



UNIVERSIDADE FEDERAL CAMPINA GRANDE  
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Raymundo de Amorim Junior

# **Proposta de Codificação Multifrequencial e Multitemporal para Etiqueta RFID sem Chip em Substrato Flexível**

Campina Grande-PB, Brasil

Dezembro 2018



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE

Centro de Engenharia Elétrica e Informática

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

# **Proposta de Codificação Multifrequencial e Multitemporal para Etiqueta RFID sem Chip em Substrato Flexível**

Raymundo de Amorim Junior

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Informação

Laboratório de Micro-ondas e Eletromagnetismo Aplicados (LEMA)

Orientador: Prof. Dr. Glauco Fontgalland

Orientadora: Prof<sup>ª</sup> Dr<sup>ª</sup> Raquel A. A. Rodrigues

Campina Grande-PB, Brasil

Dezembro 2018

A524p Amorim Júnior, Raymundo de.  
Proposta de codificação multifrequencial e multitemporal para etiqueta RFID sem chip em substrato flexível / Raymundo de Amorim Júnior. – Campina Grande, 2018.  
65 f. : il. color.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2018.

"Orientação: Prof. Dr. Glauco Fontgalland, Prof.<sup>a</sup> Dr.<sup>a</sup> Raquel A. A. Rodrigues".

Referências.

1. Telecomunicação. 2. RFID sem chip. 3. Acoplamento eletromagnético. 4. Linhas de microfita dobradas. 5. Codificação temporal. 6. Codificação Frequencial. 7. Linhas de microfita paralelas. I. Fontgalland, Glauco. II. Rodrigues, Raquel A. A. III. Título.

CDU 621.391(043)

**"PROPOSTA DE CODIFICAÇÃO MULTIFREQUENCIAL E MULTITEMPORAL PARA  
ETIQUETA RFID SEM CHIP EM SUBSTRATO FLEXÍVEL"**

**RAYMUNDO DE AMORIM JUNIOR**

**DISSERTAÇÃO APROVADA EM 05/12/2018**



**GLAUCO FONTGALLAND, Dr., UFCG**

**Orientador(a)**



**RAQUEL ALINE ARAÚJO RODRIGUES, D.Sc., UFCG**

**Orientador(a)**



**WAMBERTO JOSÉ LIRA DE QUEIROZ, D.Sc., UFCG**

**Examinador(a)**



**ALFREDO GOMES NETO, D.Sc., IFPB**

**Examinador(a)**

**CAMPINA GRANDE - PB**

# Resumo

A dissertação apresenta a análise e validação experimental de uma estrutura de codificação para uma etiqueta RFID sem chip desenvolvida em um substrato flexível com codificação no domínio do tempo e no domínio da frequência. A combinação do acoplamento lateral e acoplamento direto em um sistema de linhas acopladas é proposto. Para validar a abordagem, estruturas de codificação são analisadas para a estrutura com uma seção. As características usadas para validar o comportamento esperado das modificações como acoplamento, a impedância de linha e o atraso, são analisados para a faixa frequência de 2 GHz – 5 GHz. A estrutura de codificação é implementada em substrato flexível Ultralam 3850 com permissividade relativa de  $\epsilon_r = 2,9$  e 0,05 mm de espessura. A área para uma seção da estrutura é de 133 mm<sup>2</sup>. Já para uma estrutura de duas seções tem-se uma área total de 247 mm<sup>2</sup>. Após validada a análise da estrutura de uma seção, foi desenvolvida uma estrutura com duas seções, esse procedimento permitiu a verificação completa dos dois tipos de acoplamento. Sendo assim, para a utilização de mais seções é suficiente a colocação de estruturas em cascata. A análise da estrutura de codificação mostra a concordância entre a modelagem eletromagnética e os experimentos realizados. Em determinadas faixas de frequência a estrutura de codificação possui um atraso de grupo negativo. Com base nos resultados simulados e medidos, é mostrado que nesse tipo de estrutura de codificação podem ser inseridas mais seções, aumentando a capacidade de codificação. Por meio da análise da simulação para ondas milimétricas, mostra-se possível escalonar a estrutura de codificação para frequências mais altas. Dessa forma, com os resultados obtidos observa-se que a estrutura de codificação estudada tem grande potencial para aplicações em que se deseje um maior número de bits, tendo ainda como vantagem a simplicidade do leiaute.

**Palavras-chave:** RFID sem chip. Acoplamento eletromagnético. Linhas de microfita dobradas. Codificação temporal. Codificação Freqüencial. Linhas de microfita paralelas.

# Abstract

This dissertation addresses the design, analysis, and experimental validation of a coding structure for a chipless RFID tag developed on a flexible substrate with time domain and frequency domain coding. The combination of edge- and broadside-coupling in a multi-layer coupled line system is proposed. The validation of this approach is performed by the analysis of coding structures with one section. Some characteristics of transmission lines, such as coupling, line impedance and delay were analyzed for the frequency range of 2 GHz – 5 GHz. The coding structure is implemented on a Rogers Ultralam 3850 flexible substrate with a permittivity of  $\epsilon_r = 2,9$  and thickness 0,1 mm. The one-section structure has a total area 133 mm<sup>2</sup> and 247 mm<sup>2</sup> for the two-section structure. Afterwards, with the thorough analysis of one section structure, two sections structure is analyzed. Therefore, for the use of more sections, cascaded structures can be employed. The structure analysis shows that the electromagnetic modeling agrees with the experiments performed, in frequency band the structure has negative group delay. Based on the measured and simulated results, was shown that this structure can be increased with more sections, increasing the coding capacity and shows good candidate toward to higher frequencies. Through the analysis of simulation for millimeter wave, seems possible scale the coding structure for higher frequencies. Then, the results shows that the coding structure analyzed has a great potential for the bit number expansion. In this way, any other application, which a larger number of bits is required, allying a simply manufacture technique, can be implemented.

**Index Terms:** RFID chipless. Electromagnetic coupling. Folded microstrip lines. Temporal codification. Frequential codification. Double-sided parallel strip line.

# Lista de ilustrações

Figura 1 – Diagrama básico de um sistema RFID. . . . .	16
Figura 2 – Diferentes técnicas de codificação para etiquetas RFID sem chip. . . . .	17
Figura 3 – Etapas e objetivos previstos para realização do projeto. . . . .	19
Figura 4 – (4a) dispositivo de uma porta, (4b) dispositivo de duas portas. . . . .	21
Figura 5 – (5a) propagação da onda com atraso de grupo negativo, (5b) propagação da onda com característica retrógrada e (5c) propagação em uma linha de transmissão clássica. . . . .	22
Figura 6 – (6a) variação linear da fase, (6b) um atraso de grupo constante. . . . .	23
Figura 7 – (7a) variação não-linear da fase de uma função de transferência qualquer, (7b) atraso de grupo positivo. . . . .	23
Figura 8 – 8a variação positiva da fase, 8b atraso de grupo negativo ( $\tau_D < 0$ ). . . . .	24
Figura 9 – 9a variação da fase em função da frequência, 9b atraso de grupo em função da frequência ( $\tau_D = cte$ , $\tau_D > 0$ e $\tau_D < 0$ ). . . . .	24
Figura 10 – Linhas de transmissão paralelas. . . . .	25
Figura 11 – Distribuição do campo elétrico na linha paralela com alimentação par (11a) e alimentação ímpar (11b). . . . .	26
Figura 12 – (12a) representação do acoplamento elétrico, (12b) ilustração do acoplamento magnético. . . . .	27
Figura 13 – (13a) Linha de transmissão acoplada, (13b) representação do acoplamento entre as linhas de transmissão. . . . .	27
Figura 14 – Linhas acopladas com diferentes alimentações e circuitos equivalentes, (14a) modo ímpar de excitação, (14b) modo par de excitação. . . . .	28
Figura 15 – Possível disposição do campo elétrico na estrutura para à alimentação no modo par. . . . .	30
Figura 16 – (16a) Linha de transmissão em microfita, (16b) esboço do campo eletromagnético em uma linha de microfita. . . . .	31
Figura 17 – A Linha de transmissão em dupla face paralela (LTDFP). . . . .	32
Figura 18 – (18a) Comportamento do campo elétrico na LTDFP, (18b) comportamento do campo magnético na LTDFP. . . . .	33
Figura 19 – Linha em meandro. . . . .	34
Figura 20 – Estrutura em forma da letra "C". . . . .	34
Figura 21 – Etiqueta proposta com seus respectivos parâmetros, (21c) vista frontal da etiqueta antes de ser dobrada, (21a) vista frontal dobrada da etiqueta proposta, (21b) vista traseira com os respectivas dimensões da etiqueta. . . . .	36
Figura 22 – Possíveis acoplamentos da estrutura, (22a) acoplamento direto, (22b) acoplamento lateral. . . . .	37

Figura 23 – Distribuição do campo elétrico para um distanciamento entre as linhas de $D_2 = 2$ mm, modos par-par, ímpar-par e ímpar-ímpar em (23a), (23b) e (23c), respectivamente. . . . .	38
Figura 24 – Distribuição do campo elétrico para um distanciamento entre as linhas de $D_2 = 5$ mm, modos par-par, ímpar-par e ímpar-ímpar como pode ser visualizado em (24a), (24b) e (24c), respectivamente. . . . .	38
Figura 25 – (25a) vista 2D das linhas antes do dobramento. As linhas pontilhadas indicam o plano de dobra. (25b) plano de dobramento da estrutura. (25c) modelo dobrado mostrando três comprimentos de linha da estrutura de codificação. . . . .	39
Figura 26 – Atraso em função da frequência. Para cada frequência, existirão atrasos de grupo (AG) diferentes. . . . .	40
Figura 27 – Variação da largura de banda do pulso associado a uma seção. . . . .	40
Figura 28 – Frequência de ressonância com atraso de grupo. . . . .	41
Figura 29 – (29a) estrutura de codificação de um elemento, (29b) principais equipamentos utilizados na medição e (29c) estrutura com uma seção conectado ao equipamento de medição. . . . .	42
Figura 30 – Processo de fotolitografia, utilizado na fabricação da estrutura proposta. . . . .	43
Figura 31 – Acoplamento lateral em função do espaçamento ( $D_2$ ) entre as LTDFP. . . . .	44
Figura 32 – 32a estrutura antes de ser dobrada, 32b estrutura de codificação dobrada. . . . .	45
Figura 33 – Atraso de grupo para a estrutura com e sem dobra em função da frequência para uma seção. . . . .	45
Figura 34 – Impedância característica em função do comprimento da seção. . . . .	46
Figura 35 – Acoplamento em função da frequência dada uma variação do distanciamento ( $D_1$ ) da estrutura. . . . .	46
Figura 36 – Acoplamento em função da variação da largura da estrutura ( $W$ ). . . . .	47
Figura 37 – Variação da fase em função da frequência. . . . .	48
Figura 38 – Variação do atraso de grupo em função da frequência para diferentes comprimentos ( $L$ ). . . . .	48
Figura 39 – Funções interpoladas dos pontos de frequência em função do comprimento. . . . .	49
Figura 40 – Elementos com uma seção com diferentes espessuras e comprimentos. . . . .	49
Figura 41 – Linha de transmissão de um elemento: 41a com espessura de 1 mm e 41b com espessura de aproximadamente 1,5 mm. . . . .	49
Figura 42 – Atraso de grupo da estrutura de uma seção para diferentes comprimentos. . . . .	50
Figura 43 – Estrutura com duas seções. . . . .	51



Figura 44 – Coeficiente de transmissão simulado no CST MWS da estrutura de codificação proposta com duas 2 seções, (44a) variação do comprimento da primeira seção mantendo o comprimento da segunda seção constante ( $L_2 = 10$ mm), (44b) variação do comprimento da segunda seção enquanto o comprimento da primeira é constante ( $L_1 = 12$ mm), a distância de $D_2 = 5$ mm foi mantida. . . . .	52
Figura 45 – Confecção da etiqueta proposta sob substrato flexível Rogers Ultralam 3850. . . . .	54
Figura 46 – Coeficiente de transmissão da linha para ( $L_1 = 15$ mm) e diferentes comprimentos de ( $L_2$ ), ( $Tag_1 : L_2 = 8,5$ mm) e ( $Tag_2 : L_2 = 9$ mm). .	54
Figura 47 – Atraso de grupo imposto pelo circuito de codificação para a primeira seção. . . . .	55
Figura 48 – Atraso de grupo em função da frequência: (48a) variação do comprimento da primeira seção, (48b) variação do comprimento da segunda seção e (48c) variação do comprimento da terceira seção. . . . .	56

# Lista de tabelas

Tabela 1 – Valores para confecção das estruturas de codificação ( $Tag_1$  e  $Tag_2$ ). . . 53

# Lista de abreviaturas e siglas

AG <sub>n</sub>	Atraso de grupo.
AGN	Atraso de Grupo Negativo.
DST	Dispositivo Sob Teste.
GHz	Giga hertz.
ID	Identidade.
LTCC	<i>Low-Temperature Co-fired Ceramics.</i>
LTDFP	Linha de Transmissão de Dupla Faixa Paralela.
MHz	Mega hertz.
RFID	<i>Radio Frequency IDentification</i> (Identificação por Rádio Frequência).
R <sub>x</sub>	Receptor.
TEM	Transverso Eletromagnético.
T <sub>x</sub>	Transmissor.
VNG	Velocidade Negativa de Grupo.
VNA	Vector Network Analyser (Analisador Vetorial de Redes).
UWB	<i>Ultra-Wide Band</i> (Banda Ultra Larga).

# Lista de símbolos

$A(f)$	Magnitude da resposta em frequência.
$B_n$	Largura de banda.
$B_t$	Largura de banda total.
$\beta$	Constante de propagação.
$c$	Velocidade da luz.
$C$	Capacitância.
$C_b$	Capacidade de bits.
$C_{par}$	Capacitância do modo par.
$C_{impar}$	Capacitância do modo ímpar.
$D_1$	Espessura do substrato das linhas dobradas.
$D_2$	Separação entre linhas coplanares.
$\Delta f_i$	Variação de frequência.
$\Delta f_{Li}$	Variação de frequência da seção.
$\Delta G_i$	Variação do atraso de grupo.
$\Delta f_s$	Variação da simulação.
$\vec{E}$	Vetor campo elétrico.
$\epsilon_{eff}$	Permissividade efetiva.
$\epsilon_r$	Permissividade relativa.
$\epsilon_{eff0}$	Constante dielétrica efetiva em baixas frequências.
$F(l)$	Frequência de ressonância de uma seção.
$F_{op}$	Frequência de operação.
$G(f)$	Função dependente da frequência para linhas de microfitas.
$f_p$	Frequência de ressonância para uma linha de microfitas.

$I$	Corrente.
$I_{xm}$	Corrente induzida.
$j$	$\sqrt{-1}$ .
$G$	Condutância.
$\vec{H}$	Vetor campo magnético.
$\psi$	Fase da resposta em frequência.
$\psi'$	Derivada primeira da fase da resposta em frequência.
$h$	Espessura substrato.
$H(f)$	Função de transferência complexa.
$\kappa$	Coefficiente de acoplamento.
$L_i$	Comprimento de cada seção da estrutura de codificação.
$L$	Indutância.
$n$	Índice de refração.
$\omega$	Frequência angular.
$R$	Resistência.
$v_p$	Velocidade de fase.
$v_g$	Velocidade de grupo.
$\tau_D$	Atraso de grupo.
$V_+$	Potencial positivo.
$V_-$	Potencial negativo.
$W$	Espessura da linha.
$Z_{LTDFP}$	Impedância da linha de transmissão de dupla faixa paralela.
$Z_{MICROFITA}$	Impedância da linha de microfita.
$Z_p$	Impedância do modo par.
$Z_i$	Impedância do modo ímpar.
$Z$	Impedância.

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>15</b>
1.1	Objetivo geral	19
1.2	Objetivos específicos	19
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	<b>20</b>
2.1	Atraso de grupo	20
2.1.1	Atraso de grupo negativo	21
2.2	Linhas acopladas	24
2.2.1	Acoplamento lateral	26
2.2.2	Acoplamento direto	29
2.2.3	Combinação do acoplamento lateral e acoplamento direto	29
2.3	Circuitos de microfita	31
2.4	Linha de transmissão em dupla face paralela	32
2.5	Linha em meandro	33
2.5.1	Etiqueta em forma da letra "C" com múltiplas camadas	34
<b>3</b>	<b>PROJETO DE ESTRUTURA DE CODIFICAÇÃO</b>	<b>35</b>
3.1	Simulação computacional	35
3.2	Etiqueta Proposta	35
3.2.1	Modelo da estrutura	37
3.2.2	Técnica de codificação	39
3.2.3	Capacidade de codificação	41
3.3	Montagem do sistema de medição	42
3.4	Fabricação da estrutura	43
<b>4</b>	<b>RESULTADOS</b>	<b>44</b>
4.1	Estrutura de codificação de uma seção	44
4.2	Estrutura de codificação para banda ultra larga com duas seções	50
4.3	Estrutura de codificação para ondas milimétricas	54
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS</b>	<b>58</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b>	<b>59</b>

<b>ANEXOS</b>	<b>64</b>
<b>ANEXO A – PUBLICAÇÕES</b> . . . . .	<b>65</b>

# 1 Introdução

A identificação automática de mercadorias é amplamente utilizada na indústria, logística, medicina e outras áreas, com objetivo de obter as informações para identificar um produto em trânsito e assegurar a rastreabilidade da cadeia produtiva (FINKENZELLER, 2010).

Atualmente, a identificação por código de barras é a técnica mais comum como tecnologia de identificação automática. A técnica de identificação por código de barras, consiste de um leitor, o qual por meio de um feixe de luz diretivo, lê a informação contida no código de barras. O código de barras é criado por meio da impressão de linhas pretas sobre um fundo branco. Com base no número de barras, na sua largura e sua separação, um identificador exclusivo (ID) é gerado (PERRET, 2014). Para codificar mais informações em um espaço menor, soluções tais como códigos QR variantes foram desenvolvidas. O custo das etiquetas de código de barras é baixo, porque requer apenas papel e tinta. Os leitores de código de barras, responsáveis pela identificação automática, são de menor custo, uma vez comparados aos leitores da tecnologia de RFID (Identificação por Rádio Frequência) (FINKENZELLER, 2010). Ademais, as câmeras dos telefones móveis, têm alta definição e podem ser usadas para ler o código de barras.

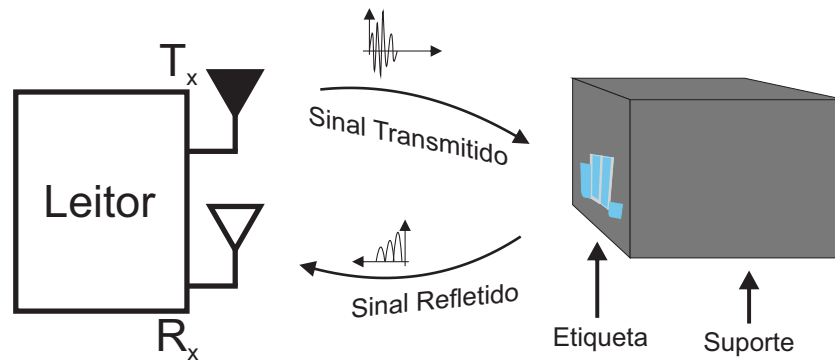
O uso do código de barras possui desvantagens em comparação com tecnologias baseadas em RFID, como a impossibilidade de múltiplas leituras, incapacidade de escrita e armazenamento de outras informações e impedimento de leitura a longa distância (PERRET, 2014).

Visando a superação das limitações do código de barras, a tecnologia RFID tende a ser uma proposta vantajosa. Sistemas RFID são usados para recuperar remotamente dados de objetos de destino (etiquetas), sem a necessidade de tornar visível o código de barras ao leitor, aliado à capacidade de múltiplas leituras e possibilidade de armazenamento de várias informações.

Um sistema básico de RFID é composto por três componentes principais: etiqueta ou *transponder*, que contém o código de identificação; o leitor ou transceptor, que envia o sinal de interrogação para o identificador (etiqueta); e o programa, no qual o aplicativo é implementado (PRERADOVIC et al., 2009). O sistema na sua forma básica pode ser visto na Fig. 1. O *transponder* transmite, no caso da etiqueta RFID com chip, um pulso de curta duração, o qual é responsável pela cobertura de uma determinada faixa de frequência. O sinal retroespalhado pela etiqueta é recebido no *transponder* e tratado a fim de se obter a identificação e, em alguns casos, informações adicionais armazenadas na memória de etiqueta (FINKENZELLER, 2010).



