figura 2: Estado da arte da tecnologia *chipless*.

cos transformando correntes elétricas em ondas acústicas para realizar a comunicação. Para isso, os *tags* são excitados por um pulso gaussiano emitido pela leitora em uma frequência em torno de 2,45 GHz [6], [7]. O pulso de interrogação é convertido em uma onda acústica usando um transdutor interdigital. A onda acústica se propaga através do cristal piezoelétrico e é refletida por vários refletores, o que cria um trem de pulsos com mudanças de fase [8], [9]. O trem de pulsos é convertido novamente em uma onda eletromagnética, usando o transdutor interdigital, e é detectado na extremidade da leitora, onde a ID (Identidade) do *tag* é decodificada [10], [11].

Os *tags* no domínio do tempo imprimíveis podem ser encontrados como *Thin-Film-Transistor Circuits* (TFTC – Circuitos de Transistor de Película Fina) ou linhas de transmissão (LT's) de microfita de atraso. No processo de fabricação, os TFTC's são impressos em alta velocidade e em filme plástico de baixo custo [12]. Eles também oferecem vantagens em relação aos *tags* ativos e passivos baseados em *chip* devido ao seu tamanho pequeno e baixo consumo de energia. Entretanto, exigem mais energia do que outros *tags* sem *chip*, porém oferecem mais funcionalidades. Contudo, ainda não foram desenvolvidos processos de fabricação de baixo custo para os *tags* TFTC. Outra questão é a baixa mobilidade de elétrons, que limita a frequência de operação em alguns MHz.

Os *tags* no domínio do tempo imprimíveis baseados em LT's de atraso operam introduzindo uma descontinuidade na LT de microfita [13]. O *tag* é excitado por um sinal eletromagnético de pulso curto (1 ns). O pulso de interrogação é recebido pelo *tag* e é

refletido em vários pontos ao longo da LT de microfita, criando múltiplos ecos do pulso de interrogação. O atraso de tempo entre os ecos é determinado pelo comprimento da LT de atraso entre as descontinuidades. Nota-se também que esse tipo de *tag* é uma réplica do SAW, porém usando a tecnologia de microfita, que o torna imprimível.

Já os *tags* que trabalham no domínio da frequência codificaram dados no espectro de frequências utilizando estruturas ressonantes. Cada bit é geralmente associado à presença ou ausência de um pico ressonante a uma frequência predeterminada. Até o momento, cinco tipos de *tags* no domínio da frequência foram relatados e todos os cinco são considerados totalmente imprimíveis. Eles podem ser distinguidos em dois tipos: *tags* químicos e *tags* de circuitos planares.

Os *tags* químicos são projetados a partir de uma deposição de fibras ressonantes ou uma tinta eletrônica especial. Duas empresas de Israel usam materiais nanométricos para projetar *tags* sem *chip* desse tipo. Tais *tags* consistem de pequenas partículas de produtos químicos, que exibem graus variados de magnetismo. Quando as ondas eletromagnéticas colidem sobre essas partículas, elas ressoam em frequências distintas, que são captadas pela leitora [4]. Como principal vantagem, esses *tags* são muito baratos e podem ser facilmente usados dentro de notas de dinheiro e documentos importantes para aplicações de anti-falsificação e autenticação. A CrossID, uma empresa de papel israelense, afirma ter 70 produtos químicos distintos, o que forneceria uma identificação única na ordem de  $2^{70}$  (mais de  $10^{21}$ ) [14]. A Tapemark também afirma ter fibras ressonantes nanométricas com 5 mm de diâmetro e 1 mm de comprimento [15]. Esses *tags* são potencialmente de baixo custo e podem funcionar em papel de baixa qualidade e material de embalagem plástica. Infelizmente, eles operam apenas em frequências de até alguns kHz, embora isso lhes dê tolerâncias de leituras muito boas em relação às possíveis interferências de metais e líquidos.

Os *Ink-tattoo tags* usam padrões de tintas eletrônicas incorporadas ou impressas no objeto que está sendo identificado. Desenvolvida pela Somark Innovations [16], a tinta eletrônica é depositada em um padrão de código de barras exclusivo para cada item. O sistema opera interrogando o *tag* com um sinal de micro-ondas de alta frequência ( $> 10$  GHz) e é refletido pelas áreas “tatuadas” criando um padrão único que pode ser detectado pela leitora. O alcance de leitura é reivindicado como sendo de até 1,2 m [17]. No caso de identificação animal, a tinta é colocada em um cartucho descartável. Para as outras aplicações, a tinta pode ser impressa em plástico/papel ou dentro do material.

Os *tags* de circuito planar são projetados usando estruturas ressonantes de microfita/guia de onda coplanar/*stripline*, como antenas, filtros e fractais. Eles são impressos



em substratos espessos/finos/flexíveis e, também, em substratos de polímeros. Os primeiros *tags* de circuitos planares desenvolvidos foram os que usavam diversas antenas próximas umas das outras com diferentes frequências de ressonâncias [18], [19]. O *tag* consiste em várias antenas dipolo que ressoam em diferentes frequências. Quando o *tag* é interrogado por um sinal de varredura de frequências, a leitora procura quedas de magnitude no espectro de frequências como resultado dos dipolos. Entretanto, esses *tags* possuem um código binário de acordo com o número de antenas, aumentando muito suas proporções, além das dificuldades de leituras devido às polarizações das antenas transmissoras e receptoras serem as mesmas. Outras geometrias também foram propostas [20]–[22], porém todas apresentam os mesmos problemas.

Os *tags* baseados em curvas de preenchimento de espaço (*Space-filling curves*) foram relatados pela primeira vez por McVay [23]. Esses representam uma Superfície Seletiva de Frequência (FSS – *Frequency Selective Surface*), que é projetada com o uso de curvas de preenchimento de espaço (como a curva de Hilbert, etc.). A principal vantagem dessa tecnologia é a possibilidade de se projetar *tags* sem *chip* eliminando a necessidade de antenas, aumentando, assim, a capacidade de reutilizar o espaço físico para o projeto de mais bits de codificação. Para realizar a leitura, esses *tags* necessitam estar entre as duas antenas (transmissora e receptora) da leitora, que estão na mesma polarização, para que a FSS possa “selecionar/atenuar” frequências predeterminadas da onda propagante entre as antenas da leitora.

Para solucionar o problema da polarização, desenvolveram-se os *tags* que utilizam ressonadores LC dedicados para realizar as codificações binárias em frequências específicas, onde cada ressonador representa um bit. Esses ressonadores são acoplados numa LT com duas antenas em polarização cruzada (dispostas em 90° uma da outra) em suas extremidades [24]. O princípio de operação desse sistema é baseado no acoplamento eletromagnético entre as antenas da leitora e as antenas do *tag*. A leitora realiza constantemente uma varredura de frequências em busca de ressonâncias. Sempre que a frequência varrida corresponde à frequência ressonante de um ressonador, o ressonador começa a oscilar produzindo uma queda de tensão, que é retransmitida à antena receptora da leitora. As vantagens desses *tags* são seus baixos custos de fabricação e sua estrutura simples, porém são muito restritos em faixas operacionais, armazenamento de informações, largura de banda operacional e colisões de leituras. Neste trabalho, é utilizado esse tipo de *tag* devido à necessidade de uma estrutura ressonante para o desenvolvimento dos sensores propostos no capítulo 5. Portanto, a seguir, será apresentado detalhadamente o princípio de operação desse tipo de *tag*.

Os sistemas de RFID *chipless* no domínio da frequência (Figura 3) utilizam o espectro de frequências para realizar as codificações binárias na forma de uma assinatura espectral impossível de ser fraudada via *software*, pois a codificação é realizada totalmente no *hardware* do *tag*. A antena receptora do *tag* recebe o sinal de interrogação proveniente da leitora, que geralmente é um sinal multifrequencial de onda contínua (CW – *Continuum Wave*) e amplitude constante (observe o espectro do sinal de interrogação). Esse sinal é modulado em amplitude e fase pelo circuito multirressonador (conjunto de ressonadores em cascata), que introduz ressonâncias em frequências particulares antes de reenviar esse sinal codificado à leitora (veja o espectro do sinal codificado).

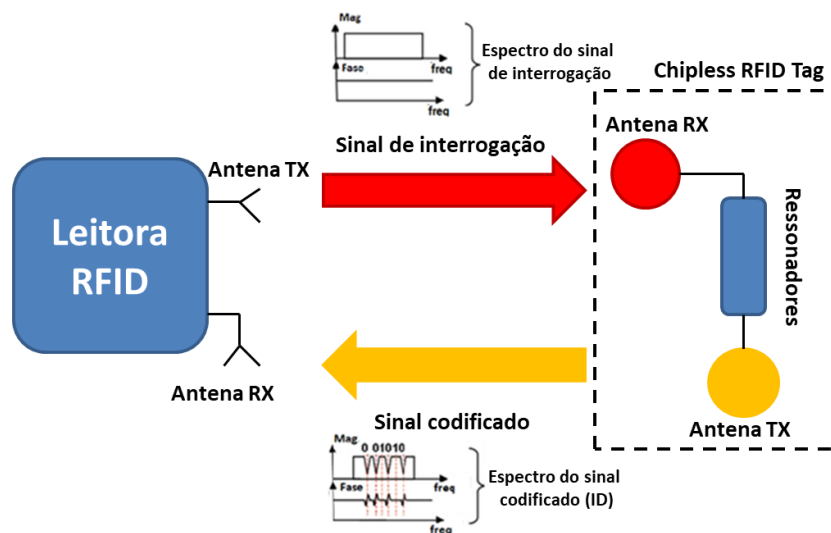


Figura 3: Princípio de operação dos sistemas *chipless*.

A Figura 4 mostra uma geometria teórica clássica de um *tag* utilizado nesse sistema. Nota-se que suas dimensões são definidas pelo número de ressonadores e pelo tamanho das antenas. Observa-se também que o *tag* possui  $N$  ressonadores e as antenas operam em polarização cruzada, o que garante um isolamento adequado entre o sinal de interrogação da leitora e o sinal de resposta do *tag*. Nos *tags*, o sinal recebido pela antena receptora é guiado por uma LT até a antena transmissora. Durante o guiamento, frequências determinadas desse sinal sofrem atenuações pelos ressonadores através de um acoplamento indutivo com a LT dependendo de como foram projetados os ressonadores (ressonam ou não). Dessa forma, o sinal sofre uma diminuição na amplitude nas frequências nas quais os ressonadores ressonam, fazendo com que uma assinatura espectral ou um sinal de múltiplas frequências de diferentes amplitudes e fases seja emitido. Comumente, a presença de ressonância representa um "0" lógico e a ausência de ressonância um "1" lógico.

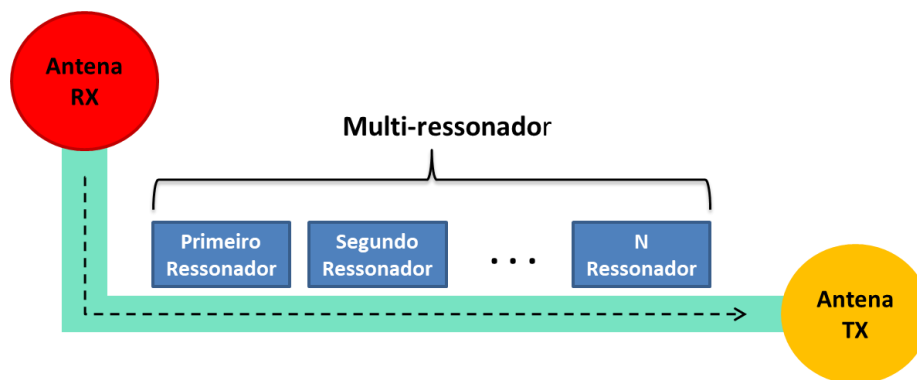


Figura 4: Geometria teórica dos *tags* sem *chip*.

Continuando com o estudo da evolução de *tags*, observa-se agora que uma das tendências mais recentes é combinar *tags* sem *chip* com sensores. O fato de esses *tags* serem totalmente passivos e robustos às condições ambientais os torna uma tecnologia interessante para ser usada como sensores em aplicações de monitoramento de condições de cultivos, monitoramento de condições de produtos, monitoramento de ambientes, hospitais, armazéns, etc.

Tendo isso em mente, observa-se que as áreas de aplicações das tecnologias de identificação evoluíram bastante durante o atual século XXI e, nessa evolução, podem-se identificar três estágios principais. A primeira etapa, que vai dos anos 2000 a aproximadamente 2005, inclui áreas de aplicações em que o principal objetivo era identificar pessoas. Nessa etapa, encontram-se aplicações na área de transporte, controles de acesso, passaportes, pagamentos de serviços, etc. Em um segundo estágio, que começa aproximadamente em 2005 até 2011, as áreas de aplicações concentram-se na identificação de objetos e produtos, como nos sistemas de gerenciamento de arquivos, correios e mensagens; cadeias de vendas no varejo e atacado; etc. Finalmente, o estágio atual, que começou aproximadamente em 2012, foi marcado por aplicações cujo objetivo principal é o sensoriamento onipresente. Nessas aplicações, encontram-se a automação de edifícios e casas; assistência médica e de saúde; transporte; monitoramento ambiental; etc [25].

As aplicações do último estágio supracitado foram bastante influenciadas pelo crescimento de plataformas da Internet das Coisas (IoT – *Internet of Things*), cujo principal objetivo é conectar cada objeto à "nuvem" e monitorar suas informações críticas por meio de sensores. Nesse contexto, e com os tipos de sensores existentes hoje, esse objetivo se torna bastante caro [25]. Como alternativa, os *tags* sem *chip* integrados com sensores poderiam identificar os objetos e monitorar simultaneamente vários parâmetros físicos de interesse. Para compreender melhor como isso é feito, um estudo sobre a IoT se faz necessário.

## 1.2 INTERNET DAS COISAS (IoT)

As recentes evoluções tecnológicas do RFID estão proporcionando cada vez menos custos para esses sistemas devido, e principalmente, às miniaturizações dos *tags* e às modernizações de leitoras mais eficientes. Tais benefícios estão ajudando na implementação da IoT, que “está prometida” ser um novo conceito da Internet num futuro próximo [26]. A IoT é um conjunto de *hardwares* (*tags*, leitoras, servidores, redes, sensores, etc.) e ferramentas de *software* que gerenciam “coisas” (objetos/produtos) conectados à Internet em qualquer localização global. Assim, as “coisas” serão identificadas de uma maneira única, se conectando e interagindo umas com as outras, percebendo o ambiente por meio de sensores e sem a intervenção humana. Aqui, observa-se muito a utilização da palavra “coisas” para definir o que estarão sendo identificados/monitorados. Isso se deve à versatilidade de itens que estarão integrados na IoT. Por exemplo, a seguir serão mostrados algumas aplicações da IoT em cidades inteligentes e suas dificuldades.

Monitoramento da saúde estrutural de edifícios: a manutenção adequada dos edifícios históricos de uma cidade requer o monitoramento contínuo das condições reais de cada construção e a identificação das áreas mais sujeitas ao impacto de agentes externos. A IoT urbana poderá fornecer um banco de dados de medições da integridade estrutural dos edifícios, que serão coletados por sensores de vibrações e deformações para monitorar o estresse dos prédios; sensores de agentes atmosféricos nas áreas vizinhas para monitorar os níveis de poluição; e temperatura e umidade para ter uma caracterização completa das condições ambientais [27]. Esse banco de dados deverá reduzir a necessidade de testes estruturais periódicos dispendiosos por parte de operadores humanos e permitirá ações de manutenção e restauração direcionadas e proativas. Finalmente, também será possível combinar leituras vibracionais e sísmicas, a fim de melhor estudar e entender o impacto de terremotos em edifícios. Esse banco de dados também poderá ser disponibilizado publicamente para conscientizar os cidadãos sobre o cuidado em preservar o patrimônio histórico das cidades. Entretanto, a realização prática desse serviço requer a instalação de sensores nos edifícios e áreas adjacentes interligados num sistema de controle, o que pode exigir um investimento inicial para criar a infraestrutura necessária.

Gestão de resíduos: a gestão de resíduos é uma questão primordial em muitas cidades modernas, tanto pelo custo do serviço como pelo problema do armazenamento de lixo em aterros sanitários. A utilização da IoT, nesse contexto, poderá resultar em significativas vantagens econômicas e ecológicas. Por exemplo, o uso de recipientes inteligentes de resíduos

detecta o nível de carga e permite uma otimização das rotas dos caminhões coletores, reduzindo o custo da coleta de lixo e melhorando a qualidade da reciclagem [28].

Qualidade do ar: observam-se cada vez mais as preocupações sobre a qualidade do ar nas cidades. Diversos países estão assinando tratados para diminuir a emissão de gases tóxicos na atmosfera. Ultimamente, a contaminação nos grandes centros urbanos chega a limites extremos e uma das poucas soluções atuais é a criação de leis de rodízio para os carros. Na medida do possível, uma IoT urbana poderá fornecer meios de monitorar a qualidade do ar em áreas populosas, parques, etc [29]. Além disso, os dados coletados poderão ser integrados em aplicativos de saúde. Desta forma, as pessoas poderão sempre encontrar áreas mais saudáveis para realizar atividades ao ar livre. A realização de tal serviço requer que os sensores de qualidade do ar e poluição sejam implementados em toda a cidade e que os dados dos sensores sejam disponibilizados publicamente aos cidadãos.

Monitoramento de ruído: o ruído pode ser visto como uma forma de poluição sonora. Nesse sentido, as autoridades da cidade já emitiram leis específicas para reduzir a quantidade de ruído no centro das cidades em horários específicos. Uma IoT poderá oferecer um serviço de monitoramento de ruído para medir a quantidade de ruído produzido em qualquer hora nos locais que adotam o serviço [30]. Além de construir um mapa espaço-temporal da poluição sonora na área, tal serviço também poderá ser usado para reforçar a segurança pública, por meio de algoritmos de detecção sonora que podem reconhecer, por exemplo, o ruído de colisões de carros ou vidros quebrando. Assim, esse serviço poderá melhorar a tranquilidade das noites nas cidades, embora a instalação de detectores de som ou microfones seja bastante controversa, devido às óbvias preocupações com a privacidade desse tipo de monitoramento.

Tráfego: na mesma linha de monitoramento da qualidade do ar e do ruído, um possível serviço de cidade inteligente poderá ser ativado pela IoT para monitorar o congestionamento de carros na cidade. Embora os sistemas de monitoramento de tráfego baseados em câmeras já estejam disponíveis e implantados em muitas cidades, a comunicação difundida de baixa potência pode fornecer uma fonte de informações mais detalhadas. O monitoramento de tráfego pode ser realizado usando recursos de detecção e GPS instalados em veículos modernos [31], e também adotando uma combinação de sensores acústicos e de qualidade do ar ao longo de uma determinada estrada. Esta informação é de grande importância para as autoridades municipais e para os cidadãos: para os primeiros, disciplinarem o tráfego e enviarem agentes quando necessário e, para os últimos, planejar

antecipadamente a rota para chegar ao escritório ou agendar melhor uma viagem de compras ao centro da cidade, por exemplo.

Observa-se que na maioria das aplicações descritas, a IoT ainda não foi implementada por problemas, principalmente, estruturais, segurança e custo. Visando solucionar esses obstáculos, começaram as investigações de barateamento desses sistemas com a utilização dos *tags* sem *chips* de RFID integrados com sensores [32]. O princípio de funcionamento desses *tags* sensores pode ser visto na Figura 5.

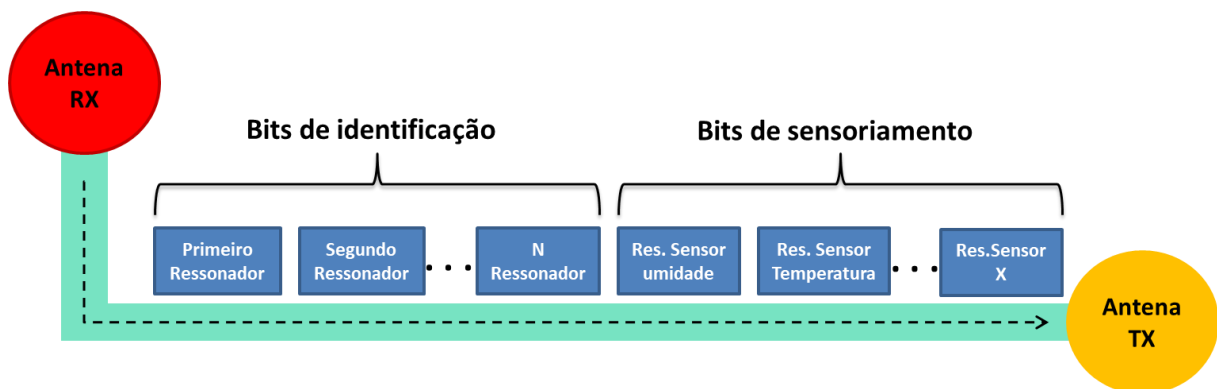


Figura 5: *Tag* sem *chip* integrado com sensores.

Um *tag* sem *chip* de RFID integrado com sensores (Figura 5) possui ressonadores destinados a fazer os bits de identificação (ID), que possuem a mesma metodologia mostrada na seção 1.1, e os bits de sensoriamento, que são ressonadores diferenciados capazes de sensoriar diversas grandezas. Para isso, é necessária a investigação, caracterização e testes de diversos materiais. Na literatura, observa-se que alguns desses materiais já estão sendo integrados na tecnologia *chipless* para realizar o sensoriamento de temperatura (fenantreno, cristal plástico iônico, óxido de metal nano-estruturado), umidade (polímero klapton, acetato de polivinila), PH (poli 3,4 etilenodioxitiofeno), gases (nano-tubo de carbono condutor transparente, nano-tubo de carbono de paredes simples) e tensões estruturais (politetrafluoretileno, tecido elástico à base de poliéster) [32]. Nota-se, portanto, que os *tags* sem *chip* podem ser uma alternativa para complementar o desenvolvimento da IoT desde que a tecnologia avance, principalmente, nas miniaturizações dos *tags* para diminuir os custos do sistema e tornar a tecnologia factível.

### 1.3 OBJETIVO DO TRABALHO

Tendo em mente os avanços da tecnologia *chipless* para o desenvolvimento de sensores de radiofrequência que possibilitam o barateamento dos sistemas de IoT, as contribuições mostradas nesta tese estão relacionadas com a concepção de novos dispositivos sensores baseados nessa tecnologia, onde se tem como hipótese que um bit de identificação e um bit de sensoriamento possam estar compartilhando um mesmo ressonador; Trata-se de uma abordagem inédita aos sistemas *chipless*, resultando numa miniaturização dos *tags*.

### 1.4 CONTRIBUIÇÕES DESTE TRABALHO

Diversas contribuições aos sistemas *chipless*, no que diz respeito ao projeto de ressonadores e sensores, são obtidas para atingir o objetivo supracitado.

- Desenvolvimento de um procedimento para análise de ressonadores *dual-mode*;
- Desenvolvimento de um procedimento inovador para síntese de ressonadores *dual-mode*;
- Rejeição de harmônicos para tornar factível a sintetização de *tags* em baixas frequências de micro-ondas utilizando capacitores planares em ressonadores *dual-mode*;
- Projeto de dois novos *tags* sem *chip* em três bandas distintas do espectro de frequências;
- Introdução de um novo polímero sensor (Stanyl TW200F6);
- Realização de novos *tags* sensores com o polímero PVA, onde é atingido o objetivo deste trabalho;
- Realização de novos *tags* sensores com o polímero Stanyl, onde é atingido o objetivo deste trabalho.

### 1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

A estrutura deste trabalho está organizada da seguinte forma:

- 1) O capítulo 1 apresenta a tecnologia RFID em geral e contextualiza esta pesquisa no âmbito dos sistemas de RFID *chipless* mostrando um estudo do estado da arte dessa tecnologia e suas tendências atuais de pesquisas. Por fim, descreve as motivações que impulsionaram a realização deste trabalho, seus objetivos e contribuições.

- 2) O capítulo 2 traz procedimentos teóricos inovadores introduzidos neste trabalho para a análise e a síntese de um ressonador *dual-mode*, que é o elemento utilizado para a geração dos códigos binários e dos sensores nos *tags*. Em seguida, um estudo paramétrico e a maneira de se fazer a codificação nesse ressonador são mostrados. Por fim, é apresentada uma miniaturização desse dispositivo com a introdução de capacitores planares gerando uma nova geometria desse ressonador, que também é uma contribuição inédita deste trabalho, tornando factível a sua utilização para sintetizar *tags* em baixas frequências de micro-ondas.
- 3) O capítulo 3 mostra o projeto de duas antenas monopolo circulares que operam em bandas distintas do espectro de frequências para a sintetização de dois *tags* diferentes.
- 4) No capítulo 4 é apresentado o projeto e integração dos ressonadores *dual-mode* com as duas antenas supracitadas para a formação de dois *tags* sem *chip* que operam em frequências distintas.
- 5) O capítulo 5 introduz dois novos *tags* sensores utilizando os ressonadores *dual-mode* desenvolvidos para atingir o objetivo deste trabalho.
- 6) Os demais capítulos são destinados às conclusões, trabalhos futuros, referências bibliográficas e anexos desta tese.



## 2 RESSONADOR *DUAL-MODE* DE SINTONIAS INDEPENDENTES

Como foi mencionado na Introdução, o ressonador é o elemento responsável pela codificação dos *tags* em sistemas *chipless*. Na literatura, existem diversas geometrias de ressonadores utilizados nesses sistemas. Em [24], por exemplo, utilizam 35 ressonadores em espiral para gerar uma ID de 35 bits. O *tag* é composto por esse circuito multirressonador acoplado numa LT de microfita que está carregada com duas antenas monopolos circulares em suas extremidades. Já em [33], o *tag* não possui LT e nem ressonadores acoplados. Para fazer a codificação, introduzem diferentes tamanhos de ressonadores *slots* na antena monopolo circular do *tag* para criar múltiplas ressonâncias. Diferentemente dos anteriores, os autores em [34] fabricam um *tag* composto de três antenas *patches* ligeiramente diferentes, onde cada antena é carregada com um *stub* de alta impedância. Assim, essas antenas operam como se fossem três ressonadores e somente refletem três frequências do sinal de interrogação resultando em três bits codificados. Em [35], o *tag* é capaz de sensoriar a posição em que se encontra o objeto etiquetado por meio da diversidade de frequência que introduzem os ressonadores em forma de anéis com abertura. Já o *tag* em [36] é feito com ressonadores *slots* verticais e horizontais dotando-o de uma codificação em dupla polarização. Como último exemplo, o *tag* em [37] consiste de uma cadeia linear de ressonadores impressos com tinta condutiva e em posições predefinidas em um substrato de papel para aplicações de validação de documentos, dinheiro, etc. Observa-se que em todos esses trabalhos cada ressonador é responsável por apenas uma ressonância e, assim, cada um realiza apenas uma codificação binária (0 ou 1).

Entretanto, com a finalidade de miniaturização da tecnologia, observa-se a utilização de ressonadores de duplas ressonâncias. Em [38], por exemplo, projetam um ressonador com dois anéis (um dentro do outro) inseridos em uma LT coplanar. Dessa forma, o anel externo, por ser maior, ressona em uma frequência inferior à frequência que ressona o anel interno. Já em [39] o autor modifica o ressonador *matryoshka*, que é uma estrutura FSS, para ser acoplado em uma LT de microfita. Nesse processo, o autor consegue reduzir consideravelmente o tamanho do ressonador, além de demonstrar como controlar suas ressonâncias. Em todos esses trabalhos, nota-se que é possível realizar quatro codificações binárias distintas (00, 01, 10, 11) com a utilização de apenas um ressonador, reduzindo, portanto, o tamanho dos *tags*.

Embora esses ressonadores de duplas ressonâncias cumpram seu objetivo para a miniaturização dos *tags*, dificilmente há um controle individual de cada ressonância para

aplicações distintas de bits de identificação, como por exemplo, utilizá-los como bits de sensoriamento. Levando isso em conta, buscou-se uma solução para contornar o problema. Na literatura, observa-se que os ressonadores *dual-mode* possuem a característica de sintonização de suas ressonâncias de forma independente [40]–[45], ou seja, é possível fazer uma alteração em uma região do ressonador que modifique apenas uma de suas ressonâncias sem afetar a outra. Essa característica geralmente é utilizada para facilitar a sintetização e miniaturização de filtros que demandam muito trabalho.

O conceito de ressonadores *dual-mode* não é novo já que se observa sua utilização em projetos de filtros desde a década de 1970 [46]. Entretanto, a sua utilização ainda não foi muito explorada nos projetos dos *tags* sem *chip*. O único trabalho publicado que aborda ressonadores *dual-mode* para codificação de *tags* [47] utiliza um ressonador semelhante ao que se apresenta neste trabalho, porém com uma abordagem teórica totalmente baseada na utilização de componentes discretos, o que limita seu projeto de sintetização em aproximações. Além disso, o autor não desenvolve uma teoria para a sua análise, além de que somente o utiliza para realizar bits de identificação sem aplicações de sensoriamento. Sendo assim, neste capítulo é apresentado um procedimento teórico diferente para a análise e um procedimento totalmente inovador para a síntese desse ressonador *dual-mode* utilizado para realizar a codificação dos *tags*. No capítulo 5 é visto que tal independência das ressonâncias pode dotar que um bit de identificação e um bit de sensoriamento estejam compartilhando um mesmo ressonador, que é uma contribuição inédita e o objetivo deste trabalho. Portanto, a Figura 6 mostra o modelo teórico do ressonador *dual-mode* utilizado.

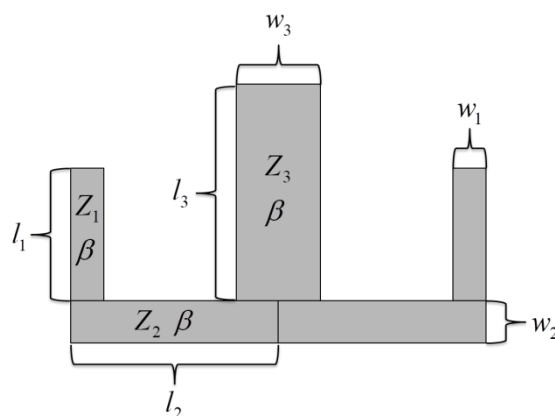


Figura 6: Modelo teórico do ressonador *dual-mode*.

Para compreender o princípio de funcionamento desse tipo de ressonador se faz necessário visualizar os campos elétricos em cada uma de suas ressonâncias. Portanto, será aqui adiantada a simulação eletromagnética do ressonador (Figura 7), utilizando o *software*

ANSYS HFSS [48], com a análise do seu parâmetro S21 [49] (Figura 8). O substrato utilizado em todo este trabalho possui uma permissividade elétrica ( $\epsilon_r$ ) de 3,535; tangente de perdas ( $\tan \delta$ ) de 0,016; e espessura ( $H$ ) de 0,8 mm. O desenvolvimento da teoria (análise e síntese) é totalmente feito sobre esse modelo de ressonador que possui as dimensões vistas na Tabela 1. Observa-se uma simetria na geometria do ressonador. Tal simetria viabiliza o surgimento de dois modos de ressonâncias conhecidos como modos par (*even*) e ímpar (*odd*) [43]–[45].

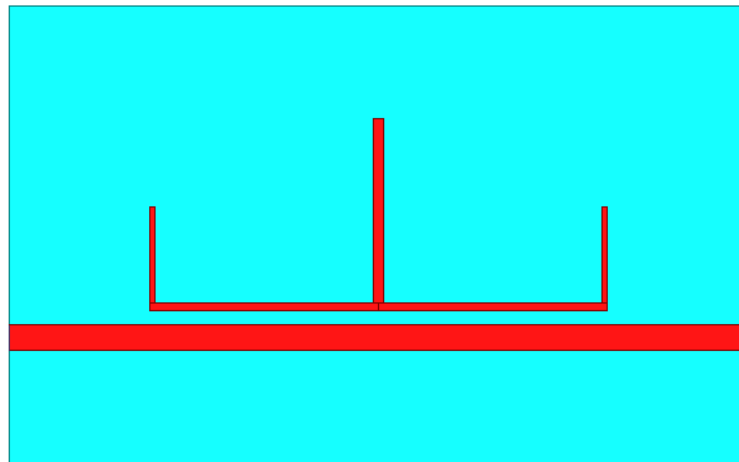


Figura 7: Modelo eletromagnético do ressonador *dual-mode*.

Tabela 1: Dimensões do ressonador *dual-mode*

Variável	Dimensão (mm)
$l_1$	6,75
$w_1$	0,40
$l_2$	16,25
$w_2$	0,60
$l_3$	13,00
$w_3$	0,80

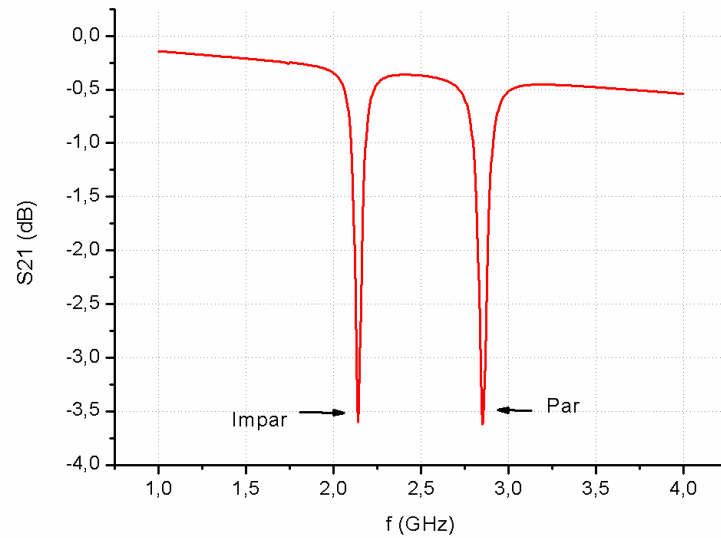


Figura 8: Ressonâncias ímpar (2,14GHz) e par (2,85GHz) do modelo eletromagnético.

Para entender como funcionam esses modos de ressonâncias, se faz necessário visualizar o campo elétrico sobre a geometria nas suas frequências de ressonâncias par ( $f_e$ ) e ímpar ( $f_o$ ), Figuras 9 e 10, respectivamente. Nota-se que não há campo elétrico na LT central na frequência de ressonância do modo ímpar. Já na frequência de ressonância do modo par toda a geometria do ressonador é afetada. Essa diferença dos campos elétricos em cada um dos modos de ressonâncias é o que torna a sintonização de suas ressonâncias independentes.

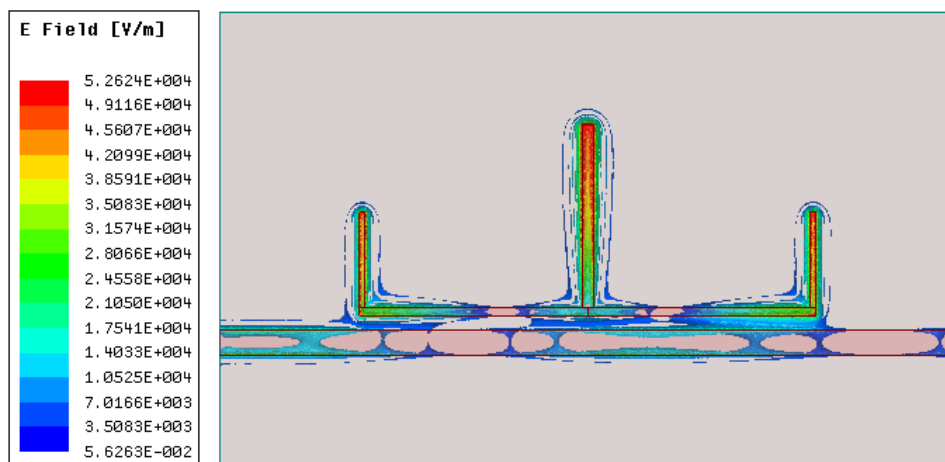


Figura 9: Distribuição do campo elétrico para a ressonância par.

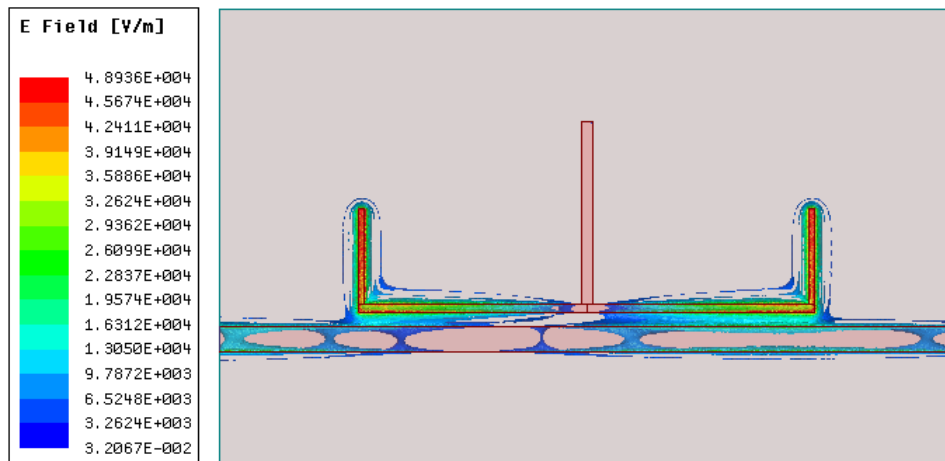


Figura 10: Distribuição do campo elétrico para a ressonância ímpar.

Para uma melhor visualização e compreensão da independência entre os modos de ressonâncias, se faz necessário analisar esses campos elétricos de uma forma cartesiana. Devido à simetria do ressonador, somente é necessário medir esses campos elétricos até o seu ponto de simetria, ou seja, até a LT central. Assim, foram introduzidos pontos de medição do campo elétrico ao longo das LT's do ressonador como visto na Figura 11. Os valores máximos desses campos elétricos para os modos par e ímpar se apresentam nas Figuras 12 e 13, respectivamente.

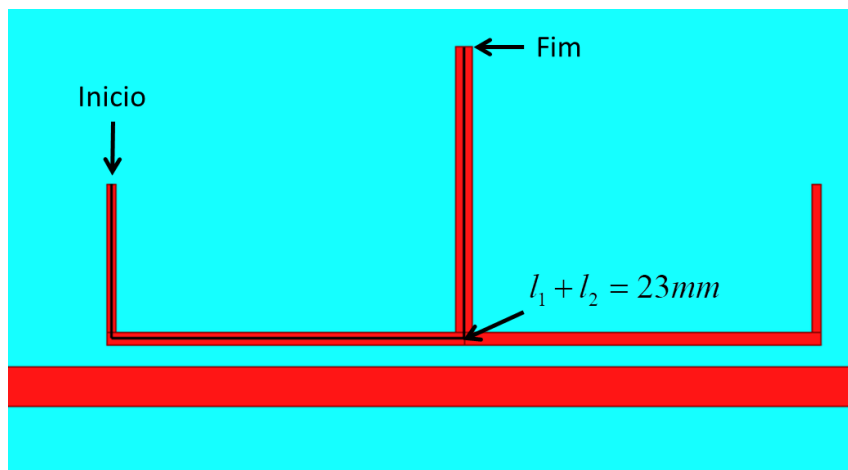


Figura 11: Pontos de medição do campo elétrico para os modos par e ímpar.

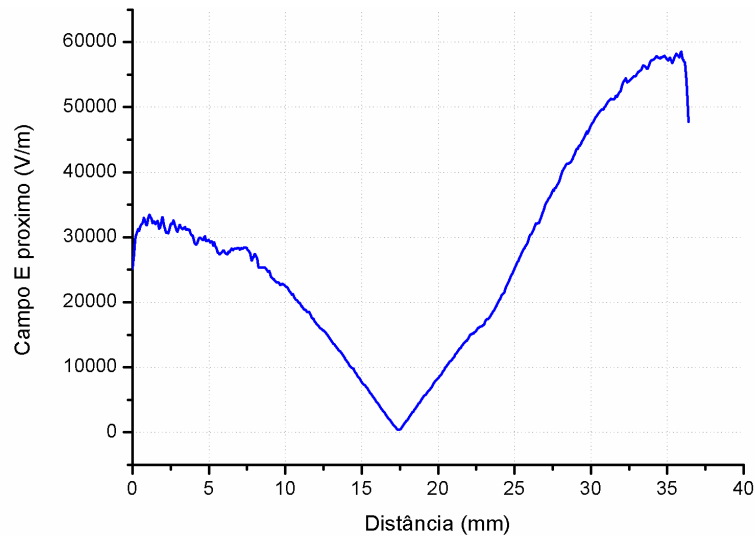


Figura 12: Valores máximos do campo elétrico para a ressonância par.

Observa-se na Figura 13 que, na frequência de ressonância do modo ímpar, ocorre um mínimo do campo elétrico exatamente quando a distância percorrida pela onda é igual a 23 mm. Isso gera um curto-circuito virtual exatamente no nó com a LT central minimizando o carregamento desse elemento nessa frequência. Portanto, a frequência de ressonância do modo ímpar não depende da geometria que essa LT central possui. Dessa forma, pode-se alterar independentemente a frequência de ressonância do modo par alterando-se as dimensões dessa LT central sem afetar a ressonância do modo ímpar. Outra observação importante na análise desses campos elétricos é que a ressonância do modo par ocorre com meia-onda (Figura 12),  $\lambda_{ge}/2$ , e a ressonância do modo ímpar ocorre com um quarto de onda (Figura 13),  $\lambda_{go}/4$ , onde  $\lambda_{ge}$  e  $\lambda_{go}$  são os comprimentos de onda guiados do modo par e ímpar, respectivamente.

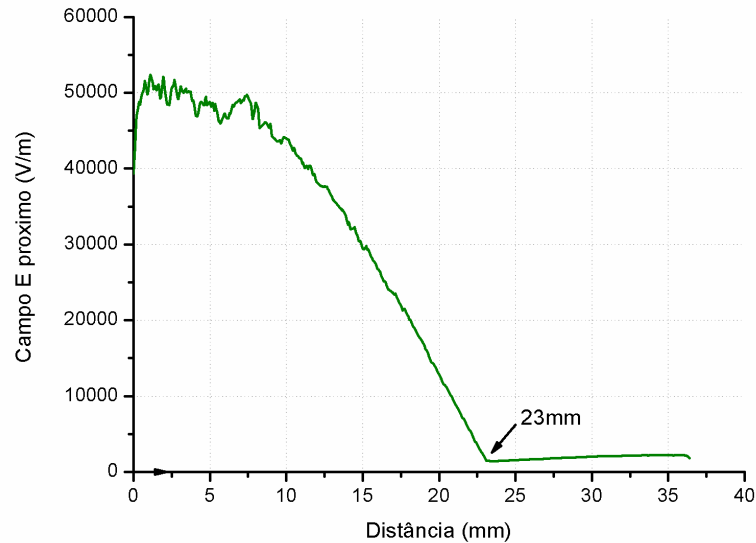


Figura 13: Valores máximos do campo elétrico para a ressonância ímpar.

Com o entendimento da independência entre as ressonâncias por meio da visualização dos campos elétricos e seus comprimentos elétricos ( $\lambda_{ge}/2$  e  $\lambda_{go}/4$ ), inicia-se os equacionamentos para o desenvolvimento das teorias aqui propostas nas seções a seguir.

## 2.1 UM PROCEDIMENTO DIFERENTE PARA A ANÁLISE DE RESSONADORES *DUAL-MODE*

Geralmente, as teorias totalmente analíticas de RF e micro-ondas resultam em valores aproximados devido essas possuírem limitações em considerar todos os parâmetros envolvidos (especialmente parâmetros parasitas). Entretanto, as teorias aqui propostas possuem uma grande vantagem, pois possuem um caráter híbrido, onde se misturam conceitos de teorias analíticas com simulações numéricas para obter resultados mais precisos com a realidade.

A análise do ressonador *dual-mode* tem como objetivo obter as frequências de ressonâncias par e ímpar a partir da geometria de um dado ressonador. Para isso, faz-se um modelo equivalente do ressonador eletromagnético da Figura 7, utilizando o *software* ANSYS DESIGNER (*software* integrado ao HFSS), com as mesmas dimensões do modelo eletromagnético (Tabela 1), como se vê na Figura 14. Nesse modelo DESIGNER, as uniões (*bends*) não possuem comprimentos, possuem apenas largura ( $w$ ), e estão aí somente para aproximar o modelo circuital ao eletromagnético. O capacitor entre as portas e o ressonador simula o acoplamento deste último com a LT de microfita. Para isso, é necessário escolher um

valor muito pequeno para o capacitor, pois, assim, as impedâncias de  $50 \Omega$  das portas ficam desprezadas em relação às reatâncias capacitivas de cada capacitor. Para todos os modelos circuitais, o capacitor vale  $C = 1fF$ .

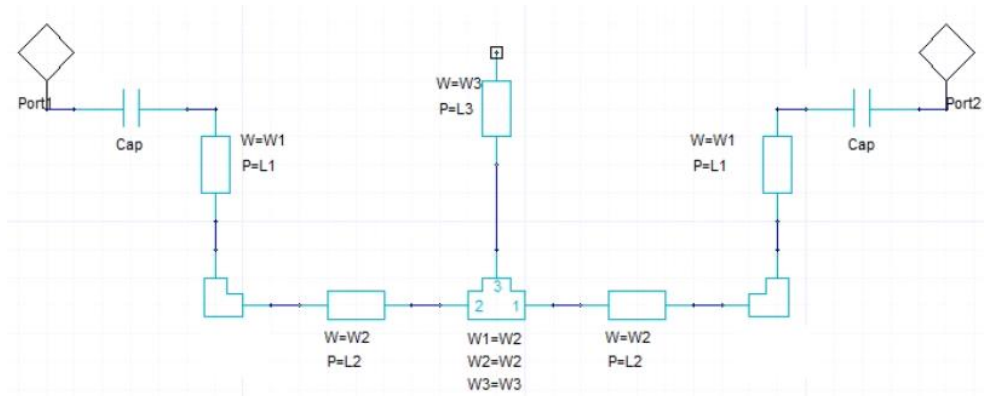


Figura 14: Modelo equivalente DESIGNER do ressonador *dual-mode*.

Na Figura 15 é simulada a fase de  $S_{11}$  do modelo circuital (Figura 14) utilizando as dimensões do modelo eletromagnético (Tabela 1). Nota-se que as ressonâncias desse modelo estão muito próximas das ressonâncias do modelo eletromagnético (Figura 8) validando a equivalência entre os modelos (circuital e eletromagnético).

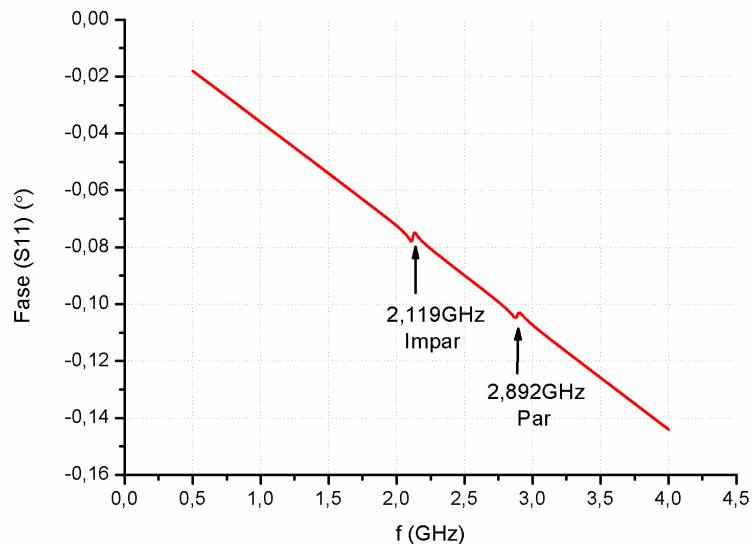


Figura 15: Fase de  $S_{11}$  do ressonador equivalente DESIGNER.

O desenvolvimento da nova teoria do ressonador é totalmente baseado nas Equações de Linhas de Transmissão amplamente estudado em livros de eletromagnetismo e micro-ondas [49]–[51]. A análise para cada modo de ressonância é apresentada a seguir.



### 2.1.1 Análise da Ressonância do Modo Par (Even)

As Figuras 16a e b mostram o ressonador equivalente teórico para o modo de ressonância par e seu modelo circuital, respectivamente. Observa-se que a simetria par pode ser modelada com as três LT's, que modificam a frequência de ressonância par, em série com um circuito aberto como carga. Nota-se que as impedâncias individuais de cada LT são alteradas para impedâncias pares ( $Z_{1e}$ ,  $Z_{2e}$  e  $Z_{3e}'$ ), onde  $Z_{3e}'$  é a impedância para  $w_3/2$ .

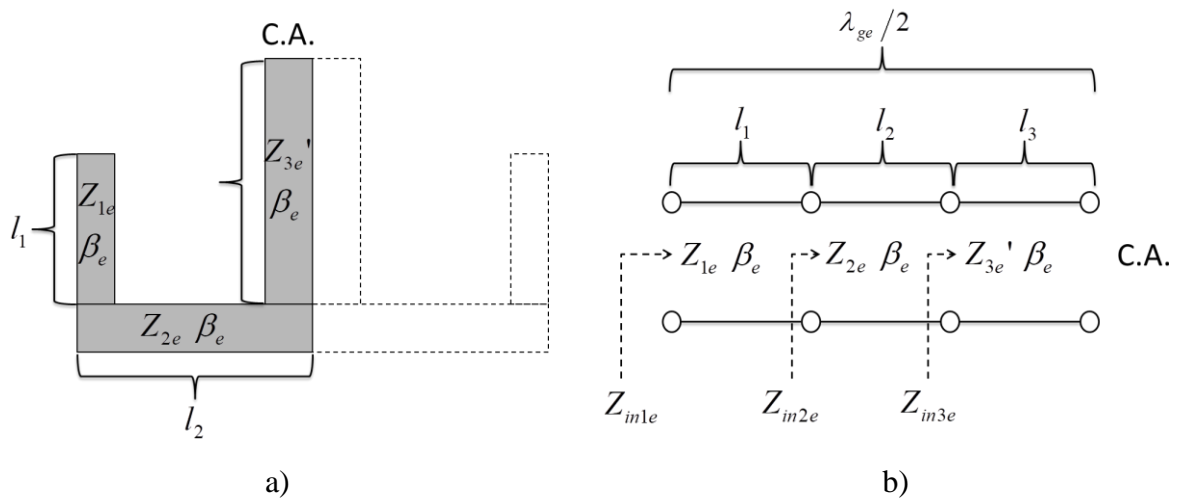


Figura 16: Ressonador equivalente para o modo par a) teórico e b) circuital.

O objetivo dessa análise é de se obter a frequência de ressonância par a partir da constante de fase do modo par,  $\beta_e$ . É importante destacar aqui que nesse desenvolvimento teórico está sendo considerada a mesma  $\beta_e$  para as três LT's, embora isso não seja verdade devido à que cada LT possui uma largura diferente e, assim, cada LT terá uma  $\beta_e$  diferente [49]. Contudo, como as diferenças entre essas larguras são mínimas, as constantes de fases individuais de cada LT possuem diferenças apenas em algumas casas decimais. Portanto, para simplificar o desenvolvimento matemático, considerou-se a mesma constante de fase para todas as LT's.

Utilizando as equações das LT's sem perdas [49]–[51], sabe-se que em uma LT em aberto:

$$Z_L = \infty \Rightarrow Z_{in} = -jZ_0 \cot(\beta l)$$

Portanto, a impedância de entrada de  $Z_{in3e}$  é:

$$Z_{in3e} = -jZ_{3e}' \cot(\beta_e l_3) \quad (1)$$

A impedância de entrada de uma LT carregada pode ser calculada como:

$$Z_{in} = Z_0 \left[ \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \right]$$

Então, a impedância de entrada de  $Z_{in2e}$  é:

$$\begin{aligned} Z_{in2e} &= Z_{2e} \left[ \frac{Z_{in3e} + jZ_{2e} \tan(\beta_e l_2)}{Z_{2e} + jZ_{in3e} \tan(\beta_e l_2)} \right] \\ Z_{in2e} &= Z_{2e} \left\{ \frac{-jZ_{3e}' \cot(\beta_e l_3) + jZ_{2e} \tan(\beta_e l_2)}{Z_{2e} + j[-jZ_{3e}' \cot(\beta_e l_3)] \tan(\beta_e l_2)} \right\} \\ Z_{in2e} &= Z_{2e} \left\{ \frac{j[Z_{2e} \tan(\beta_e l_2) - Z_{3e}' \cot(\beta_e l_3)]}{Z_{2e} + Z_{3e}' \cot(\beta_e l_3) \tan(\beta_e l_2)} \right\} \\ Z_{in2e} &= \frac{jZ_{2e} [Z_{2e} \tan(\beta_e l_2) - Z_{3e}' \cot(\beta_e l_3)]}{Z_{2e} + Z_{3e}' \cot(\beta_e l_3) \tan(\beta_e l_2)} \quad (2) \end{aligned}$$

Assim, a impedância de entrada de  $Z_{in1e}$  fica:

$$\begin{aligned} Z_{in1e} &= Z_{1e} \left[ \frac{Z_{in2e} + jZ_{1e} \tan(\beta_e l_1)}{Z_{1e} + jZ_{in2e} \tan(\beta_e l_1)} \right] \\ Z_{in1e} &= Z_{1e} \left\{ \frac{\frac{jZ_{2e} [Z_{2e} \tan(\beta_e l_2) - Z_{3e}' \cot(\beta_e l_3)]}{Z_{2e} + Z_{3e}' \cot(\beta_e l_3) \tan(\beta_e l_2)} + jZ_{1e} \tan(\beta_e l_1)}{Z_{1e} + j \frac{jZ_{2e} [Z_{2e} \tan(\beta_e l_2) - Z_{3e}' \cot(\beta_e l_3)]}{Z_{2e} + Z_{3e}' \cot(\beta_e l_3) \tan(\beta_e l_2)} \tan(\beta_e l_1)} \right\} \\ Z_{in1e} &= jZ_{1e} \left\{ \frac{\frac{Z_{2e} [Z_{2e} \tan(\beta_e l_2) - Z_{3e}' \cot(\beta_e l_3)]}{Z_{2e} + Z_{3e}' \cot(\beta_e l_3) \tan(\beta_e l_2)} + Z_{1e} \tan(\beta_e l_1)}{Z_{1e} - \frac{Z_{2e} [Z_{2e} \tan(\beta_e l_2) - Z_{3e}' \cot(\beta_e l_3)]}{Z_{2e} + Z_{3e}' \cot(\beta_e l_3) \tan(\beta_e l_2)} \tan(\beta_e l_1)} \right\} \quad (3) \end{aligned}$$

Em ressonadores, a ressonância ocorre quando a parte imaginária da impedância de entrada é igual à zero, [52]. Observa-se em (3) que existe apenas a parte imaginária da impedância de entrada do ressonador no modo par. Assim, a ressonância ocorre quando:

$$Z_{in1e} = 0$$

$$jZ_{1e} \left\{ \frac{\frac{Z_{2e}[Z_{2e} \tan(\beta_e l_2) - 2Z_{3e} \cot(\beta_e l_3)] + Z_{1e} \tan(\beta_e l_1)}{Z_{2e} + 2Z_{3e} \cot(\beta_e l_3) \tan(\beta_e l_2)}}{Z_{1e} - \frac{Z_{2e}[Z_{2e} \tan(\beta_e l_2) - 2Z_{3e} \cot(\beta_e l_3)] \tan(\beta_e l_1)}{Z_{2e} + 2Z_{3e} \cot(\beta_e l_3) \tan(\beta_e l_2)}} \right\} = 0 \quad (4)$$

Como mencionado, para descobrir a frequência de ressonância do modo par, deve-se isolar  $\beta_e$ . A constante de fase pode ser relacionada como [49]–[51]:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \Leftrightarrow \lambda_g = \frac{2\pi}{\beta}$$

Portanto:

$$\frac{\lambda_{ge}}{2} = \frac{2\pi}{\beta_e} \Rightarrow \lambda_{ge} = \frac{4\pi}{\beta_e} \quad (5)$$

Em (5), se divide  $\lambda_{ge}/2$ , pois a ressonância ocorre em meia onda. Então, se faz necessário multiplicar o resultado de  $\lambda_{ge}$  por dois para obter uma onda completa. Por isso surge o termo  $4\pi$ .

Sendo:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0} \quad \text{e} \quad \lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \Rightarrow \quad \lambda_g = \frac{c}{f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

Então, a frequência de ressonância do modo par é:

$$f_e = \frac{c}{\lambda_{ge} \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (6)$$

onde

$$\left\{ \begin{array}{l} \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12H/w_0}} \quad , \frac{w_0}{H} \geq 1 \\ \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + 12H/w_0}} + 0,04 \left( 1 - \frac{w_0}{H} \right)^2 \right] \quad , \frac{w_0}{H} < 1 \end{array} \right. \quad (7)$$

onde, para o substrato deste trabalho,  $w_0 = 1,77mm$  é a impedância característica de  $50 \Omega$ .

Em (6) se determina a frequência de ressonância do modo par. Para isso, é necessário modificar o ressonador DESIGNER (Figura 14) para o modelo equivalente par (Figura 16), como se vê na Figura 17. As dimensões desse modelo são as mesmas que as da Tabela 1 menos  $w_3$  que possui a metade do seu valor ( $Z_{3e}'$ ).

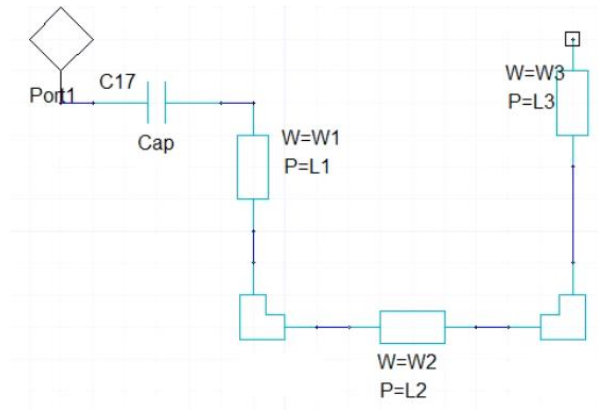


Figura 17: Modelo DESIGNER do ressonador equivalente para o modo par.

A Figura 18 mostra que a ressonância par surge quase entre as ressonâncias do modelo do ressonador completo. Isso já era esperado devido ao surgimento da impedância  $Z_{3e}'$ . Assim, para obter numericamente as impedâncias pares  $Z_{1e}$  e  $Z_{2e}$ , deve-se modificar as larguras ( $w_1$  e  $w_2$ ) das LT's até que a ressonância seja novamente sintonizada em 2,892GHz. Na Figura 19, observa-se essa sintonização feita com as dimensões da Tabela 2.

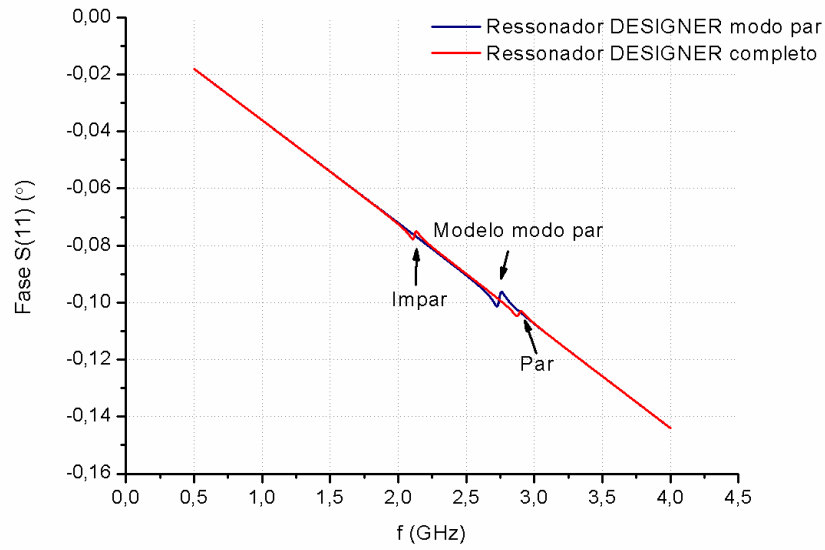


Figura 18: Fase de S11 do ressonador equivalente modo par.

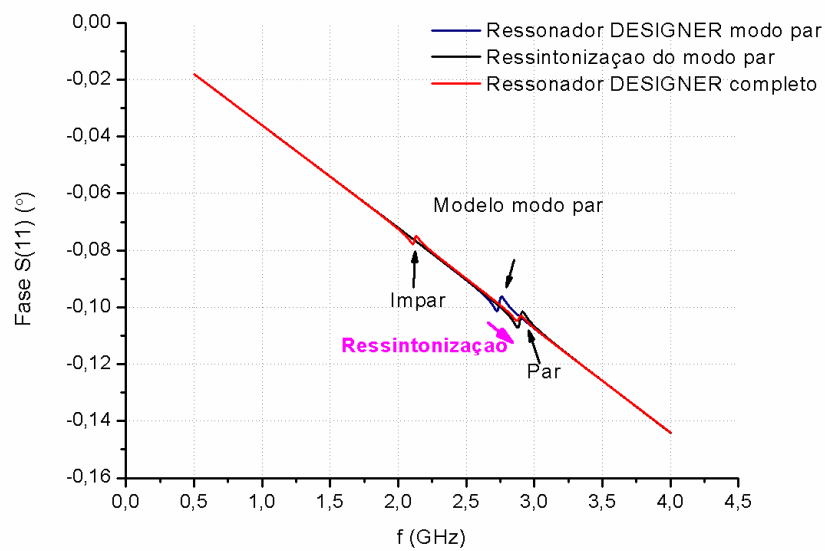


Figura 19: Ressintonização da fase de S11 do ressonador equivalente modo par.

Tabela 2: Dimensões do ressonador resintonizado (modo par)

Variável	Dimensões (mm)
$w_1$	0,20
$w_2$	0,80
$w_3$	0,40

Com os parâmetros da Tabela 2, calculam-se as impedâncias de cada LT por meio da calculadora de impedâncias do DESIGNER, obtendo-se as impedâncias pares da Tabela 3.

Tabela 3: Impedâncias ( $\Omega$ ) do modo par obtidas numericamente

$Z_{1e}$	127,95
$Z_{2e}$	77,07
$Z_{3e}$	102,61

Com as impedâncias pares e os comprimentos de cada uma das LT's, programou-se (4) no MATLAB (ANEXO I) para obter a constante de fase  $\beta_e$ . No mesmo programa, se insere a lógica de equações (5), (6) e (7) para obter a frequência de ressonância par. Na Tabela 4, são apresentados os resultados.