Figura 1 – Diagrama básico de um sistema RFID.



Fonte: Próprio autor.

A tecnologia RFID sem chip, é uma tecnologia intermediária entre as duas tecnologias mencionadas (PERRET, 2014). O RFID sem chip combina as características das tecnologias do código de barras e RFID com chip. Ao invés de armazenar o identificador em um circuito integrado, a informação é contida em geometrias projetadas em substratos, sendo assim, cada geometria possui uma informação. Em função da mudança da geometria tem-se diferentes etiquetas.

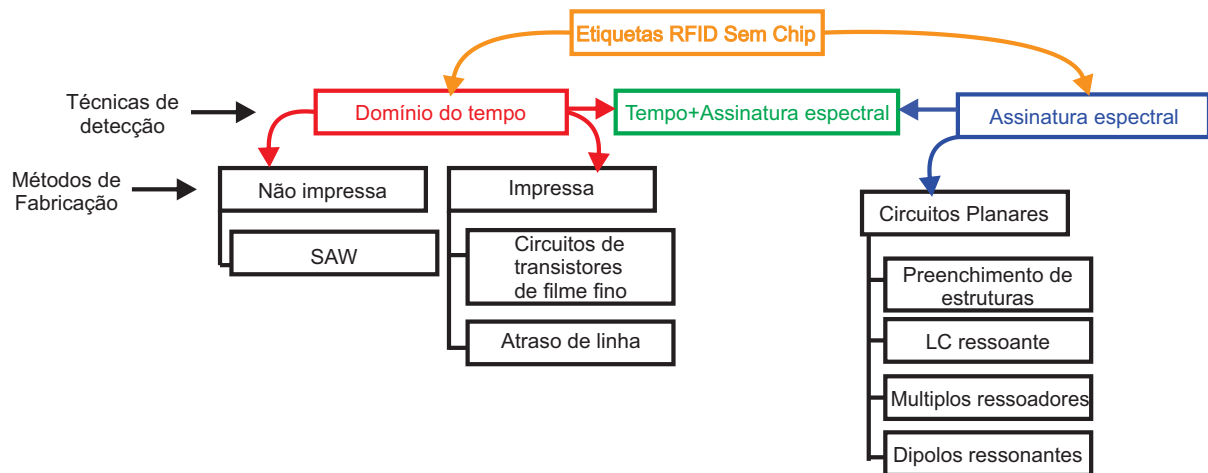
Há uma relação direta entre a geometria da etiqueta e a assinatura eletromagnética retroespalhada ao leitor, no momento da interrogação. É importante notar que as etiquetas sem chip, em geral, não podem mudar suas informações, uma vez fabricadas, suas características físicas são permanentes.

A tecnologia RFID sem chip configura-se promissora na medida que ela abre caminho para o desenvolvimento de sistemas de comunicações em que as etiquetas tenham, em termos de custo e simplicidade de implementação, características semelhantes aos códigos de barra. A grande vantagem dessa tecnologia é a leitura baseada em ondas de radiofrequência e a operação remota e sem necessidade de contato (PERRET, 2014).

A necessidade de otimizar o processo de leitura e automatização das tarefas são fatores que motivam o uso da tecnologia RFID, no entanto, a tecnologia RFID ainda não é amplamente utilizado em algumas aplicações, devido o alto custo comparado com tecnologias de identificação existentes, em consideração fatores tecnológicos e sociais (HU; HARRIS, 2016). O custo de um sistema RFID é impulsionado pelo custo das etiquetas, que por sua vez depende do custo inerente ao circuito integrado. Para redução do custo associado à etiqueta, a tecnologia do RFID sem chip torna-se promissora, o que leva os pesquisadores a investigar em como gravar a identificação em algum parâmetro geométrico associado à amplitude, frequência, fase ou alguma combinação desses parâmetros do sinal refletido. Várias etiquetas RFID sem chip foram trabalhadas descrevendo o uso de técnicas de codificação baseadas no domínio do tempo e no domínio da frequência (ISLAM;

KARMAKAR, 2012). Algumas técnicas de codificação podem ser vistas na Fig. 2.

Figura 2 – Diferentes técnicas de codificação para etiquetas RFID sem chip.



Fonte – Adaptado (PRERADOVIC et al., 2009).

A remoção do chip permite e promove a difusão de novos conceitos e técnicas para a fabricação de circuitos, como impressão eletrônica (SUBRAMANIAN et al., 2005), ou ainda impressão a jato de tinta em aerossol (ALIMENTI et al., 2012). Essas técnicas facilitam o desenvolvimento e fabricação de circuitos em substratos não convencionais, como o tereftalato de polietileno (PET), poliéster, tecidos, celulose, cortiça e materiais eletrônicos (PALAZZI et al., 2015).

Diversas linhas de transmissão com características dispersivas podem fornecer um atraso ao sinal que está sendo transmitido. Uma maneira bem conhecida de introduzir um atraso em uma linha de transmissão é aumentar seu comprimento, o que pode ser feito por meio de uma linha impressa sobre um substrato (linha de microfita) por exemplo. Etiquetas RFID com codificação multitemporal e multifrequencial baseadas em seções na forma da letra "C" do alfabeto romano, construídas em linhas de microfita foram relatadas em (NAIR; PERRET; TEDJINI, 2011a), (NAIR; PERRET; TEDJINI, 2011b) e (NAIR; PERRET; TEDJINI, 2012). Essas seções lineares em forma de "C" são linhas dispersivas, pois são projetadas para possuírem um determinado acoplamento, cujas características permitem que essas seções produzam picos de atraso em diferentes frequências. Nesse tipo de etiquetas, além do código de frequência, o sinal pode ser codificado para diferentes valores de atraso do grupo.

As seções na forma da letra "C" que usam substratos flexíveis e rígidos para aplicações RFID sem chip foram relatadas em (NAIR; PERRET, 2016) e (RODRIGUES et al., 2015). Essas estruturas já foram propostas em (SETTALURI et al., 1999a), (SETTALURI et al., 1999b) e (HORII et al., 2012), usando tecnologia LTCC de alta precisão. Seções em "C" com múltiplas camadas possuem como vantagens a miniaturização do circuito e, portanto, a compactação. Além disso, o alto coeficiente de acoplamento permite aumentar

o atraso de grupo, o que, por sua vez, permite uma maior capacidade de codificação (NAIR; PERRET, 2016). No entanto, as etiquetas apresentadas em (NAIR; PERRET, 2016) possuem uma baixa reprodutividade, em função, da forma como são construídas as múltiplas camadas.

Esta dissertação aborda o projeto da análise e validação experimental de uma estrutura de codificação sem chip desenvolvida sobre substrato flexível com codificação no domínio do tempo e no domínio da frequência, ou seja, duplo domínio de codificação com o intuito de aumentar a capacidade de codificação da estrutura final. Tendo em vista a aplicação de rastreabilidade, a análise em separado da estrutura de codificação e da transmissão/recepção são abordadas. Neste contexto, uma vez realizado o estudo da estrutura de codificação, qualquer sistema de transmissão/recepção pode ser implementado. As métricas de desempenho desejadas incluem alta seletividade em frequência com diferentes atrasos de grupo, bem como a miniaturização da estrutura. Estudos prévios, (RODRIGUES, 2015; NAIR; PERRET, 2016), mostram uma estrutura com as características frequencial e temporal, contudo, a realização destas estruturas são de difícil implementação e, por muitas vezes não reprodutível (NAIR; PERRET, 2016). A abordagem para a redução desse problema é uma combinação do acoplamento lateral e acoplamento direto em um sistema de linhas acopladas. Uma Linha de transmissão de dupla face paralela (LTDFP), com duas linhas de transmissão na configuração *back-to-back* interligadas serve de esboço inicial para a estrutura proposta. Os mecanismos de acoplamento entre pares de linhas acopladas, junto com o substrato flexível, permitem que o tamanho da estrutura seja reduzido e permite acoplamentos diferenciados. Para os diferentes modos de transmissão suportados pela estrutura que contribuem para o acoplamento, somente o acoplamento direto atua no atraso fornecido pela estrutura. Seções de linha de transmissão serão inseridas na estrutura para a variação do atraso de grupo.

Considerando as vantagens e desvantagens das etiquetas RFID sem chip já desenvolvidas, levadas em consideração neste projeto, este trabalho propõe uma estrutura de codificação com uma técnica de codificação multitemporal e multifrequencial para etiquetas RFID sem chip baseadas em seções na forma da letra "L" dobradas usando o substrato flexível *Rogers Ultralam 3850* com o objetivo de obter etiquetas RFID de simples realização, compactas e alta capacidade de codificação.

Esta dissertação é organizada da seguinte forma: o segundo capítulo apresenta a fundamentação teórica que resume os efeitos eletromagnéticos de interesse presentes na estrutura, bem como uma revisão sobre as estruturas utilizadas como suporte para a confecção da estrutura proposta. No terceiro capítulo é apresentada a metodologia, os materiais e métodos necessários para a construção e estudo da estrutura. O quarto capítulo apresenta uma simulação e resultados validados experimentalmente, além de uma discussão do processo de fabricação. O quinto capítulo inclui fabricação, visão geral do projeto,

simulações, medições e comparações. O processo de fabricação, bem como as limitações da estrutura, incluindo a separação entre linhas acopladas também serão abordados no quarto capítulo. Finalmente, no quinto capítulo, as conclusões do trabalho desenvolvido e discussões a respeito de possíveis trabalhos futuros.

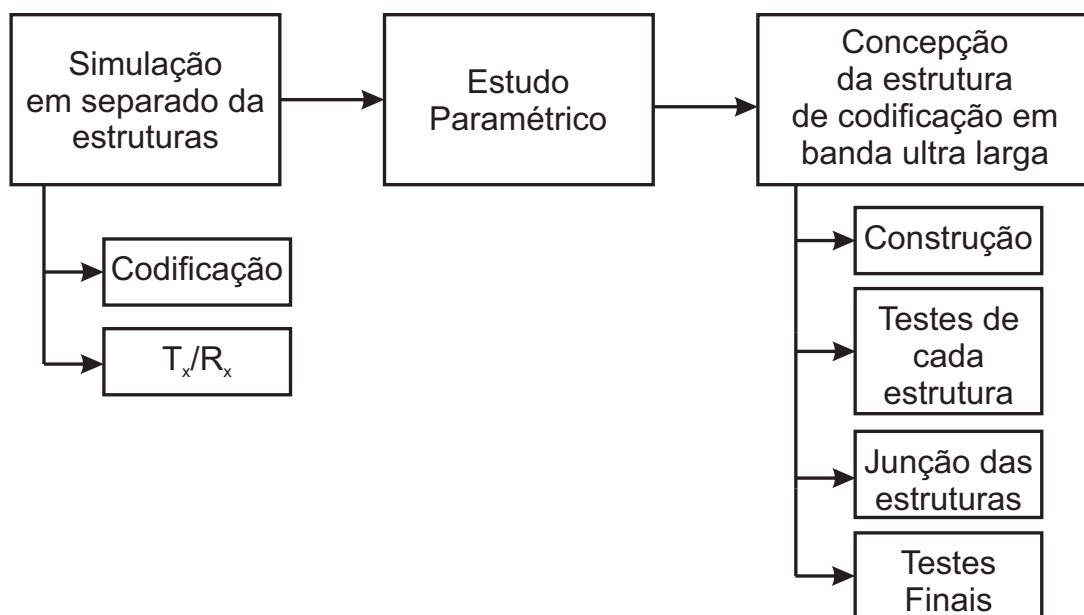
## 1.1 Objetivo geral

Projetar, confeccionar e medir uma estrutura de codificação para aplicação em uma etiqueta RFID sem chip dobrada com codificação multifrequencial e multitemporal, na faixa de frequência 2 GHz – 5 GHz (UWB), utilizando substrato flexível. Por sua vez seguindo os passos descritos na Fig. 3.

## 1.2 Objetivos específicos

1. Analisar estrutura de codificação para possível integração com uma estrutura de transmissão/recepção em uma etiqueta RFID sem chip.
2. Estudar parametricamente os elementos da estrutura de codificação, por meio de simulações.
3. Realizar o protótipo utilizando métodos para impressão em substratos flexíveis.
4. Caracterizar o protótipo da estrutura de codificação proposta.

Figura 3 – Etapas e objetivos previstos para realização do projeto.



Fonte: Próprio autor.

## 2 Fundamentação teórica

Neste capítulo são apresentados conceitos fundamentais para o desenvolvimento deste trabalho. Alguns parâmetros fundamentais em topologias clássicas de linha de transmissão são abordados, como as impedâncias do dispositivo, velocidade de fase, velocidade de grupo e atraso de grupo.

### 2.1 Atraso de grupo

A resposta em frequência ( $H(f)$ ), dependente da frequência e ligada a qualquer dispositivo sob teste (DST), pode ser expressa por,

$$H(f) = A(f)e^{j\psi(f)}, \quad (2.1)$$

Em que  $|H(f)| = A(f)$  é a magnitude e  $\angle H(f) = \psi(f)$  a resposta de fase de  $H(f)$  do DST.

Em um grupo de ondas eletromagnéticas com diferentes frequências individuais, isto é, diferentes comprimentos de onda, o tempo necessário para o grupo de frequências se propagar por um componente (dispositivo ou sistema ou de um ponto especificado para outro em um meio de propagação) é determinado pelo atraso de grupo (WEIK, 2001).

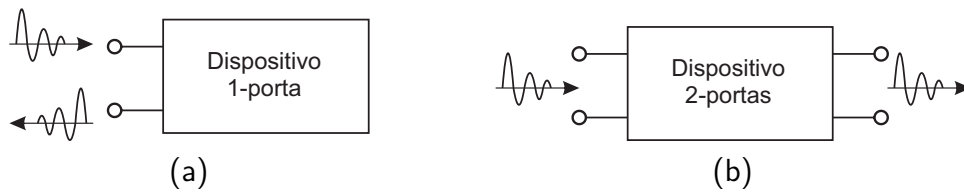
Outra maneira de vislumbrar o atraso de grupo ( $\tau_D$ ) é durante a transmissão de um sinal pelo dispositivo de uma ou duas portas, como mostrado na Fig. 4. O tempo de passagem desse sinal pelo dispositivo, seja por reflexão ou transmissão, é definido como atraso de grupo. O atraso de grupo pode ser calculado usando a variação de fase ( $\psi(f)$ ), extraída dos parâmetros de espalhamento (Parâmetros-S).

Analiticamente pode ser definido como,

$$\tau_D = -\frac{\partial\psi(\omega)}{\partial\omega}. \quad (2.2)$$

Pela Equação 2.2, o atraso de grupo para um dispositivo de uma porta (Fig. 4a), a fase do coeficiente de reflexão ( $\psi_{11}$ ) é extraída para a obtenção informação sobre o atraso. Para o atraso de grupo no dispositivo de duas ou mais portas (Fig. 4b), a fase da onda transmitida ( $\psi_{21}$ ) nos fornece a informação do atraso de grupo. Para o dispositivo de uma porta o atraso de grupo é definido como o tempo de ida e volta deste sinal Fig. 4a, para o dispositivo de duas portas o tempo de passagem deste sinal pelo dispositivo define o atraso de grupo de transmissão Fig. 4b.

Figura 4 – (4a) dispositivo de uma porta, (4b) dispositivo de duas portas.



Fonte – Próprio autor.

### 2.1.1 Atraso de grupo negativo

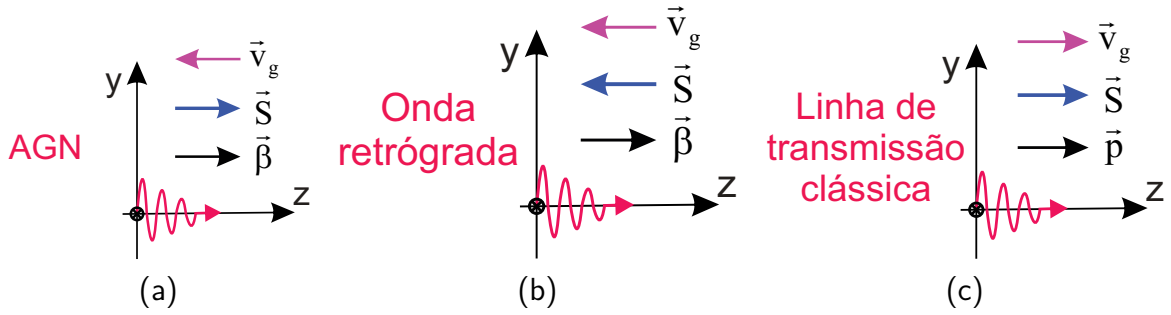
Desde o trabalho apresentado sobre linhas dispersivas (WOOD, 1902), vários pesquisadores têm se debruçado sobre o tema da dispersão. A maioria dos meios exibem uma característica de propagação, ou seja, as velocidades de propagação de componentes harmônicas individuais do sinal são mais lentas do que a velocidade da luz,  $c$ , no vácuo para todas as frequências. No entanto, em uma determinada faixa de frequência onde coexista a dispersão ou em uma frequência de dispersão, a velocidade do grupo  $v_g$  poderá se comportar das seguintes maneiras em relação a velocidade da luz:  $v_g > c$ ,  $v_g = 0$  ou  $v_g < c$ . Esta característica anormal possui a denominação de velocidade superluminal ou velocidade de grupo negativa (SOMMERFELD; BRILLOUIN, 1960; GARRETT; MCCUMBER, 1970; BOLDA; CHIAO; GARRISON, 1993). A princípio, o conceito de velocidade superluminal não contradiz as relações de Kramers-Kronig, (KRONIG, 1926; KRAMERS, 1927). Assim, vários experimentos práticos mostraram que o conceito de velocidade superluminal não viola a definição de um sistema causal (KITANO; NAKANISHI; SUGIYAMA, 2003; MITCHELL; CHIAO, 1998; NAKANISHI; SUGIYAMA; KITANO, 2002; SIDDIQUI; MOJAHEDI; ELEFTHERIADES, 2003).

Um exemplo do conceito de velocidade superluminal é o atraso de grupo negativo (AGN), que se refere ao fenômeno pelo qual uma onda eletromagnética atravessa um meio de tal maneira que seu envelope de amplitude é avançado ao invés de atrasado (HYMEL et al., 2011). Diversas aplicações têm vislumbrado os circuitos com atraso de grupo negativo, bem como diversas aplicações, como aumento da eficiência de re-alimentação de um amplificador (CHOI et al., 2010), linhas curto-circuitadas (NOTO et al., 2007), realização de elementos reativos não-Foster (MIRZAEI; ELEFTHERIADES, 2013) e minimização dos problemas relacionados a largura de feixe em arranjos de antenas lineares (MIRZAEI; ELEFTHERIADES, 2015). Somente há alguns anos circuitos puramente distribuídos foram empregados pela primeira vez para a obtenção do atraso de grupo negativo (RAVELO, 2016b; RAVELO, 2016a). Nota-se na Eq. 2.3 que o AGN e VGN (Velocidade de Grupo Negativa) coexistem, ou seja, uma velocidade de grupo negativa leva a um atraso de grupo negativo, que matematicamente pode ser explicado pela variação positiva do atraso de grupo em função da frequência. No entanto, esse fenômeno não viola a causalidade de

Einstein (SOMMERFELD; BRILLOUIN, 1960), porque o pacote do sinal se propaga com um atraso de grupo positivo de acordo com os requisitos de causalidade. Assim, AGN e VGN são resultados direto da adaptação do sinal ao meio dispersivo, o qual a característica do pulso original é preservada.

Dispositivos que apresentam uma resposta com AGN correspondente a um sinal refletido, como na Fig. 4a, são chamados de dispositivos AGN do tipo reflexão. Da mesma forma, dispositivos que apresentam uma resposta para um sinal transmitido, como na Fig. 4b, são denominadas dispositivos com AGN do tipo transmissão. Na Fig. 5, tem-se duas características distintas possíveis para estruturas com as características de AGN e onda retrógrada.

Figura 5 – (5a) propagação da onda com atraso de grupo negativo, (5b) propagação da onda com característica retrógrada e (5c) propagação em uma linha de transmissão clássica.



Fonte – Adaptado de (MIRZAEI; ISLAM; ELEFTHERIADES, 2011).