Tabela 4: Resultados da análise do modo par

$\epsilon_{eff}$	2,76
$\beta_e$	$-214,51 \text{ m}^{-1}$
$\lambda_{ge}$	58,60 mm
$f_e$	3,082 GHz

Conclui-se que a diferença entre a ressonância par calculada,  $f_e$ , com a ressonância simulada (Figura 15) é:

$$\Delta(3,082\text{GHz} - 2,892\text{GHz}) = 190\text{MHz}$$

Em termos de análises de dispositivos de RF e micro-ondas, tal aproximação é considerada satisfatória tornando a teoria proposta eficiente e confiável para determinar a frequência de ressonância do modo par. A seguir, é apresentada a teoria para a análise do modo ímpar.

### 2.1.2 Análise da Ressonância do Modo Ímpar (Odd)

As Figuras 20a e b mostram o ressonador equivalente teórico para o modo de ressonância ímpar e seu modelo circuital, respectivamente. Observa-se que a simetria ímpar pode ser modela com as duas LT's, que modificam a frequência de ressonância ímpar, em

série carregadas com um curto-circuito. Nota-se que as impedâncias individuais de cada LT são alteradas para impedâncias ímpares ( $Z_{1o}$  e  $Z_{2o}$ ).

De forma análoga à análise da ressonância do modo par, desenvolve-se uma equação de  $Z_{in}$  com as novas condições de LT's e cargas para se obter a frequência de ressonância do modo ímpar através do isolamento da constante de fase do modo ímpar,  $\beta_o$ , onde também se considera que a constante de fase seja a mesma para as duas LT's.

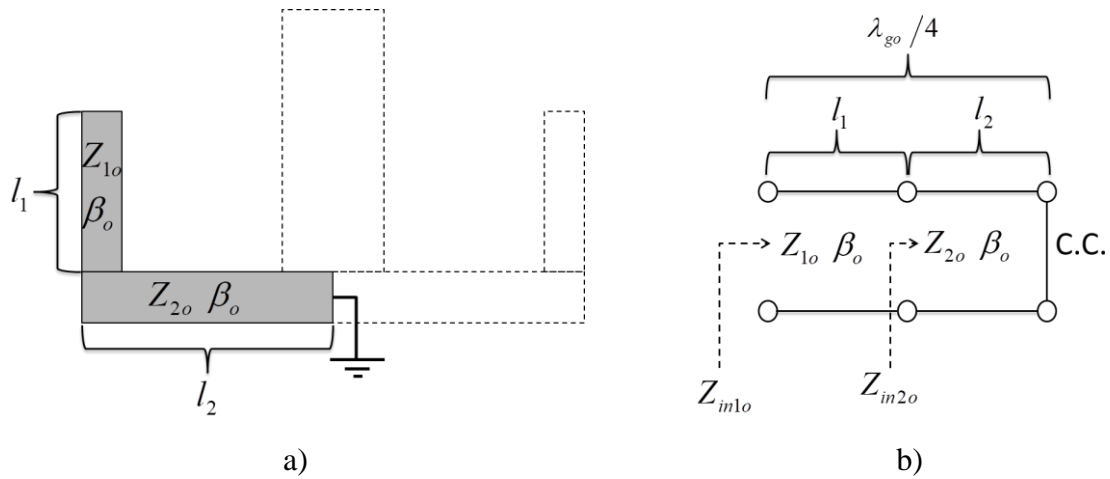


Figura 20: Ressonador equivalente para o modo ímpar a) teórico e b) circuital.

Utilizando as equações de LT's sem perdas [49]–[51], sabe-se que em uma LT em curto:

$$Z_L = 0 \Rightarrow Z_{in} = jZ_0 \tan(\beta l)$$

Portanto, a impedância de entrada de  $Z_{in2o}$  é:

$$Z_{in2o} = jZ_{2o} \tan(\beta_o l_2) \quad (8)$$

Então, a impedância de entrada de  $Z_{in1o}$  é:

$$Z_{in1o} = Z_{1o} \left[ \frac{Z_{in2o} + jZ_{1o} \tan(\beta_o l_1)}{Z_{1o} + jZ_{in2o} \tan(\beta_o l_1)} \right]$$

$$\begin{aligned}
Z_{in1o} &= Z_{1o} \left[ \frac{jZ_{2o} \tan(\beta_o l_2) + jZ_{1o} \tan(\beta_o l_1)}{Z_{1o} + j[jZ_{2o} \tan(\beta_o l_2)] \tan(\beta_o l_1)} \right] \\
Z_{in1o} &= jZ_{o1} \left[ \frac{Z_{2o} \tan(\beta_o l_2) + Z_{1o} \tan(\beta_o l_1)}{Z_{1o} - Z_{2o} \tan(\beta_o l_2) \tan(\beta_o l_1)} \right]
\end{aligned} \tag{9}$$

Observa-se em (9) que somente há a parte imaginária da impedância de entrada do ressonador modo ímpar. Assim, a ressonância ocorre quando [52]:

$$\begin{aligned}
Z_{in1o} &= 0 \\
jZ_{o1} \left[ \frac{Z_{2o} \tan(\beta_o l_2) + Z_{1o} \tan(\beta_o l_1)}{Z_{1o} - Z_{2o} \tan(\beta_o l_2) \tan(\beta_o l_1)} \right] &= 0
\end{aligned} \tag{10}$$

Novamente, para descobrir a frequência de ressonância ímpar, deve-se isolar  $\beta_o$ .

Como, [49]–[51]

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \Leftrightarrow \lambda_g = \frac{2\pi}{\beta}$$

Portanto,

$$\frac{\lambda_{go}}{4} = \frac{2\pi}{\beta_o} \Rightarrow \lambda_{go} = \frac{8\pi}{\beta_o} \tag{11}$$

Em (11), se divide  $\lambda_{go}/4$ , pois a ressonância ocorre em um quarto de onda e se faz necessário multiplicar o resultado de  $\lambda_{go}$  por quatro para obter uma onda completa. Por isso surge o termo  $8\pi$ .

De forma análoga ao modo par,

$$f_o = \frac{c}{\lambda_{go} \sqrt{\epsilon_{eff}}} \tag{12}$$



Para calcular a frequência de ressonância do modo ímpar, se analisa o modelo equivalente ímpar (Figura 21). Com os parâmetros da Tabela 1, a ressonância do modo ímpar é apresentada na Figura 22.

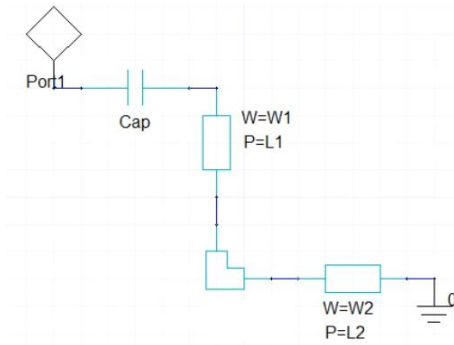


Figura 21: Modelo DESIGNER do ressonador equivalente para o modo ímpar.

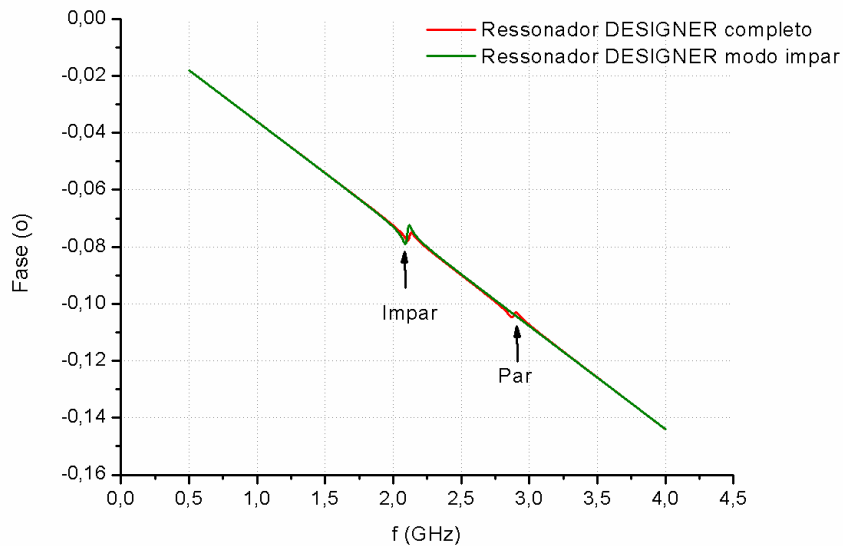


Figura 22: Fase de S11 do ressonador equivalente modo ímpar.

Na Figura 22, comparando a ressonância do ressonador completo (curva vermelha) com o modelo ímpar equivalente (curva verde), se observa que não há dessintonização nessa frequência. Sendo assim, se utilizam os parâmetros da Tabela 1 para calcular as impedâncias ímpares  $Z_{1o}$  e  $Z_{2o}$  na calculadora de impedâncias do DESIGNER, como mostra a Tabela 5.

Tabela 5: Impedâncias ( $\Omega$ ) do modo ímpar obtidas numericamente

$Z_{1o}$	102,61
$Z_{2o}$	87,60

Com as impedâncias ímpares e os comprimentos de cada uma das LT's, programou-se (10) no MATLAB (ANEXO II) para obter a constante de fase  $\beta_o$ . Entretanto, quando o programa processou o modo ímpar não encontrou somente um valor para  $\beta_o$  como ocorreu no modo par. Isso ocorre devido (10) ser uma equação complexa e, dessa maneira, pode gerar muitas soluções possíveis de ser resolvida. A Tabela 6 mostra os valores de  $\beta_o$  encontrados.

Tabela 6: Constantes de fase do modo ímpar  $\beta_o$  ( $m^{-1}$ )

0
.
.
.
-3821,16
3689,58
-543,27
<b>-274,91</b>
-6143,25
.
.
.
133,31
<b>274,91</b>
2865,42
.
.
.

Com os valores de  $\beta_o$  obtidos, os que estão destacados de amarelo (Tabela 6) são os que mais se aproximam à frequência de ressonância ímpar usando a lógica desenvolvida em (7), (10), (11) e (12). (ANEXO II). A Tabela 7 apresentam os resultados obtidos após o processamento do programa.

Tabela 7: Resultados da análise do modo ímpar

$\epsilon_{eff}$	2,76
$\beta_o$	274,91m <sup>-1</sup>
$\lambda_{go}$	91,40 mm
$f_o$	1,975 GHz

Conclui-se que a diferença entre a ressonância ímpar calculada,  $f_o$ , com a ressonância simulada (Figura 15) foi:

$$\Delta(2,119GHz - 1,975GHz) = 144MHz$$

Em termos de análises de dispositivos de RF e micro-ondas, tal aproximação é considerada satisfatória tornando a teoria proposta eficiente e confiável para determinar a frequência de ressonância do modo ímpar. A seguir, é apresentada a metodologia para a síntese do ressonador *dual-mode*.

## 2.2 PROPOSTA DE UM PROCEDIMENTO INOVADOR PARA A SÍNTESE DE RESSONADORES *DUAL-MODE*

Diferentemente da análise, a síntese tem como objetivo obter as dimensões físicas do ressonador *dual-mode* a partir da escolha das frequências de ressonâncias par e ímpar pelo projetista.

Para minimizar erros no projeto dos comprimentos das LT's do ressonador, costuma-se normalizar as trilhas para regiões do espectro de frequências que sejam mais lineares em relação aos comprimentos de ondas ( $\lambda$ ), vide Figura 23, onde se devem realizar essas normalizações com respeito aos seus comprimentos elétricos ( $\theta$ ) nas frequências de ressonância par ( $f_e$ ) e ímpar ( $f_o$ ) sintonizadas/normalizadas para 1 GHz.

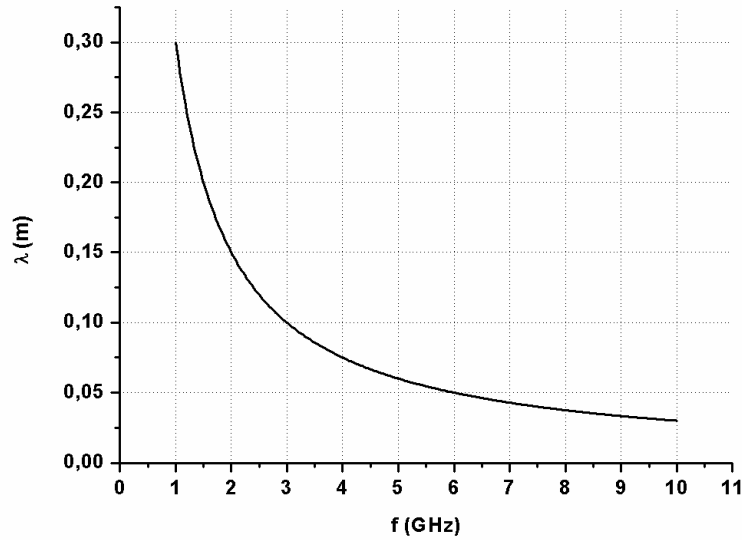


Figura 23: Frequência versus comprimento de onda.

A Figura 24 mostra o desenvolvimento teórico para a síntese do ressonador. As constantes,  $g_1$ ,  $g_2$  e  $g_3$  são constantes normalizadas para determinar as larguras das LT's com respeito ao material/Placa de Circuito Impresso (PCB – *Printed Circuit Board*) que o ressonador será construído. Observa-se que os comprimentos das LT's,  $l_1$ ,  $l_2$  e  $l_3$ , são definidos com respeito aos comprimentos elétricos normalizados,  $\theta_{1n}$ ,  $\theta_{2n}$  e  $\theta_{3n}$ , que são obtidos a partir da normalização das ressonâncias em  $1GHz$ . As constantes de fase,  $\beta_{1o}$ ,  $\beta_{2o}$  e  $\beta_{3e}$ , são calculadas analiticamente com respeito às frequências de ressonâncias par e ímpar desejadas. Os cálculos de  $l_1$ ,  $l_2$  e  $l_3$  vêm da equação geral para calcular o comprimento elétrico em uma LT por meio de (13), [49]–[51].

$$\theta = \beta l \quad (13)$$

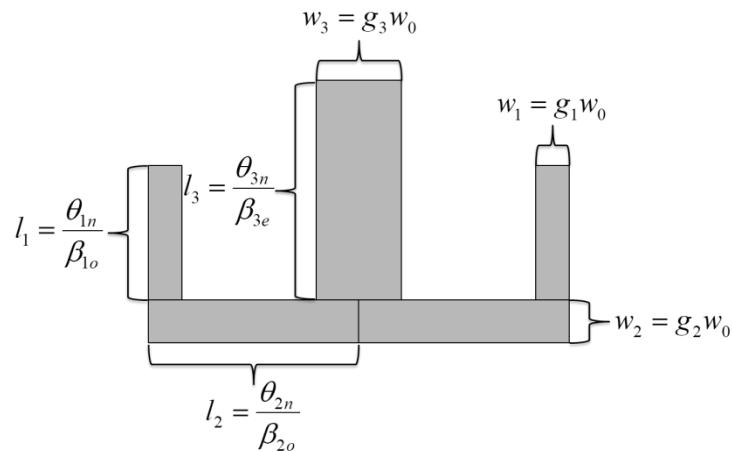


Figura 24: Modelo teórico para síntese do ressonador *dual-mode*.

### 2.2.1 Normalização das impedâncias do ressonador *dual-mode*

Utilizando as larguras das LT's da Tabela 1, e sabendo que a largura para uma impedância característica de  $50 \Omega$  é  $w_0 = 1,77mm$ , pode-se utilizar (14), (15) e (16) para normalizar as larguras das LT's do ressonador para qualquer material.

$$\frac{w_1}{w_0} = \frac{0,40}{1,77} = 0,23 \quad \therefore w_1 = 0,23 w_0 \quad (14)$$

$$\frac{w_2}{w_0} = \frac{0,60}{1,77} = 0,34 \quad \therefore w_2 = 0,34 w_0 \quad (15)$$

$$\frac{w_3}{w_0} = \frac{0,80}{1,77} = 0,45 \quad \therefore w_3 = 0,45 w_0 \quad (16)$$

### 2.2.2 Normalização das linhas de transmissão do ressonador *dual-mode*

Utilizando (14), (15), (16) e os valores para o ressonador da Tabela 8, as Figuras 25 e 26 mostram o modelo eletromagnético e seu parâmetro S21, respectivamente, com ambas as ressonâncias par e ímpar sintonizadas em  $1GHz$ .

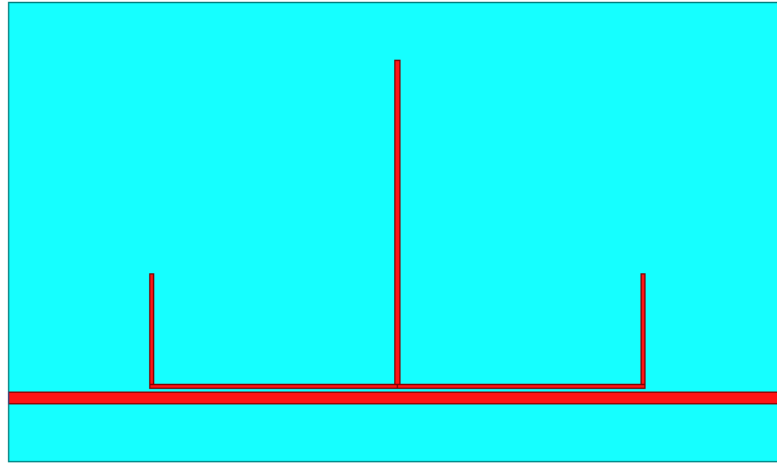


Figura 25: Modelo eletromagnético com as ressonâncias par e ímpar em 1GHz.

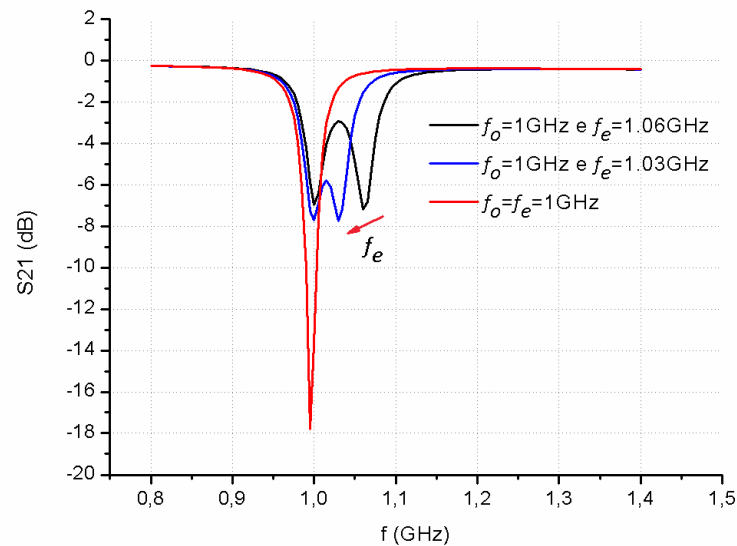


Figura 26: Sintonização de ambas as ressonâncias par e ímpar em 1GHz (curva vermelha).

Tabela 8: Dimensões (mm) do ressonador para  $f_o = f_e = 1\text{GHz}$ .

Variável	Dimensão
$l_1$	15,50
$l_2$	34,80
$l_3$	45,50
$gap$	0,20

Com os valores de  $l_1$ ,  $l_2$  e  $l_3$  numericamente obtidos, podem-se determinar os valores de  $\theta_{1n}$ ,  $\theta_{2n}$  e  $\theta_{3n}$  seguindo a lógica a seguir (ANEXO III):

$$\varepsilon_{eff1} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + 12H/w_1}} + 0,04 \left( 1 - \frac{w_1}{H} \right)^2 \right] = 2,53$$

$$\varepsilon_{eff2} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + 12H/w_2}} + 0,04 \left( 1 - \frac{w_2}{H} \right)^2 \right] = 2,57$$

$$\varepsilon_{eff3} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + 12H/w_3}} + 0,04 \left( 1 - \frac{w_3}{H} \right)^2 \right] = 2,61$$

$$\lambda_n = \frac{c}{1GHz} = 0,30m$$

$$\lambda_{g1n} = \frac{\lambda_n}{\sqrt{\varepsilon_{eff1}}} = 0,1887m$$

$$\lambda_{g2n} = \frac{\lambda_n}{\sqrt{\varepsilon_{eff2}}} = 0,1871m$$

$$\lambda_{g3n} = \frac{\lambda_n}{\sqrt{\varepsilon_{eff3}}} = 0,1856m$$

$$\beta_{1n} = \frac{2\pi}{\lambda_{g1n}} = 33,30m^{-1}$$

$$\beta_{2n} = \frac{2\pi}{\lambda_{g2n}} = 33,59m^{-1}$$

$$\beta_{3n} = \frac{2\pi}{\lambda_{g3n}} = 33,85m^{-1}$$

$$\theta_{1n} = \beta_{1n} l_1 \frac{180}{\pi} = 29,57^\circ \quad (17)$$

$$\theta_{2n} = \beta_{2n} l_2 \frac{180}{\pi} = 66,97^\circ \quad (18)$$

$$\theta_{3n} = \beta_{3n} l_3 \frac{180}{\pi} = 88,25^\circ \quad (19)$$

Com os valores dos comprimentos elétricos normalizados obtidos em (17), (18) e (19), agora se calculam  $\beta_{1o}$ ,  $\beta_{2o}$  e  $\beta_{3e}$  a partir das frequências par e ímpar desejadas.

$$\lambda_o = \frac{c}{f_o}$$

$$\lambda_e = \frac{c}{f_e}$$

$$\lambda_{g1o} = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\mathcal{E}_{eff1}}}$$

$$\lambda_{g2o} = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\mathcal{E}_{eff2}}}$$

$$\lambda_{g3e} = \frac{\lambda_e}{\sqrt{\mathcal{E}_{eff3}}}$$

$$\beta_{1o} = \frac{2\pi}{\lambda_{g1o}} \frac{180}{\pi} \quad (20)$$

$$\beta_{2o} = \frac{2\pi}{\lambda_{g2o}} \frac{180}{\pi} \quad (21)$$

$$\beta_{3e} = \frac{2\pi}{\lambda_{g3e}} \frac{180}{\pi} \quad (22)$$

$$l_1 = \frac{\theta_{1n}}{\beta_{1o}} \quad (23)$$

$$l_2 = \frac{\theta_{2n}}{\beta_{2o}} \quad (24)$$

$$l_3 = \frac{\theta_{3n}}{\beta_{3e}} \quad (25)$$



Com os valores dos comprimentos elétricos normalizados obtidos, (17); (18) e (19), e as constantes de fase individuais de cada LT nas frequências de ressonâncias desejadas, (20); (21) e (22), calculam-se os comprimentos de  $l_1$ ,  $l_2$  e  $l_3$  através de (23), (24) e (25). A seguir, são mostrados os projetos do ressonador para os casos em que  $f_o < f_e$  e  $f_o > f_e$ .

- Para  $f_o < f_e$

Utilizando a teoria da síntese desenvolvida, projetou-se um ressonador para  $f_o = 900\text{MHz}$  e  $f_e = 1\text{GHz}$ . A curva pontilhada e preta da Figura 27 mostra o resultado desse projeto. É evidente que a teoria desenvolvida funcionou bem para a frequência de ressonância ímpar, porém o mesmo não pode ser dito para a frequência de ressonância par. Isso acontece porque os comprimentos  $l_1$  e  $l_2$  também interferem na ressonância par e, dessa forma, há a necessidade de normalizar uma banda de guarda [53] entre as ressonâncias para resolver esse problema. Assim, tem que ser feito um ajuste numérico das ressonâncias utilizando o Estudo Paramétrico visto na seção 2.3 para que as ressonâncias sejam ajustadas para as frequências desejadas, conforme se vê na curva vermelha da Figura 27. Os valores desse ajuste são mostrados na Tabela 9. O único parâmetro que não necessitou de ajustes foi  $l_2$ .

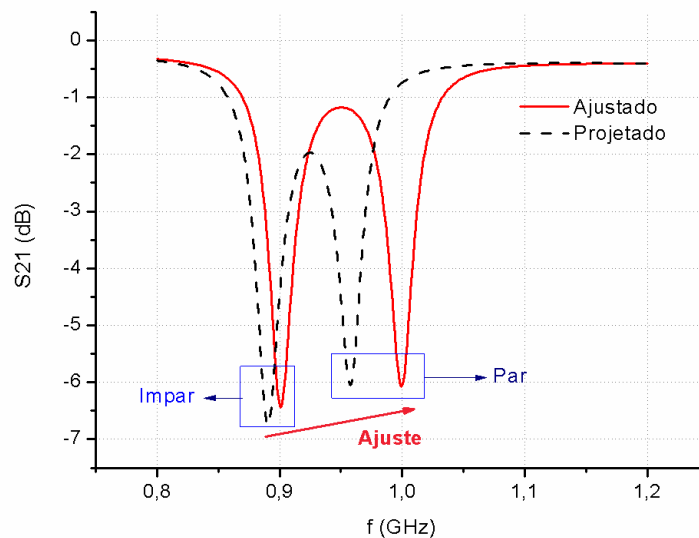


Figura 27: Normalização da banda de guarda para  $f_o < f_e$ .

Tabela 9: Dimensões do ressonador (mm) para  $f_o < f_e$ 

Variável	Projetado	Ajustado
$l_1$	17,20	16,80
$l_2$	38,70	38,70
$l_3$	45,50	42,85

Após a realização dos ajustes, modificaram-se os valores de  $\theta_{1n}$  e  $\theta_{3n}$  no programa (ANEXO III) até que os valores de  $l_1$ ,  $l_2$  e  $l_3$  coincidam com os valores ajustados da Tabela 9. Portanto, os valores finais para sintetização do ressonador nessa configuração,  $f_o < f_e$ , são:

Tabela 10: Comprimentos elétricos normalizados (°) para  $f_o < f_e$ 

Variável	Projetado	Ajustado
$\theta_{1n}$	29,57	28,80
$\theta_{2n}$	66,97	66,97
$\theta_{3n}$	88,25	83,20

- Para  $f_o > f_e$

De forma análoga ao procedimento anterior, e utilizando a teoria da síntese desenvolvida, projetou-se um ressonador para  $f_o = 1,1GHz$  e  $f_e = 1GHz$ . A curva pontilhada e preta da Figura 28 mostra o resultado desse projeto. Novamente, deve-se fazer o ajuste da banda de guarda entre as ressonâncias (Tabela 11) e obter os valores dos comprimentos elétricos ajustados (Tabela 12) para essa configuração,  $f_o > f_e$ , por meio do programa (ANEXO III).

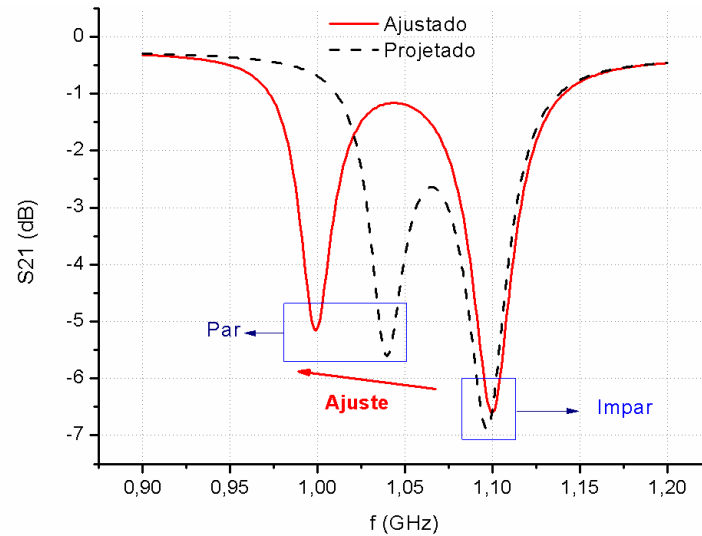


Figura 28: Normalização da banda de guarda para  $f_o > f_e$ .

Tabela 11: Dimensões (mm) do ressonador para  $f_o > f_e$

Variável	Projetado	Ajustado
$l_1$	14,10	13,70
$l_2$	31,60	31,60
$l_3$	45,50	48,20

Tabela 12: Comprimentos elétricos normalizados ( $^\circ$ ) para  $f_o > f_e$

Variável	Projetado	Ajustado
$\theta_{1n}$	29,57	28,80
$\theta_{2n}$	66,97	66,97
$\theta_{3n}$	88,25	93,55

### 2.2.3 Validação da proposta da síntese do ressonador *dual-mode*

Para validar a teoria desenvolvida, são simulados alguns exemplos:

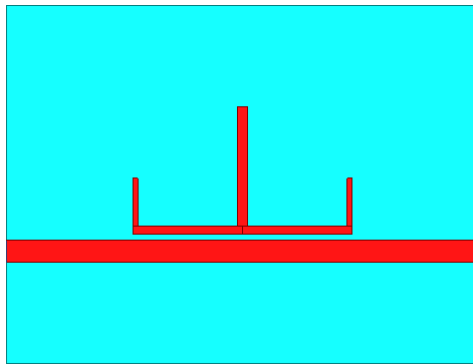
Exemplo 1: Projetar o ressonador em  $f_o = 4GHz$  e  $f_e = 4,5GHz$ .

Utilizando o programa (ANEXO III) para calcular (20), (21), (22), (23), (24), (25) e os comprimentos elétricos normalizados ajustados da Tabela 10, obtêm-se as dimensões do

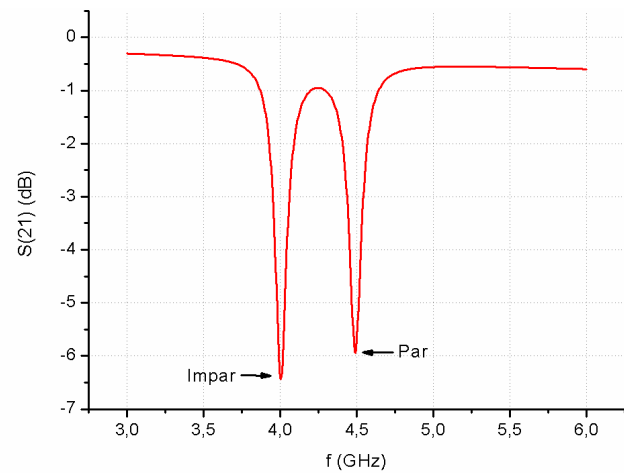
ressonador na Tabela 13 e os resultados do projeto desse dispositivo na Figura 29. Observa-se que o resultado se apresenta com precisão.

Tabela 13: Dimensões do ressonador (exemplo 1)

Variável	Dimensão (mm)
$l_1$	3,80
$l_2$	8,70
$l_3$	9,50



a)



b)

Figura 29: Resultados do exemplo 1 a) modelo projetado e b) S21.

Exemplo 2: Projetar o ressonador em  $f_o = 3,4GHz$  e  $f_e = 3,1GHz$ .

Utilizando o programa (ANEXO III) para calcular (20), (21), (22), (23), (24), (25) e os comprimentos elétricos normalizados ajustados da Tabela 12, obtêm-se as dimensões do ressonador na Tabela 14 e os resultados do projeto desse dispositivo na Figura 30. Observa-se que o resultado se apresenta com precisão.