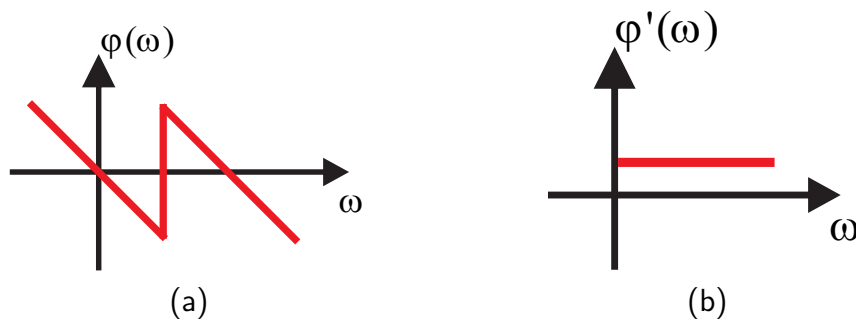
Considerando meios homogêneos ou estruturas periódicas efetivamente homogêneas, que podem ser caracterizadas pela constante de propagação ( $\beta$ ) e índice de refração ( $n$ ), tem-se outras relações úteis para o cálculo da velocidade de grupo expressas na Eq. 2.3 (SOMMERFELD; BRILLOUIN, 1960),

$$v_g = \left( \frac{\partial \beta}{\partial \omega} \right)^{-1} = \frac{c}{n(\omega) + \omega \frac{\partial n}{\partial \omega}} \quad (2.3)$$

Entretanto, vetores antiparalelos  $\mathbf{p}$  e  $\mathbf{v}_g$  também são uma característica das ondas retrógradas. Para distinguir uma propagação com AGN de uma onda que viaja em sentido retrógrado, a direção do vetor de Poynting  $\mathbf{S}$  pode ser usada. Para ondas com direção de propagação retrógrada,  $\mathbf{S}$  aponta na mesma direção de  $\mathbf{v}_g$ , como mostrado na Fig. 5b. Exemplos de propagação de uma onda retrógrada e uma onda com AGN podem ser encontrados em (IBANESCU et al., 2004) e (MIRZAEI; ISLAM; ELEFTHERIADES, 2011), respectivamente.

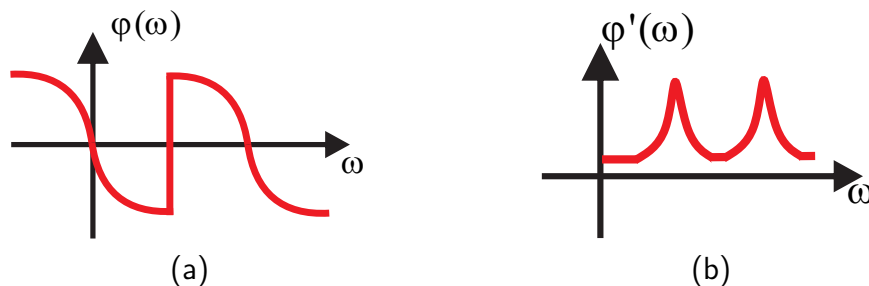
O AG (Atraso de Grupo) depende de alguns fatores como o acoplamento e frequência que são funções dos parâmetros físicos do projeto. O atraso de grupo é uma medida para linhas dispersivas. Linhas não dispersivas, idealmente, possuem atraso de grupo constante em toda sua faixa de operação. O AG correspondente a uma variação de fase linear pode ser visto na Fig. 6. Um atraso de grupo positivo e um aumento do atraso em uma determinada frequência advêm da variação negativa e não linear da fase do sinal transmitido, que corresponde a uma característica dispersiva em uma frequência específica (BOYD; GAUTHIER, 2009). Essa característica pode ser obtida em sua maioria em circuitos com características de acoplamento. Um exemplo de atraso de grupo constante em função da frequência pode ser visto na Fig. 7. O atraso negativo ocorre somente em determinadas faixas de frequência, sob condições de acoplamento, amplitude ou coeficiente de reflexão (BOYD; GAUTHIER, 2009). O atraso de grupo negativo é obtido quando existe uma variação positiva da fase do coeficiente de transmissão como pode ser visto na Fig. 8.

Figura 6 – (6a) variação linear da fase, (6b) um atraso de grupo constante.



Fonte – Próprio autor.

Figura 7 – (7a) variação não-linear da fase de uma função de transferência qualquer, (7b) atraso de grupo positivo.

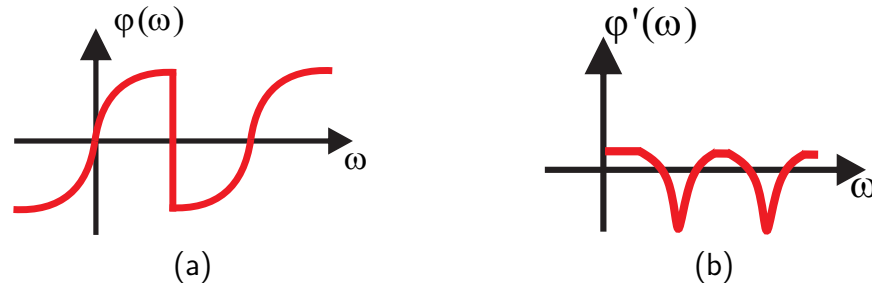


Fonte – Próprio autor.

Nesse circuito pode-se unir das características do atraso constante, atraso positivo não-linear e atraso negativo não-linear, como pode-se ver na Fig. 9.

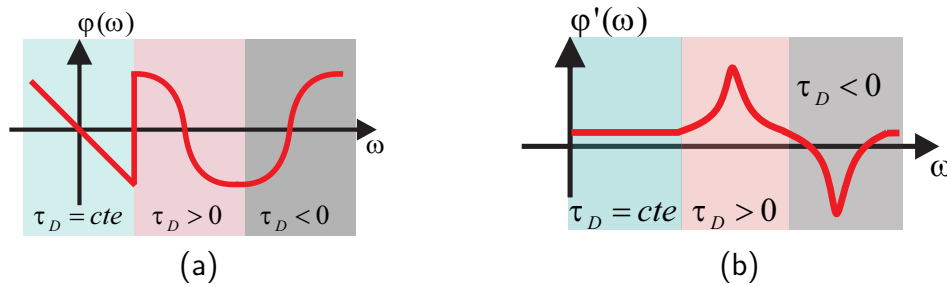


Figura 8 – 8a variação positiva da fase, 8b atraso de grupo negativo ( $\tau_D < 0$ ).



Fonte – Próprio autor.

Figura 9 – 9a variação da fase em função da frequência, 9b atraso de grupo em função da frequência ( $\tau_D = cte$ ,  $\tau_D > 0$  e  $\tau_D < 0$ ).

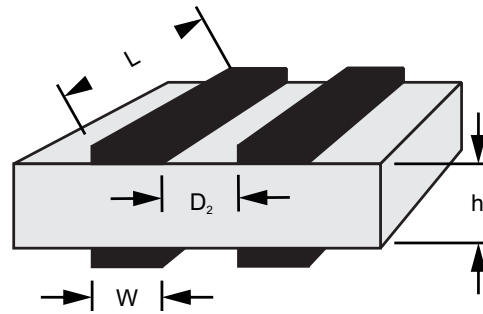


Fonte – Próprio autor.

## 2.2 Linhas acopladas

Quando duas linhas de transmissão (como mostrado na Fig. 10) são colocadas próximas uma da outra, uma fração da energia presente em uma linha pode ser acoplada às linhas próximas (POZAR, 2009). O acoplamento é função das dimensões físicas da estrutura, do modo de propagação TEM (transverso eletromagnético) ou não-TEM, da frequência de operação e da direção de propagação. Existe um acoplamento entre os campos eletromagnéticos das duas ou mais linhas. Linhas com acoplamento lateral são caracterizadas pela interação dos campos eletromagnéticos entre as linhas de transmissão (MONGIA et al., 2007). A estrutura mostrada na Fig. 10 apresenta o acoplamento lateral e acoplamento direto que é caracterizado pela interação da parte superior e inferior da linha de transmissão (MONGIA et al., 2007). As linhas acopladas podem ser de qualquer geometria, desde que haja a interação entre os campos eletromagnéticos das estruturas, a depender do projeto duas ou mais linhas de transmissão podem ser utilizadas. As linhas podem ser simétricas (isto é, ambos os condutores têm as mesmas dimensões) ou assimétricas. A proximidade das linhas de transmissão acarreta em uma maior interação entre os campos eletromagnéticos, ocasionando um forte acoplamento ou não, entre as linhas.

Figura 10 – Linhas de transmissão paralelas.



Fonte – Próprio autor.

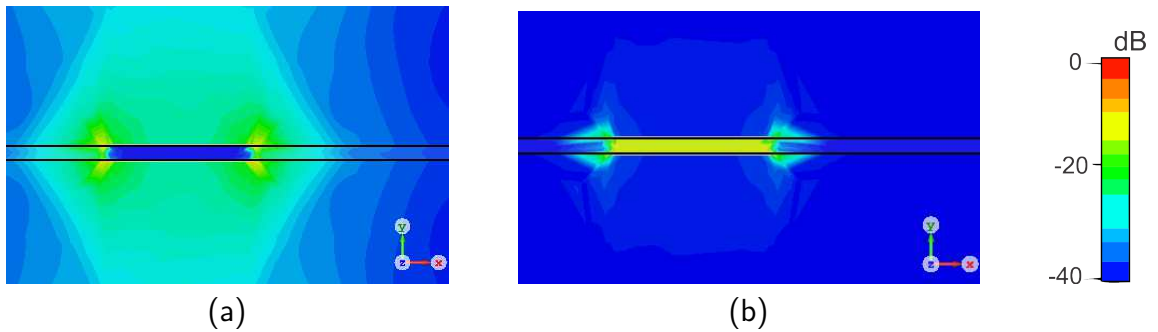
As dimensões físicas na forma de  $L$  representam o comprimento da linha de transmissão paralela,  $h$  a espessura do substrato,  $D_2$  o espaçamento entre as linhas paralelas e  $W$  a largura das linhas.

O acoplamento é usado com vantagem na implementação de várias características importantes dos circuitos de micro-ondas, tais como acopladores direcionais, filtros e baluns. No projeto de uma estrutura utilizando o acoplamento, com o comprimento da linha é geralmente de aproximadamente um quarto de onda, onde o acoplamento é máximo para alguns tipos de acopladores, por exemplo. Além disso, em circuitos integrados híbridos e monolíticos que são compactados, o acoplamento parasita pode ocorrer entre as linhas de transmissão ou entre os elementos discretos, afetando o desempenho do dispositivo alterando sua resposta em frequência. Isso é representado pela degradação do ganho, perda de inserção, parâmetros-S dentre outras características, incluindo potência de saída e eficiência. Sendo assim, o acoplamento ou desacoplamento deve ser avaliado em cada dispositivo e observando seu efeito sobre o parâmetro de interesse no circuito em estudo.

As estruturas de linha acoplada simétricas, como mostrado na Fig. 10, suportam quatro modos: par-par, ímpar-par, par-ímpar e ímpar-ímpar, a distribuição desses campos é exemplificada em (BHAT; KOUL, 1989). A interação entre esses modos induz o acoplamento entre as linhas de transmissão, e as propriedades das estruturas acopladas simétricas podem ser descritas em termos de uma combinação linear desses modos (MONGIA et al., 2007). As distribuições de campo para os modos par e ímpar nas linhas de microfita acopladas são mostradas na Fig. 11. Na excitação do modo par, ambos os condutores de microfita têm o mesmo potencial, enquanto o modo ímpar existem potenciais de polaridade opostos, em relação a referência.

Os modos par e ímpar têm diferentes impedâncias características e seus valores se tornam iguais quando a separação entre os condutores é muito grande (as linhas são desacopladas). A impedância característica do modo par ( $Z_p$ ) é caracterizada quando ambas as linhas são alimentadas igualmente a partir de fontes com tensões e impedâncias iguais.

Figura 11 – Distribuição do campo elétrico na linha paralela com alimentação par (11a) e alimentação ímpar (11b).



Fonte – Próprio autor.

A impedância característica de modo ímpar ( $Z_i$ ) é definida quando ambas as linhas são alimentadas por fontes iguais, mas defasadas  $180^\circ$ , que possuem mesma impedância. O estudo dos modos par/ímpar leva a caracterização do coeficiente de acoplamento que é dado de forma geral por,

$$\kappa = \frac{Z_p - Z_i}{Z_p + Z_i}. \quad (2.4)$$

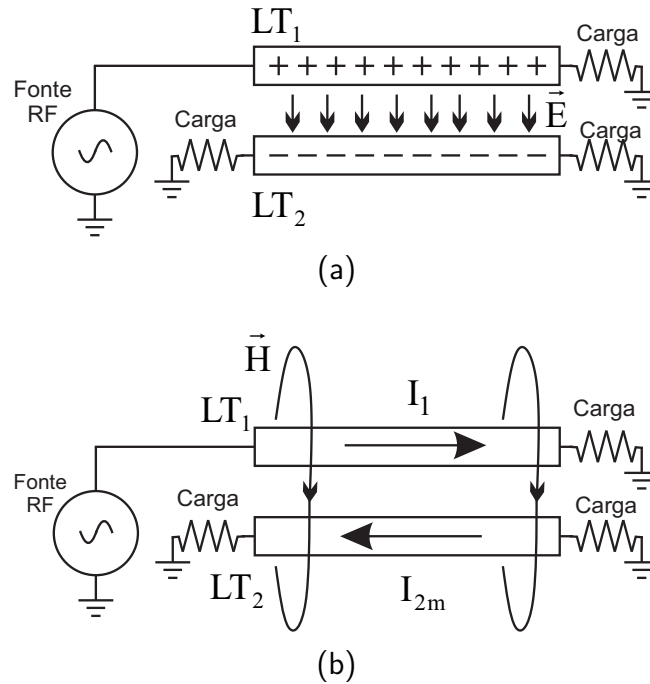
Tem-se que  $Z_p$  representa a impedância do modo par e  $Z_i$  a impedância do modo ímpar.

### 2.2.1 Acoplamento lateral

Existem dois mecanismos de acoplamento: elétrico e magnético. Pode-se observar a representação desses acoplamentos na Fig. 12. No acoplamento elétrico que possui comportamento capacitivo, representado na Fig. 12a, a fonte alimenta uma linha ( $LT_1$ ) e as demais terminações são conectadas a cargas adaptadas à linha. Com essa configuração, considerando as linhas simétricas, uma corrente surge nos terminais da linha acoplada ( $LT_2$ ). Como as linhas são simétricas e as cargas nas terminações são iguais, a corrente nas terminações da linha acoplada ( $LT_2$ ) se divide de forma igualitária. Na Fig. 12b, o fluxo da corrente na linha conectada à fonte ( $LT_1$ ), pela lei de Faraday, estabelece uma corrente induzida na linha vítima ( $LT_2$ ), surgindo assim, uma corrente induzida denominada  $I_{2m}$ , como visto na Fig. 12b. Sendo assim, a proximidade das linhas sempre acarreta em um acoplamento, por meio da interação entre os campos eletromagnéticos das estruturas.

As linhas acopladas, considerando o acoplamento lateral, podem ser representadas como mostrado na Fig. 13. Na Fig. 13a é mostrado um desenho simplificado da linha coplanar, na Fig. 13b tem-se a representação do acoplamento entre as linhas de transmissão representadas por um circuito equivalente composto por capacitores.

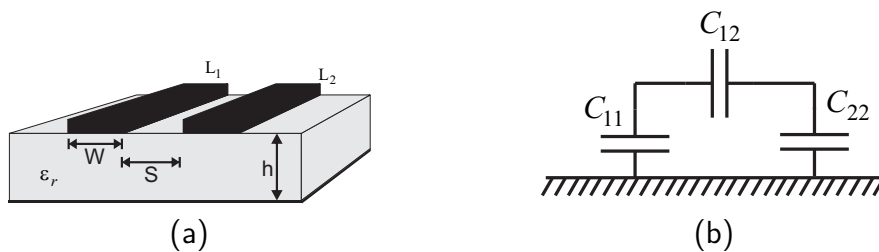
Figura 12 – (12a) representação do acoplamento elétrico, (12b) ilustração do acoplamento magnético.



Fonte – Próprio autor.

Assumindo um modo de propagação TEM, com a definição de capacitância efetiva entre as linhas, a velocidade de propagação sob as linhas, todas as características elétricas para uma linha sem perdas podem ser extraídas (POZAR, 2009). Como representado na Fig. 13b,  $C_{12}$  representa a capacitância entre as linhas,  $C_{11}$  e  $C_{22}$  representam a capacitância entre cada linha para a referência.

Figura 13 – (13a) Linha de transmissão acoplada, (13b) representação do acoplamento entre as linhas de transmissão.

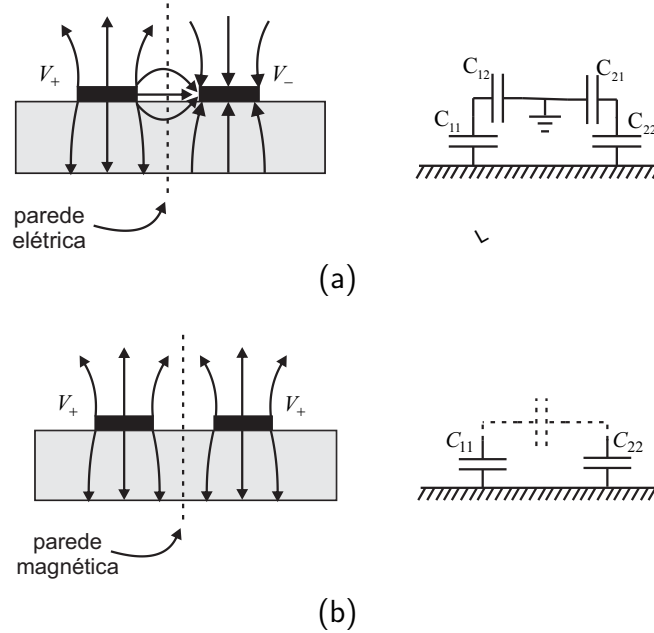


Fonte – Próprio autor.

Dois tipos de excitações são fundamentais ao sinal propagante, para uma linha acoplada: o modo par, onde as correntes nos condutores nas linhas de transmissão são iguais em amplitude e na mesma direção, e o modo ímpar, onde as correntes nos condutores da linha de transmissão são iguais em amplitude mas em direções opostas. O campo elétrico

para essas duas situações é esboçado na Fig. 14.

Figura 14 – Linhas acopladas com diferentes alimentações e circuitos equivalentes, (14a) modo ímpar de excitação, (14b) modo par de excitação.



Fonte – Adaptado de (POZAR, 2009)

Para o modo par, Fig. 14b, o campo elétrico tem simetria em relação ao centro dos condutores, e nenhuma corrente circula entre os dois condutores. Isso leva ao circuito equivalente mostrado ao lado na Fig. 14b, em que  $C_{12}$  representa um circuito aberto. Tem-se que a capacitância total é dada por,

$$C_{par} = C_{11} = C_{22}. \quad (2.5)$$

Para o modo ímpar, as linhas de campo elétrico têm uma simetria ímpar com relação ao plano de separação da linha e existe uma tensão nula entre os dois condutores. Na Fig. 14a a capacitância  $C_{12}$  representa um capacitor conectado ao plano de massa entre as linhas. A capacitância efetiva entre a linha e a referência é dada por,

$$C_{impar} = C_{11} + 2C_{12} = C_{22} + 2C_{12}. \quad (2.6)$$

De maneira geral, a impedância característica em qualquer linha de transmissão é dada por,

$$Z = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}. \quad (2.7)$$

Assumindo que a linha é sem perdas ( $R = G = 0$ ), então pode-se reescrever a Eq. 2.7,

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\sqrt{LC}}{C} \Rightarrow Z = \frac{1}{Cv_p}. \quad (2.8)$$

Em geral, o modo par e o modo ímpar são excitados ao mesmo tempo. No entanto, eles se propagam com velocidades de fase diferentes, pois não são modos TEM puros. As velocidades dos modos par e ímpar podem ser aproximadas e extraídas a partir da Eq. 2.9, bastando para isso determinar a impedância de cada modo.

$$v_p = \frac{1}{Z_{modo}C}. \quad (2.9)$$

### 2.2.2 Acoplamento direto

A análise para o acoplamento lateral e acoplamento direto é semelhante, portanto, somente algumas considerações serão feitas nesta seção. Normalmente, o acoplamento direto é considerado quando ambas linhas estão na configuração *back-to-back*. Um sistema de duas linhas na configuração que permite o acoplamento direto é mostrada na Fig. 15. Os modos par e ímpar são criados por dois modos ortogonais que se propagam ao longo das linhas, modo par e modo ímpar. Todas as outras tensões e correntes no sistema podem ser expressas como combinações lineares desses dois modos.

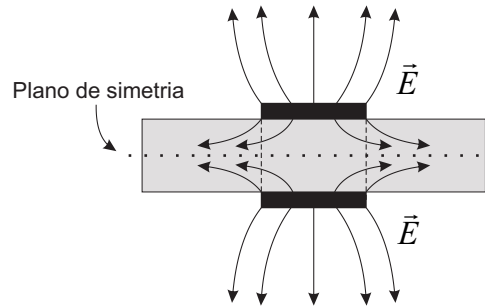
A análise do modo par/ímpar é válida para linhas TEM ou quase-TEM acopladas em meio homogêneo ou linhas simétricas acopladas em um meio não-homogêneo, onde haverá simetria elétrica e magnética (TRIPATHI, 1975). Em (POZAR, 2009) pode-se visualizar o coeficiente de acoplamento para linhas dispostas como na Fig. 15, pode ser representado de forma geral pela Eq. 2.4.

O acoplamento na forma direta, ou seja, ocasionado pelo paralelismo da linha de transmissão na mesma seção, age intuitivamente de maneira mais forte quando comparado com o acoplamento lateral (seções em cascata), pois o substrato age como concentrador de linhas de campo entre as linhas de transmissão paralelas. Neste sentido, quanto maior a permissividade do material dielétrico maior a concentração dos campos no material dielétrico. Neste estudo, esses acoplamentos serão analisados e uma formulação analítica será proposta.

### 2.2.3 Combinação do acoplamento lateral e acoplamento direto

Nos acoplamentos descritos acima tanto o acoplamento lateral quanto o acoplamento direto são afetados pela largura ( $W$ ), separação ( $D_2$ ), espessura dielétrica ( $h$ ) e permissividade ( $\epsilon$ ), como exposto na Fig. 10. No entanto, ambos os projetos são limitados

Figura 15 – Possível disposição do campo elétrico na estrutura para à alimentação no modo par.



às tolerâncias de fabricação. O espaçamento entre as seções, deve ser otimizado de modo a não degradar o sinal que passa pela estrutura. Assimetrias causadas pelas dobras que podem afetar os dois tipos de acoplamento.

Quando ambos os acoplamentos lateral e acoplamento direto são combinados na mesma estrutura, a partir da investigação anterior, pode-se determinar que para o acoplamento lateral a velocidade do modo ímpar é maior que a velocidade do modo par. Isso ocorre porque o campo elétrico do modo par está contido principalmente no ar, enquanto o campo elétrico do modo ímpar, é mais concentrado à região dielétrica, como mostrado na Fig. 11. Sendo assim, a velocidade do modo par é maior do que a velocidade do modo ímpar para o acoplamento direto, como pode ser observado na Eq. 2.10.

Em linhas de transmissão não-TEM, como por exemplo linhas de microfita, a maior fração do campo eletromagnético esta restrita a região do substrato, contudo uma fração do campo eletromagnético se encontra no ar. A permissividade efetiva (também conhecida como constante dielétrica efetiva) leva isso em consideração (POZAR, 2009). Sem o substrato a permissividade efetiva seria igual a permissividade do ar, porém se todas as linhas do campo eletromagnético fossem contidas no substrato a permissividade seria numericamente igual a permissividade relativa do substrato.

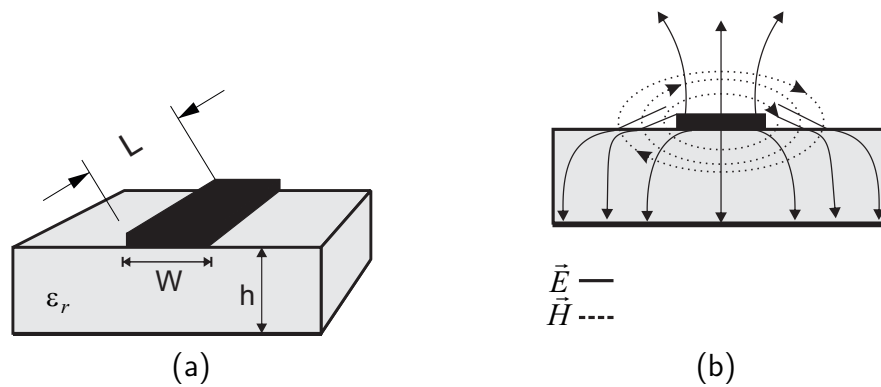
Sendo as linhas de campo do modo par distribuídas, presentes em sua maioria no ar, a permissividade para esse modo torna-se próxima da permissividade do vácuo. Para o modo ímpar, existe uma concentração das linhas de campo no interior do dielétrico, aumentando a permissividade efetiva, impondo uma menor velocidade ao modo ímpar (DJORDJEVIĆ et al., 2012).

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff_{modo}}}} \quad (2.10)$$

## 2.3 Circuitos de microfita

As linhas de microfita são linhas de transmissão facilmente implementadas, podem ser fabricadas por diversos processos, como por exemplo fotolitografia. As linhas de microfita podem ser miniaturizadas visando a integração com componentes de micro-ondas ativos e passivos (POZAR, 2009). A geometria da linha de microfita pode ser vista na Fig. 16a. Um condutor com largura  $W$  é disposto sobre um substrato de espessura  $h$  e permissividade relativa  $\epsilon_r$ , o esboço das linhas de campo podem ser vistas na Fig. 16b.

Figura 16 – (16a) Linha de transmissão em microfita, (16b) esboço do campo eletromagnético em uma linha de microfita.



Fonte – Próprio autor.

As linhas de microfita podem ser descritas por dois parâmetros: constante dielétrica efetiva  $\epsilon_{eff}$  e impedância característica (POZAR, 2009), que podem ser expressas aproximadamente por,

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff0}}{1 + G(f)} \quad (2.11)$$

Em que  $\epsilon_{eff}(f)$  representa a permissividade efetiva,  $\epsilon_r$  a permissividade relativa do substrato, e  $\epsilon_{eff0}$  a constante dielétrica efetiva em baixas frequências ( $f \approx 0$ ). A função  $G(f)$  pode ter diversas aproximações, a depender da precisão necessária.

Assim, a velocidade de fase pode ser expressa,

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad (2.12)$$

O atraso proporcionado pela linha é dado por,

$$\tau_D = \frac{L}{v_p}. \quad (2.13)$$



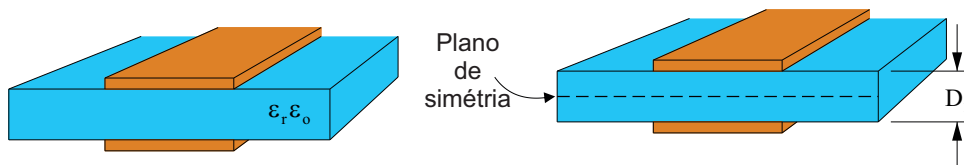
Em que  $L$  representa o comprimento da linha. Essa linha é considerada não dispersiva, ou seja, a velocidade de fase não é função da frequência. A rigor tem-se que essa linha de transmissão sofre pequenas variações em função da frequência. Para determinar o atraso foi calculado a velocidade de fase em função da permissividade relativa efetiva  $\epsilon_{eff}$ .

Das Eqs. 2.12 e 2.13, tem-se que a permissividade aumentar,  $v_p$  decai. Então, um aumento na permissividade acarreta em um aumento no atraso na linha de transmissão considerada.

## 2.4 Linha de transmissão em dupla face paralela

A Linha de Transmissão em Dupla Face Paralela (LTDFP), consistindo de duas linhas de transmissão idênticas nos lados opostos de um substrato dielétrico, foi proposta inicialmente por H. A. Wheeler (WHEELER, 1965) e foi analisada pelo método do mapeamento conforme. A LTDFP, como mostrado na Fig. 17, pertence à família de linhas de transmissão balanceadas. Circuitos de micro-ondas que podem ser alimentados por linhas balanceadas, como amplificador, mixer e antena, são frequentemente empregados juntamente com essa linha de transmissão.

Figura 17 – A Linha de transmissão em dupla face paralela (LTDFP).



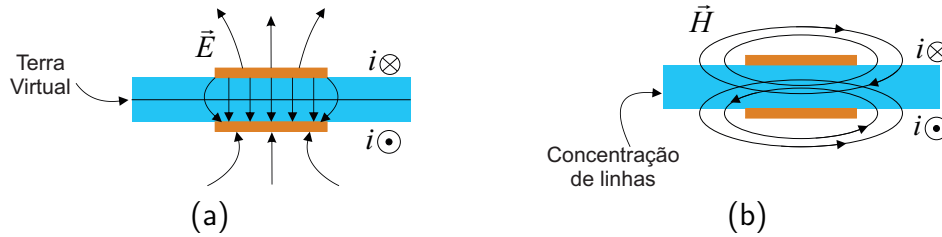
Fonte – Próprio autor.

A LTDFP pode ser considerada um guia de ondas de placas paralelas, dependendo de largura da linha ( $W$ ) e o comprimento de onda trabalhado na estrutura, que suporta ondas eletromagnéticas quase-TEM. A LTDFP tem algumas de suas linhas de campo na região do dielétrico, concentradas entre os condutores da linha superior e inferior. Os campos fora da região do substrato, como pode-se visualizar na Fig. 18, determinam o comportamento quase-TEM, que por sua vez, que tem implicações diretas no cálculo dos parâmetros distribuídos da estrutura.

A propagação da onda quase-TEM é caracterizada pela frequência de corte igual a zero. Os condutores da linha superior e inferior formam um par diferencial; portanto, a distribuição de campo quase-TEM permanece inalterada se um plano de terra virtual de tamanho infinito for inserido no plano de simetria do substrato e paralelo aos condutores (CHEN; CHIN; XUE, 2007). Inserindo esse plano de massa virtual a uma distância  $h/2$  de qualquer condutor, como visto na Fig. 17, converte a LTDFP em uma combinação de duas linhas de microfita idênticas, na configuração *back-to-back*. Portanto, o projeto

de uma LTDFP pode ser relacionado ao projeto de uma linha de microfita, a menos do acoplamento entre as linhas. Dada uma largura de faixa, a impedância característica de uma LTDFP com a mesma espessura do dielétrico é aproximadamente duas vezes a impedância característica de uma linha de microfita ( $Z_{LTDFP} = 2Z_{microfita}$ ), (JACOB et al., 2018).

Figura 18 – (18a) Comportamento do campo elétrico na LTDFP, (18b) comportamento do campo magnético na LTDFP.



Fonte – Próprio autor.

As LTDFP são amplamente utilizadas em diversos componentes balanceados, como transições entre diferentes topologias de linhas de transmissão com linhas paralelas, como pode-se visualizar em (ZHANG; CHEN; XUE, 2007; FANG; HENDERSON, 2017; EUBANKS; CHANG, 2010; KIM; CHANG, 2004; JACOB et al., 2018), antenas são realizadas diretamente com as linhas paralelas (LI et al., 2010; YE et al., 2017), Superfícies Seletivas em Frequências foram desenvolvidas baseado em linhas paralelas (LI; SHEN, 2014; OMAR; SHEN, 2016), sugestões de aplicações são vislumbradas em (CHEN; CHIN; XUE, 2007; XUE, 2008).

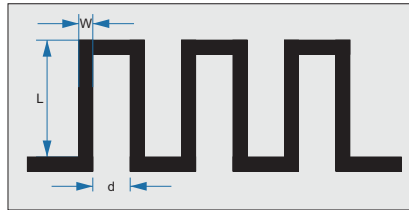
Pela análise apresentada até aqui, a estrutura proposta neste trabalho toma como base o comportamento eletromagnético de LTDFP curto-circuitadas em uma das extremidades.

## 2.5 Linha em meandro

Em um meio não homogêneo, como as linhas de microfita acopladas, as velocidades de fase dos modos par e ímpar dependem da largura da linha  $W$  e do espaçamento  $d$  (MONGIA et al., 2007), conforme indicado na Fig. 19. Assim, para um dado  $W$  e  $d$ , as impedâncias do modo par e modo ímpar podem ser manipuladas. As linhas em meandros são projetadas para a não existência de acoplamento lateral na linha, de modo a permanecer com as características de uma linha não dispersiva (MONGIA et al., 2007). Desde o primeiro trabalho com linhas em meandro (LIM; MOORE, 1968), as características da linha em meandro vêm sendo estudadas e diversas aplicações foram desenvolvidas, como o RFID sem chip (CHAMARTI; VARAHRAMYAN, 2006; ZOMORRODI; KARMAKAR, 2014), antenas (KHALEGHI, 2007; LIAO; CHANG; LI, 2010; CAI et al., 2018), filtros

(WANG et al., 2005; PAL; STEVENS; EDWARDS, 2006) e sua integração em circuitos (CHEN; CHIN; XUE, 2007).

Figura 19 – Linha em meandro.



Fonte – Adaptado (MONGIA et al., 2007).

A linha de transmissão em meandro é a base para o desenvolvimento da seção em "C" apresentada na próxima seção.

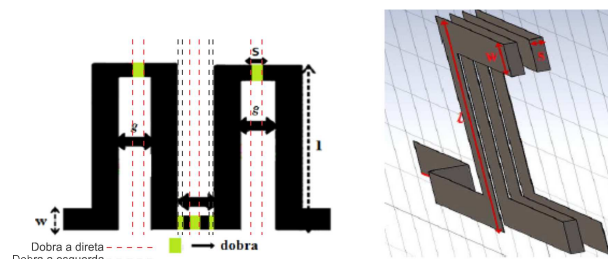
### 2.5.1 Etiqueta em forma da letra "C" com múltiplas camadas

Ao contrário dos leiautes multicamadas existentes, em que a via metálica é usada para as interconexões, a técnica de construção para a etiqueta em forma da letra "C" aproveita a facilidade dos substratos flexíveis para introduzir múltiplas camadas na estrutura (RODRIGUES, 2015). Assim, a estrutura em multicamadas pode ser obtida pelo dobramento de um substrato flexível, como pode ser visualizado na Fig. 20 à direita.

A estrutura construída no formato da letra "C" apresenta seções de linhas de transmissão em cascata que podem ser dobradas, aumentando o acoplamento na estrutura. O atraso de grupo (AG) característico das seções em "C" é utilizado para codificação. O acoplamento direto é analisado na estrutura, permitindo um forte acoplamento, aumentando o atraso de grupo fornecido.

Contudo, a estrutura apresenta dificuldades construtivas, uma vez que, realizar diversas dobras torna o processo de difícil fabricação, como visto na Fig. 20 à esquerda. Além disso, é necessário um substrato acima e abaixo da estrutura em forma da letra "C", afim de prensar a estrutura, evitando o surgimento de camadas de ar.

Figura 20 – Estrutura em forma da letra "C".



Fonte – (RODRIGUES, 2015).

## 3 Projeto de estrutura de codificação

Esta seção descreve detalhadamente o leiaute, as ferramentas de simulação, as especificações de fabricação e a forma de obtenção dos resultados medidos das estruturas de codificação propostas de uma seção e duas seções.

A estrutura de codificação descrita neste trabalho propõe reduzir o acoplamento lateral e somente utilizar acoplamento direto, em estruturas com uma e duas seções, como pode-se visualizar na Fig. 13 e na Fig. 15, respectivamente. Uma seção de linhas acopladas pode ser aproximada por duas linhas de microfitas na configuração *back-to-back* simétricas, que possuem largura  $W$ , separação entre as linhas acopladas de  $D_2$  e com espessura do dielétrico  $D_1 = 0,1$  mm (estrutura dobrada), o dielétrico sem a dobra possui uma espessura de 0,05 mm. Em virtude do acoplamento, uma miniaturização é esperada. Idealmente, a conexão entre as camadas não irá introduzir reatâncias parasitas pelo motivo da dobra ser muito menor que o comprimento de onda do projeto da estrutura.

### 3.1 Simulação computacional

O CST Microwave Studio, Matlab e ADS foram utilizados para o desenvolvimento do projeto com alguns programas secundários. Diversas simulações relacionadas aos parâmetros de espalhamento e atraso fornecidas pela linha foram realizadas, bem como uma análise de sensibilidade de cada parâmetro da estrutura.

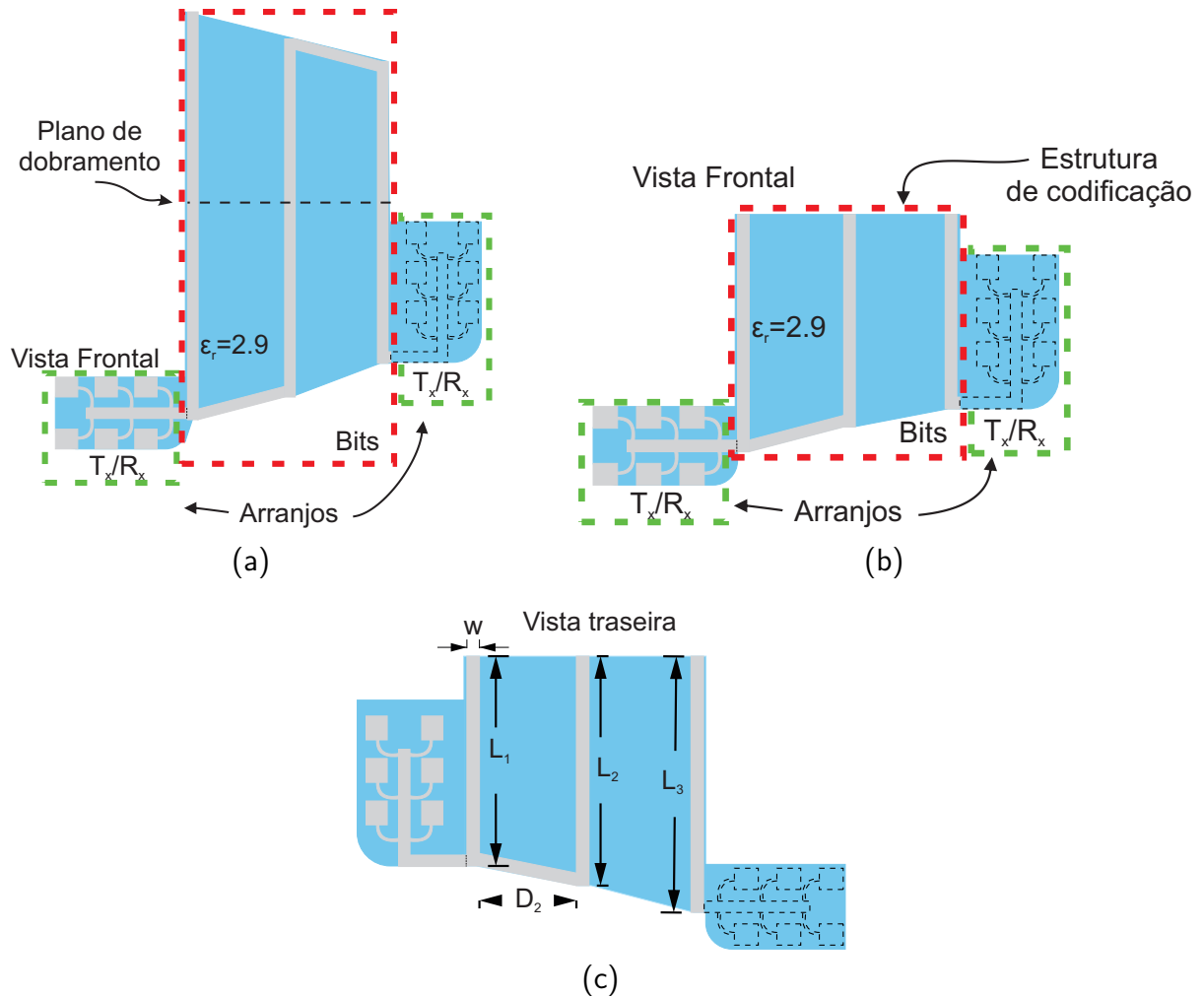
### 3.2 Etiqueta Proposta

A estrutura apresentada possui codificação multitemporal e multifrequencial que é caracterizada pelos diferentes atrasos de grupo e diferentes frequências de ressonância, respectivamente, cada seção corresponde a uma LTDFP. A variação do atraso é possível a partir do acoplamento. A estrutura de codificação que é detalhada nas seções seguintes, apresenta AG não-linear e AGN.