Tabela 14: Dimensões do ressonador (exemplo 2)

Variável	Dimensão (mm)
$l_1$	4,40
$l_2$	10,20
$l_3$	15,60

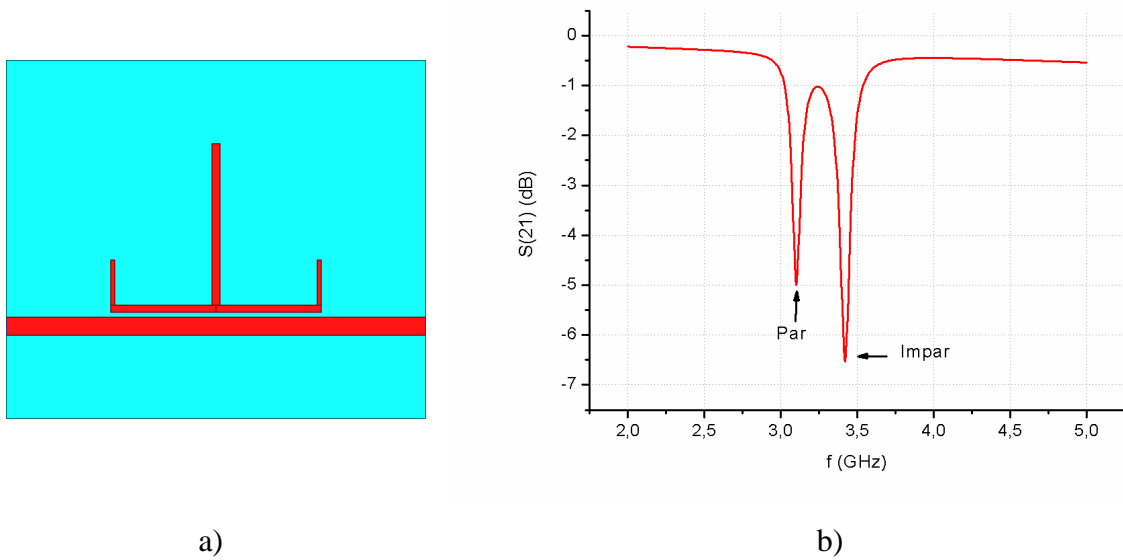


Figura 30: Resultados do exemplo 2 a) modelo projetado e b) S21.

Exemplo 3: Projetar o ressonador em  $f_o = 4,8GHz$  e  $f_e = 4,5GHz$  utilizando a PCB Arlon AD1000 ( $\epsilon_r = 10,2$ ,  $\tan \delta = 0,0023$  e  $H = 1,6mm$ ).

Como nesse caso a PCB foi trocada, deve-se também calcular as larguras das LT's. Portanto, utilizando o programa (ANEXO III) para calcular (14), (15), (16), (20), (21), (22), (23), (24), (25) e os comprimentos elétricos normalizados da Tabela 12, obtêm-se as dimensões do ressonador na Tabela 15 e os resultados do projeto desse dispositivo na Figura 31. Observa-se que o resultado se apresenta com precisão.

Tabela 15: Dimensões do ressonador (exemplo 3)

Variável	Dimensão (mm)
$l_1$	2,00
$l_2$	4,60
$l_3$	6,80
$w_1$	0,34
$w_2$	0,51
$w_3$	0,69

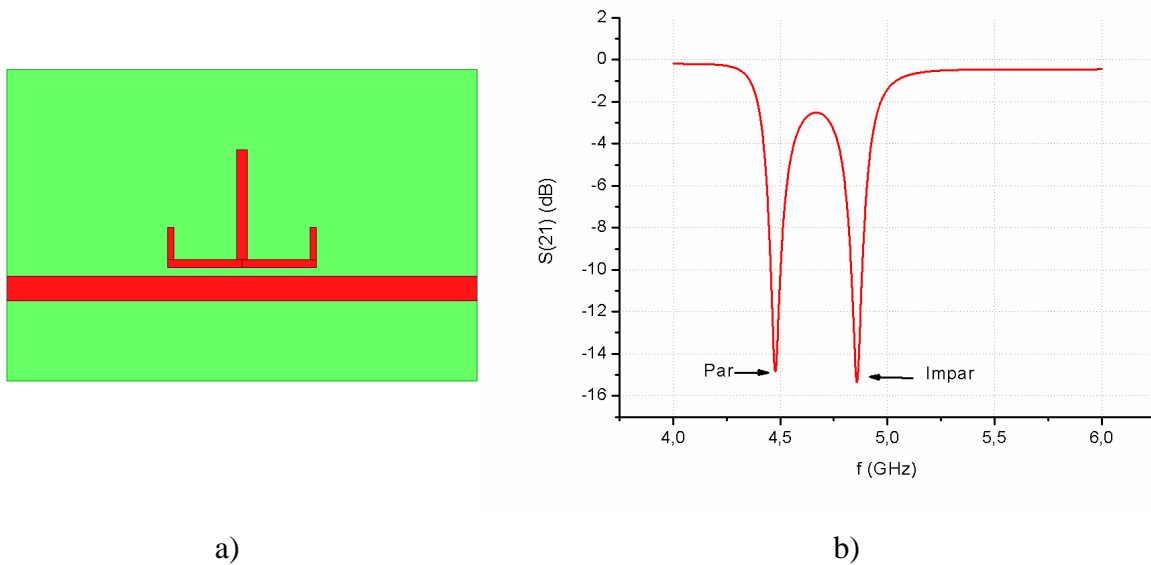


Figura 31: Resultados do exemplo 3 a) modelo projetado e b) S21.

### 2.3 ESTUDO PARAMÉTRICO

Esta seção traz um estudo paramétrico das dimensões do ressonador *dual-mode* e a influência que essas modificações causam nas ressonâncias par e ímpar. Estudos como esse são muito comuns na atual literatura de projetos de ressonadores para sistemas de RFID *chipless* [1], porém sua utilização não é exclusiva somente para essa tecnologia. Seu objetivo aqui é facilitar as sintonizações e níveis de atenuações de ressonadores nas frequências desejadas, pois, geralmente, as teorias analíticas de projetos de ressonadores resultam em aproximações. Isso se deve, principalmente, às interferências parasitas (indutâncias e capacitâncias) que são complexas de serem calculadas analiticamente dependendo da geometria do ressonador. Por exemplo, o autor em [1] utiliza ressonadores em espiral para sintetizar um *tag*. Em cada “esquina” da espiral surge uma capacitância parasita que, para ser calculada com precisão, necessita de uma simulação numérica, para cada “esquina”, que inclua as condições de contorno, interferências de outros metais próximos à geometria, etc. Além disso, esse programa também deve integrar todos os outros possíveis parâmetros parasitas junto com os parâmetros fundamentais do ressonador para obter um valor resultante que dê a frequência de ressonância e o nível de atenuação. Entretanto, ao invés de se desenvolver um programa complexo e dedicado para calcular apenas para essa geometria, costuma-se utilizar *softwares* profissionais de simulação eletromagnética (HFSS, CST, CONSOL, etc) que já consideram e

calculam todos esses parâmetros parasitas e os integram com o resto da estrutura resultando em uma precisão mais próxima da realidade.

Embora o ressonador *dual-mode* aqui apresentado não possua uma geometria tão complexa em relação ao ressonador em espiral, no que diz respeito à questão de elementos parasitas (número de “esquinas”), a proposta de sintetização do ressonador *dual-mode* vista na seção 2.2 é muito precisa, porém não é exata (como em quase todas as teorias de sintetização de dispositivos de micro-ondas). Novamente, tal inexatidão se dá pela limitação de teorias analíticas, pois não consideram todos os parâmetros envolvidos ou são desconsiderados alguns desses parâmetros para ser possível obter um resultado real como ponto de partida. Dessa forma, um estudo paramétrico se torna muito útil para realizar os últimos ajustes do dispositivo envolvido. Obviamente, então, que esse tipo de estudo possui um caráter mais qualitativo, pois o projetista consegue prever o resultado e tomar melhores decisões para ajustes que compensem as modificações necessárias como, por exemplo, igualar níveis de atenuações de ressonâncias alterando um parâmetro específico e, ao mesmo tempo, restituindo-se as mesmas frequências de ressonâncias, que foram dessintonizadas por essa modificação, utilizando um segundo parâmetro. Sendo assim, a seguir é mostrado tal estudo paramétrico para o ressonador *dual-mode*.

O estudo paramétrico é feito utilizando o primeiro modelo eletromagnético do ressonador (Figura 7) visto no começo deste capítulo. Lembrando que para esse modelo, a ressonância do modo ímpar ( $f_o$ ) sempre ocorre em uma frequência inferior à ressonância do modo par ( $f_e$ ). Portanto, as variações dos parâmetros aqui apresentadas não são o suficiente para alterar esse padrão.

A Figura 32 mostra que ambas as ressonâncias par e ímpar baixam em frequência com o aumento de  $l_1$ . Essa interferência em ambas às ressonâncias já era esperada, pois, como visto nas seções anteriores deste capítulo,  $l_1$  modifica tanto  $f_o$  quanto  $f_e$ . Assim, se  $l_1$  aumenta, as ressonâncias são sintonizadas em frequências inferiores para atender o comprimento elétrico de cada modo de ressonância, isto é,  $\lambda_{go}/4$  e  $\lambda_{ge}/2$ .

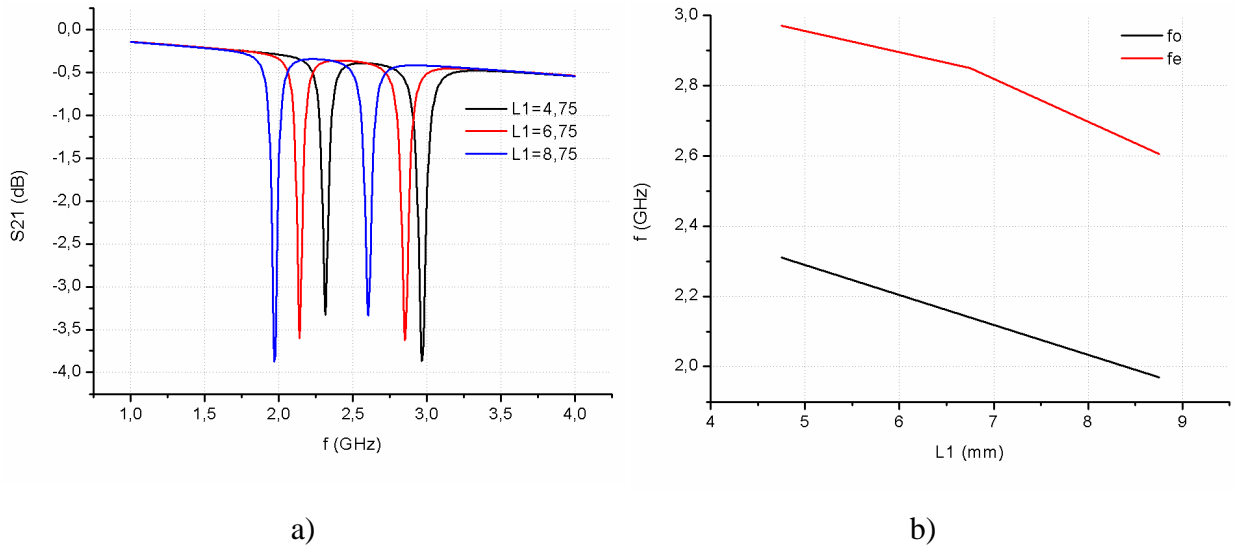


Figura 32: Estudo paramétrico de  $l_1$ .

A Figura 33 mostra que  $l_2$  exibe o mesmo comportamento que  $l_1$  devido  $l_2$  também modificar tanto  $f_o$  quanto  $f_e$  pelos mesmos motivos.

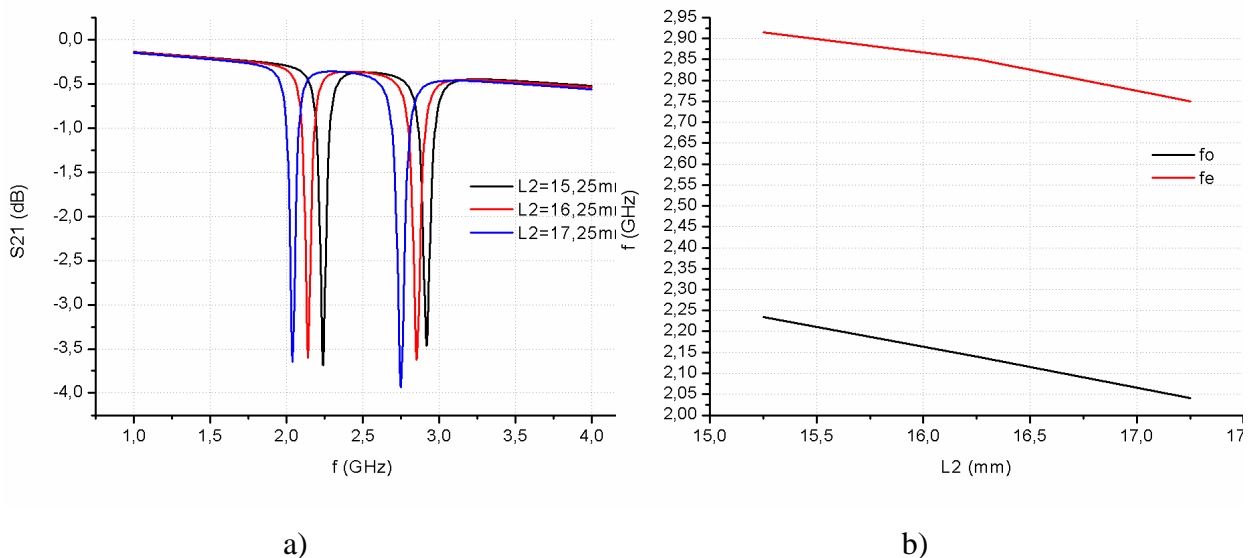


Figura 33: Estudo paramétrico de  $l_2$ .

Na Figura 34 é possível ver a independência da  $f_e$  com a modificação de  $l_3$ . Como já comentado nas análises dos campos elétricos vistos no início deste capítulo, isso ocorre devido  $f_o$  não depender dessa LT central, pois, para esse modo de ressonância, a LT central está curto-circuitada virtualmente. Assim, não há passagem de corrente nessa LT para esse modo de ressonância. Dessa forma, aumentando  $l_3$ , somente  $f_e$  é sintonizada em frequências inferiores, tornando-o o parâmetro majoritário para controlar  $f_e$ .



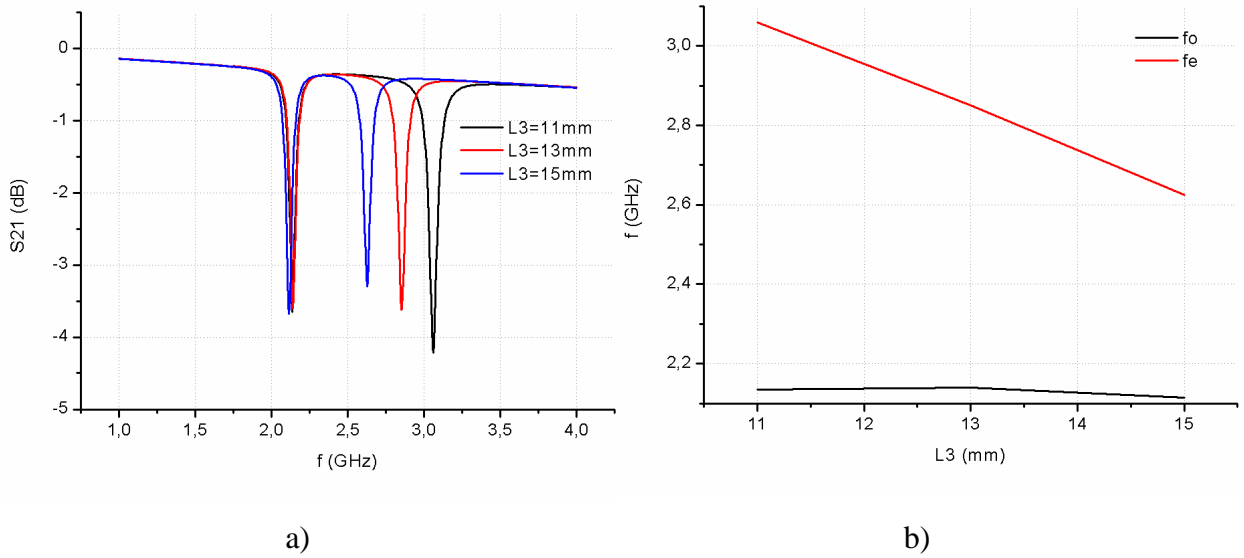


Figura 34: Estudo paramétrico de  $l_3$ .

A Figura 35 evidencia que o comportamento de  $w_1$  é o mesmo que o de  $l_1$ , porém de uma maneira mais suave. Como esse parâmetro corresponde à largura da LT1, torna-se mais simples compreender o porquê a sintonização de ambas as ressonâncias ocorrem em frequências inferiores, quando se aumenta  $w_1$ , pensando em termos de indutâncias e capacitâncias. Como a LT1 possui um circuito aberto em uma de suas extremidades, ela possui um caráter mais capacitivo para poder fechar o circuito com o plano terra. Dessa maneira, com o aumento de  $w_1$ , a capacitância aumenta, diminuindo as frequências de ressonâncias.

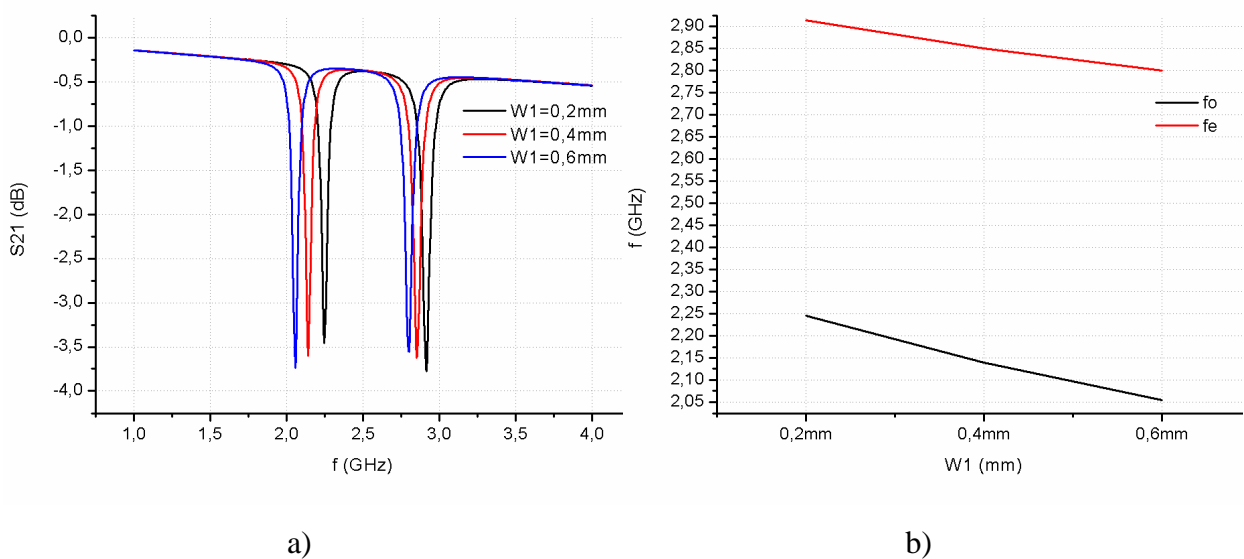


Figura 35: Estudo paramétrico de  $w_1$ .

A Figura 36 exibe que, com o aumento de  $w_2$ , ambas as frequências de ressonâncias são sintonizadas em frequências superiores. Isso ocorre devido a LT2 possuir um caráter mais indutivo do que capacitivo, pois está conectada por outras duas LT's em suas extremidades. Assim, aumentando-se  $w_2$ , a indutância diminui, fazendo com que ambas as ressonâncias ocorram em frequências superiores.

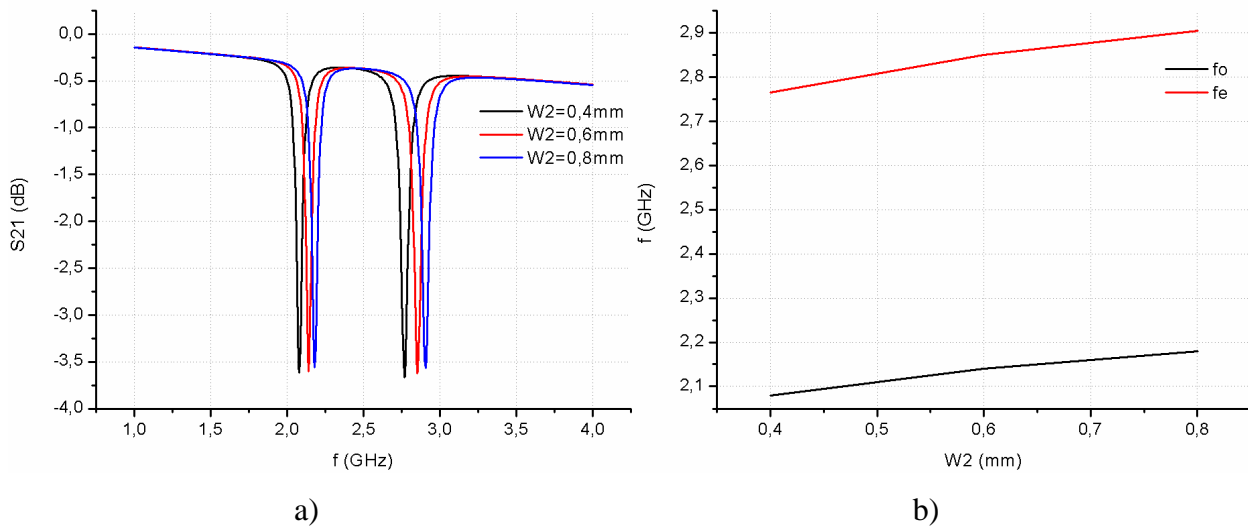


Figura 36: Estudo paramétrico de  $w_2$ .

A Figura 37 também mostra a independência da ressonância par com a modificação de  $w_3$ . Da mesma forma que a LT1, a LT central também termina em um circuito aberto, tornando-a mais capacitiva. Assim, quanto maior for  $w_3$ , maior é a capacitância, fazendo com que  $f_e$  ocorra em frequências inferiores.

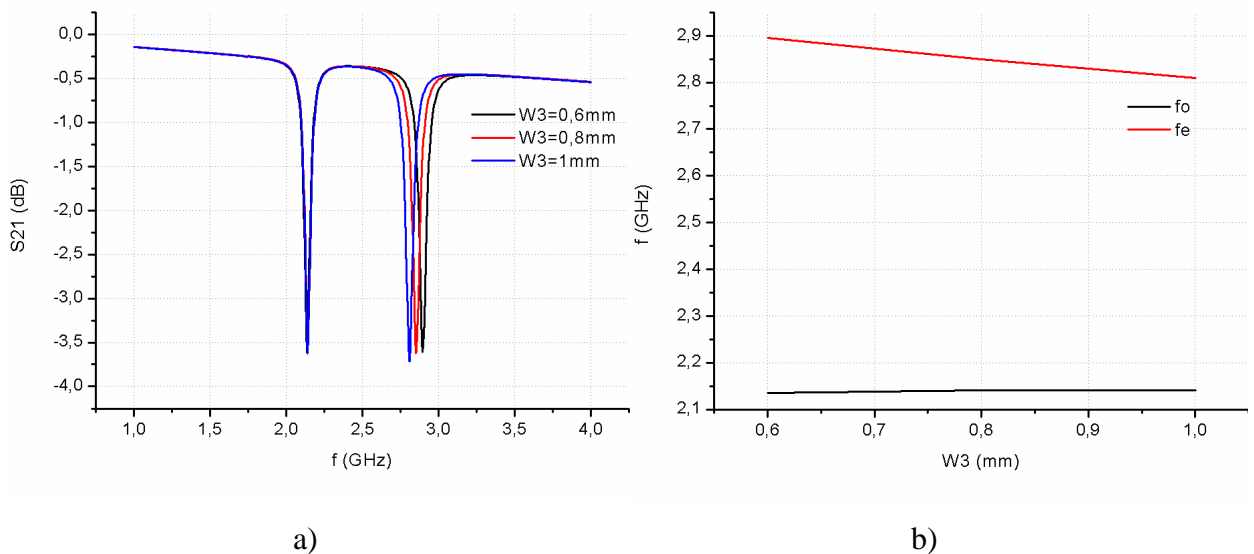


Figura 37: Estudo paramétrico de  $w_3$ .

Na Figura 38 é feito o estudo paramétrico da distância de separação (*gap*) entre o ressonador e a LT de microfita acoplada a esse. Observa-se que quanto menor for essa distância, mais acoplado o ressonador está, aumentando sua atenuação e mantendo as mesmas frequências de ressonâncias. Isso ocorre devido a um maior acoplamento indutivo com a aproximação desses elementos, tornando possível uma maior transferência de energia da LT para o ressonador.

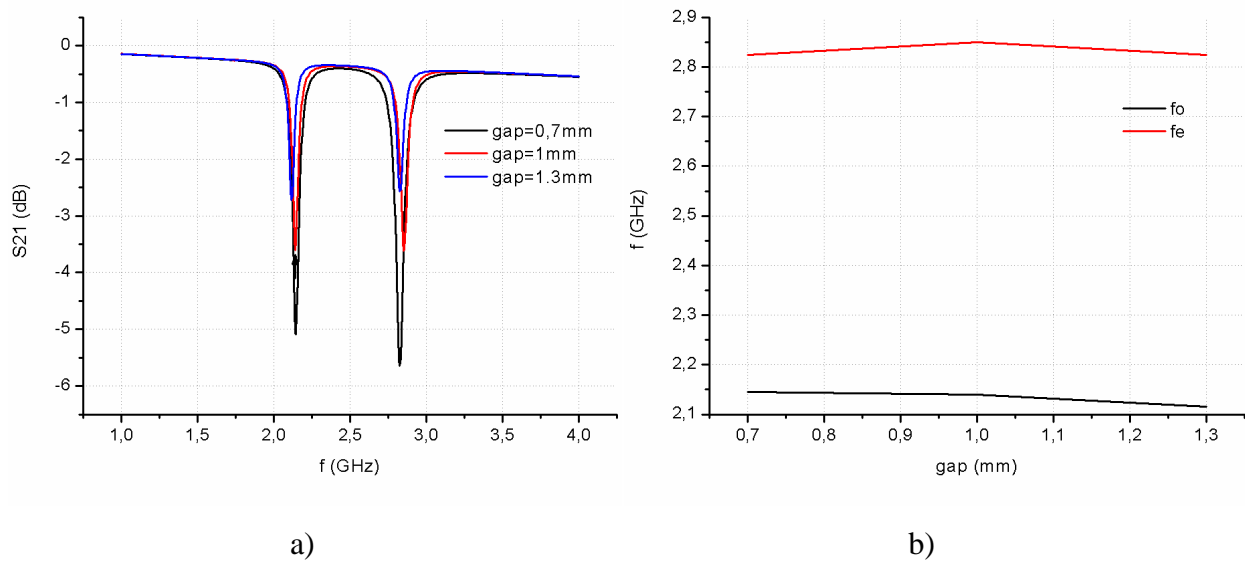


Figura 38: Estudo paramétrico de *gap*.

Até aqui foram introduzidas teorias e estudos do projeto do ressonador *dual-mode* e controle de suas ressonâncias. Esses conceitos são de grande importância para realizar os projetos dos *tags* que se apresentam no capítulo 4. Porém, antes disso, a seção a seguir mostra como são feitas as codificações binárias nesses dispositivos.

## 2.4 CODIFICAÇÃO

A codificação binária nos sistemas *chipless* é feita adicionando ou removendo ressonâncias [1]. Para tal, há a necessidade de modificar a geometria dos ressonadores, abrindo ou curto-circuitando alguma(s) região(ões) específica(s), de modo que se possa(m) anular alguma(s) ressonância(s). Nota-se aqui, então, que a codificação é feita totalmente no *hardware* do *tag* impossibilitando invasões e modificações de sua ID por terceiros, o que traz uma maior segurança nas informações lidas.

Para realizar a codificação, geralmente, adota-se uma convenção de que quando há ressonância, por esta ser uma atenuação, é tratada como o bit 0 e a ausência de ressonância codifica o bit 1. Sendo assim, todos os ressonadores vistos nas seções anteriores estão realizando a codificação 00, pois cada ressonância é responsável por um código binário de zeros.

Todos os modelos eletromagnéticos desta seção utilizam o mesmo ressonador da Figura 7 (com os valores da Tabela 1) e as modificações para realizar as codificações são descritas no texto. A Figura 39 mostra como fazer a codificação 01 para esse modelo. Para isso, deve-se abrir a LT central (corte de 2mm) para que não ocorra a ressonância do modo par enquanto a ressonância do modo ímpar permanece inalterada, Figura 40.

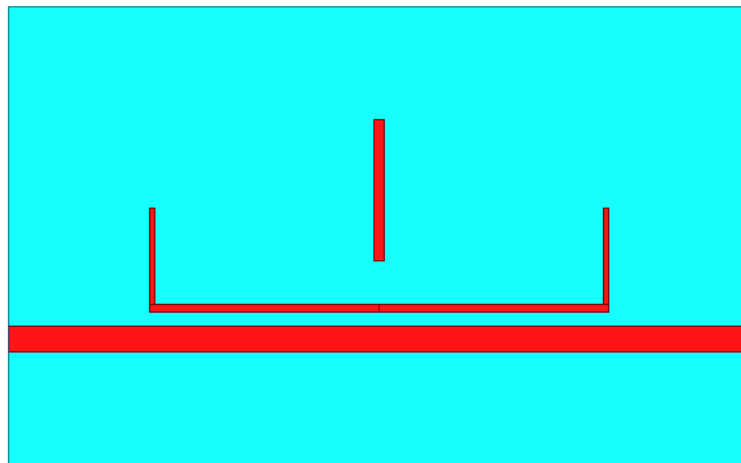


Figura 39: Modelo eletromagnético para codificação binária 01.

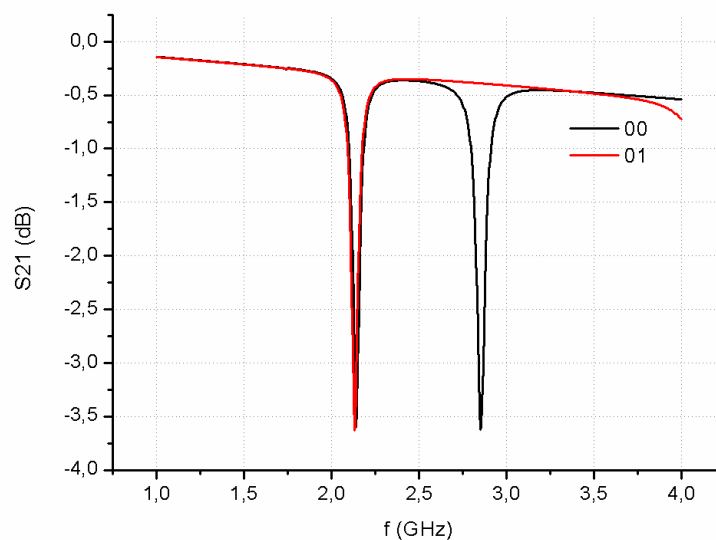


Figura 40: Codificação 01.