Na Fig. 21 é visto um exemplo da estrutura com 3 seções. Como pode ser visto na Fig. 21b, cada seção é representada por um comprimento  $L$ . As seções são conectadas para que o sinal recebido pelo arranjo possa percorrer toda a estrutura e ser retransmitido. Dois sistemas, o sistema de codificação, pontilhado em vermelho, que é responsável pelos diferentes tipos de etiquetas que podem ser produzidas e o sistema de transmissão/recepção, pontilhado verde. Variando-se os comprimentos  $L_1$ ,  $L_2$  ou  $L_3$ , respectivo a cada seção, haverá diferentes frequências de ressonância, assim a informação é codificada em frequência.

O sistema de  $T_x/R_x$ , verde pontilhado, possui dois arranjos de antenas, com polarizações distintas, com o intuito de receber sinais advindos do leitor em ambas as polarizações. A estrutura em arranjo foi escolhida, para a obtenção de um ganho maior, sendo assim, uma maior sensibilidade proporcionando um aumento na distância de leitura.

Figura 21 – Etiqueta proposta com seus respectivos parâmetros, (21c) vista frontal da etiqueta antes de ser dobrada, (21a) vista frontal dobrada da etiqueta proposta, (21b) vista traseira com os respectivas dimensões da etiqueta.

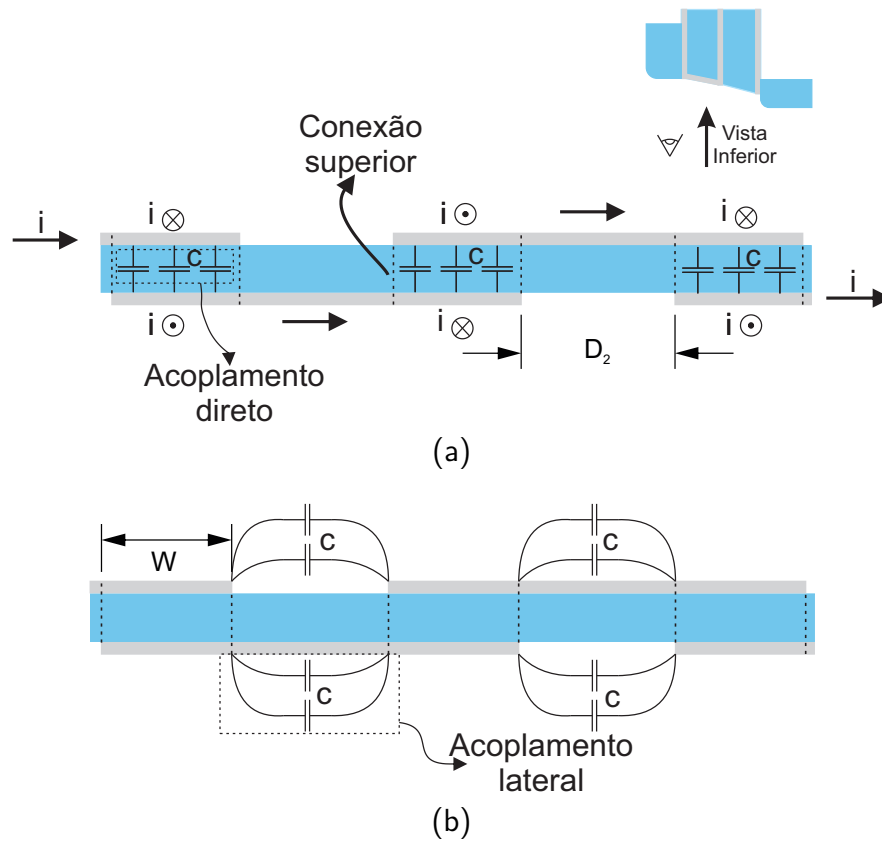


Fonte – Próprio autor.

O acoplamento lateral, como visualizado na Fig. 22b, é modificado pelo parâmetro  $D_2$  e  $W$ . O acoplamento lateral gera um atraso adicional ao sinal. Esse acoplamento é de fundamental importância para o projeto final da etiqueta, uma vez que, a proximidade dos elementos pode deteriorar significativamente do sinal retroespalhado.

Nas Fig. 23 e Fig. 24 é visualizado o acoplamento em função do distanciamento entre as linhas ( $D_2$ ) para as distâncias de  $D_2 = 2$  mm e  $D_2 = 5$  mm. Pode-se observar que para uma distância de  $D_2 = 5$  mm, o acoplamento torna-se desprezível. Desta forma, no estudo com múltiplas seções o espaçamento de  $D_2 = 5$  mm será adotado.

Figura 22 – Possíveis acoplamentos da estrutura, (22a) acoplamento direto, (22b) acoplamento lateral.



Fonte – Próprio autor.

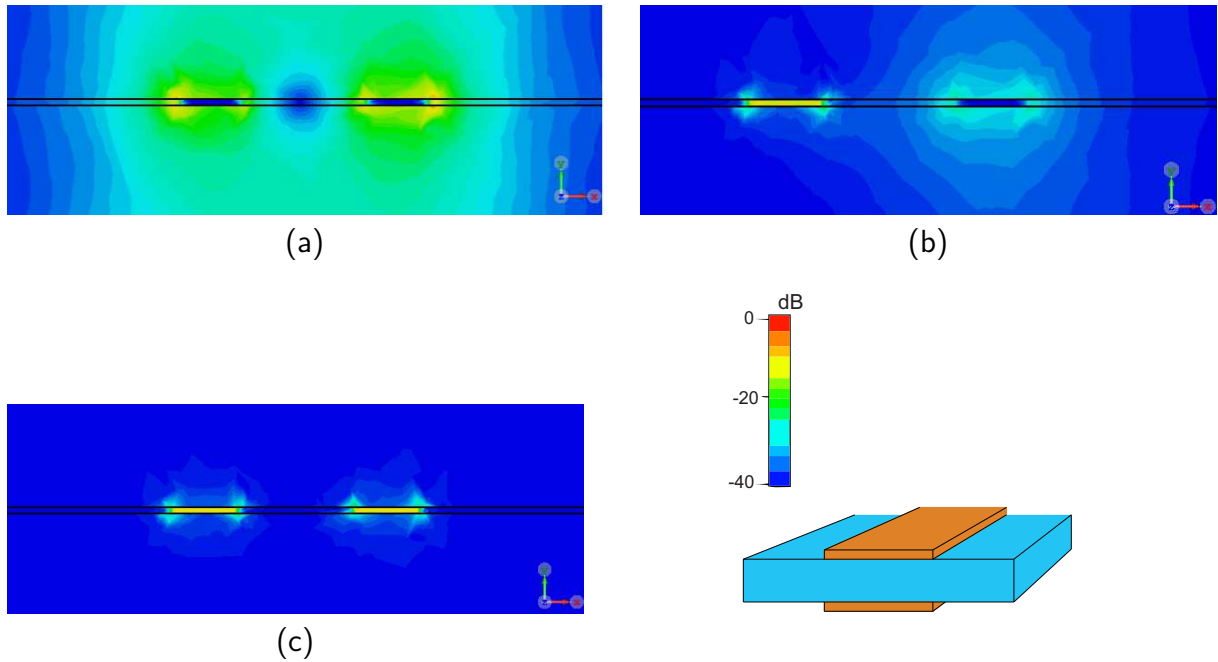
Na Fig. 22 pode-se visualizar os possíveis acoplamentos resultantes que ocorrem na estrutura. O acoplamento direto obtido ao dobrar a estrutura pode ser visualizado na 22a, esta técnica é usada para criar o acoplamento direto, assim, o sinal sofrerá um atraso de grupo natural fornecido pelo caminho do sinal, esse atraso de grupo é igual ao atraso de fase, através dos elementos e um atraso adicional ocasionado pelo acoplamento direto de cada elemento. O modo par-ímpar não é apresentado, pois tem-se que a estrutura é simétrica, sendo assim, o modo par-ímpar é igual ao modo ímpar-par.

Na Fig. 23b visualizamos o acoplamento, daremos ênfase ao acoplamento lateral. Para um espaçamento de  $D_2 = 2$  mm, visualizamos na Fig. 23b o acoplamento entre as LTDFP, entretanto para  $D_2 = 5$  mm as LTDFP encontram-se desacopladas, considerando o acoplamento lateral, como pode ser visto na Fig. 24.

### 3.2.1 Modelo da estrutura

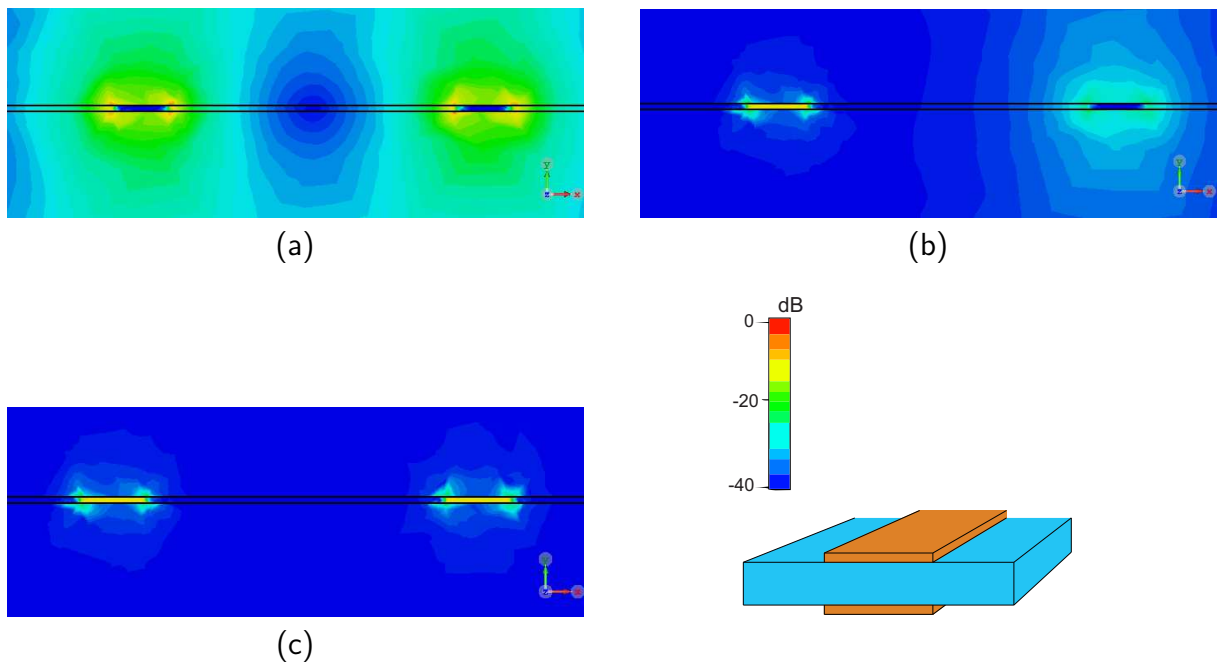
A etiqueta RFID sem chip idealizada é de fácil implementação em comparação com (RODRIGUES et al., 2015), uma vez que ao ser dobrada, como visualizado a Fig. 25, teremos seu formato final, essa facilidade torna essa estrutura bastante interessante para a

Figura 23 – Distribuição do campo elétrico para um distanciamento entre as linhas de  $D_2 = 2$  mm, modos par-par, ímpar-par e ímpar-ímpar em (23a), (23b) e (23c), respectivamente.



Fonte – Próprio autor.

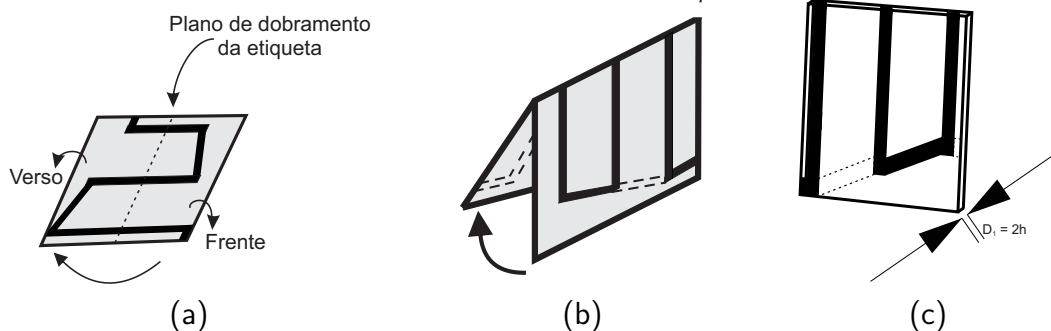
Figura 24 – Distribuição do campo elétrico para um distanciamento entre as linhas de  $D_2 = 5$  mm, modos par-par, ímpar-par e ímpar-ímpar como pode ser visualizado em (24a), (24b) e (24c), respectivamente.



Fonte – Próprio autor.

integração em diversos sistemas integrados ou sistemas RFID sem chip.

Figura 25 – (25a) vista 2D das linhas antes do dobramento. As linhas pontilhadas indicam o plano de dobra. (25b) plano de dobramento da estrutura. (25c) modelo dobrado mostrando três comprimentos de linha da estrutura de codificação.



Fonte – Próprio autor.

Uma das vantagens dessa estrutura vem da simplicidade de fabricação em comparação com a estrutura proposta em (NAIR; PERRET, 2016). Usando-se um substrato flexível, a estrutura pode facilmente ser realizada, pois realizando apenas um dobramento obteremos a estrutura. A nova estrutura aprimora a reprodutibilidade, ou seja, reduzindo o espaçamento proveniente das camadas da estrutura acoplada e, conseqüentemente reduzindo a capacitância parasita resultante do espaçamento quando a dobragem é realizada. Essa praticidade melhora a previsão do atraso do grupo e da frequência de ressonância de cada seção.

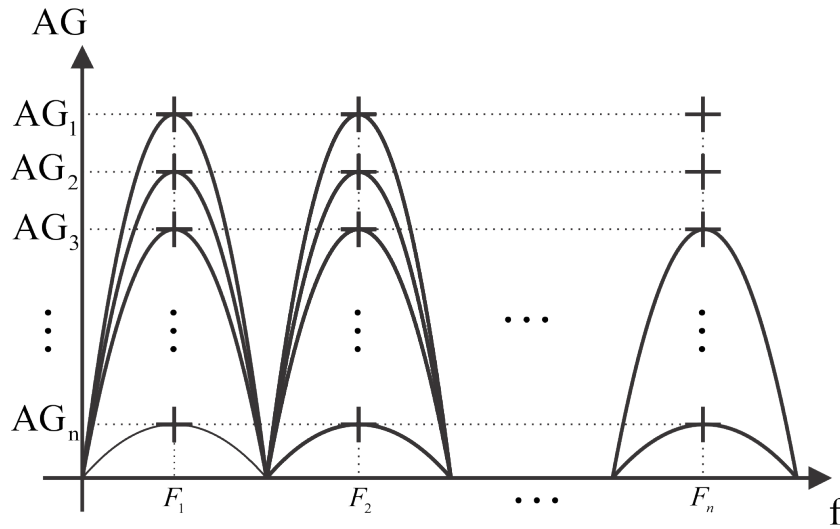
### 3.2.2 Técnica de codificação

A etiqueta proposta pode ser codificada no domínio do tempo e/ou domínio da frequência. Usando um domínio duplo, a capacidade de codificar a etiqueta aumenta. Conseqüentemente, o método usado para a codificação da estrutura proposta é a técnica de codificação multitemporal e multifrequencial. Pode-se codificar as informações desejadas na etiqueta usando o deslocamento da frequência de ressonância, variando-se os comprimentos  $L_i$ , em que  $L_i$  representa o número de elementos da estrutura de codificação com diferentes atrasos de grupo. Na Fig. 26 visualizamos as possibilidades do princípio de codificação descrito.

Os atrasos de grupo obtidos são de banda estreita, assim, pode-se introduzir mais seções aumentando ainda mais a capacidade de codificação da estrutura. Uma estrutura de uma seção com diferentes larguras de banda pode ser visualizado na Fig. 27. Assim, uma menor largura de banda do ligada à seção, permitirá mais níveis de atraso dentro de uma mesma faixa de frequência. Definido-se  $B_i$  como as larguras de banda das seções de cada elemento, tem-se que  $B_1 < B_2 < B_3$ .



Figura 26 – Atraso em função da frequência. Para cada frequência, existirão atrasos de grupo (AG) diferentes.



Fonte – Próprio autor.

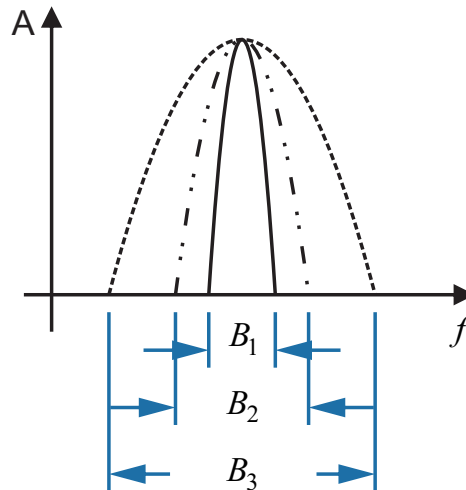
A largura de banda correspondente a uma seção, pode ser controlada por meio da variação do atraso de grupo, parâmetro este ligado ao acoplamento imposto pela estrutura.

A frequência de ressonância de cada seção pode ser determinada aproximadamente pela Eq. 3.1,

$$F(l) = \frac{c}{4L_i\sqrt{\epsilon_{eff}}} \tag{3.1}$$

Em que  $c$  representa a velocidade da luz,  $L_i$  o comprimento de cada seção,  $\epsilon_{eff}$  a permissividade relativa.

Figura 27 – Variação da largura de banda do pulso associado a uma seção.

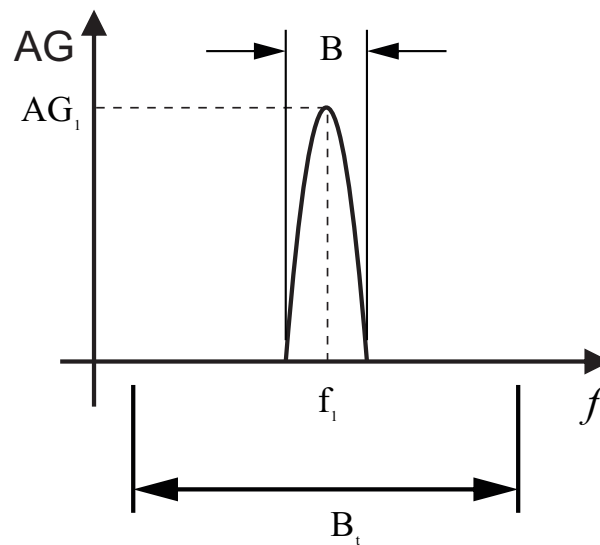


Fonte – Próprio autor.

### 3.2.3 Capacidade de codificação

Para se obter a capacidade de codificação da estrutura, primeiramente deve-se definir uma banda de interesse, uma vez que a capacidade de codificação em frequência é proporcional a largura de banda disponível. Considerando o exemplo visto na Fig. 28, pode-se visualizar os principais parâmetros de interesse associados a um sinal com característica frequencial e temporal. Tomemos a largura de banda disponível, denominada ( $B_t$ ), centrada na frequência ( $f_1$ ),

Figura 28 – Frequência de ressonância com atraso de grupo.



Fonte – Próprio autor.

$$F_{op} = \frac{B_t}{B}, \quad (3.2)$$

em que  $B$  é a largura do pulso,  $AG_n$  o número de atrasos de grupos possíveis. Então a capacidade de codificação pode ser calculada a partir da Eq. 3.3,

$$C_b = \log_2(F_{op} \cdot AG_n). \quad (3.3)$$

$C_b$  corresponde ao número de bits possíveis considerando uma única seção. Com o aumento do número de seções, observamos que a capacidade de codificação aumenta significativamente. Podemos reescrever a Eq. 3.3,

$$C_b = \log_2((F_{op}^1 \cdot AG_n^1) \cdot (F_{op}^2 \cdot AG_n^2) \cdots (F_{op}^k \cdot AG_n^k)). \quad (3.4)$$

Sendo  $AG_n^k$  o número de atrasos de grupo de cada seção, em que  $n$  representa o número de atrasos possíveis,  $F_{op}^k$  as frequências de operação de cada seção, tem-se,

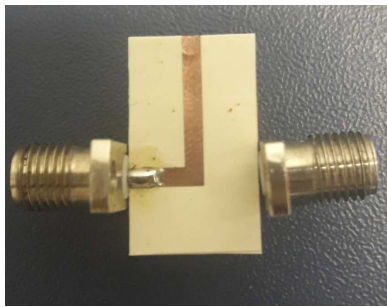
$$C_b = \log_2 \left[ \prod_{k=1}^q (F_{op}^k \cdot AG_n^k) \right], \quad \forall k \in \mathbb{N}^*. \quad (3.5)$$

Tem-se que  $q$  representa o número de seções, então  $1 < k < q$ .