O modelo para a codificação 10 pode ser visto na Figura 41, onde se deve realizar um corte de 2 mm na LT2 para abri-la. Observa-se que nesse modelo também há a necessidade de se realizar um ajuste no comprimento da LT central para que a ressonância do modo par seja sintonizada na mesma frequência em relação ao seu modelo binário 00, Figura 42. Tal ajuste foi feito numericamente, pois depende da banda de guarda entre as ressonâncias, que se torna complexa de ser equacionada devido à liberdade que o projetista tem de escolher as frequências de ressonâncias utilizando a teoria da síntese. Portanto, o ajuste numérico mostra que é necessário diminuir o comprimento de  $l_3$  em 2,8 mm, que passa a ter 10,8 mm, nesse caso.

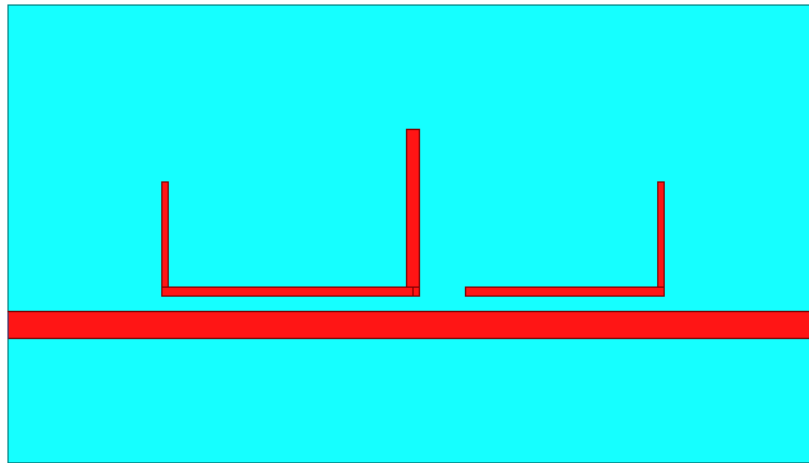


Figura 41: Modelo eletromagnético para codificação binária 10.

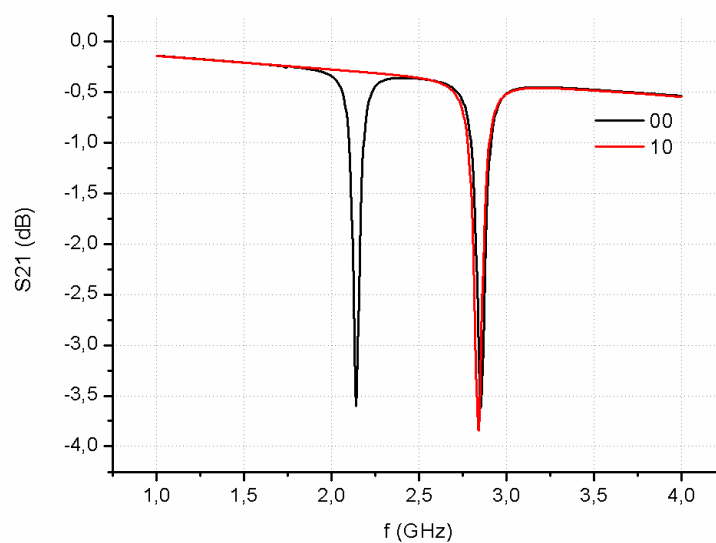


Figura 42: Codificação 10.

O modelo para a codificação 11 é mostrado na Figura 43. Observa-se que todas as LT's são desconectadas para que não ocorram as ressonâncias, Figura 44. Os cortes realizados nesse modelo são também de 2 mm.

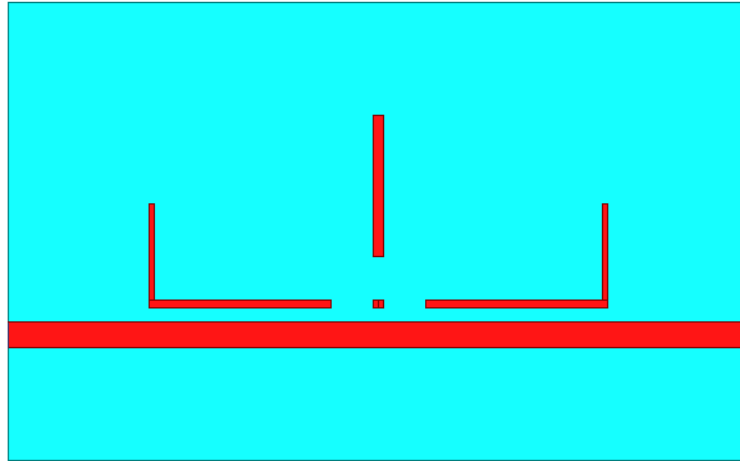


Figura 43: Modelo eletromagnético para codificação binária 11.

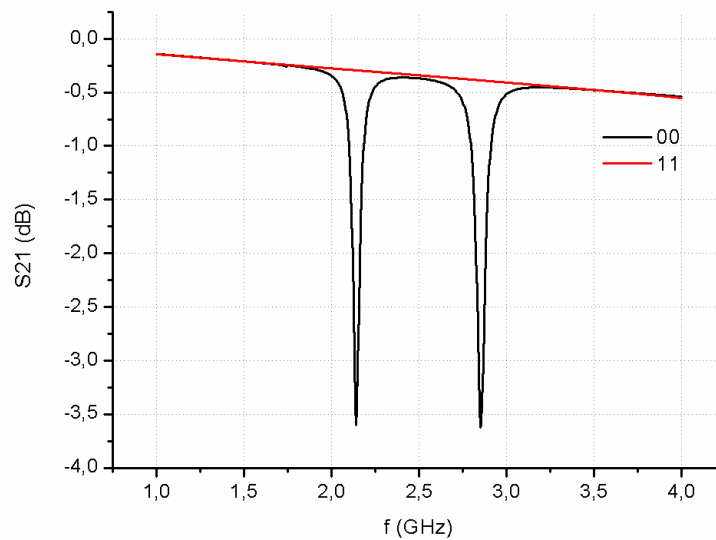


Figura 44: Codificação 11.

Através das simulações apresentadas nesta seção fica validado que o ressonador *dual-mode* é capaz de realizar quatro codificações binárias distintas possibilitando uma miniaturização dos *tags*. Dessa forma, e com o conhecimento adquirido desse dispositivo, chega o momento de iniciar o projeto do *tag* e solucionar problemas para sua sintetização, como visto na seção a seguir.

## 2.5 UMA SOLUÇÃO PARA A REJEIÇÃO/SUPRESSÃO DE HARMÔNICOS

Foi apresentado até o momento o estudo do ressonador *dual-mode* na banda S. Assim, pensando na hipótese da concepção de um *tag* sem *chip* nessa banda, foi analisado o parâmetro S21 do ressonador apresentado na Figura 7 ao longo do espectro de frequências, Figura 45.

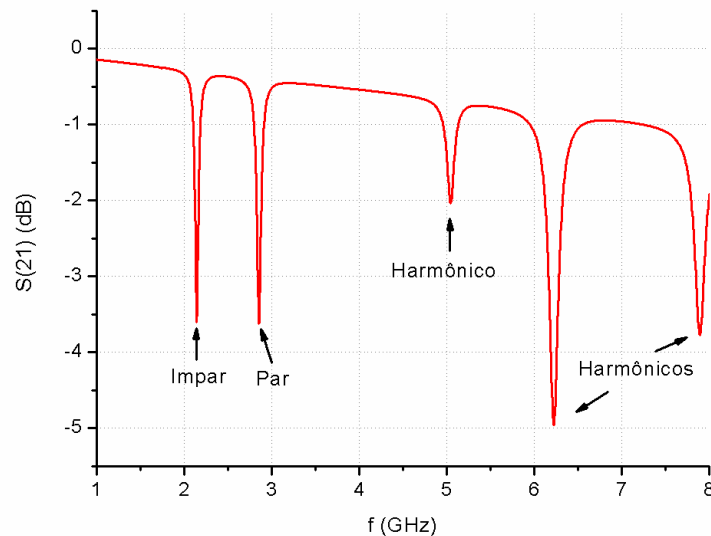


Figura 45: Ressonâncias e harmônicos do modelo da Figura 7.

Nota-se a impossibilidade de se projetar mais ressonadores devido aos harmônicos gerados pelo ressonador *dual-mode* em frequências superiores onde seriam sintonizados outros ressonadores para realizar a Identidade (ID) do *tag*. As ressonâncias harmônicas são naturais na maioria dos ressonadores e ocorrem com certa periodicidade no espectro de frequências a partir da sua frequência de ressonância fundamental [54]. O surgimento de tais harmônicos é diretamente proporcional ao comprimento elétrico do ressonador, ou seja, quanto maior for o ressonador, mais harmônicos surgirão. Geralmente, busca-se rejeitar ou suprimir esses harmônicos para que filtros realmente operem nas frequências que foram projetados [55]–[58], pois não faz muito sentido que um filtro opere em outra frequência diferente da qual foi designado. Além disso, os harmônicos podem ocasionar muitos problemas sistêmicos.

Nos sistemas de RFID *chipless*, os harmônicos impossibilitam que novos ressonadores sejam sintonizados para gerar um *tag* com uma maior ID, diminuindo a quantidade de itens etiquetados. Assim, para maximizar o número de ressonadores, devem-se

eliminar as ressonâncias harmônicas. Para tal, costuma-se reduzir o tamanho dos ressonadores com a finalidade de reduzir seu comprimento elétrico que resultará em ressonâncias harmônicas em frequências superiores. Contudo, a redução dos ressonadores também faz com que as ressonâncias fundamentais ocorram em altas frequências. Como uma solução para compensar esse efeito, sintetizam-se capacitores planares na geometria. Como resultado dessa estratégia, e trazendo mais uma contribuição inédita a esse ressonador, uma nova geometria foi obtida, como mostra a Figura 46. As dimensões desse ressonador são vistas na Tabela 16, onde o capacitor planar ( $C_o$ ) possui uma geometria quadrada.

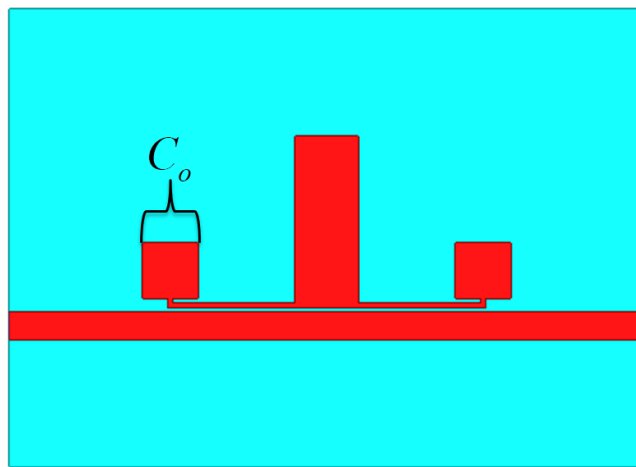


Figura 46: Modelo eletromagnético miniaturizado do ressonador *dual-mode* de sintonias independentes com rejeição de harmônicos.

Tabela 16: Dimensões do ressonador *dual-mode* miniaturizado.

Variável	Dimensão (mm)
$l_1$	0,30
$w_1$	0,30
$l_2$	10,00
$w_2$	0,30
$l_3$	10,50
$w_3$	4,00
<i>gap</i>	0,20
$C_o$	3,50



Com a hipótese de se obter um *tag* sem *chip* em baixas frequências, projetou-se o ressonador com capacitores visto na Figura 46. Observa-se que as ressonâncias par e ímpar (Figura 47) estão sintonizadas na banda S praticamente nas mesmas frequências do ressonador anteriormente aqui estudado, porém sem as ressonâncias harmônicas na banda de operação em que poderá ser projetado outros ressonadores para formar o *tag*. Nota-se aqui, então, que somente com essa nova geometria de ressonador que é possível sintetizar um *tag* com muitas ressonâncias, mostrando essa ser outra contribuição a esse ressonador.

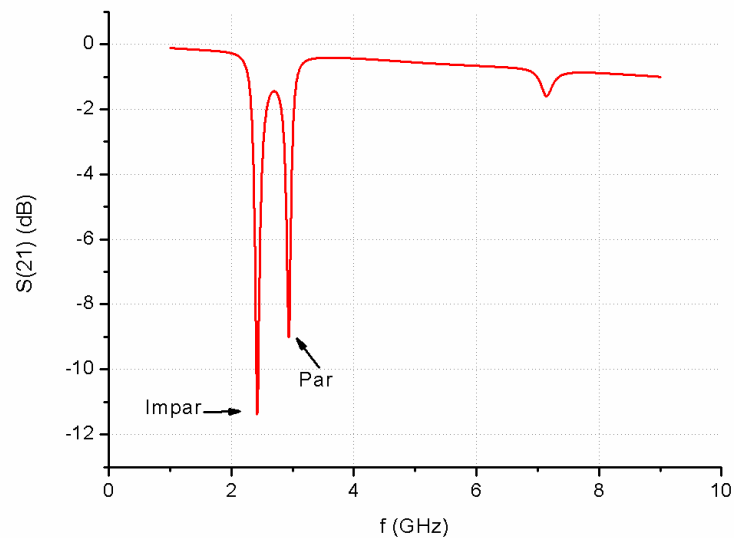


Figura 47: Ressonâncias do modelo miniaturizado com rejeição de harmônicos.

Também é importante destacar aqui que este modelo de ressonador traz uma segunda miniaturização para projetos de *tags*, pois, além de sua dupla ressonância, que por si já é uma miniaturização, também há uma segunda miniaturização com a diminuição de seus comprimentos elétricos utilizando os capacitores planares.

Caso o projetista queria inverter as ressonâncias por algum motivo/aplicação específica, a Figura 48 mostra o modelo miniaturizado com as ressonâncias invertidas em relação ao modelo da Figura 46, ou seja, com  $f_o > f_e$ . As dimensões desse ressonador são vistas na Tabela 17, onde o capacitor planar ( $C_e$ ) também possui uma geometria quadrada.

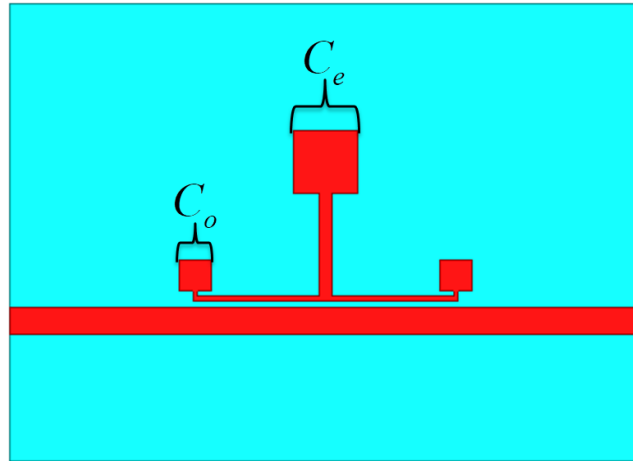


Figura 48: Modelo eletromagnético miniaturizado do ressonador *dual-mode* de sintonias independentes com rejeição de harmônicos e  $f_o > f_e$ .

Tabela 17: Dimensões do ressonador *dual-mode* miniaturizado com  $f_o > f_e$ .

Variável	Dimensão (mm)
$l_1$	0,30
$w_1$	0,30
$l_2$	8,40
$w_2$	0,30
$l_3$	6,50
$w_3$	0,75
<i>gap</i>	0,40
$C_o$	2,00
$C_e$	4,00

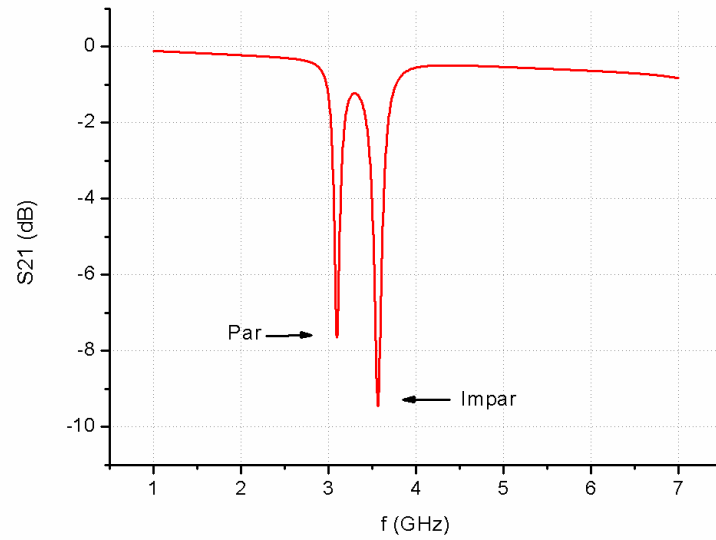


Figura 49: Ressonâncias do modelo miniaturizado com rejeição de harmônicos e  $f_o > f_e$ .

Na Figura 49, observa-se que se obteve  $f_o > f_e$  como desejado. Na seção 5.2 é visto que esse modelo de ressonador é a melhor geometria para realizar os sensores propostos neste trabalho. Porém, antes disso, e com o domínio dos ressonadores aqui apresentados, pode-se agora projetar as antenas que serão utilizadas nos *tags*.

### 3 ANTENAS PARA SISTEMAS *CHIPLESS*

Os projetos dos sistemas de RFID, sejam eles com *chip* ou não, iniciam-se com o projeto das antenas do sistema considerando a sua aplicação. Por exemplo, existem sistemas de RFID que demandam uma grande distância de leitura, como os sistemas de cobranças automáticas em rodovias (“Sem Parar, Connect, etc”), e outros sistemas que demandam curta distância para leitura, como os sistemas de cobrança de usuários de transporte público (“Bilhete Único”). Geralmente, o elemento principal que define essa distância de leitura é a antena. Portanto, a escolha da frequência de operação das antenas é de suma importância em todo início de projeto de sistemas de RFID, pois a frequência de operação também define essa distância de leitura [59].

Entretanto, diferentemente dos sistemas de RFID com *chips*, os sistemas *chipless* demandam que as antenas possuam uma banda ultra-larga (UWB – *Ultra-Wideband*) de operação, pois cada bit ocupa uma parte do espectro de frequências para sua codificação binária [1], [60]. Além disso, elas devem possuir um padrão de radiação omni-direcional ou o mais próximo disso para possibilitar a leitura dos *tags* em qualquer posição.

Neste capítulo serão vistos os projetos de duas antenas monopolo circulares que são utilizadas para construir os protótipos dos *tags* no capítulo 4.

#### 3.1 ANTENA MONOPOLO CIRCULAR NA BANDA X

A antena escolhida, que atende as especificações descritas para o projeto dos *tags*, foi a antena monopolo circular vista na Figura 50. Esse tipo de antena possui uma banda ultra-larga de operação devido às suas múltiplas ressonâncias, um padrão de radiação de “figura-de-oito” e é de fácil construção [61], [62]. Outra vantagem dessa antena é que ela não necessita de um circuito casador de impedâncias ou um *balun*, o que reduz sua complexidade e, conseqüentemente, os preços dos *tags*.

Com a hipótese de se projetar um *tag* sem *chip* com o modelo clássico de ressonadores *dual-mode* (Figura 7), projetou-se uma antena UWB monopolo circular na banda X. Essa banda de frequências foi escolhida, pois, como visto na seção 2.5, os ressonadores *dual-mode* possuem harmônicos na sua forma clássica impossibilitando sua concepção em baixas frequências. Portanto, a banda X foi escolhida por naturalmente evitar esses harmônicos. A Figura 50 mostra o projeto eletromagnético dessa antena, onde a largura de 23,40 mm é feita já pensando na área que estarão os ressonadores. Devido à simplicidade

de sintonizar tal antena (basicamente alterar o raio), seu projeto foi realizado com algumas poucas simulações. Os resultados são apresentados nas Figuras 51 e 52.

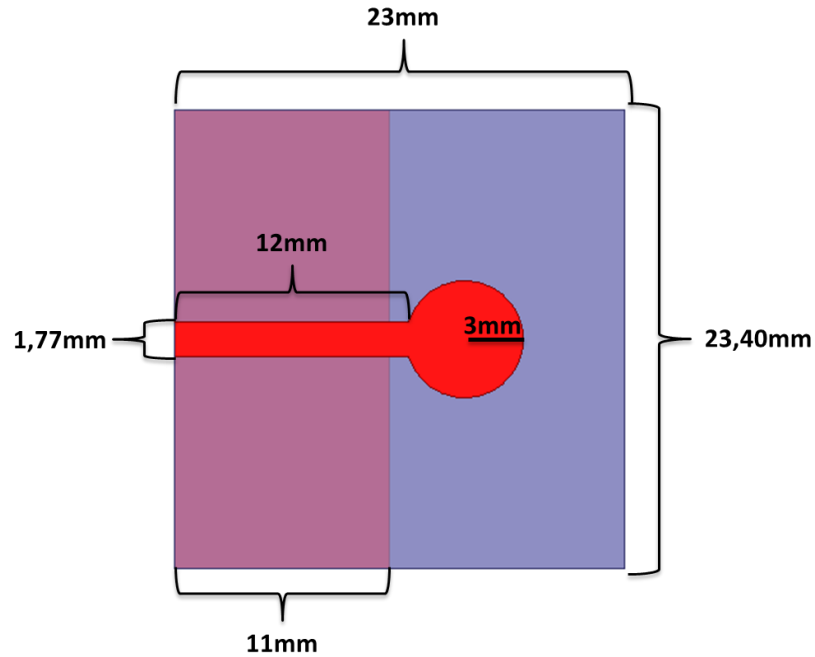


Figura 50: Modelo eletromagnético da antena monopolo circular banda X.

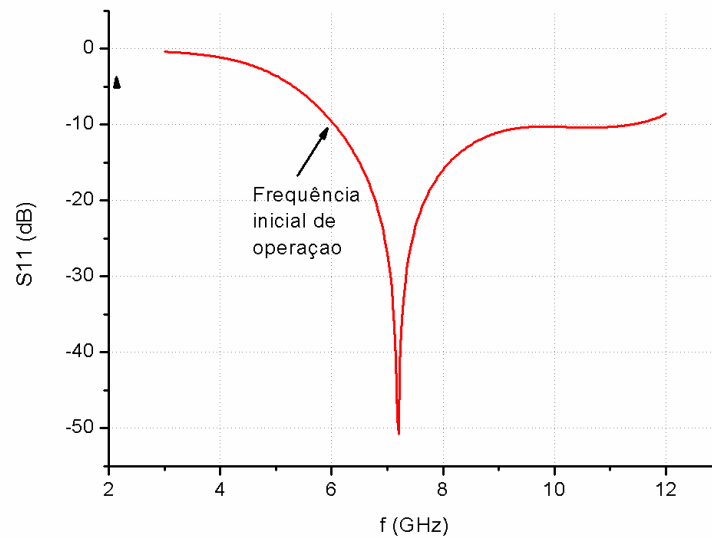


Figura 51: Perda de retorno (S11) da antena circular monopolo banda X.

Em Telecomunicações, considera-se que uma antena começa a operar quando sua perda de retorno seja menor ou igual à  $-10\text{dB}$ . Na Figura 51, observa-se que esse valor é obtido em torno de  $6\text{GHz}$  e se mantém até o final da banda X. Já na Figura 52, verifica-se

uma estabilidade na forma do padrão de radiação da antena em quase toda a banda de operação onde deseja-se construir o *tag* (8 a 12GHz). A pequena deformação do padrão em 12GHz não irá interferir na leitura do *tag* por esta ser uma leitura de curta distância.

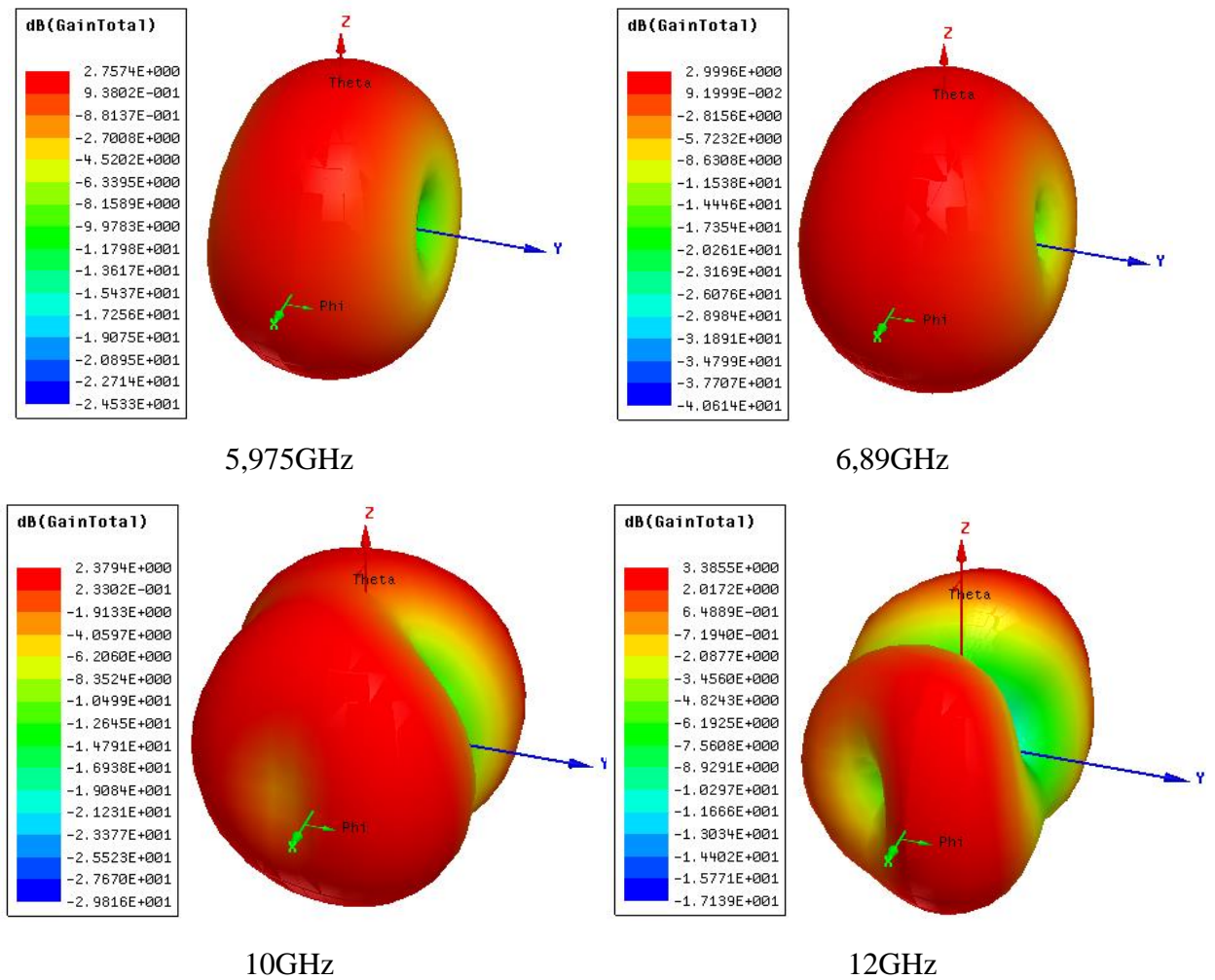


Figura 52: Ganho total (dB) e padrão de radiação da antena monoplo circular banda X.

A seguir, é mostrado o projeto de outra antena para a sintetização de um *tag* em baixas frequências de micro-ondas.

### 3.2 ANTENA MONOPOLO CIRCULAR NAS BANDAS S E C

Pensando na hipótese de também se projetar outro *tag* nas bandas S e C utilizando o modelo do ressonador *dual-mode* com capacitores planares da seção 2.5, projetou-se outra antena UWB monopolo circular para comportar essas frequências, Figura 53.

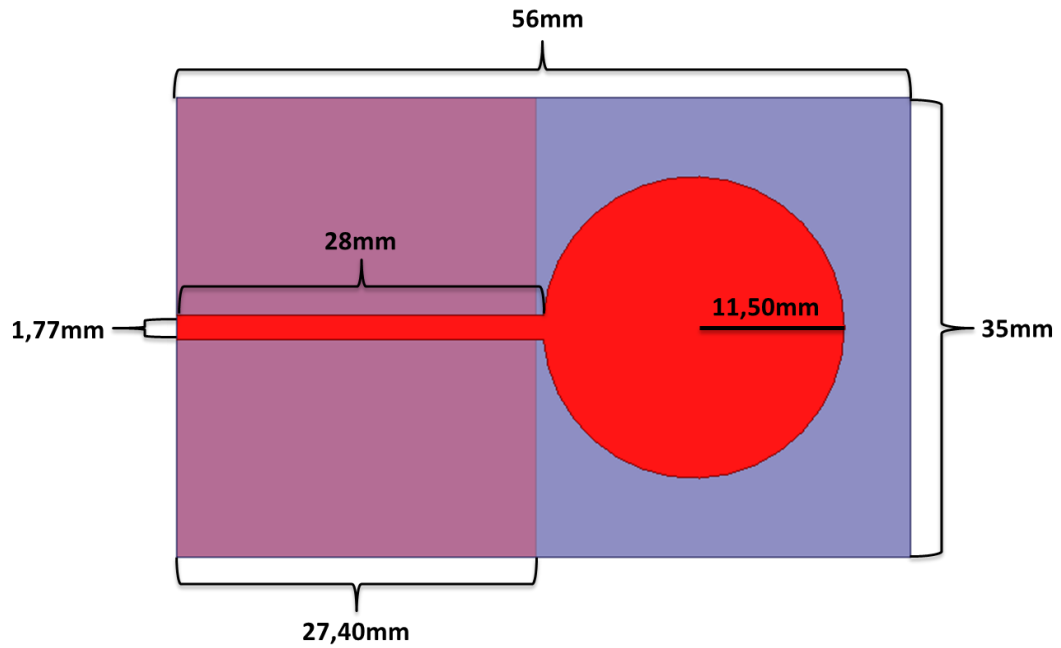


Figura 53: Modelo eletromagnético da antena UWB monopolo circular nas bandas S e C.

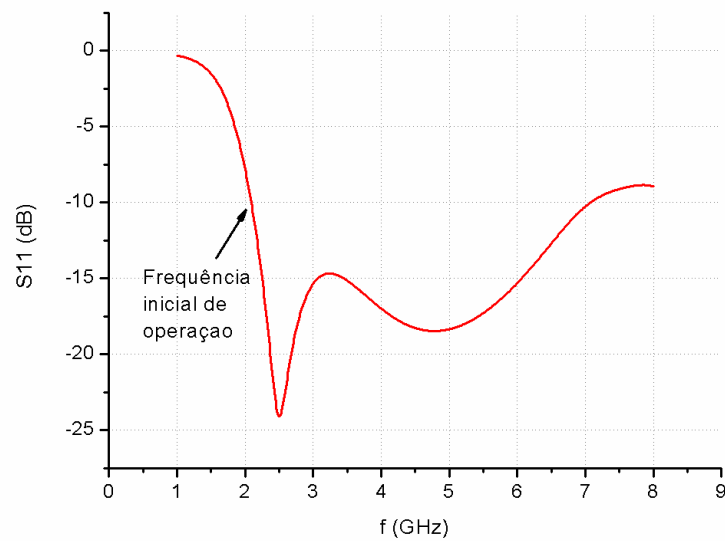


Figura 54: Perda de retorno (S11) da antena UWB monopolo circular nas bandas S e C.