### 3.3 Montagem do sistema de medição

Medições das duas estruturas de codificação propostas, uma seção e duas seções, foram realizadas com o Analisador de redes vetorial ZVB-20 Rohde&Schwarz, o atraso de grupo e o coeficiente de transmissão foram obtidos nas medições. Conectores SMA de seção reta foram utilizados, já que o conector com prologamento demonstrou um resultado não esperado, pois foi verificado que parte do sinal era acoplado na estrutura desse conector. O equipamentos utilizados na medição podem ser vistos na Fig. 29.

Figura 29 – (29a) estrutura de codificação de um elemento, (29b) principais equipamentos utilizados na medição e (29c) estrutura com uma seção conectado ao equipamento de medição.



(a)



(b)



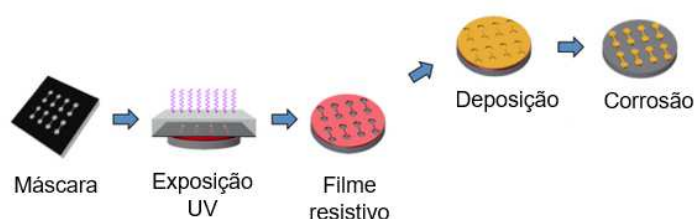
(c)

Fonte – Próprio autor.

### 3.4 Fabricação da estrutura

A fotolitografia é um processo utilizado na fabricação de uma geometria sobre um substrato. A luz é utilizada para a transferência de uma máscara (fotolito) para um filme sensível a luz (*dry film*), ou seja, é gravado no substrato a parte translúcida do fotolito. Posteriormente uma série de processos químicos são utilizados para revelação e corrosão. Um resumo das etapas do processo de fabricação pode ser visto na Fig. 30. Este método foi escolhido devido à utilização do substrato flexível, bem como sua, alta precisão.

Figura 30 – Processo de fotolitografia, utilizado na fabricação da estrutura proposta.

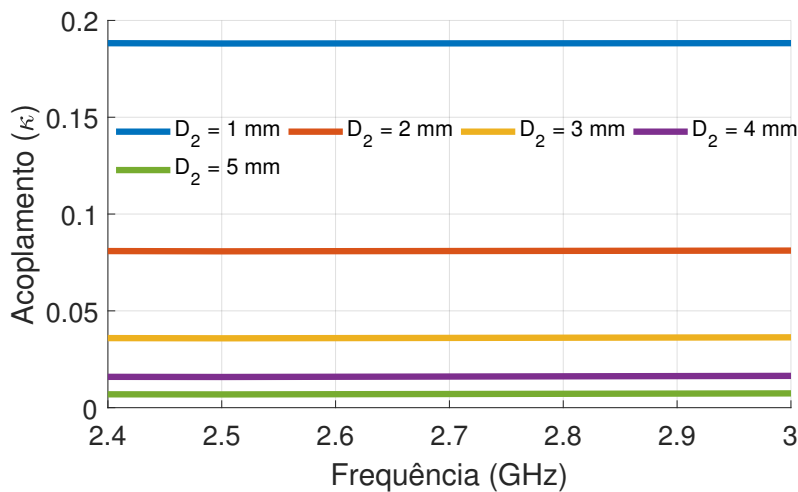


Fonte – Adaptado de <https://cleanroom.soe.ucsc.edu/lithography>

## 4 Resultados

Neste trabalho o acoplamento lateral será é atenuado, tendendo a zero. Dessa forma, a análise do acoplamento lateral é apresentada com o objetivo de selecionar uma distância com o intuito de desconsidera-lo. Com a redução do acoplamento lateral, apenas o acoplamento direto influenciará a estrutura tornando à análise da estrutura mais simplificada, pois como citado anteriormente o acoplamento lateral pode degradar a resposta da codificação.

Figura 31 – Acoplamento lateral em função do espaçamento ( $D_2$ ) entre as LTDFP.



Fonte – Próprio autor.

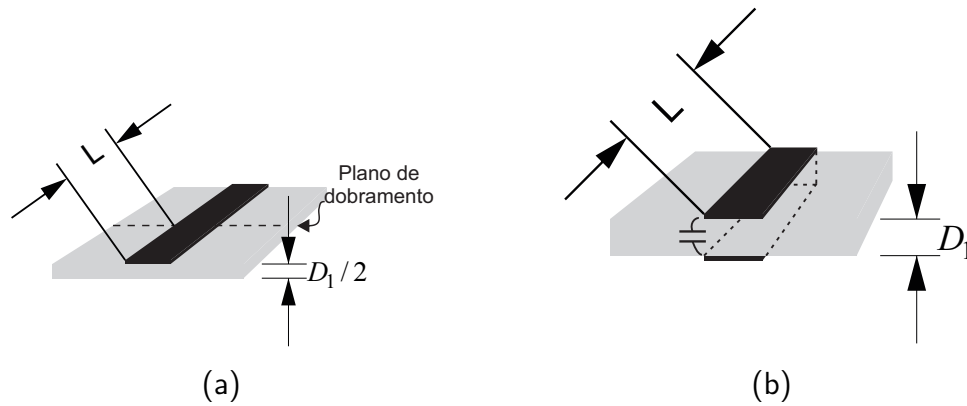
Na Fig. 31 é visualizado o estudo paramétrico em função da variável ( $D_2$ ). Assim, para um distanciamento a partir de  $D_2 = 3 \text{ mm}$  o acoplamento  $\kappa \approx 0$ , então para  $D_2 = 5 \text{ mm}$  o acoplamento é desprezível.

### 4.1 Estrutura de codificação de uma seção

Inicialmente, o estudo com uma seção foi implementado visando a caracterização completa dessa estrutura. Na Fig. 32a é apresentada a estrutura antes de ser dobrada a estrutura dobrada pode ser visualizada na Fig. 32b. O atraso introduzido pelo acoplamento direto, ao realizarmos a dobra, pode ser observado na Fig. 33.

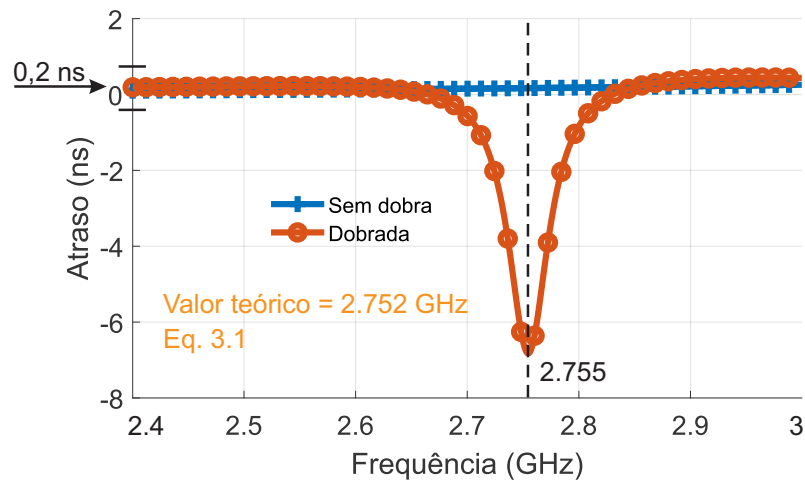
Nota-se o atraso provocado pelas duas estruturas, como esperado a estrutura sem dobra provoca um atraso aproximadamente constante, já a estrutura dobrada provoca um atraso de grupo em uma frequência específica determinada pela Eq. 3.1.

Figura 32 – 32a estrutura antes de ser dobrada, 32b estrutura de codificação dobrada.



Fonte – Próprio autor.

Figura 33 – Atraso de grupo para a estrutura com e sem dobra em função da frequência para uma seção.



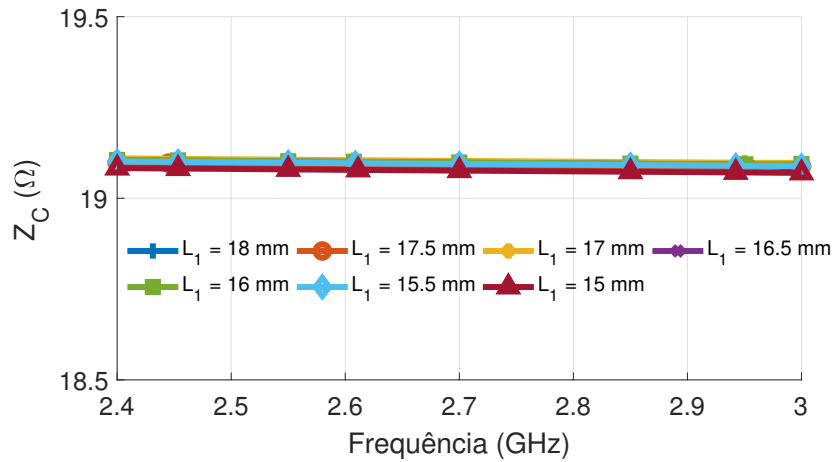
Fonte – Próprio autor.

Na Fig. 34 visualizamos a impedância da linha em função do comprimento da seção; a impedância característica da linha não é alterada. Assim, como previamente estudado em (JACOB et al., 2018), a impedância da estrutura, que se assemelha a LTDFP, pode ser aproximada a uma linha de microfita com dielétrico de espessura  $D_1/2$ .

Apresentado o análise prévia do acoplamento lateral na Fig. 31, para redução do seu efeito, conclui-se que somente o acoplamento direto é presente na estrutura, como pode ser visto na Fig. 35. O acoplamento direto é sensível a variação do distanciamento entre as linhas condutoras, determinando majoritariamente o acoplamento.

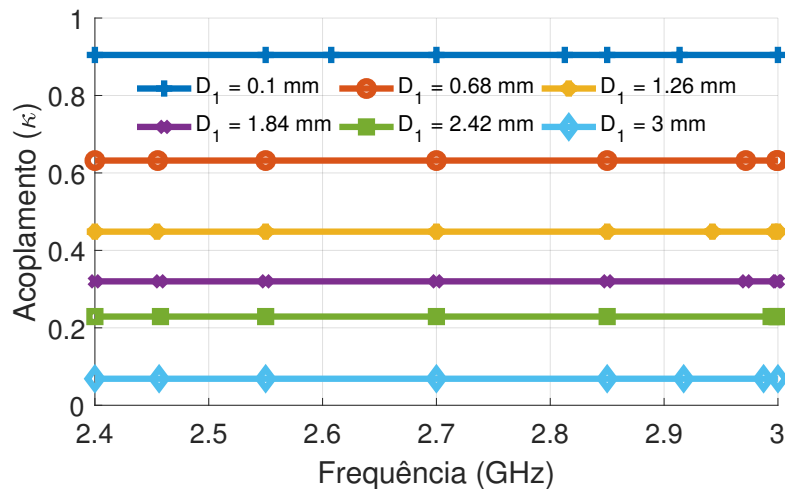
Como descrito anteriormente vemos que o distanciamento das linhas nos leva ao desacoplamento, ou seja,  $\kappa = 0$ . O acoplamento direto também foi avaliado em função da

Figura 34 – Impedância característica em função do comprimento da seção.



Fonte – Próprio autor.

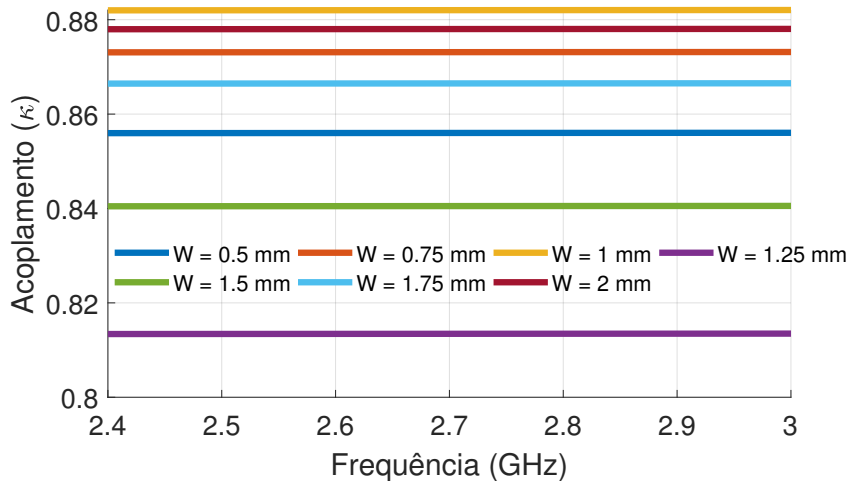
largura da linha de transmissão ( $W$ ). Para uma variação de ( $W = 0,5 \text{ mm} \rightarrow W = 2 \text{ mm}$ ), podemos notar que o acoplamento cresce a medida que a espessura da linha de transmissão aumenta. Esse resultado pode ser visualizado na Fig. 36.

Figura 35 – Acoplamento em função da frequência dada uma variação do distanciamento ( $D_1$ ) da estrutura.

Fonte – Próprio autor.

O deslocamento da frequência de ressonância da estrutura é função dos parâmetros da estrutura ( $L$ ,  $D$  e  $W$ ). A codificação frequencial pode ser implementada, combinando os resultados para Fig. 37 e Fig. 38.

Como descrito na seção 2.1.1 do Capítulo 1, a variação positiva da fase em função do comprimento acarreta um AGN, esse fenômeno pode ser visualizado na Fig. 38, a variação do AGN devido à variação do comprimento ( $L_i$ ) da seção. Tendo em vista a estimativa

Figura 36 – Acoplamento em função da variação da largura da estrutura ( $W$ ).

Fonte – Próprio autor.

da frequência de ressonância de cada seção em função da variação do comprimento ( $L_i$ ), estabelecido analiticamente pela Eq. 4.1.

O deslocamento da frequência para cada comprimento com espaçamentos constantes de 0,5 mm, pode ser visto na Fig. 38. Para se obter uma expressão de fácil implementação de diversos bits, foram obtidos pontos de frequência em função do comprimento da seção ( $L_i$ ) e feita uma interpolação. A expressão obtida é apresentada em Eq. 4.1. A representação do gráfico em função das frequências em função do comprimento pode ser visto na 39.

$$F(l) = -0.0004l^3 + 0.0292l^2 - 0.7974l + 9.6835 \quad (4.1)$$

Na Fig. 39, foram testadas algumas funções. A função do primeiro grau provoca um erro em relação aos pontos obtidos, para a função do segundo grau este erro é reduzido. Na utilização da função do terceiro grau o erro é de  $1 \times 10^{-8}$  dos pontos para a função interpolada, por este motivo esta função foi escolhida para a representação da frequência em função do comprimento.

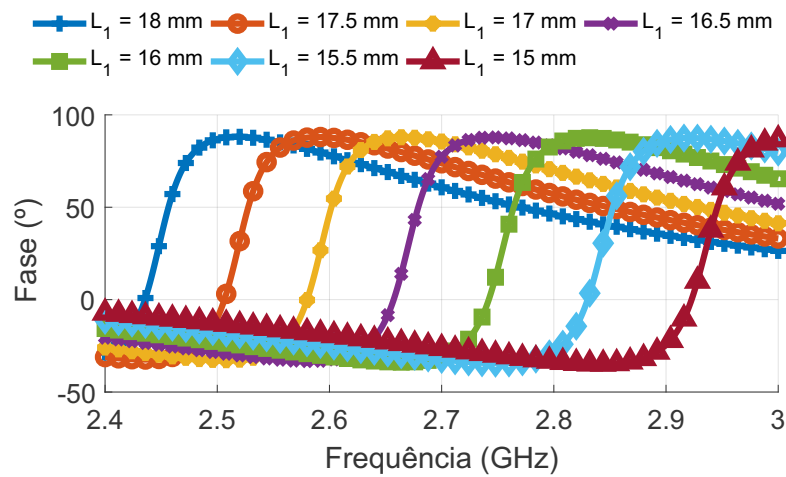
As funções de ordem superior são desnecessárias, tendo em vista o erro obtido pela função do terceiro grau.

A estrutura confeccionada por meio do processo de fotolitografia pode ser vista na Fig. 40. Em seguida, aferições quanto a eficácia da confecção foram realizadas com auxílio de um microscópio, sobre a linha de transmissão foi colocada uma régua para verificação da largura da linha. Nota-se um desvio na visualização com o microscópio que é oriundo da paralaxe causada pela espessura da régua, como podemos ver na Fig. 41.

A medição foi realizada com duas estruturas de comprimentos diferentes, a largura

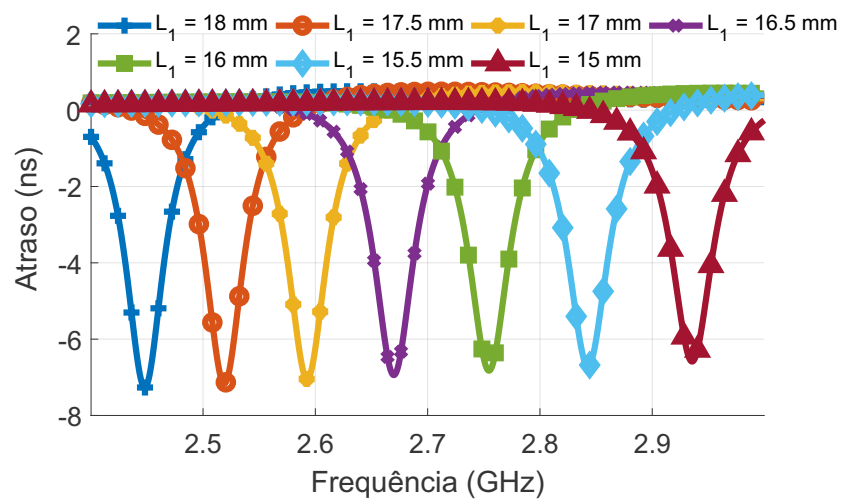


Figura 37 – Variação da fase em função da frequência.



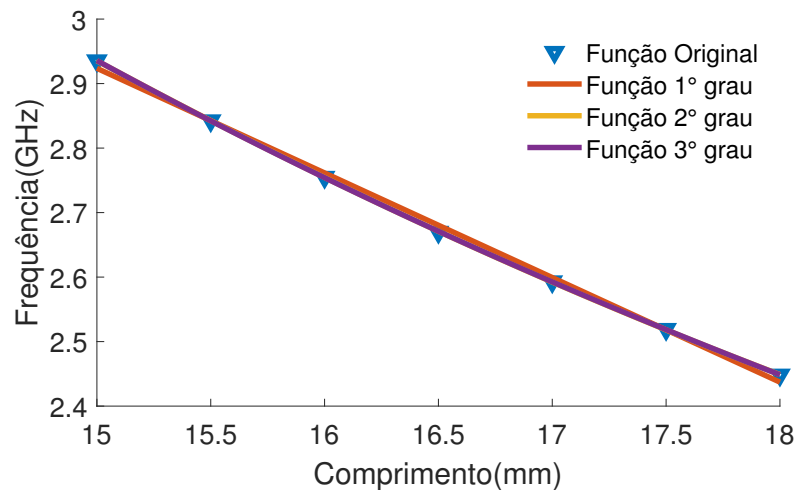
Fonte – Próprio autor.

Figura 38 – Variação do atraso de grupo em função da frequência para diferentes comprimentos ( $L$ ).