Observa-se na Figura 54 que a antena opera de 2 a 7GHz comportando toda a banda S e quase toda a banda C. Já na Figura 55, verifica-se uma estabilidade na forma do padrão de radiação da antena em quase toda sua banda de operação onde se deseja construir o *tag* (2 a 7GHz). Novamente, a pequena deformação do padrão em 7GHz não irá interferir na leitura do *tag*.

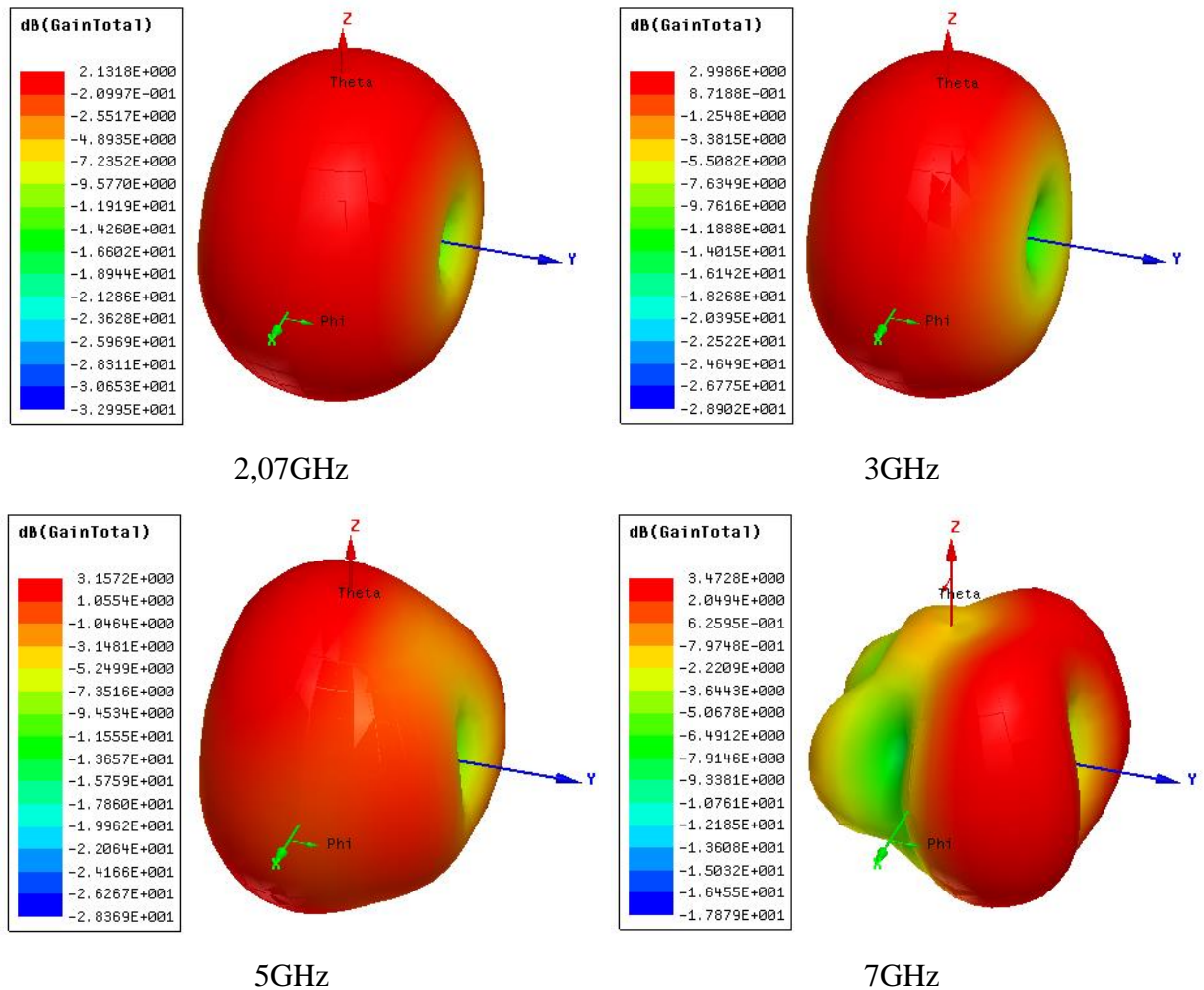


Figura 55: Ganho total (dB) e padrão de radiação da antena monopolo circular banda S.

Com os dois modelos de antenas UWB monopolo circular vistos neste capítulo, são projetados e construídos os dois *tags* do capítulo 4 a seguir.



#### 4 INTRODUÇÃO DE NOVAS GEOMETRIAS PARA TAGS SEM CHIP

Devido aos *tags* sem *chip* operarem de forma totalmente passiva, estes necessitam ser energizados com o sinal de interrogação proveniente da leitora. Esse sinal de interrogação é transmitido em direção ao *tag* e possui todas as frequências que este pode codificar [1]. O *tag*, por sua vez, recebe esse sinal, o codifica de acordo com as ressonâncias provocadas pelo seu circuito multirressonador interno e o reenvia à leitora modulando-o tanto em amplitude quanto em fase. Por fim, a leitora processa o sinal recebido e exibe a ID do *tag*.

Neste capítulo é mostrado o projeto e a integração do circuito multirressonador, utilizando os ressonadores *dual-mode* estudados, com as antenas monopolo circulares e a LT que os integram para a formação do *tag* sem *chip*. Para cada projeto de *tag*, a seguir, um circuito multirressonador dedicado foi projetado.

##### 4.1 PROJETO DO TAG NA BANDA X

O projeto do *tag* se inicia com o projeto das antenas UWB monopolo circulares tendo em conta os requisitos de largura de banda e padrão de radiação adequados para a aplicação escolhida. Como mencionado anteriormente, é utilizada nesse projeto a antena projetada na banda X da seção 3.1 para o *tag* aqui apresentado.

Com as frequências de operação definidas, projeta-se agora um circuito multirressonador utilizando o modelo de ressonador da Figura 7. O projeto do modelo eletromagnético desse circuito multirressonador e seu protótipo construído são vistos nas Figuras 56a e b e na Tabela 18. Destaca-se que as dimensões para gerar a ID do *tag* são extremamente pequenas nessa banda de frequências.

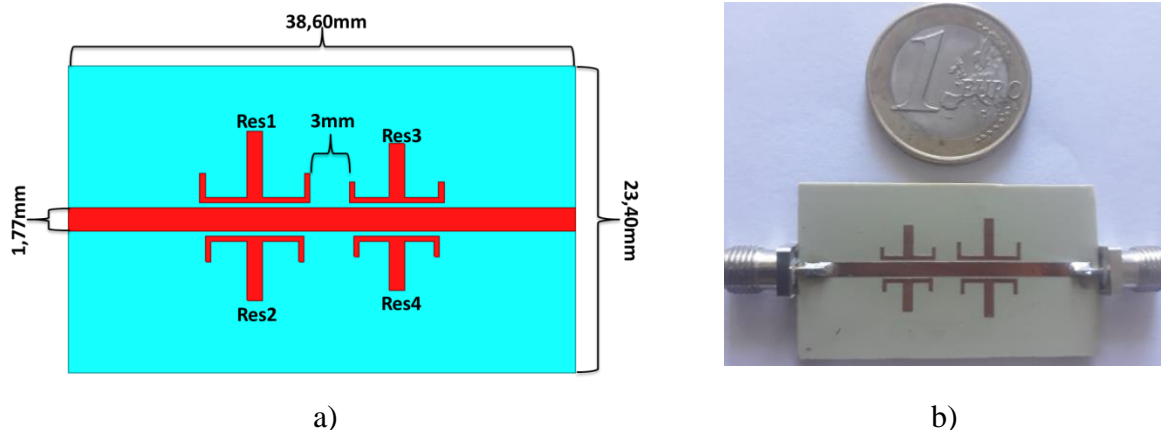


Figura 56: Circuito multirressonador na banda X: a) modelo eletromagnético e b) protótipo.

Tabela 18: Dimensões (mm) do circuito multirressonador na banda X.

	Res1	Res2	Res3	Res4
$l_1$	1,85	1,55	1,20	1,15
$l_2$	4,20	3,75	3,60	3,25
$l_3$	5,05	4,50	4,10	3,75
$w_1$	0,40	0,40	0,40	0,40
$w_2$	0,40	0,40	0,40	0,40
$w_3$	1,20	1,20	1,20	1,20
<i>gap</i>	0,40	0,40	0,40	0,40

A Figura 57 compara a simulação e a medição das atenuações provocadas pelos modelos vistos na Figura 56. Observa-se que as frequências de ressonâncias medidas estão praticamente iguais em relação à simulação, porém com uma maior atenuação. O motivo para isso é que os conectores utilizados operam corretamente até 6 GHz, aproximadamente. Após essa frequência, eles introduzem perdas que, aqui, resultam em uma maior atenuação das ressonâncias. Entretanto, como os *tags* não devem possuir conectores (e sim antenas), o intuito dessa comparação é validar que os ressonadores estão realmente sintonizados nas frequências que foram projetados (simulação). Assim, a similaridade entre as curvas poderia ser melhorada se tivessem sido utilizados nas medições conectores que operam melhor na banda X.

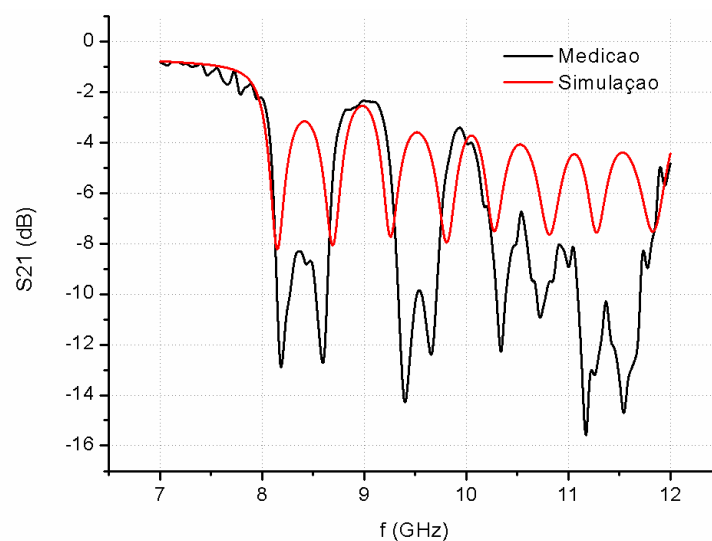


Figura 57: Simulação versus medição do circuito multirressonador na banda X.

Com o projeto do circuito multirressonador realizado, integram-se agora as antenas (receptora e transmissora) que devem estar dispostas em polarização cruzada ( $90^\circ$  uma da outra) para garantir o isolamento entre o sinal de interrogação enviado a partir da leitora e o sinal modulado retransmitido à leitora após passar pelo *tag*.

Como os *tags* operam de forma totalmente passiva, também é muito importante projetá-los maximizando a integridade do seu sinal para que seja possível a leitura com antenas. A Figura 58 exemplifica tal observação onde, com a utilização de chanfros (*bends*) [63], [64], se melhora o casamento do projeto da LT do *tag*. Inicialmente, o chanfro foi feito utilizando as referências aqui citadas, porém esse foi otimizado, por meio de algumas simulações, para um comprimento na diagonal de 1,97 mm.

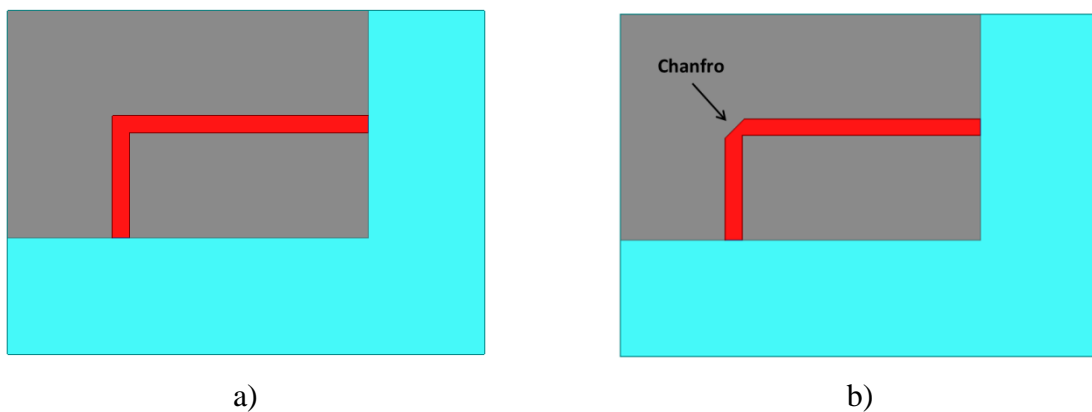


Figura 58: Projeto do *tag* na banda X a) LT sem chanfro e b) LT com chanfro.

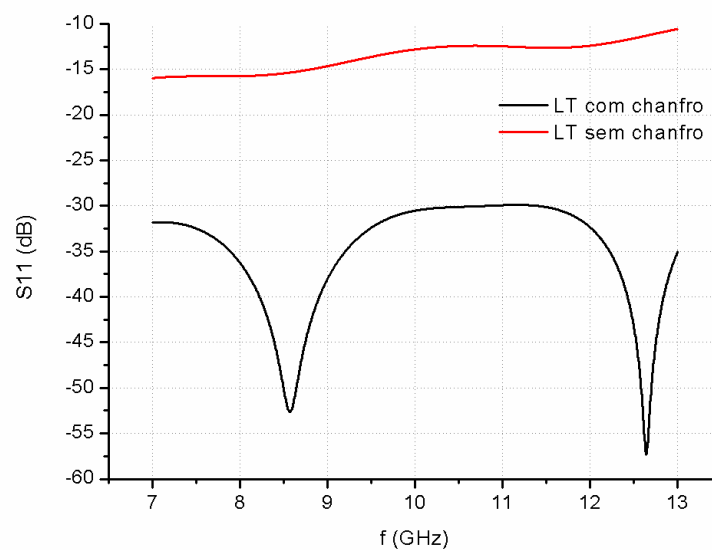


Figura 59: Perda de retorno ( $S_{11}$ ) da LT do *tag* na banda X sem chanfro (vermelho) e com chanfro (preto).

Observa-se na Figura 59 que a utilização do chanfro melhora em torno de 15 *dB* o casamento da LT do *tag*. Isso garante uma melhor integridade do sinal na leitura.

Quando as antenas, os ressonadores e a LT estiverem otimizados, todos são integrados para formar o *tag* sem *chip*. As Figuras 61a e b mostram o projeto eletromagnético e o seu protótipo equivalente construído, dessa integração, respectivamente.

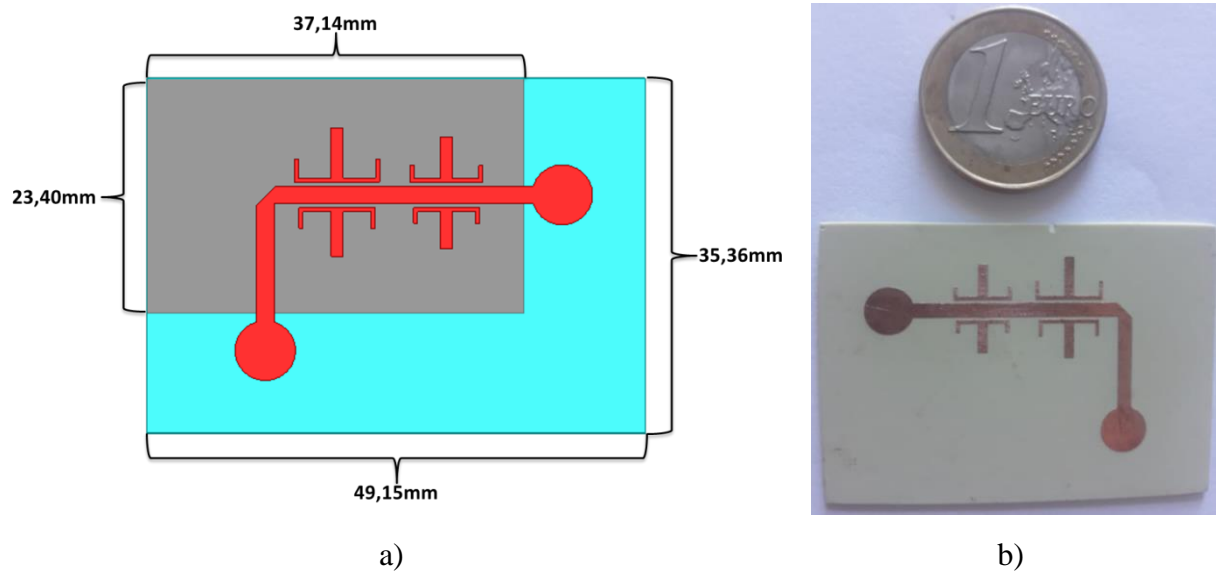


Figura 60: *Tag* sem *chip* na banda X a) modelo eletromagnético e b) protótipo construído.

O protótipo do *tag* da Figura 60b foi medido conforme pode ser visto na Figura 61. Para isso, foram utilizadas duas antenas cornetas em polarização cruzada como leitoras, que operam na banda X, conectadas a um Analisador Vetorial de Redes (VNA – *Vector Network Analyzer*) a uma distância de 10 cm do *tag*. O suporte onde foi fixado o *tag* é feito de isopor, que é um material que possui  $\epsilon_r \cong 1$  e, assim, não interfere nas medições.



Figura 61: Medição do protótipo do *tag* na banda X.

Na Figura 62 observa-se que é possível realizar a identificação das ressonâncias fazendo a medição do *tag* com as antenas cornetas. Tal medição valida, assim, o protótipo desenvolvido.

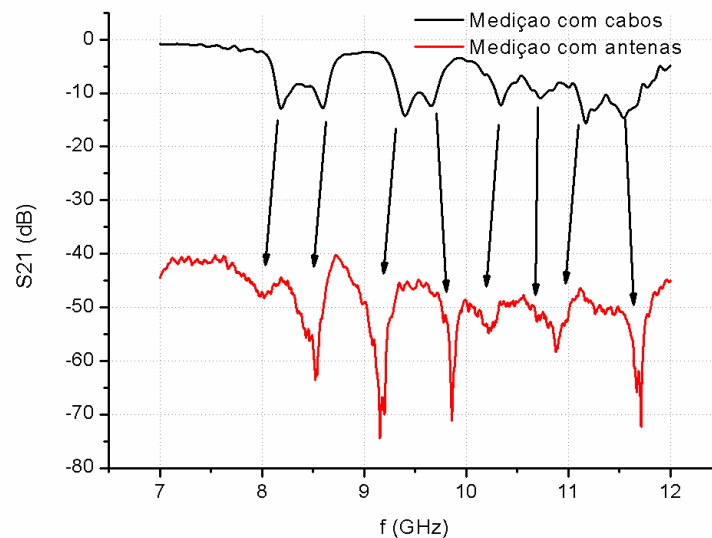


Figura 62: Comparação das medições dos protótipos com cabos (preto) e com antenas (vermelho) do *tags* na banda X.

A seguir, é mostrado o projeto de um *tag* projetado para operar nas bandas S e C.

## 4.2 PROJETO DO TAG NAS BANDAS S E C

De forma análoga ao projeto do *tag* na banda X, agora se utiliza a antena projetada na seção 3.2 para o projeto do *tag* nas bandas S e C.

Com as frequências de operação definidas, projeta-se um circuito multirressonador utilizando os modelos de ressonadores com capacitores planares visto na seção 2.5. O projeto do modelo eletromagnético desse circuito multirressonador e seu protótipo são apresentados nas Figura 63a e b e na Tabela 19. Destaca-se que as dimensões para gerar a ID do *tag*, nessas bandas de frequências, ficaram extremamente pequenas com a utilização da modelagem de capacitores planares nos ressonadores *dual-mode*. Nota-se também que o ressonador Res1 é diferente entre os outros. Esse ressonador é projetado para que a frequência de ressonância par seja menor que a frequência de ressonância ímpar. Tal observação não é importante para gerar a ID do *tag*, que é o intuito deste capítulo, porém será de suma importância para realizar o bit de sensoriamento nos protótipos vistos no Capítulo 5.

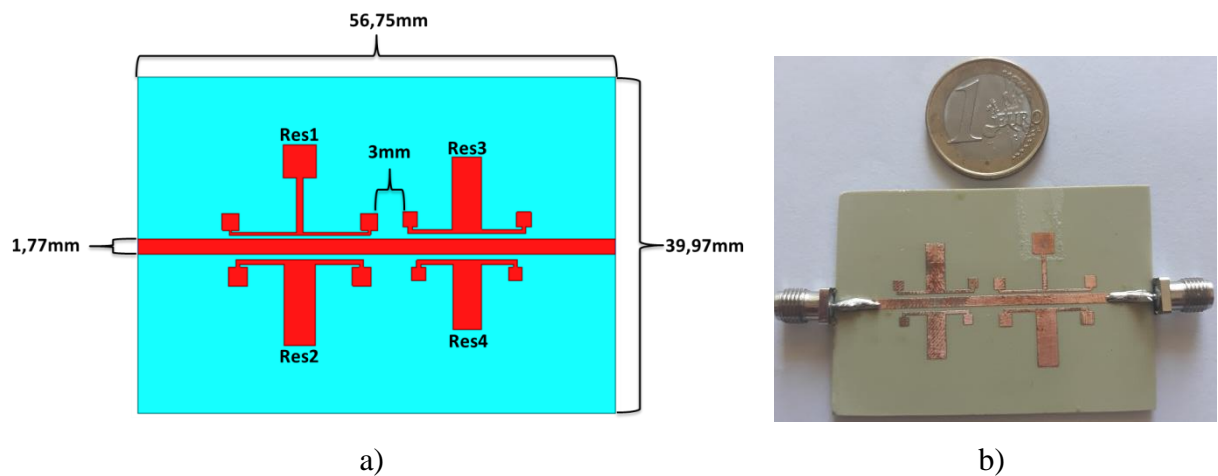


Figura 63: Circuito multirressonador nas bandas S e C: a) modelo eletromagnético e b) protótipo.

A Figura 64 compara a simulação e a medição das atenuações provocadas entre os modelos vistos na Figura 56. Observa-se uma total coerência nos resultados obtidos nessa comparação. Nesse caso, as medições estão mais coerentes devido aos conectores operarem corretamente nessas frequências. Nota-se também o surgimento de uma ressonância harmônica em torno de  $7,7GHz$ . Entretanto, como a antena UWB monoplo circular opera até  $7GHz$ , tal ressonância não será identificada.

Tabela 19: Dimensões (mm) do circuito multirressonador nas bandas S e C.

	Res1	Res2	Res3	Res4
$l_1$	0,30	0,30	0,30	0,30
$l_2$	8,40	7,60	7,00	6,00
$l_3$	6,50	9,70	8,60	7,80
$w_1$	0,30	0,50	0,50	0,50
$w_2$	0,30	0,50	0,50	0,50
$w_3$	0,75	3,70	3,50	3,30
$gap$	0,50	0,70	0,70	0,70
$C_o$	2,00	2,25	1,75	1,65
$C_e$	4,00	—	—	—

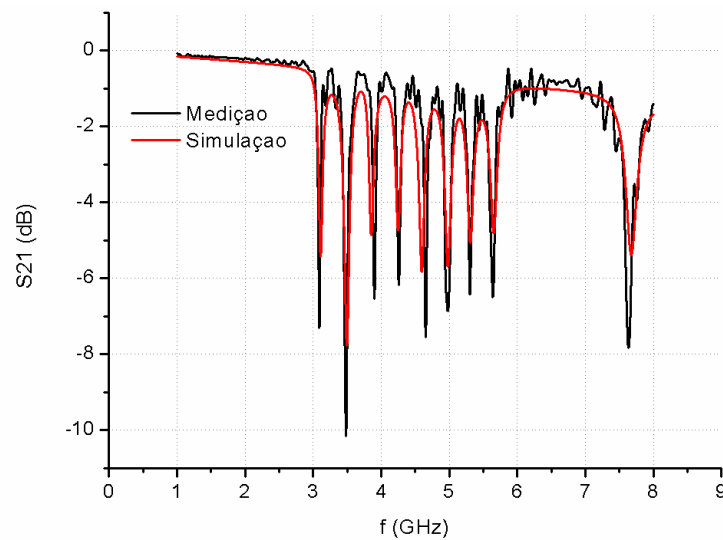


Figura 64: Simulação versus medição do circuito multirressonador nas bandas S e C.

Novamente, deve-se realizar o projeto do chanfro, que possui o mesmo valor de 1,97 mm, para melhorar a integridade do sinal do *tag* antes de se fazer a integração dos componentes, conforme visto na Figura 65.

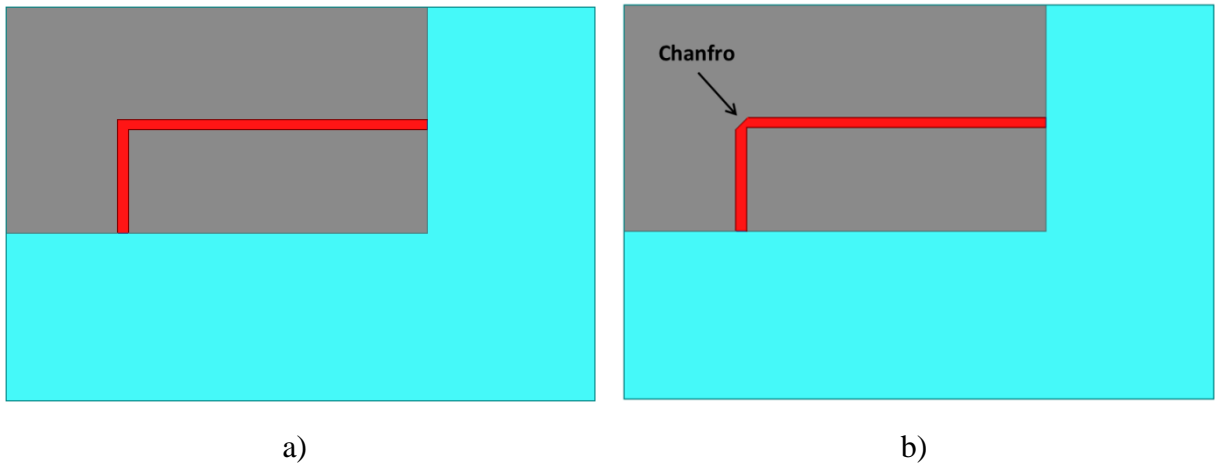


Figura 65: Projeto do *tag* nas bandas S e C a) LT sem chanfro e b) LT com chanfro.

Observa-se na Figura 66 que a utilização do chanfro melhora em torno de  $15\text{dB}$  o casamento da LT do *tag* garantindo uma melhor integridade do sinal de leitura.

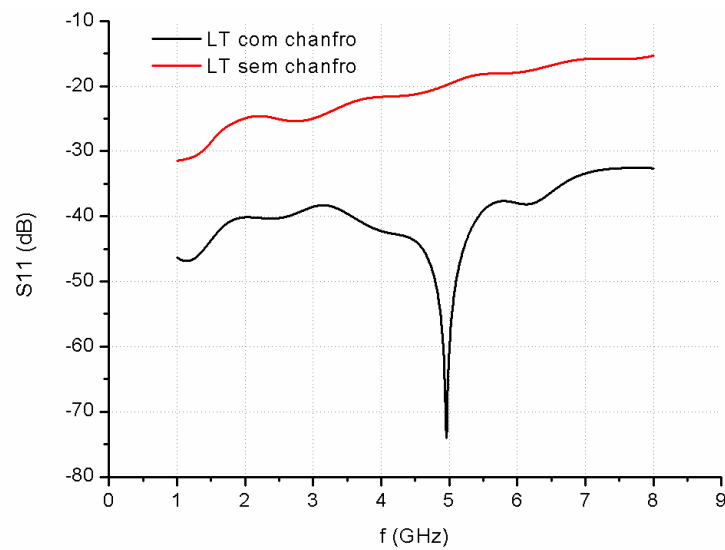


Figura 66: Perda de retorno ( $S_{11}$ ) da LT do *tag* nas bandas S e C sem chanfro (vermelho) e com chanfro (preto).

Quando as antenas, os ressonadores e a LT estiverem otimizados, todos são integrados para formar o *tag*. As Figuras 68a e b mostram o projeto eletromagnético e o seu protótipo equivalente construído, dessa integração, respectivamente.



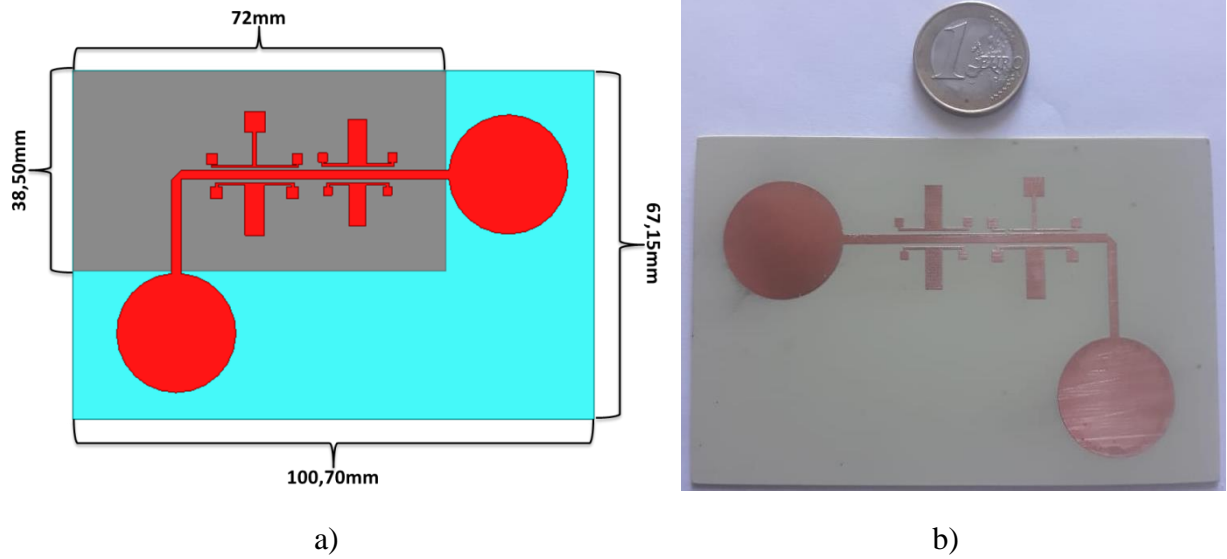


Figura 67: *Tag* nas bandas S e C a) modelo eletromagnético e b) protótipo construído.

Não foi possível realizar a medição desse *tag* com antenas devido à falta das mesmas que comportem as bandas S e C para fazer a leitura. Portanto, a medição desse *tag* está nos Trabalhos Futuros deste projeto.

Com os protótipos de *tags* aqui apresentados, inicia-se o projeto dos sensores no capítulo a seguir.