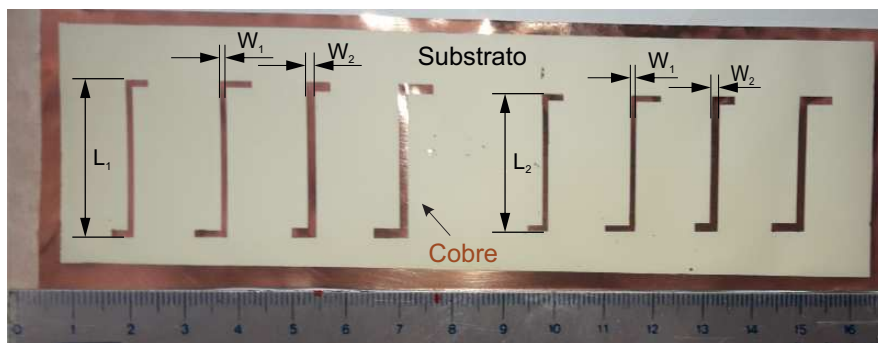
Fonte – Próprio autor.

Figura 39 – Funções interpoladas dos pontos de frequência em função do comprimento.



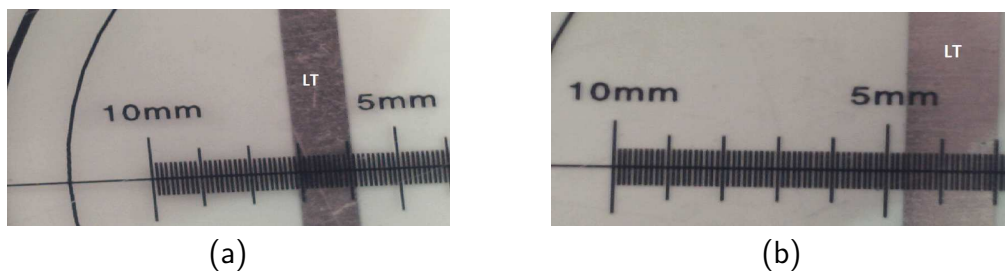
Fonte – Próprio autor.

Figura 40 – Elementos com uma seção com diferentes espessuras e comprimentos.



Fonte – Próprio autor.

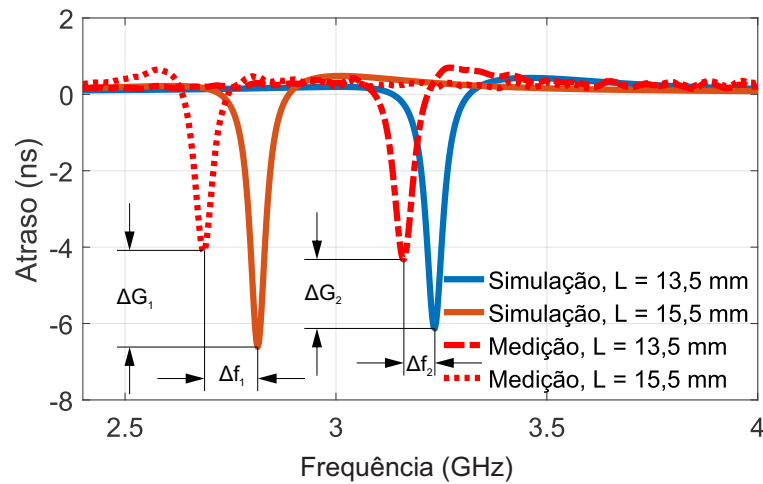
Figura 41 – Linha de transmissão de um elemento: 41a com espessura de 1 mm e 41b com espessura de aproximadamente 1,5 mm.



Fonte – Próprio autor.

da linha que foi adotada é de  $W_2 = 1,5$  mm. O atraso de grupo foi medido. Como podemos visualizar na Fig. 42, há um deslocamento em frequência quando é comparado as medições e a simulação. O deslocamento é provavelmente devido à cola utilizada para fixação da estrutura no momento do dobramento.

Figura 42 – Atraso de grupo da estrutura de uma seção para diferentes comprimentos.



Fonte – Próprio autor.

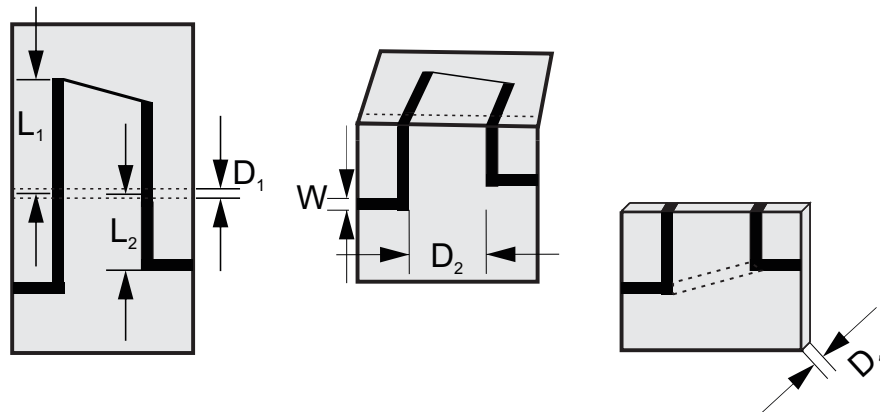
Para a primeira estrutura de codificação há uma diferença entre simulação e medição ( $\Delta f_1 = 128$  MHz) e uma diferença no atraso de grupo ( $\Delta G_1 = 2,5$  ns). Para a segunda estrutura e codificação existe uma diferença entre simulação e medição ( $\Delta f_2 = 74$  MHz) e uma diferença no atraso de grupo ( $\Delta G_2 = 1,8$  ns). Essas diferenças podem ser oriundas do material utilizado para a colagem da estrutura, espaçamento de ar na estrutura de codificação ou assimetrias causadas no momento do dobramento.

## 4.2 Estrutura de codificação para banda ultra larga com duas seções

A estrutura de codificação de duas seções para uma etiqueta RFID sem chip, operando em uma faixa de frequência de 3.1 GHz – 10.6 GHz foi projetada usando o software CST Microwave Studio. Duas seções da etiqueta proposta foram colocadas em série, como podemos visualizar na Fig. 43.

Nesse projeto, cada seção foi implementada com diferentes comprimentos,  $L_1$  e  $L_2$ . O substrato Rogers Ultralam 3850 foi utilizado para realização das simulações. A permissibilidade relativa do substrato é  $\epsilon_r = 2,9$ , a tangente de perdas do substrato  $\tan \delta = 0,0025$ , a espessura do substrato dobrado é  $2h = 0,1$  mm e espessura do cobre  $50 \mu\text{m}$ .

Figura 43 – Estrutura com duas seções.



Fonte – Próprio autor.

Na análise do parâmetro  $S_{21}$ , a variação do comprimento das seções proporcionou picos de frequência de ressonância, os quais podem ser identificados pelos picos mais negativos.

Na Fig. 44 são observados os dados da simulação para a magnitude do coeficiente de transmissão,  $S_{21}$ . Na Fig. 44a, pode-se observar o caso para a variação do comprimento da primeira seção,  $L_1$ , mantendo-se a segunda seção com comprimento constante,  $L_2$ . Pode-se observar a variação na frequência de ressonância em função do comprimento da seção, tendo uma largura de banda de cada pico ( $S_{21}$ ) de aproximadamente 20 MHz.

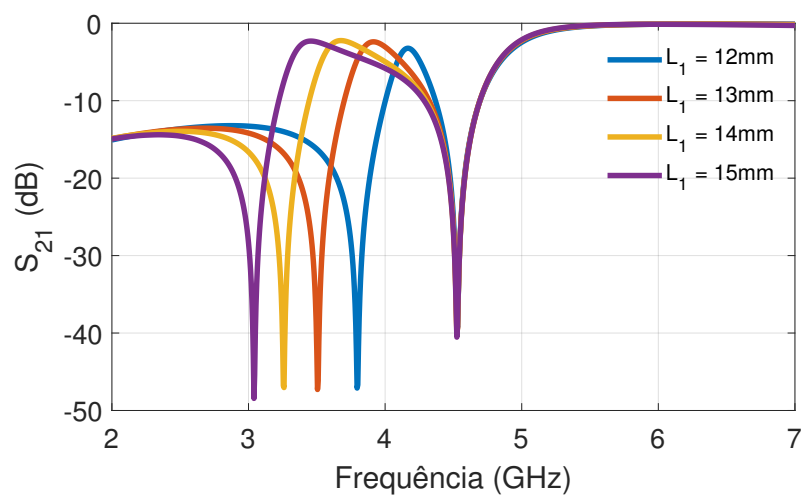
Assim temos que a informação da estrutura de codificação projetada está codificada no deslocamento de frequência. Como pode ser observado na Fig. 44b temos a variação da segunda seção enquanto manteve-se o comprimento da primeira seção constante e variou-se o comprimento da segunda seção,  $L_2$ . Nota-se que cada deslocamento proporciona uma frequência de ressonância para cada comprimento em ambas as seções.

Portanto, um controle completo dos bits pode ser realizado selecionando-se os comprimentos  $L_i$  das seções e o conjunto dos atrasos.

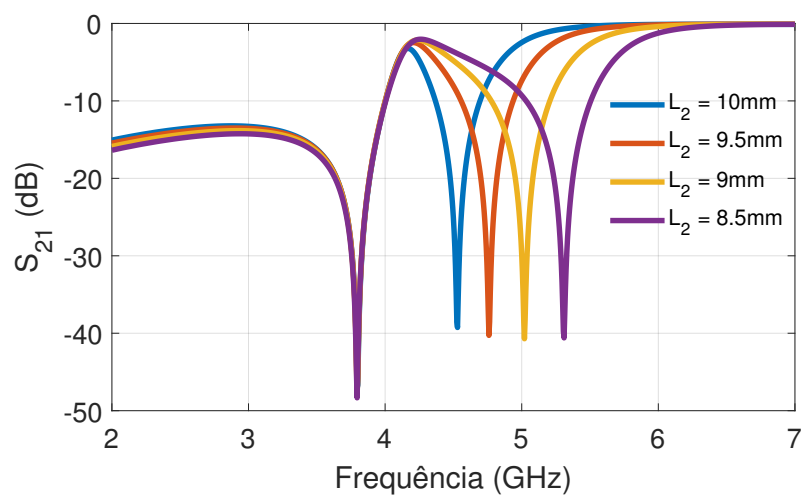
Observa-se com esses primeiros resultados do projeto, que variando o comprimento das seções, se obtém um deslocamento constante. Dessa forma, sabemos que é possível projetar uma estrutura de codificação e estimar com precisão seus deslocamentos, por exemplo. Para um comprimento de 12 mm e 13 mm, teremos frequências de ressonância de 3 GHz e 3,21 GHz, respectivamente.

A estrutura de codificação de duas seções foi confeccionada pelo método da fotolitografia. O formato da estrutura antes do dobramento pode ser observada na Fig. 45. Nessa estrutura de codificação foi utilizada uma antena patch circular, pois com o projeto da estrutura de codificação realizada qualquer elemento de transmissão/recepção pode ser empregado. O método da fotolitografia utilizado na confecção da estrutura de codificação nos proporciona uma precisão de  $10 \mu\text{m}$ . Para a faixa de frequência deste projeto

Figura 44 – Coeficiente de transmissão simulado no CST MWS da estrutura de codificação proposta com duas 2 seções, (44a) variação do comprimento da primeira seção mantendo o comprimento da segunda seção constante ( $L_2 = 10$  mm), (44b) variação do comprimento da segunda seção enquanto o comprimento da primeira é constante ( $L_1 = 12$  mm), a distância de  $D_2 = 5$  mm foi mantida.



(a)



(b)

Fonte – Próprio autor.

Tabela 1 – Valores para confecção das estruturas de codificação (Tag<sub>1</sub> e Tag<sub>2</sub>).

Est. de codificação	$L_1$ (mm)	$L_2$ (mm)	$D_1$ (mm)	$D_2$ (mm)	$w$ (mm)	$\epsilon_r$
Tag <sub>1</sub>	15	8,5	0,1	5	1	2,9
Tag <sub>2</sub>	15	9	0,1	5	1	2,9

essa precisão não possibilita significativos deslocamentos em frequência, em virtude do comprimento de onda da ordem de 6cm (maior frequência utilizada no projeto).

As medições foram realizadas utilizando um VNA de duas portas, somente para a estrutura de codificação. As dimensões da estruturas medidas podem ser visualizados na Tabela 1. A dimensão da primeira seção foi mantida constante ( $L_1 = 15$  mm), enquanto o comprimento da segunda seção foi variado,  $L_2 = 8,5$  mm e  $L_2 = 9$  mm. Como podemos visualizar na Fig. 46, uma boa concordância pode ser notada entre simulação e medição.

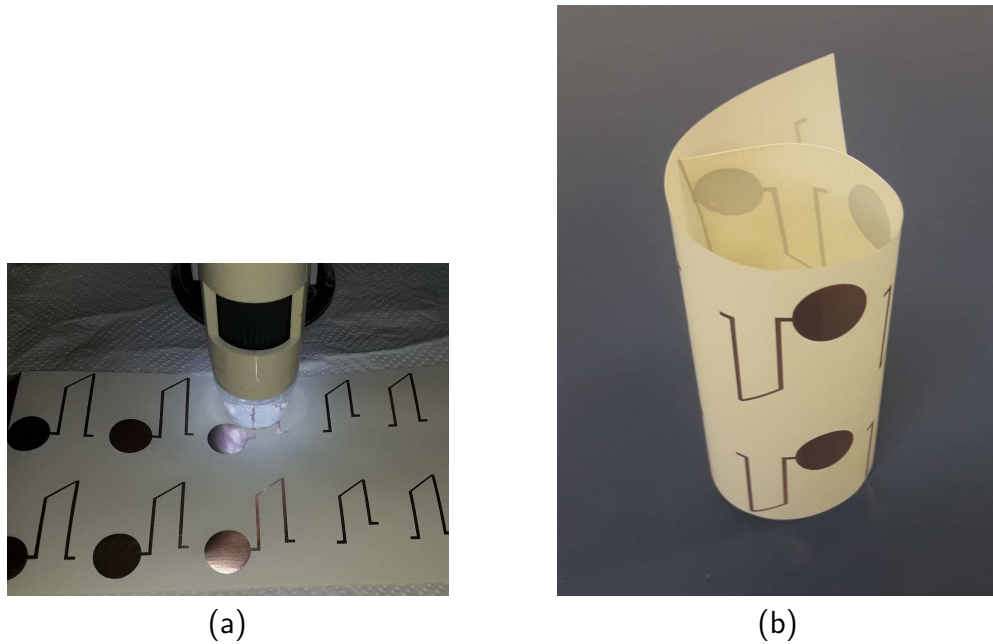
Para a primeira seção temos um deslocamento de aproximadamente 400 MHz, ocasionado possivelmente por assimetrias no momento do dobramento, ou do material utilizado para manter a estrutura colada. Temos que os deslocamentos vistos possuem correlação entre simulação e medição. Foi utilizado uma variação de 0,5 mm, com o intuito de garantir uma boa margem de segurança no momento da fabricação das estruturas.

A variação em frequência observada na simulação,  $\Delta f_s = 290$  MHz, para a segunda seção temos uma variação  $\Delta f_{L_2} = 253$  MHz. O máximo erro causado entre a simulação e a medição, para a segunda seção, é igual a 31 MHz. A estrutura idealmente proporciona deslocamentos em frequência de aproximadamente 290 MHz na faixa de frequência analisada, para uma variação de 0,5 mm no comprimento da seção.

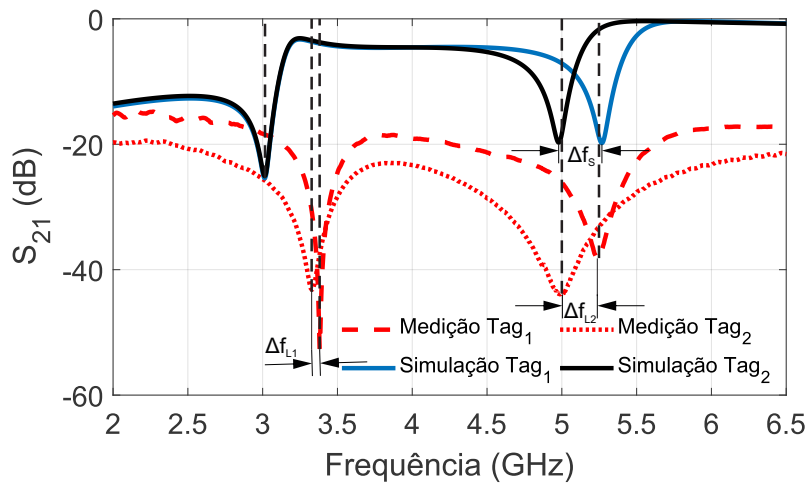
A primeira seção possui o mesmo comprimento nas estruturas analisadas (Tag<sub>1</sub>, Tag<sub>2</sub>), percebe-se um deslocamento  $\Delta f_{L_1} = 50$  MHz na medição. Isso deve-se provavelmente imperfeições no momento do processo de dobragem da estrutura. A alta seletividade observada nas simulações e confirmada nas medições proporciona uma maior capacidade de codificação.

Então, para validarmos o conceito da técnica multitemporal multifrequencial, foi realizada a variação do comprimento da segunda seção. Para o controle do atraso de grupo na primeira seção, como pode ser visto na Fig.47, os parâmetros da primeira seção foram mantidos constantes. Então, variando-se o comprimento da segunda seção, controla-se o atraso de grupo na primeira seção. Dessa maneira, podemos inserir uma seção somente para controle do atraso de grupo da estrutura, como visto na Fig.47. Portanto, com a etiqueta proposta, é possível alterar o atraso do grupo e controlar o deslocamento em frequência.

Figura 45 – Confeção da etiqueta proposta sob substrato flexível Rogers Ultralam 3850.



Fonte – Próprio autor.

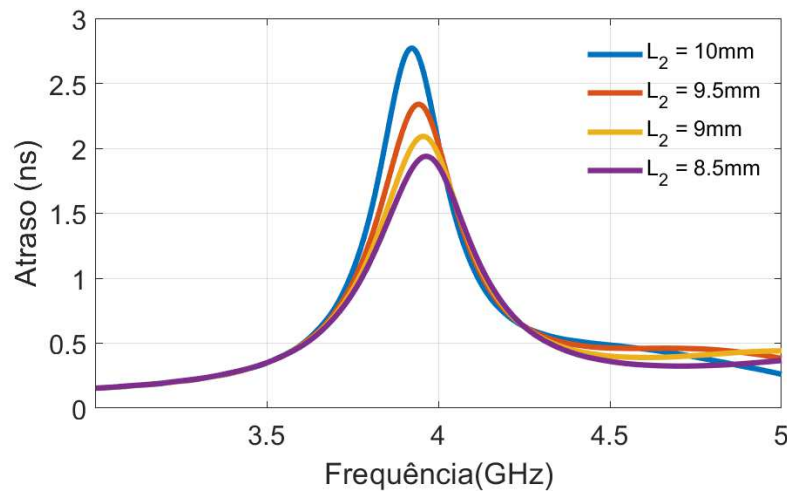
Figura 46 – Coeficiente de transmissão da linha para ( $L_1 = 15$  mm) e diferentes comprimentos de ( $L_2$ ), ( $\text{Tag}_1 : L_2 = 8,5$  mm) e ( $\text{Tag}_2 : L_2 = 9$  mm).

Fonte – Próprio autor.

### 4.3 Estrutura de codificação para ondas milimétricas

Agências reguladoras de telecomunicações em todo mundo regulamentaram a região do espectro entre 57 GHz e 64 GHz. Isso abriu enormes oportunidades para operadoras de telecomunicações e empresas que desejam conectividade sem fio entre edifícios, torres e outros locais, como pontos de acesso a internet nas cidades. A faixa de 60 GHz é de

Figura 47 – Atraso de grupo imposto pelo circuito de codificação para a primeira seção.



Fonte – Próprio autor.

interesse, já que esta faixa de frequência oferecerá uma largura de banda espectral de 5 GHz, que foi alocada mundialmente para comunicações locais sem fio densas (SMULDERS et al., 2002). Esta faixa de frequência em alguns países ainda continua sem licenciamento.

A estrutura de codificação sem chip para ondas milimétricas foi simulada com três seções operando na faixa de 55 GHz – 59 GHz. As simulações foram realizadas no CST Microwave Studio. O mesmo substrato Rogers foi utilizado em que  $h = 0,01$  mm, tangente de perdas no substrato  $\tan \delta = 0,002$ , e a espessura do substrato dobrado é de 0,02 mm.

Na Fig. 48 podemos observar, a variação da frequência de ressonância para cada seção analisada do modelo proposto. Na Fig. 48a pode ser visualizado a variação do comprimento do primeiro elemento enquanto os outros comprimentos são mantidos constantes. Nas Fig. 48b e Fig. 48c podem ser visualizadas as variações do segundo e terceiro elementos respectivamente.