## 5 PROJETOS DE NOVOS TAGS SENSORES UTILIZANDO RESSONADORES *DUAL-MODE*

Neste capítulo serão apresentados dois novos sensores utilizando a tecnologia de *chipless*. Como foi visto na Introdução, diversas pesquisas estão sendo feitas para integrar sensores nessa tecnologia com a hipótese de se desenvolverem *tags* inteligentes para os sistemas de IoT [65]–[73]. Nota-se que muitos desses *tags* sensores utilizam polímeros como material sensor. Assim, pensando na hipótese de se desenvolver um *tag* sem *chip* que possa estar sensoriando tanto a umidade do ar quanto a temperatura do ambiente, observa-se que já foram utilizados, em sistemas *chipless*, os polímeros PVA (*Polyvinyl Alcohol*) [74], [75] e Stanyl [76], [77] como sensores de umidade e temperatura, respectivamente. Portanto, para esta pesquisa, obtiveram-se os dois polímeros citados para o desenvolvimento dos novos sensores apresentados nas seções 5.1 e 5.2. A contribuição inédita desses novos sensores fica evidenciada com a utilização dos ressonadores *dual-mode* desenvolvidos neste trabalho, pois, pela primeira vez, se pode projetar um bit de sensoriamento e um bit de codificação utilizando o mesmo ressonador devido às independências das ressonâncias par e ímpar. Tal avanço na tecnologia pode ser considerado como mais um grau de miniaturização.

Dito isso, será apresentada aqui a metodologia que foi utilizada para as medições de umidade e temperatura. Obviamente que, para realizar cada medição, necessitam-se de ambientes controlados para ambas as grandezas. Portanto, a Figura 68a mostra a caixa utilizada como ambiente controlado para as medições de umidade. Essa caixa possui luvas para manuseio interno e uma tampa com um material vedador, em suas extremidades, semelhante ao material utilizado em portas de geladeiras, garantindo a isolação entre os ambientes interno e externo da caixa. Para diminuir a porcentagem de umidade dentro da caixa, utiliza-se um pouco de sílica e uma secadora, Figura 68b. A sílica possui a característica de reter a umidade do ambiente que está ao seu entorno. Para exemplificar, comumente encontram-se pequenos sacos contendo pedras de sílica dentro de embalagens de remédios para manter seu conteúdo seco.

Com esses itens em mãos, monta-se o *set* visto na Figura 68c para fazer as medições. Observa-se que o VNA está fora da caixa e está sendo utilizado para medir os parâmetros *S* do protótipo do sensor, que está dentro da caixa, através de cabos. O sensor eletrônico é utilizado para verificar em qual porcentual de umidade relativa (RH – *Relative Humidity*) estão sendo extraídos os parâmetros *S*. Antes de começar as medições, deixou-se a tampa da secadora aberta *overnight* para que o interior da caixa chegue a porcentagens de

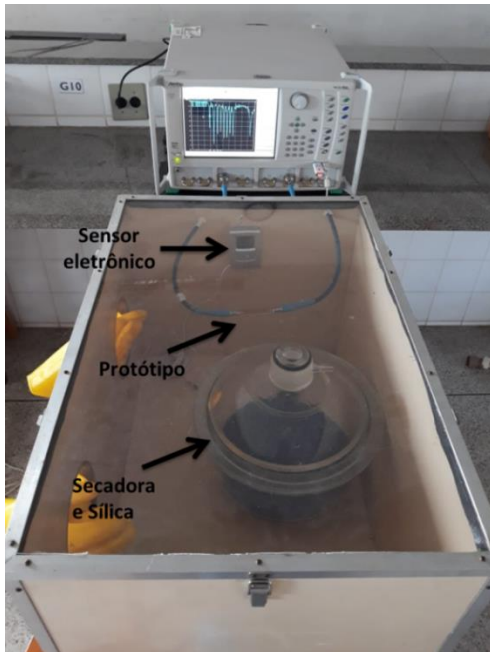
umidade de 15 ~ 20 %, aproximadamente. Em seguida, utilizam-se as luvas para fechar a secadora para extrair a primeira medição. Por fim, injeta-se umidade canalizada de um umidificador comum, extraindo-se os parâmetros S do sensor, com um passo de 5 % de RH. As medições máximas de RH no interior da caixa chegaram a 85 ~ 90 %.



a)



b)



c)



d)

Figura 68: Metodologia das medições dos sensores: a) caixa, b) secadora e sílica, c) medição dos sensores de umidade e d) medição dos sensores de temperatura.

Para as medições de temperatura, foi utilizada uma estufa BOD (*Biochemical Oxygen Demand*) que, geralmente, é utilizada para germinação, crescimento de plantas, incubação de culturas biológicas e armazenamento de reagentes [78]. A BOD utilizada é uma espécie de geladeira modificada, capaz de operar de -5 a 40 °C, e pode ser vista na Figura 68d. Observa-se que o protótipo do sensor está dentro da BOD e seus parâmetros S estão sendo medidos com o VNA através de cabos. Os parâmetros S foram extraídos com um passo de 5 °C observando essas variações com o sensor eletrônico de temperatura acima da BOD.

A seguir, são mostradas como foram feitas as soluções dos polímeros depositados nos novos protótipos sensores e discussão de seus resultados.

### 5.1 REALIZAÇÃO DO SENSOR COM O POLÍMERO PVA

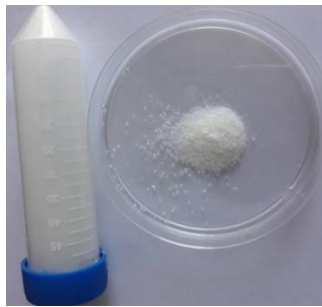
Como foi citado anteriormente, foi utilizado o polímero Acetato de Polivinila (PVA – *Polyvinyl alcohol*) para o desenvolvimento do protótipo do sensor de umidade. O PVA foi descoberto por Hermann e Haehnel em 1924 através da hidrólise de acetato de polivinila em etanol com hidróxido de potássio [79]. As características físicas e seus usos funcionais específicos dependem do grau de polimerização e do grau de hidrólise. Na literatura dos dispositivos de micro-ondas que utilizam esse polímero sensor, observa-se que a solução do PVA possui a característica de modificar sua permissividade elétrica relativa ( $\epsilon_r$ ) com a variação do percentual de umidade relativa do ambiente [74], [75], [80], [81]. Tal alteração da  $\epsilon_r$  pode ser utilizada para modificar a capacitância de uma determinada região de um circuito de micro-ondas através da equação geral da capacitância (26), [52]. Sendo assim, e também levando em conta a equação geral para a frequência de ressonância de ressonadores (27), deposita-se uma solução de PVA sobre um ressonador para que sua frequência de ressonância seja alterada. Essa alteração da frequência de ressonância pode ser lida e identificada remotamente e, assim, obtém-se um sensor de RF de umidade passivo e de baixo custo.

Nos sistemas de sensores *chipless* atuais, necessita-se que um ressonador dedicado seja utilizado para gerar o bit de sensoriamento e outro ressonador para o bit de identificação. Contudo, os resultados das medições do PVA aqui apresentados mostrarão que é possível que ambos os bits possam estar em um mesmo ressonador utilizando os ressonadores *dual-mode* quando a solução do PVA é depositada somente na LT central que corresponde à frequência de ressonância do modo par.

$$C = \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{A}{H} \quad (26)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (27)$$

A seguir, é apresentada a metodologia para a preparação e deposição do PVA na PCB. Observa-se na Figura 69a que o PVA utilizado são pequenos cristais granulados e brancos. A diluição do PVA foi realizada utilizando [82], com algumas modificações. Em um balão reacional de 100ml, adicionou-se ~1g de PVA, Figura 69b, e 10ml de água ideonizada. Munido de um condensador de refluxo, a mistura foi agitada e aquecida a 100 °C por 4 horas, até a solução ficar viscosa. Após, a mistura foi condicionada em um frasco e deixada em descanso por 6 horas para resfriamento, Figura 69c. Em seguida, a solução de PVA foi depositada gota-a-gota (50 μl cada) na PCB do modelo do ressonador *dual-mode*, Figura 46, até que o filme cobrisse parcialmente a área da LT central. Por fim, a PCB foi colocada em estufa aquecida a 60 °C por 2 horas. Foram depositadas 10 gotas de solução de PVA acima do ressonador gerando um volume total de 0,5 ml, aproximadamente. A Figura 69d mostra uma foto do ressonador após esse processo de deposição.



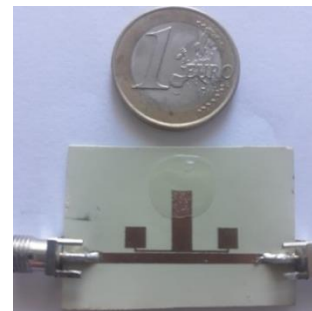
a)



b)



c)



d)

Figura 69: Deposição do PVA: a) PVA, b) pesagem, c) solução e d) protótipo.

A Figura 70 mostra os resultados das medições do sensor desenvolvido na Figura 69d utilizando a metodologia adotada para a medição de sensores de umidade vista na Figura 68c. Observa-se que quando a umidade relativa dentro da caixa está em 15 %,  $f_o = 2,75\text{GHz}$  e  $f_e = 3,3\text{GHz}$ . Quando essa umidade sobe para 45 %, as ressonâncias atenuam menos e deslocam-se para  $f_o = 2,65\text{GHz}$  e  $f_e = 3,25\text{GHz}$ . Por fim, quando a umidade atinge 75 %,  $f_o = 2,2\text{GHz}$  e  $f_e = 2,8\text{GHz}$ . Portanto, conclui-se que, embora o PVA esteja realmente funcionando, a resposta do sensor não foi a esperada, pois tinha-se como hipótese que somente a ressonância do modo par seria alterada enquanto a ressonância do modo ímpar permaneceria fixa na mesma frequência. Essa incoerência nos resultados se deve à baixa impedância que a LT central apresenta, pois isso minimiza o efeito do curto-circuito virtual provocado pela ressonância do modo ímpar fazendo que a ressonância par não seja tão independente assim. Entretanto, esse modelo de ressonador ainda pode ser utilizado para realizar as codificações dos *tags*. Na Figura 71 é mostrada a curva de sensibilidade da ressonância do modo par sobre a influência da variação da umidade relativa dentro da caixa. Nota-se, também, que o sensor desenvolvido apresenta uma maior sensibilidade quando essa umidade é superior a 35 %.

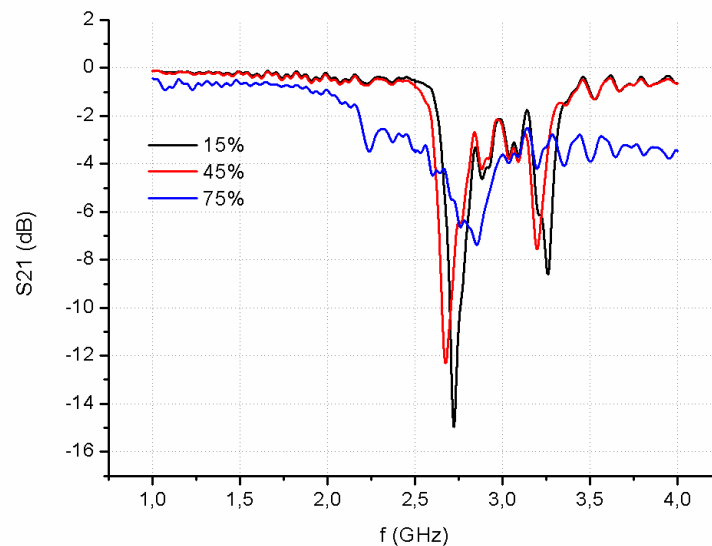


Figura 70: Análise das ressonâncias par e ímpar sob a influência do PVA.

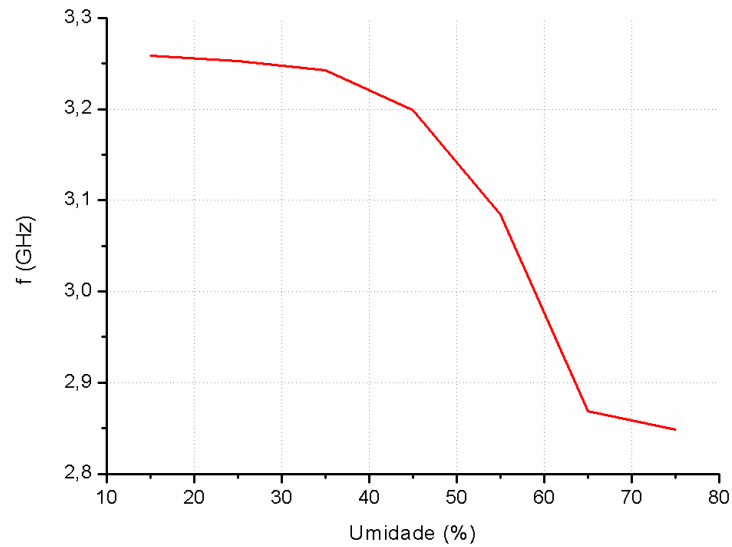


Figura 71. Análise de sensibilidade da frequência de ressonância par sob a influência do PVA.

Para solucionar o problema do sensor proposto, deve-se, então, utilizar um modelo de ressonador *dual-mode* que apresente uma maior impedância para essa LT central. Para tal, utilizou-se o outro modelo de ressonador com capacitores planares (Figura 48) visto na seção 2.5. Observa-se que esse modelo de ressonador possui a largura da LT central mais fina quando comparada ao ressonador da Figura 69d. Isso caracteriza uma maior impedância para essa LT maximizando a independência entre os modos de ressonâncias. Além disso, a ressonância do modo par agora ocorre em uma frequência inferior à do modo ímpar, ou seja, com esse novo modelo  $f_e < f_o$ . Assim, também não se corre o risco de que  $f_e$  e  $f_o$  se sobreponham quando  $f_e$  baixar em frequência, pois  $f_o$  estará fixo em uma frequência superior.

Sendo assim, novas medições foram feitas buscando retificar alguns problemas vistos nas medições anteriores. Primeiro, aumentou-se a concentração de PVA na solução para  $\sim 1,5 g$ , Figura 72a, pensando na hipótese de se melhorar a sensibilidade em baixas porcentagens de umidade relativa ( $< 40\%$ ). Segundo, utilizou-se o modelo de ressonador de capacitores planares com  $f_e < f_o$  para garantir a independência entre as ressonâncias. Portanto, aproveitando para já apresentar o *tag sensor* proposto, pode ser visto, na Figura 72b, que a deposição do PVA foi feita somente acima do modelo do ressonador com  $f_e < f_o$ .



Figura 72: Retificação: a) pesagem do PVA e b) protótipo.

A Figura 73 mostra os resultados das medições do novo *tag* sensor de umidade. Observa-se que, em todas as variações de umidade, apenas o bit destinado a fazer o sensoriamento é afetado enquanto que as outras ressonâncias permanecem praticamente fixas. Conclui-se, então, que ficou comprovada, por meio das medições, a hipótese da criação de um novo *tag* sensor de umidade que não necessita de um ressonador dedicado para realizar o bit de sensoriamento.

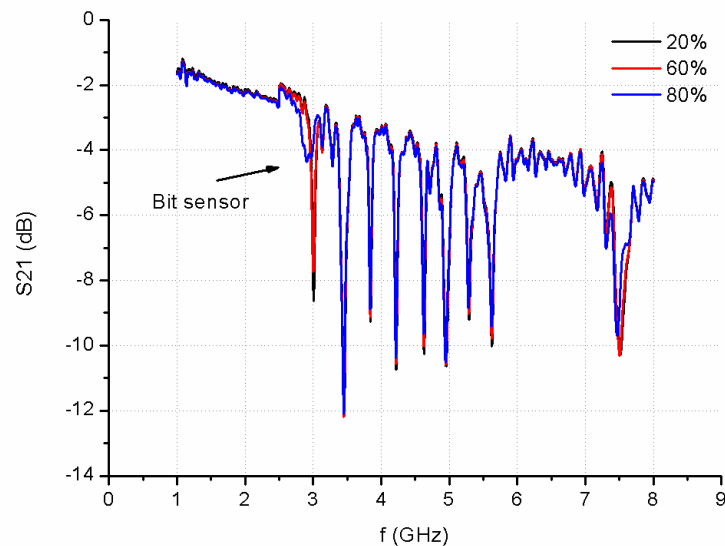


Figura 73: Análise do funcionamento do *tag* sensor sobre a influência do PVA.

Embora esteja comprovado o funcionamento do novo sensor proposto, também ficou evidenciada uma menor sensibilidade na ressonância do bit sensor mesmo aumentando-se a concentração de PVA, Figura 74. Isso ocorreu devido à falta de precisão para a deposição do polímero na PCB. Nota-se tal observação quando se compara a deposição feita nos dois protótipos aqui apresentados.



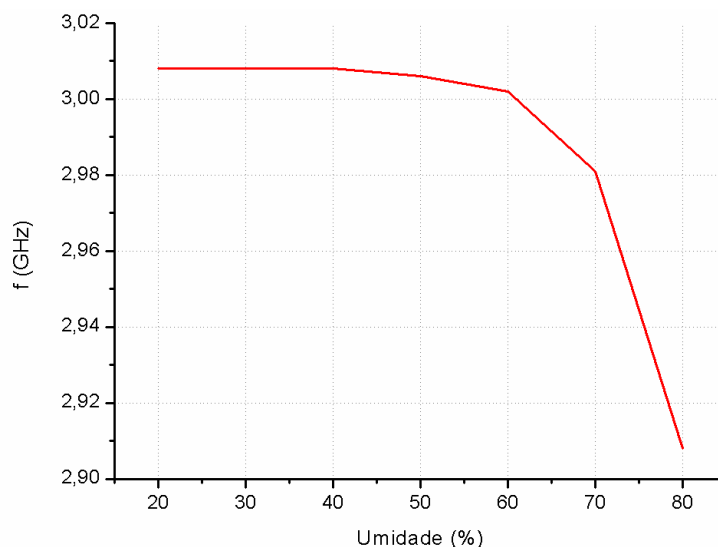


Figura 74: Análise de sensibilidade da frequência de ressonância do bit sensor do *tag* sobre a influência de RH.

A seguir, são apresentados os testes realizados com o polímero Stanyl.

## 5.2 REALIZAÇÃO DO SENSOR COM O POLÍMERO STANYL

Pensando na hipótese de se obter um sensor que meça outra grandeza diferente de umidade, observaram-se algumas pesquisas utilizando o polímero Stanyl como sensor de temperatura [76], [77]. O Stanyl, também conhecido como Nylon 46, é uma poliamida alifática formada pela policondensação de diaminobutano 1,4 e ácido adípico [83]. Em outras palavras, ele é um plástico fabricado e patenteado pela empresa DSM [84] com um alto ponto de fusão (~295 °C) e é muito utilizado em diversos processos de engenharia como: produção de equipamentos automotivos, engrenagens e eletroeletrônicos. O uso desse polímero em tais aplicações se dá pela alta demanda de rigidez, durabilidade e temperatura que esses processos exigem.

Dito isso, foi obtida, através de uma doação pela DSM, uma amostra do polímero Stanyl TW200F6 [85], Figura 75a. O Stanyl obtido é diferente do Stanyl utilizado nos sensores desenvolvidos em [76], [77]. Nesses trabalhos, foi utilizado o Stanyl TE200F6 [86]. Portanto, esta tese também traz mais uma contribuição inédita com os testes do Stanyl TW200F6 utilizado como material sensor. A seguir é apresentada a metodologia para a solubilização do Stanyl e deposição.

A principal dificuldade nessa etapa do projeto foi descobrir qual solvente iria solubilizar o Stanyl, pois não há muita informação na literatura para tal devido o Stanyl não

ser comumente utilizado para o desenvolvimento de sensores de RF e, assim, ele não costuma ser solubilizado. Diferentemente do PVA, o Stanyl é um plástico e não pode ser solubilizado em água. Para tal, necessita-se de um ácido. Portanto, buscaram-se alguns ácidos que solubilizam polímeros plásticos [87]. Dentre esses, foram testados xileno, xilol e ácido fórmico, porém apenas o ácido fórmico foi capaz de dissolver o Stanyl. Sendo assim, em um balão reacional de 100ml, adicionou-se ~1g de Stanyl, Figura 75b, e 15ml de ácido fórmico (99 %, Labsynth). Munido de um condensador de refluxo, a mistura foi agitada e aquecida a 105 °C *overnight*. Após, a mistura foi condicionada em um frasco e deixada em descanso por 2 horas para resfriamento, Figura 75c. Em seguida, a solução de Stanyl foi depositada gota-a-gota (50 µl cada) na PCB do modelo do ressonador *dual-mode*, Figura 75d. Foram depositadas 20 gotas de solução de Stanyl acima do ressonador gerando um volume total de 1ml, aproximadamente. A deposição do polímero foi feita dentro de uma estufa aquecida a 70 °C. Por conta da baixa viscosidade da solução, a deposição foi realizada em várias aplicações até a formação de um filme com certa espessura sobre a placa.



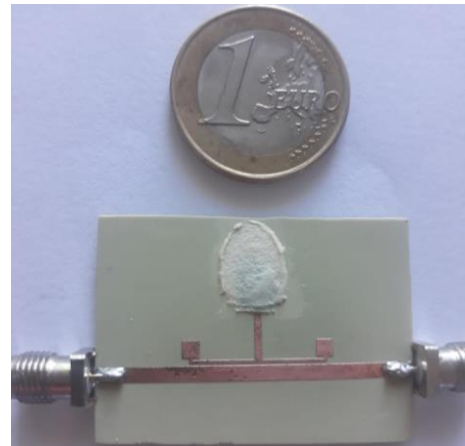
a)



b)



c)



d)

Figura 75: Deposição do Stanyl: a) Stanyl, b) pesagem, c) solução e d) protótipo.

A Figura 76 mostra os resultados das medições do sensor desenvolvido na Figura 75d utilizando a metodologia adotada para a medição de sensores de temperatura vista na Figura 68d. O gráfico mostra apenas as medições em 25 e 30 °C, porém as medições foram feitas de 5 a 40 °C com todas exibindo praticamente os mesmos resultados. Diferentemente do Stanyl TE200F6, observou-se que o Stanyl TW200F6 não apresenta muita sensibilidade com a variação de temperatura. Entretanto, durante as medições (Figura 76), percebeu-se que a frequência de ressonância do modo par subiu um pouco em frequência no momento em que a temperatura mudou de 25 °C para 30 °C. Nesse momento, foi visto, através do sensor eletrônico, que a umidade relativa dentro da BOD diminuiu devido a essa mudança de temperatura. Portanto, criou-se a hipótese de que esse tipo de Stanyl poderia também ser um polímero sensor de umidade ao invés de temperatura. Sendo assim, foi testada essa hipótese utilizando o mesmo protótipo e a metodologia para medições de sensores de umidade da Figura 68c. Os resultados dessas medições são apresentados na Figura 77.

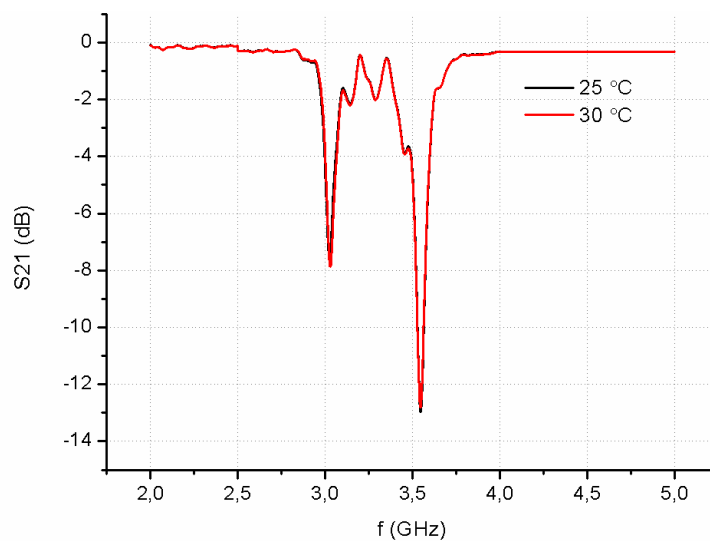


Figura 76: Análise das ressonâncias par e ímpar sobre a influência da temperatura no Stanyl.

Observa-se na Figura 77 que quando a umidade relativa dentro da caixa está em 20, 60 e 90 %, a frequência de ressonância do modo par ocorre em 3,034; 3,014 e 2,868 GHz, respectivamente, enquanto a frequência de ressonância do modo ímpar permanece fixa em 3,474 GHz. Conclui-se, então, que o Stanyl TW200F6 é um polímero que também pode ser usado como sensor de umidade e fica descartada a hipótese dele ser usado como sensor de temperatura. Nota-se, também, que o sensor desenvolvido apresenta uma sensibilidade mais

linear que o PVA e essa sensibilidade se tornar maior quando a umidade é superior a 70 %, Figura 78.

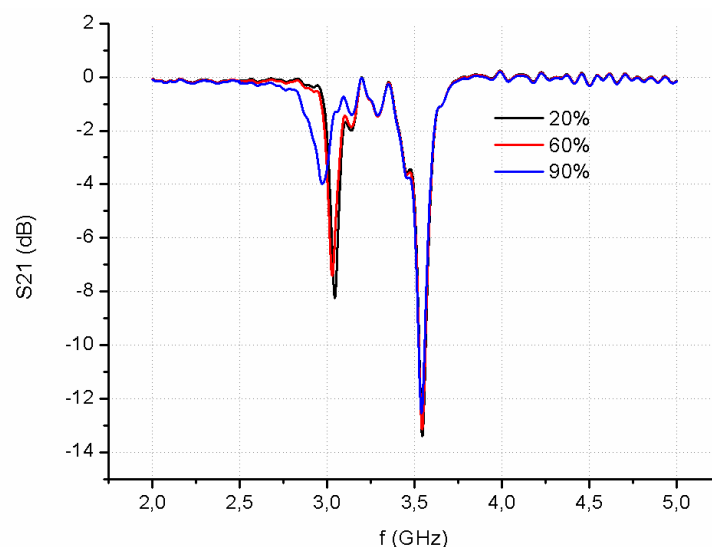


Figura 77: Análise das ressonâncias par e ímpar sobre a influência de umidade no Stanyl.

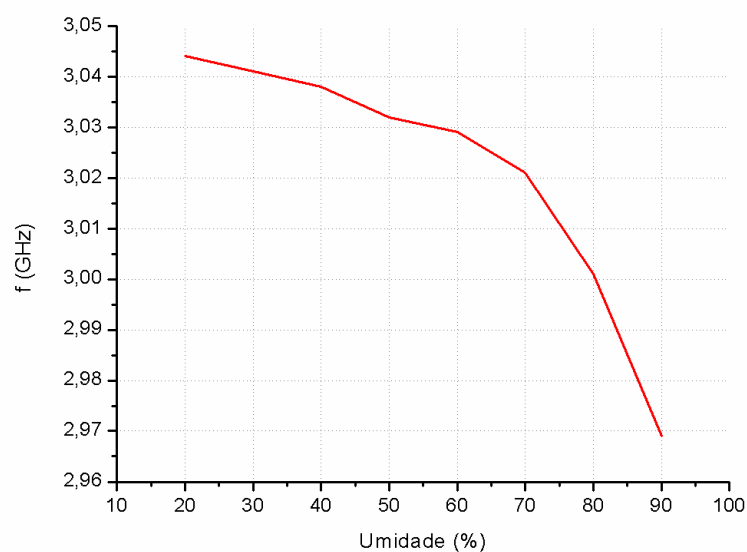


Figura 78: Análise da sensibilidade da frequência de ressonância par sobre a influência do Stanyl.

Sendo assim, novas medições foram feitas buscando melhorar essa sensibilidade. Para isso, em uma nova solução, aumentou-se a concentração de Stanyl diminuindo-se a quantidade de ácido fórmico de 15ml para 10ml e mantendo-se a quantidade de Stanyl em ~ 1g, Figura 79a. Em seguida, foi feita a deposição da solução na PCB acima do modelo do ressonador com  $f_e < f_o$ , Figura 79b.



Figura 79: Retificação: a) pesagem do Stanyl e b) protótipo.

A Figura 80 mostra os resultados das medições do novo *tag* sensor de umidade. Observa-se que, em todas as variações de umidade, apenas o bit destinado a fazer o sensoriamento é afetado enquanto que as outras ressonâncias permanecem praticamente fixas. Conclui-se, então, que ficou comprovada através das medições a hipótese da criação de um novo *tag* sensor de umidade, utilizando o polímero Stanyl TW200F6, que não necessita de um ressonador dedicado para realizar o bit de sensoriamento.

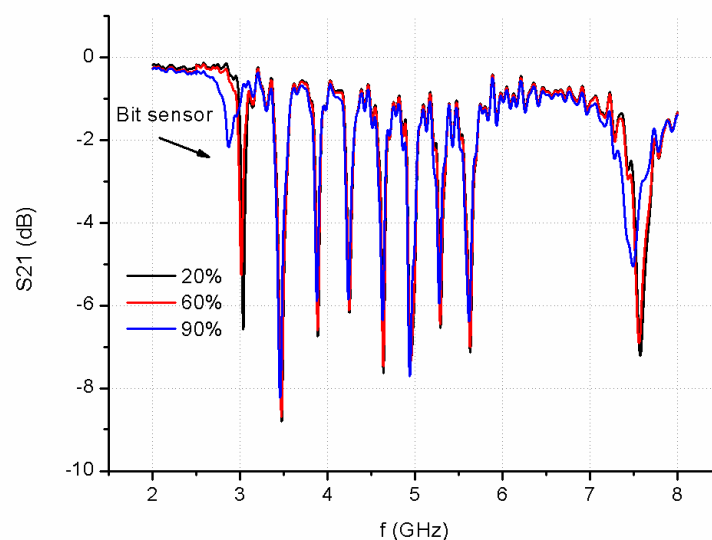


Figura 80: Análise do funcionamento do *tag* sensor sobre a influência do Stanyl.

Embora esteja comprovado o funcionamento do novo sensor proposto, também ficou evidenciada que não houve melhoria na sensibilidade da ressonância do bit sensor mesmo aumentando-se a concentração de Stanyl, Figura 81. Isso ocorreu devido à falta de

precisão para a deposição do polímero na PCB. Entretanto, observa-se uma similaridade com a sensibilidade vista na Figura 78.

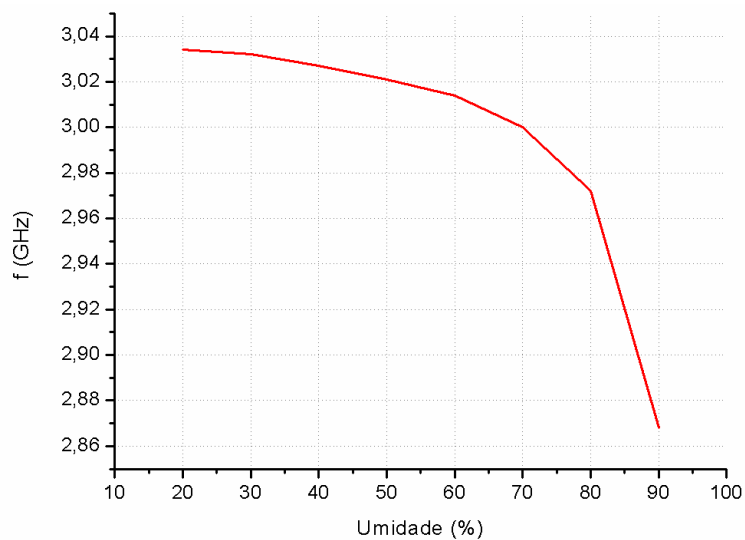


Figura 81: Análise da sensibilidade da frequência de ressonância par do *tag* sobre a influência do Stanyl.

Ficou comprovado o funcionamento do novo sensor proposto através das medições realizadas para aplicações de IoT. Nota-se que ainda há a necessidade de melhorias nas sensibilidades dos sensores em percentuais de umidade relativa baixos, porém essas pesquisas ficarão para trabalhos futuros.

## 6 CONCLUSÃO

Esta pesquisa concluiu com vários resultados, alguns dos quais são contribuições ao desenvolvimento dos *tags* sem *chip*. No campo teórico, a primeira contribuição foi uma maneira diferente de tratar a teoria de um ressonador *dual-mode* de sintonias independentes utilizado nessa tecnologia. Para tal, foram desenvolvidos dois procedimentos: um para a análise e outro para a síntese desse componente. Tais procedimentos resultaram ser muito precisos e foram validados por meio de simulações e medições.

Já no campo das aplicações práticas, várias vantagens foram demonstradas. A primeira delas foi a miniaturização dos dispositivos. Aqui é importante expressar que a mera introdução de um ressonador *dual-mode* já produz uma miniaturização na estrutura de um *tag*, porém foram realizadas modificações estruturais no ressonador introduzindo capacitores planares que propiciaram duas vantagens adicionais: uma em que a miniaturização foi ainda maior com a utilização desses capacitores planares e outra (mais importante ainda) que consegue-se agora eliminar as ressonâncias harmônicas dos ressonadores *dual-mode* que operam em baixas frequências de RF e micro-ondas, viabilizando, assim, o projeto de *tags* nas bandas S e C, por exemplo. Em termos mais claros, essa miniaturização se traduz numa maior quantidade de bits de codificação numa estrutura fisicamente pequena com um menor custo.

Por outro lado, a característica de sintonias independentes foi explorada neste trabalho com o intuito de disponibilizar, para fins distintos, os dois bits disponíveis de um mesmo ressonador. Assim, um bit foi utilizado para codificação e o outro para sensoriamento. Isso é uma diferença bem notável se comparada com os *tags* sensores já publicados na literatura. A possibilidade de que um mesmo ressonador faça simultaneamente ambas funções é a principal contribuição deste trabalho, que pode ser interpretada como um grau ainda maior de miniaturização, pois agora não há mais necessidade de se dedicar um ressonador para realizar o sensoriamento.

Resulta evidente a potencialidade dos novos *tags* aqui apresentados para serem integrados aos sistemas emergentes de IoT devido suas capacidades de sensoriamentos e baixos custos com as miniaturizações.

## 7 TRABALHOS FUTUROS

- Projeto de antena direcional UWB que permita leitura do *tag* desenvolvido nas bandas S e C;
- Buscar formas de melhorar a sensibilidade dos sensores em índices de umidade relativa baixos;
- Explorar novas grandezas ambientais diferentes de umidade e temperatura utilizando outros materiais sensores integrados aos *tags*;
- Terminar o desenvolvimento de uma leitora dedicada aos sistemas *chipless* utilizando SDR (*Software Defined Radio*)



## 8 PUBLICAÇÕES

- Santos-Souza, G. T.; Pfeifer, W. P. ; Bravo-Roger, L. L., “Análise das Características Eletromagnéticas do Graute (Micro Concreto) e do Gesso Mediante a Frequência de Wireless (2,45GHz)”. *59o Congresso Brasileiro do Concreto - IBRACON*, 2017, Bento Gonçalves.
  
- L. A. C. Fonseca, H. E. Hernandez-Figueroa, G. T. Santos-Souza and L. L. Bravo-Roger, "Dielectric properties characterization: A simple inverse problem approach," *2017 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO)*, Seville, 2017, pp. 22-24.
  
- A. A. d. C. Alves, G. T. Santos-Souza, L. L. Bravo-Roger and H. E. Hernández-Figueroa, "LNA practical design method for RFID readers," *2014 IEEE Brasil RFID*, Sao Paulo, 2014, pp. 13-15.
  
- G. T. Santos-Souza, A. A. d. C. Alves, L. L. Bravo-Roger and H. E. Hernandez-Figueroa, "Numerical determination of frequency guard band resonances for Chipless RFID Tags," *2014 IEEE Brasil RFID*, Sao Paulo, 2014, pp. 10-12.

## REREFÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] S. Preradovic and N. C. Karmakar, *Multiresonator-Based Chipless RFID: Barcode of the Future*. Melbourne: Springer, 2012.
- [2] J. Landt, “The history of RFID,” *IEEE Potentials*, vol. 24, no. 4, pp. 8–11, Oct. 2005.
- [3] S. Preradovic, N. Karmakar, and I. Balbin, “RFID Transponders,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 9, no. 5, pp. 90–103, Oct. 2008.
- [4] R. Das, “Chipless RFID - The End Game,” *IDTechEx*, 2006. [Online]. Available: <http://www.idtechex.com/en/research-article/chipless-rfid-the-end-game/435>. [Accessed: 05-Feb-2019].
- [5] V. Plessky and L. Reindl, “Review on SAW RFID tags,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 57, no. 3, pp. 654–668, Mar. 2010.
- [6] Y.-Y. Chen, T.-T. Wu, and K.-T. Chang, “P5H-3 A COM Analysis of SAW Tags Operating at Harmonic Frequencies,” in *2007 IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings*, 2007, pp. 2347–2350.
- [7] S. Harma, V. P. Plessky, Xianyi Li, and P. Hartogh, “Feasibility of ultra-wideband SAW RFID tags meeting FCC rules,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 56, no. 4, pp. 812–820, Apr. 2009.
- [8] Tao Han, Weibiao Wang, Haodong Wu, and Yongan Shui, “Reflection and scattering characteristics of reflectors in SAW tags,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 55, no. 6, pp. 1387–1390, Jun. 2008.
- [9] S. Harma, W. G. Arthur, C. S. Hartmann, R. G. Maev, and V. P. Plessky, “Inline SAW RFID tag using time position and phase encoding,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 55, no. 8, pp. 1840–1846, Aug. 2008.
- [10] J. Liu and J. Yao, “Wireless RF Identification System Based on SAW,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 958–961, 2008.
- [11] D. Puccio, D. C. Malocha, N. Saldanha, D. R. Gallagher, and J. H. Hines, “Orthogonal frequency coding for SAW tagging and sensors,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 53, no. 2, pp. 377–384, Feb. 2006.
- [12] R. Das and P. Harrop, “Printed and Chipless RFID Forecasts, Technologies & Players 2011-2021,” 2012. [Online]. Available: <https://www.idtechex.com/en/research-report/printed-and-chipless-rfid-forecasts-technologies-and-players-2011-2021/254>. [Accessed: 05-Feb-2019].
- [13] A. Chamarti and K. Varahramyan, “Transmission Delay Line Based ID Generation

- Circuit for RFID Applications,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 16, no. 11, pp. 588–590, Nov. 2006.
- [14] B. Violino, “Firewall Protection for Paper Documents,” *RFID Journal*, 2004. [Online]. Available: <https://www.rfidjournal.com/articles/view?790>. [Accessed: 06-Feb-2019].
- [15] J. Collins, “RFID Fibers for Secure Applications,” *RFID Journal*, 2004. [Online]. Available: <https://www.rfidjournal.com/articles/view?845>. [Accessed: 06-Feb-2019].
- [16] K. C. Jones, “Invisible RFID Ink Safe For Cattle And People, Company Says,” *informationweek*, 2007. [Online]. Available: <https://www.informationweek.com/invisible-rfid-ink-safe-for-cattle-and-people-company-says/d/d-id/1050602>.
- [17] J. Dowe, “SOMARK’s chipless RFID ink tattoo field demo brings the company closer to launch,” *MoreRFID internet article*, 2008. [Online]. Available: <https://www.morerfid.com/>. [Accessed: 07-Feb-2019].
- [18] J. McVay, a. Hoorfar, and N. Engheta, “Space-filling curve RFID tags,” *2006 IEEE Radio Wirel. Symp.*, pp. 199–202, 2006.
- [19] S. Preradovic and N. C. Karmakar, “Design of short range chipless RFID reader prototype,” in *2009 International Conference on Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing (ISSNIP)*, 2009, pp. 307–312.
- [20] H.-S. Jang, W.-G. Lim, K.-S. Oh, S.-M. Moon, and J.-W. Yu, “Design of Low-Cost Chipless System Using Printable Chipless Tag With Electromagnetic Code,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 20, no. 11, pp. 640–642, Nov. 2010.
- [21] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, “Chipless RFID Tag Using Hybrid Coding Technique,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 12, pp. 3356–3364, Dec. 2011.
- [22] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, “A fully printable Chipless RFID tag with detuning correction technique,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 22, no. 4, pp. 209–211, 2012.
- [23] J. McVay, A. Hoorfar, and N. Engheta, “Theory and experiments on Peano and Hilbert curve RFID tags,” in *Proc. SPIE 6248, Wireless Sensing and Processing*, 2006.
- [24] S. Preradovic, I. Balbin, N. C. Karmakar, and G. F. Swiegers, “Multiresonator-based chipless RFID system for low-cost item tracking,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 5, pp. 1411–1419, 2009.
- [25] N. C. Karmakar, E. M. Amin, and J. K. Saha, *Chipless RFID Sensors*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc, 2016.

- [26] A. Zanella, N. Bui, A. Castellani, L. Vangelista, and M. Zorzi, “Internet of Things for Smart Cities,” *IEEE Internet Things J.*, vol. 1, no. 1, pp. 22–32, Feb. 2014.
- [27] J. P. Lynch and K. J. Loh, “A Summary Review of Wireless Sensors and Sensor Networks for Structural Health Monitoring,” *Shock Vib. Dig.*, vol. 38, no. 2, pp. 91–128, Mar. 2006.
- [28] T. NUORTIO, J. KYTOJOKI, H. NISKA, and O. BRAYSY, “Improved route planning and scheduling of waste collection and transport,” *Expert Syst. Appl.*, vol. 30, no. 2, pp. 223–232, Feb. 2006.
- [29] A. R. Al-Ali, I. Zualkernan, and F. Aloul, “A Mobile GPRS-Sensors Array for Air Pollution Monitoring,” *IEEE Sens. J.*, vol. 10, no. 10, pp. 1666–1671, Oct. 2010.
- [30] N. Maisonneuve, M. Stevens, M. E. Niessen, P. Hanappe, and L. Steels, “Citizen Noise Pollution Monitoring,” in *Proceedings of the 10th Annual International Conference on Digital Government Research: Social Networks: Making Connections between Citizens, Data and Government*, 2009, pp. 96–103.
- [31] Xu Li, Wei Shu, Minglu Li, Hong-Yu Huang, Pei-En Luo, and Min-You Wu, “Performance Evaluation of Vehicle-Based Mobile Sensor Networks for Traffic Monitoring,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 4, pp. 1647–1653, May 2009.
- [32] E. M. Amin, J. K. Saha, and N. C. Karmakar, “Smart Sensing Materials for Low-Cost Chipless RFID Sensor,” *IEEE Sens. J.*, vol. 14, no. 7, pp. 2198–2207, Jul. 2014.
- [33] M. Manteghi and Y. Rahmat-Samii, “Frequency notched UWB elliptical dipole tag with multi-bit data scattering properties,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, pp. 789–792, 2007.
- [34] I. Balbin and N. C. Karmakar, “Phase-Encoded Chipless RFID Transponder for Large-Scale Low-Cost Applications,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 19, no. 8, pp. 509–511, 2009.
- [35] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, “A compact chipless RFID tag using polarization diversity for encoding and sensing,” in *2012 IEEE International Conference on RFID (RFID)*, 2012, pp. 191–197.
- [36] M. A. Islam, A. Azad, and N. Karmakar, “A novel reader architecture for chipless RFID tags,” in *2013 Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility, APEMC 2013*, 2015, pp. 1–4.
- [37] C. Herrojo, J. Mata-Contreras, F. Paredes, A. Nunez, E. Ramon, and F. Martin, “Near-Field Chipless-RFID System with Erasable/Programmable 40-bit Tags Inkjet Printed on Paper Substrates,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 28, no. 3, pp. 272–

- 274, 2018.
- [38] M. S. Bhuiyan, A. K. M. Azad, and N. Karmakar, “Dual-band modified complementary split ring resonator (MCSRR) based multi-resonator circuit for chipless RFID tag,” in *Proceedings of the 2013 IEEE 8th International Conference on Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing: Sensing the Future, ISSNIP 2013*, 2013, vol. 1, pp. 277–281.
- [39] H. de P. A. Ferreira, A. J. R. Serres, F. M. de Assis, and J. Nogueira de Carvalho, “A Multi-resonant Circuit based on Dual-band Matryoshka Resonator for Chipless RFID Tag,” in *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*, 2018, pp. 1–4.
- [40] M. Guglielmi and G. Gatti, “Experimental Investigation of Dual-Mode Microstrip Ring Resonators,” *1990 20th Eur. Microw. Conf.*, vol. 1, pp. 901–906, 1990.
- [41] J. A. Curtis and S. J. Fiedziuszko, “Miniature Dual Mode Microstrip Filters,” *1991 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 443–446, 1991.
- [42] J. S. Hong and M. J. Lancaster, “Bandpass characteristics of new dualmode microstrip square loop resonator,” *Electron. Lett.*, vol. 31, no. 11, pp. 891–892, 1995.
- [43] J.-S. Hong and S. Li, “Theory and Experiment of Dual-Mode Microstrip Triangular Patch Resonators and Filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 4, pp. 1237–1243, Apr. 2004.
- [44] J. S. Hong, H. Shaman, and Y. H. Chun, “Dual-mode microstrip open-loop resonators and filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 8, pp. 1764–1770, 2007.
- [45] L. Athukorala and D. Budimir, “Compact dual-mode open loop microstrip resonators and filters,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 19, no. 11, pp. 698–700, 2009.
- [46] I. Wolff, “Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a microstrip ring resonator,” *Electron. Lett.*, vol. 8, no. 12, pp. 302–303, 1972.
- [47] D. Girbau, J. Lorenzo, A. Lazaro, C. Ferrater, and R. Villarino, “Frequency-coded chipless RFID tag based on dual-band resonators,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, no. 4, pp. 126–128, 2012.
- [48] ANSYS, “HFSS.” [Online]. Available: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>.
- [49] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed. John Wiley & Sons, Inc, 2012.
- [50] M. N. O. Shadiku, *Elementos de Eletromagnetismo*, 3rd Editio. Porto Alegre-RS, 2004.
- [51] M. I. Kinayman, Noyan; Aksun, *Modern Microwave Circuits*. 2005.

- [52] R. L. Boylestad, *Introdução à Análise de Circuitos*, 12<sup>a</sup> editio. São Paulo, 2011.
- [53] G. T. Santos-Souza, A. A. C. De Alves, L. L. Bravo-Roger, and H. E. Hernandez-Figueroa, “Numerical determination of frequency guard band resonances for chipless RFID tags,” in *2014 IEEE Brasil RFID*, 2014, pp. 10–12.
- [54] W. Xu, Z. Huang, Y. Cui, and H. Wang, “Harmonic resonance mode analysis,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 20, no. 2, pp. 1182–1190, 2005.
- [55] S. W. Ting, K. W. Tam, and R. P. Martins, “Novel interdigital microstrip bandpass filter with improved spurious response,” *2004 IEEE Int. Symp. Circuits Syst. (IEEE Cat. No.04CH37512)*, vol. 1, pp. I-984–7, 2004.
- [56] Wen-Hua Tu and Kai Chang, “Compact second harmonic-suppressed bandstop and bandpass filters using open stubs,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 2497–2502, 2006.
- [57] Wen-Ling Chen and Guang-Ming Wang, “Effective Design of Novel Compact Fractal-Shaped Microstrip Coupled-Line Bandpass Filters for Suppression of the Second Harmonic,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 19, no. 2, pp. 74–76, 2009.
- [58] Y. L. Li, J. X. Chen, Q. Y. Lu, W. Qin, W. Li, and Z. H. Bao, “A New and Simple Design Approach for Harmonic Suppression in Bandpass Filter,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 27, no. 2, pp. 126–128, 2017.
- [59] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Third Edit., no. 3. Springer, 2005.
- [60] K. Y. Yazdandoost and R. Kohno, “Ultra wideband antenna,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, no. 6, pp. S29–S32, 2004.
- [61] C. Yang, Q. Guo, and K. Huang, “Study of a printed circular disc monopole antenna for UWB systems,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 11, pp. 3500–3504, 2005.
- [62] X. Chen, J. Liang, P. Li, L. Guo, C. C. Chiau, and C. G. Parini, “Planar UWB monopole antennas,” in *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, APMC*, 2005, p. 4.
- [63] R. J. P. Douville and D. S. James, “Experimental Study of Symmetric Microstrip Bends and Their Compensation,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 26, no. 3, pp. 175–182, Mar. 1978.
- [64] A. Weisshaar and V. K. Tripathi, “Perturbation analysis and modeling of curved microstrip bends,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 38, no. 10, pp. 1449–1454, 1990.
- [65] D. Girbau, Á. Ramos, A. Lazaro, S. Rima, and R. Villarino, “Passive wireless

- temperature sensor based on time-coded UWB chipless RFID tags,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 11, pp. 3623–3632, 2012.
- [66] E. M. Amin, N. Karmakar, and S. Preradovic, “Towards an intelligent em barcode,” *2012 7th Int. Conf. Electr. Comput. Eng. ICECE 2012*, no. Fig 1, pp. 826–829, 2012.
- [67] R. S. Nair, E. Perret, S. Tedjini, and T. Baron, “A Group-Delay-Based Chipless RFID Humidity Tag Sensor Using Silicon Nanowires,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 729–732, 2013.
- [68] M. Hasani, A. Vena, L. Sydanheimo, L. Ukkonen, and M. M. Tentzeris, “Implementation of a Dual-Interrogation-Mode Embroidered RFID-Enabled Strain Sensor,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 1272–1275, 2013.
- [69] J. Lorenzo, D. Girbau, A. Lázaro, and R. Villarino, “Temperature sensor based on frequency-coded chipless RFID tags,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 56, no. 10, pp. 2411–2415, Oct. 2014.
- [70] R. Suwalak, K. Lertsakwimarn, C. Phongcharoenpanich, and D. Torrungrueng, “Dual-band chipless RFID sensor for a material quality monitoring application,” in *2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 2016, pp. 1004–1005.
- [71] N. Zhang, M. Hu, L. Shao, and J. Yang, “Localization of Printed Chipless RFID in 3-D Space,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 26, no. 5, pp. 373–375, 2016.
- [72] M. Borgese, F. A. Dicandia, F. Costa, S. Genovesi, and G. Manara, “An Inkjet Printed Chipless RFID Sensor for Wireless Humidity Monitoring,” *IEEE Sens. J.*, vol. 17, no. 15, pp. 4699–4707, Aug. 2017.
- [73] T. Athauda and N. C. Karmakar, “The Realization of Chipless RFID Resonator for Multiple Physical Parameter Sensing,” *IEEE Internet Things J.*, vol. 6, no. 3, pp. 5387–5396, Jun. 2019.
- [74] Donghang Lu, Yuliang Zheng, A. Penirschke, A. Wiens, Wenjuan Hu, and R. Jakoby, “Humidity dependent permittivity characterization of polyvinyl-alcohol film and its application in relative humidity RF sensor,” in *2014 44th European Microwave Conference*, 2014, pp. 163–166.
- [75] E. M. Amin, M. S. Bhuiyan, N. C. Karmakar, and B. Winther-Jensen, “Development of a Low Cost Printable Chipless RFID Humidity Sensor,” *IEEE Sens. J.*, vol. 14, no. 1, pp. 140–149, Jan. 2014.
- [76] E. M. Amin and N. Karmakar, “Development of a chipless RFID temperature sensor using cascaded spiral resonators,” in *2011 IEEE SENSORS Proceedings*, 2011, pp. 554–557.

- [77] T. Noor, H. Tenhunen, A. Habib, Y. Amin, and J. Loo, "High-density chipless RFID tag for temperature sensing," *Electron. Lett.*, vol. 52, no. 8, pp. 620–622, Apr. 2016.
- [78] C. C. Hach, R. L. Klein, and C. R. Gibbs, *Introduction to Biochemical Oxygen Demand*, no. 7. USA, 1997.
- [79] N. Ben Halima, "Poly(vinyl alcohol): review of its promising applications and insights into biodegradation," *RSC Adv.*, vol. 6, no. 46, pp. 39823–39832, 2016.
- [80] R. Sengwa and K. Kaur, "Dielectric dispersion studies of poly(vinyl alcohol) in aqueous solutions," *Polym. Int.*, vol. 49, no. 11, pp. 1314–1320, Nov. 2000.
- [81] E. M. Amin, N. C. Karmakar, and B. Winther-Jensen, "Polyvinyl-Alcohol (Pva)-Based RF Humidity Sensor in Microwave Frequency," *Prog. Electromagn. Res. B*, vol. 54, pp. 149–166, 2013.
- [82] M. Penza and G. Cassano, "Relative humidity sensing by PVA-coated dual resonator SAW oscillator," *Sensors Actuators, B Chem.*, vol. 68, no. 1–3, pp. 300–306, Aug. 2000.
- [83] P. A. . Steeman and F. H. . Maurer, "Dielectric properties of polyamide-4,6," *Polymer (Guildf)*, vol. 33, no. 20, pp. 4236–4241, Jan. 1992.
- [84] DSM, "DSM website." [Online]. Available: <https://www.dsm.com/corporate/home.html>.
- [85] DSM, "Stanyl TW200F6." [Online]. Available: <https://www.materialdatacenter.com/ms/en/tradenames/Stanyl/DSM+Engineering+Plastics/Stanyl@+TW200F6/2ba3ca94/765#page78114>.
- [86] DSM, "Stanyl TE200F6." [Online]. Available: <https://www.materialdatacenter.com/ms/en/Stanyl/DSM+Engineering+Plastics/Stanyl@+TE200F6/32efd539/765>.
- [87] A. C. Dimian, C. S. Bildea, and A. A. Kiss, "Solubility of Polymer: Integrated Design and Simulation of Chemical Processes," in *Computer Aided Chemical Engineering*, 2014.



## ANEXO I

```
%Programa para Calcular a Frequência de Ressonância do Modo Par
```

```
clear all
clc
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
%Verificação se a escrita de zinl_par está correta
```

```
syms z1 z2 z3 l1 l2 l3 b_par
zinl_par=z1*((i*z2*(z2*tan(b_par*l2)-
z3*cot(b_par*l3)))/(z2+z3*cot(b_par*l3)*tan(b_par*l2))+i*z1*tan(b_par*l1))/
(z1-(z2*tan(b_par*l1))*(z2*tan(b_par*l2)-
z3*cot(b_par*l3)))/(z2+z3*cot(b_par*l3)*tan(b_par*l2)));
pretty(zinl_par)
```

```
clear all
```

```
%Declaração de variáveis
```

```
c=3e8; %velocidade da luz
Er=3.525; %permissividade elétrica relativa da PCB
H=0.8e-3; %espessura da PCB
z1=127.956; %impedância característica da LT1
z2=77.0673; %impedância característica da LT2
z3=102.609; %impedância característica da LT3
l1=6.75e-3; %comprimento da LT1
l2=16.25e-3; %comprimento da LT2
l3=13e-3; %comprimento da LT3
W1=0.2e-3; %largura da LT1
W2=0.8e-3; %largura da LT2
W3=0.4e-3; %largura da LT3
W0=1.77e-3; %largura da LT de 50 ohms
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
%Cálculo da permissividade elétrica efetiva (Eeff)
```

```
Eeff=((Er+1)/2)+((Er-1)/2)*(1/sqrt(1+12*H/W0))
```

```
%Cálculo da Frequência de Ressonância do Modo Par
```

```
syms b_par
zinl_par=z1*((i*z2*(z2*tan(b_par*l2)-
z3*cot(b_par*l3)))/(z2+z3*cot(b_par*l3)*tan(b_par*l2))+i*z1*tan(b_par*l1))/
(z1-(z2*tan(b_par*l1))*(z2*tan(b_par*l2)-
z3*cot(b_par*l3)))/(z2+z3*cot(b_par*l3)*tan(b_par*l2)))-=0;
beta_par=double(solve(zinl_par,b_par))
```

```
lambdag_par=abs(double((4*pi)/beta_par))
```

```
fr_par=c/(lambdag_par*sqrt(Eeff))
fr_parGHz=fr_par/10^9
```

## ANEXO II

```

%Programa para Calcular a Frequência de Ressonância do Modo Ímpar

clear all
clc

%Verificação se a escrita de zin1_imp ar está correta

syms z1 z2 l1 l2 b_imp ar
zin1_imp ar=(i*z1*(z2*tan(b_imp ar*l2)+z1*tan(b_imp ar*l1)))/(z1-
z2*tan(b_imp ar*l2)*tan(b_imp ar*l1))==0;
pretty(zin1_imp ar)

clear all

%Declaração de variáveis

c=3e8;           %velocidade da luz
Er=3.525;       %permissividade elétrica relativa da PCB
H=0.8e-3;       %espessura da PCB
z1=102.611;     %impedância característica da LT1
z2=87.6019;     %impedância característica da LT2
l1=6.75e-3;     %comprimento da LT1
l2=16.25e-3;    %comprimento da LT2
W1=0.4e-3;     %largura da LT1
W2=0.6e-3;     %largura da LT2
W0=1.77e-3;     %largura da LT de 50 ohms

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Cálculo do Eeff

Eeff=((Er+1)/2)+((Er-1)/2)*(1/sqrt(1+l2*H/W0))

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Cálculo da Frequência de Ressonância do Modo Ímpar

syms b_imp ar
zin1_imp ar=z2*tan(b_imp ar*l2)+z1*tan(b_imp ar*l1)==0;
zin1_imp ar=(i*z1*(z2*tan(b_imp ar*l2)+z1*tan(b_imp ar*l1)))/(z1-
z2*tan(b_imp ar*l2)*tan(b_imp ar*l1))==0;

beta_imp ar=solve(zin1_imp ar, 'IgnoreAnalyticConstraints', true)

Beta_imp ar=vpa(beta_imp ar)

beta_imp ar=-274.91644337195382993832965884547;

lambdag_imp ar=abs(double((8*pi)/beta_imp ar))

fr_imp ar=c/(lambdag_imp ar*sqrt(Eeff))

fr_imp arGHz=fr_imp ar/10^9

```

### ANEXO III

```

%Programa para Sintetizar o Ressonador dual-mode para fo < fe

clear all
clc

c=3e8;           %velocidade da luz
Er=3.525;        %permissividade elétrica relativa da PCB
H=0.8e-3;        %espessura da PCB
W0=1.77e-3;      %largura da LT para 50ohms
l1=15.5e-3;      %Comprimento da LT1
l2=34.8e-3;      %Comprimento da LT2
l3=45.5e-3;      %Comprimento da LT3
fon=1e9;         %Frequência normalizada para o modo ímpar
fen=1e9;         %Frequência normalizada para o modo par
fo=4e9;          %Frequência desejada para o modo ímpar
fe=4.5e9;        %Frequência desejada para o modo par

%Sintetização dos W

W1=0.226*W0
W2=0.339*W0
W3=0.452*W0

%Cálculo da permissividade elétrica efetiva (Eeff)

Eeff1=((Er+1)/2)+((Er-1)/2)*(1/sqrt(1+12*H/W1)+0.04*(1-W1/H)^2)
Eeff2=((Er+1)/2)+((Er-1)/2)*(1/sqrt(1+12*H/W2)+0.04*(1-W2/H)^2)
Eeff3=((Er+1)/2)+((Er-1)/2)*(1/sqrt(1+12*H/W3)+0.04*(1-W3/H)^2)

%Normalização dos thetas para 1GHz

lambda_on=c/fon;
lambda_en=c/fen;

lambdag1n=lambda_on/sqrt(Eeff1)
lambdag2n=lambda_on/sqrt(Eeff2)
lambdag3n=lambda_en/sqrt(Eeff3)

beta1n=(2*pi)/lambdag1n
beta2n=(2*pi)/lambdag2n
beta3n=(2*pi)/lambdag3n

theta1n=beta1n*l1*180/pi
theta2n=beta2n*l2*180/pi
theta3n=beta3n*l3*180/pi
%{
theta1n=28.8
theta2n=66.9706           %Ativar esse campo para obter as dimensões
theta3n=83.2
%}

%Sintetização do ressonador para as frequências par e ímpar desejadas

lambda_o=c/fo;
lambda_e=c/fe;

```

```

lambdag1_o=lambdas_o/sqrt (Eeff1);
lambdag2_o=lambdas_o/sqrt (Eeff2);
lambdag3_e=lambdas_e/sqrt (Eeff3);

beta1_o=(180/pi) * (2*pi) /lambdag1_o;
beta2_o=(180/pi) * (2*pi) /lambdag2_o;
beta3_e=(180/pi) * (2*pi) /lambdag3_e;

l1=theta1n/beta1_o
l2=theta2n/beta2_o
l3=theta3n/beta3_e

%Programa para Sintetizar o Ressorador dual-mode para fo > fe

clear all
clc

c=3e8;           %velocidade da luz
Er=10.2;        %permissividade elétrica relativa da PCB
H=1.6e-3;       %espessura da PCB
W0=1.52e-3;     %largura da LT para 50ohms
l1=15.5e-3;     %Comprimento da LT1
l2=34.8e-3;     %Comprimento da LT2
l3=45.5e-3;     %Comprimento da LT3
fon=1e9;        %Frequência normalizada para o modo ímpar
fen=1e9;        %Frequência normalizada para o modo par
fo=4.8e9;       %Frequência desejada para o modo ímpar
fe=4.5e9;       %Frequência desejada para o modo par

%Sintetização dos W

W1=0.226*W0
W2=0.339*W0
W3=0.452*W0

%Cálculo da permissividade elétrica efetiva (Eeff)

Eeff1=((Er+1)/2)+((Er-1)/2)*(1/sqrt(1+l2*H/W1)+0.04*(1-W1/H)^2)
Eeff2=((Er+1)/2)+((Er-1)/2)*(1/sqrt(1+l2*H/W2)+0.04*(1-W2/H)^2)
Eeff3=((Er+1)/2)+((Er-1)/2)*(1/sqrt(1+l2*H/W3)+0.04*(1-W3/H)^2)

%Normalização dos thetas para 1GHz

lambdas_on=c/fon;
lambdas_en=c/fen;

lambdag1n=lambdas_on/sqrt (Eeff1)
lambdag2n=lambdas_on/sqrt (Eeff2)
lambdag3n=lambdas_en/sqrt (Eeff3)

beta1n=(2*pi) /lambdag1n
beta2n=(2*pi) /lambdag2n
beta3n=(2*pi) /lambdag3n

theta1n=beta1n*l1*180/pi
theta2n=beta2n*l2*180/pi
theta3n=beta3n*l3*180/pi

```

```
%{
theta1n=28.8
theta2n=66.9706           %Ativar esse campo para obter as dimensões
theta3n=93.55
%}
%Sintetização do ressonador para as frequências par e ímpar desejadas

lambda_o=c/fo;
lambda_e=c/fe;

lambdag1_o=lambda_o/sqrt(Eeff1);
lambdag2_o=lambda_o/sqrt(Eeff2);
lambdag3_e=lambda_e/sqrt(Eeff3);

beta1_o=(180/pi)*(2*pi)/lambdag1_o;
beta2_o=(180/pi)*(2*pi)/lambdag2_o;
beta3_e=(180/pi)*(2*pi)/lambdag3_e;

l1=theta1n/beta1_o
l2=theta2n/beta2_o
l3=theta3n/beta3_e
```