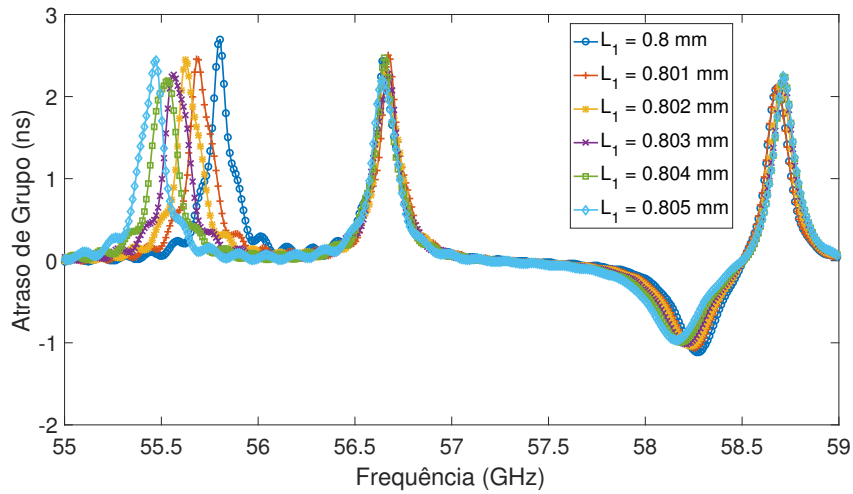
O deslocamento em frequência é observado variando-se o comprimento de cada seção. Uma variação de 0,001 mm em cada seção foi utilizada, o que corresponde a um deslocamento de 100 MHz.

Deve-se observar que o comprimento total da estrutura é mantido constante e que é desprezado o efeito das reflexões da extremidade da dobra.

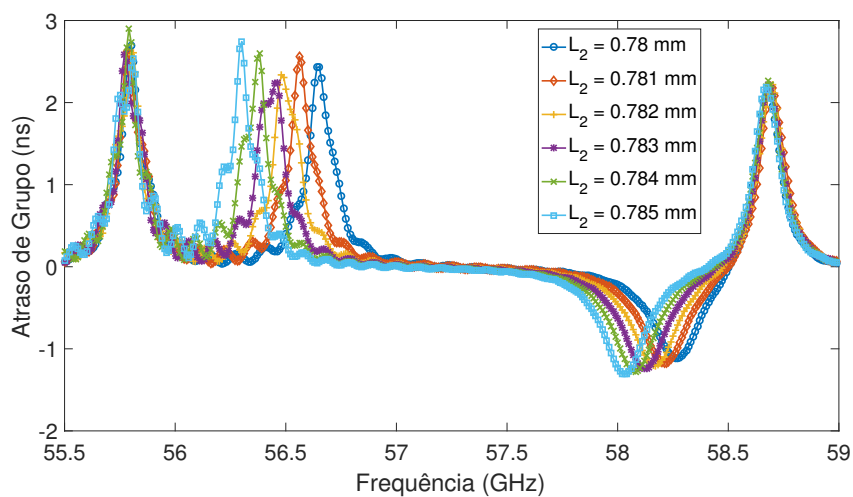
Observa-se a mudança do atraso de grupo junto com os deslocamentos em frequência para a variação de 0,001 mm e que corresponde a 20% do comprimento de onda da estrutura em análise. Sendo assim, a cada mudança no comprimento da seção o percurso também é drasticamente alterado, pois foi acrescentado um comprimento significativo na estrutura. Como já visto na seção anterior a estrutura mostra deslocamentos frequenciais constantes. Com o significativo aumento da frequência, o qual implica na redução do comprimento de



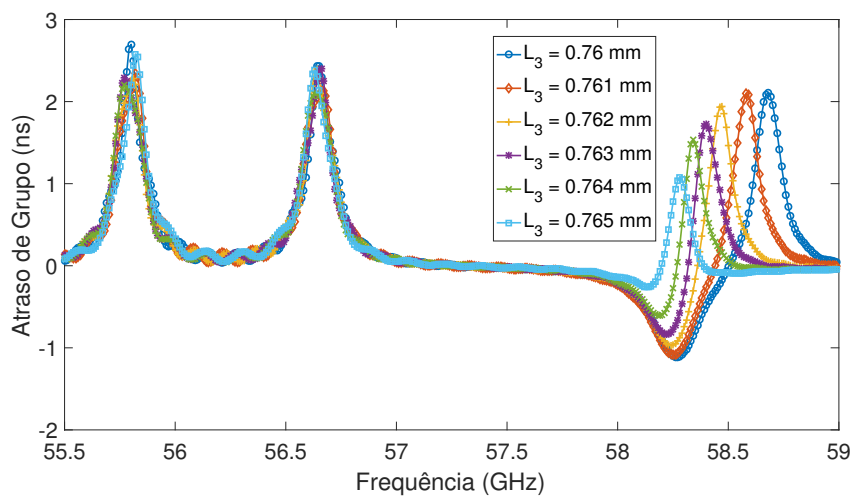
Figura 48 – Atraso de grupo em função da frequência: (48a) variação do comprimento da primeira seção, (48b) variação do comprimento da segunda seção e (48c) variação do comprimento da terceira seção.



(a)



(b)



(c)

onda ( $5 \mu\text{m}$ ) torna-se um desafio o projeto de estruturas de codificação nestas faixas de frequências.

Outro método de fabricação com uma maior precisão terá que ser empregado, como por exemplo, impressão a LASER para a fabricação com precisão de nanométrica.

## 5 Conclusões e trabalhos futuros

A estrutura de codificação de uma e duas seções foram simuladas, fabricadas e medidas, aliando as características de simplicidade e alta capacidade de codificação, apresentadas ao longo deste trabalho. Nesta dissertação foram mostrados estudos relativos à estrutura de codificação, capacidade de codificação, acoplamento, frequência correspondente a cada seção e atrasos de grupo para uma estrutura. A estrutura com uma seção foi analisada, os resultados mostram que para o aumento do número de bits, é necessário somente a conexão de mais seções em cascata, sendo necessário para isto, o estudo do acoplamento lateral. Na estrutura de duas seções, a codificação pode ser realizada de duas maneiras, inserindo uma seção, que é desconsiderada para o cálculo da capacidade de bits, para a variação do atraso de grupo de toda a estrutura, ou por meio do acoplamento, que por sua vez fornece um atraso ao sinal que será transmitido pela estrutura. Aplicações no RFID sem chip podem ser desenvolvidas com esta estrutura. Tendo em vista a característica do atraso de grupo negativo para algumas frequências, a estrutura pode ser utilizada como equalizador de um sinal com atraso de grupo positivo.

Para o caso da estrutura operando em ondas milimétricas, a estrutura foi avaliada por meio de simulação. A estrutura de codificação da etiqueta RFID sem chip mostrou-se ser de fácil implementação e escalonável para diversas frequências, o acoplamento de cada elemento deve ser levado em consideração, pois tem forte influência no leiaute da etiqueta RFID sem chip. O acoplamento na faixa de frequências das onda milimétricas mostrou-se um passo desafiador a ser estudado, contudo, como mostra a simulação, o protótipo pode ser desenvolvido. Assim, devemos produzir um protótipo com um método que permita precisão na ordem de alguns nanômetros, tendo em vista a faixa dos comprimentos de onda trabalhados na estrutura.

# Referências

- ALIMENTI, F.; MEZZANOTTE, P.; DIONIGI, M.; VIRILI, M.; ROSELLI, L. Microwave circuits in paper substrates exploiting conductive adhesive tapes. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE, v. 22, n. 12, p. 660–662, 2012. Citado na página 17.
- BHAT, B.; KOUL, S. K. *Stripline-like transmission lines for microwave integrated circuits*. [S.l.]: New Age International, 1989. Citado na página 25.
- BOLDA, E. L.; CHIAO, R. Y.; GARRISON, J. C. Two theorems for the group velocity in dispersive media. *Physical Review A*, APS, v. 48, n. 5, p. 3890, 1993. Citado na página 21.
- BOYD, R. W.; GAUTHIER, D. J. Controlling the velocity of light pulses. *science*, American Association for the Advancement of Science, v. 326, n. 5956, p. 1074–1077, 2009. Citado na página 23.
- CAI, Y.-M.; LI, W.; LI, K.; GAO, S.; YIN, Y.; ZHAO, L.; HU, W. A novel ultra-wideband transmitarray design using tightly coupled dipole elements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, 2018. Citado na página 33.
- CHAMARTI, A.; VARAHRAMYAN, K. Transmission delay line based id generation circuit for rfid applications. *IEEE microwave and wireless components letters*, IEEE, v. 16, n. 11, p. 588–590, 2006. Citado na página 33.
- CHEN, J.-X.; CHIN, C.-H. K.; XUE, Q. Double-sided parallel-strip line with an inserted conductor plane and its applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 55, n. 9, p. 1899–1904, 2007. Citado 3 vezes nas páginas 32, 33 e 34.
- CHOI, H.; JEONG, Y.; KIM, C. D.; KENNEY, J. S. Efficiency enhancement of feedforward amplifiers by employing a negative group-delay circuit. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 58, n. 5, p. 1116–1125, 2010. Citado na página 21.
- DJORDJEVIĆ, A. R.; NAPIJALO, V. M.; OLĆAN, D. I.; ZAJIĆ, A. G. Wideband multilayer directional coupler with tight coupling and high directivity. *Microwave and Optical Technology Letters*, Wiley Online Library, v. 54, n. 10, p. 2261–2267, 2012. Citado na página 30.
- EUBANKS, T.; CHANG, K. Low-loss ultra-wideband double-sided parallel-strip line transition and power divider. *Electronics letters*, The Institution of Engineering & Technology, v. 46, n. 1, p. 1, 2010. Citado na página 33.
- FANG, L.; HENDERSON, R. Broadband conductor-backed coplanar waveguide to double-sided parallel strip line transition at millimeter wave. In: IEEE. *Wireless and Microwave Circuits and Systems (WMCS), 2017 Texas Symposium on*. [S.l.], 2017. p. 1–4. Citado na página 33.
- FINKENZELLER, K. *RFID handbook: fundamentals and applications in contactless smart cards, radio frequency identification and near-field communication*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010. Citado na página 15.

- GARRETT, C.; MCCUMBER, D. Propagation of a gaussian light pulse through an anomalous dispersion medium. *Physical Review A*, APS, v. 1, n. 2, p. 305, 1970. Citado na página 21.
- HORII, Y.; GUPTA, S.; NIKFAL, B.; CALOZ, C. Multilayer broadside-coupled dispersive delay structures for analog signal processing. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE, v. 22, n. 1, p. 1–3, 2012. Citado na página 17.
- HU, C.; HARRIS, I. Rfid in the library: Economic, social and environmental perspectives. In: IEEE. *Digital Information Processing, Data Mining, and Wireless Communications (DIPDMWC), 2016 Third International Conference on*. [S.l.], 2016. p. 272–277. Citado na página 16.
- HYMEL, C. M.; SKOLNICK, M. H.; STUBBERS, R. A.; BRANDT, M. E. Temporally advanced signal detection: a review of the technology and potential applications. *IEEE Circuits and Systems Magazine*, IEEE, v. 11, n. 3, p. 10–25, 2011. Citado na página 21.
- IBANESCU, M.; JOHNSON, S.; ROUNDY, D.; LUO, C.; FINK, Y.; JOANNOPOULOS, J. Anomalous dispersion relations by symmetry breaking in axially uniform waveguides. *Physical review letters*, APS, v. 92, n. 6, p. 063903, 2004. Citado na página 22.
- ISLAM, M. A.; KARMAKAR, N. C. A novel compact printable dual-polarized chipless rfid system. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 60, n. 7, p. 2142–2151, 2012. Citado na página 17.
- JACOB, N. K.; OUSEPH, L. A.; AANANDAN, C. K.; PEZHOLIL, M.; VASUDEVAN, K. Broadband vertical transitions between double-sided parallel-strip line and coplanar waveguide. *Progress in Electromagnetics Research Letters*, v. 75, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 45.
- KHALEGHI, A. Dual band meander line antenna for wireless lan communication. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 55, n. 3, p. 1004–1009, 2007. Citado na página 33.
- KIM, S.-G.; CHANG, K. Ultrawide-band transitions and new microwave components using double-sided parallel-strip lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 52, n. 9, p. 2148–2152, 2004. Citado na página 33.
- KITANO, M.; NAKANISHI, T.; SUGIYAMA, K. Negative group delay and superluminal propagation: An electronic circuit approach. *IEEE Journal of selected Topics in Quantum electronics*, IEEE, v. 9, n. 1, p. 43–51, 2003. Citado na página 21.
- KRAMERS, H. A. La diffusion de la lumière par les atomes. Transactions of Volta Centenary Congress, 1927. Citado na página 21.
- KRONIG, R. de L. On the theory of dispersion of x-rays. *J. Opt. Soc. Am.*, OSA, v. 12, n. 6, p. 547–557, Jun 1926. Disponível em: <<http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=josa-12-6-547>>. Citado na página 21.
- LI, B.; SHEN, Z. Three-dimensional dual-polarized frequency selective structure with wide out-of-band rejection. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 62, n. 1, p. 130–137, 2014. Citado na página 33.

- LI, Y.; XUE, Q.; YUNG, E. K.-N.; LONG, Y. The backfire-to-broadside symmetrical beam-scanning periodic offset microstrip antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 58, n. 11, p. 3499–3504, 2010. Citado na página 33.
- LIAO, W.-J.; CHANG, S.-H.; LI, L.-K. A compact planar multiband antenna for integrated mobile devices. *Progress In Electromagnetics Research*, EMW Publishing, v. 109, p. 1–16, 2010. Citado na página 33.
- LIM, Y. C.; MOORE, R. A. Properties of alternately charged coplanar parallel strips by conformal mappings. *IEEE Transactions on Electron Devices*, IEEE, v. 15, n. 3, p. 173–180, 1968. Citado na página 33.
- MIRZAEI, H.; ELEFThERIADES, G. V. Realizing non-foster reactive elements using negative-group-delay networks. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 61, n. 12, p. 4322–4332, 2013. Citado na página 21.
- MIRZAEI, H.; ELEFThERIADES, G. V. Arbitrary-angle squint-free beamforming in series-fed antenna arrays using non-foster elements synthesized by negative-group-delay networks. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 63, n. 5, p. 1997–2010, 2015. Citado na página 21.
- MIRZAEI, H.; ISLAM, R.; ELEFThERIADES, G. V. Anomalous negative group velocity in coupled positive-index/negative-index guides supporting complex modes. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 59, n. 9, p. 3412–3420, 2011. Citado na página 22.
- MITCHELL, M. W.; CHIAO, R. Y. Causality and negative group delays in a simple bandpass amplifier. *American Journal of Physics*, AAPT, v. 66, n. 1, p. 14–19, 1998. Citado na página 21.
- MONGIA, R. K.; HONG, J.; BHARTIA, P.; BAHL, I. J. *RF and microwave coupled-line circuits*. [S.l.]: Artech house, 2007. Citado 4 vezes nas páginas 24, 25, 33 e 34.
- NAIR, R.; PERRET, E.; TEDJINI, S. Chipless rfid based on group delay encoding. In: IEEE. *RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2011 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2011. p. 214–218. Citado na página 17.
- NAIR, R.; PERRET, E.; TEDJINI, S. Novel encoding in chipless rfid using group delay characteristics. In: IEEE. *Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC), 2011 SBMO/IEEE MTT-S International*. [S.l.], 2011. p. 896–900. Citado na página 17.
- NAIR, R.; PERRET, E.; TEDJINI, S. Temporal multi-frequency encoding technique for chipless rfid applications. In: IEEE. *Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International*. [S.l.], 2012. p. 1–3. Citado na página 17.
- NAIR, R. S.; PERRET, E. Folded multilayer c-sections with large group delay swing for passive chipless rfid applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 64, n. 12, p. 4298–4311, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 17, 18 e 39.
- NAKANISHI, T.; SUGIYAMA, K.; KITANO, M. Demonstration of negative group delays in a simple electronic circuit. *American Journal of Physics*, AAPT, v. 70, n. 11, p. 1117–1121, 2002. Citado na página 21.

- NOTO, H.; YAMAUCHI, K.; NAKAYAMA, M.; ISOTA, Y. Negative group delay circuit for feed-forward amplifier. In: IEEE. *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*. [S.l.], 2007. p. 1103–1106. Citado na página 21.
- OMAR, A. A.; SHEN, Z. Multiband high-order bandstop 3-d frequency-selective structures. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 64, n. 6, p. 2217–2226, 2016. Citado na página 33.
- PAL, S.; STEVENS, C. J.; EDWARDS, D. J. Compact parallel coupled hts microstrip bandpass filters for wireless communications. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, IEEE, v. 54, n. 2, p. 768–775, 2006. Citado na página 34.
- PALAZZI, V.; MARIOTTI, C.; ALIMENTI, F.; VIRILI, M.; ORECCHINI, G.; MEZZANOTTE, P.; ROSELLI, L. Demonstration of a chipless harmonic tag working as crack sensor for electronic sealing applications. *Wireless Power Transfer*, Cambridge University Press, v. 2, n. 2, p. 78–85, 2015. Citado na página 17.
- PERRET, E. *Radio Frequency Identification and Sensors: From RFID to Chipless RFID*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 16.
- POZAR, D. M. *Microwave engineering*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2009. Citado 6 vezes nas páginas 24, 27, 28, 29, 30 e 31.
- PRERADOVIC, S.; BALBIN, I.; KARMAKAR, N.; SWIEGERS, G. F. Multiresonator-based chipless rfid system for low-cost item tracking. 2009. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 17.
- RAVELO, B. Negative group-delay phenomenon analysis with distributed parallel interconnect line. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, IEEE, v. 58, n. 2, p. 573–580, 2016. Citado na página 21.
- RAVELO, B. Theory of coupled line coupler-based negative group delay microwave circuit. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 64, n. 11, p. 3604–3611, 2016. Citado na página 21.
- RODRIGUES, R. A. A. Etiquetas rfid sem chip baseadas em ressoadores de microfita e em seções de linhas de transmissão em “c”. [sn], 2015. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 34.
- RODRIGUES, R. A. A.; GURJÃO, E. C.; ASSIS, F. M. de; TEDJINI, S.; PERRET, E. Group delay analysis of folded multi-layer c-sections used in encoding of chipless rfid tag. In: IEEE. *Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), 2015 SBMO/IEEE MTT-S International*. [S.l.], 2015. p. 1–5. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 37.
- SETTALURI, R. K.; WEISSHAAR, A.; LIM, C.; TRIPATHI, V. Compact multi-level folded coupled line rf couplers. In: IEEE. *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International*. [S.l.], 1999. v. 4, p. 1721–1724. Citado na página 17.
- SETTALURI, R. K.; WEISSHAAR, A.; LIM, C.; TRIPATHI, V. K. Design of compact multilevel folded-line rf couplers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 47, n. 12, p. 2331–2339, 1999. Citado na página 17.

- SIDDIQUI, O. F.; MOJAHEDI, M.; ELEFThERIADES, G. V. Periodically loaded transmission line with effective negative refractive index and negative group velocity. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 51, n. 10, p. 2619–2625, 2003. Citado na página 21.
- SMULDERS, P. et al. Exploiting the 60 ghz band for local wireless multimedia access: prospects and future directions. *IEEE communications magazine*, v. 40, n. 1, p. 140–147, 2002. Citado na página 55.
- SOMMERFELD, A.; BRILLOUIN, L. *Wave Propagation and Group Velocity*. [S.l.]: Academic Press, New York, 1960. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.
- SUBRAMANIAN, V.; FRÉCHET, J. M.; CHANG, P. C.; HUANG, D. C.; LEE, J. B.; MOLESA, S. E.; MURPHY, A. R.; REDINGER, D. R.; VOLKMAN, S. K. Progress toward development of all-printed rfid tags: materials, processes, and devices. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 93, n. 7, p. 1330–1338, 2005. Citado na página 17.
- TRIPATHI, V. K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium. *IEEE Transactions on Microwave theory and techniques*, IEEE, v. 23, n. 9, p. 734–739, 1975. Citado na página 29.
- WANG, S.-M.; CHI, C.-H.; HSIEH, M.-Y.; CHANG, C.-Y. Miniaturized spurious passband suppression microstrip filter using meandered parallel coupled lines. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, IEEE, v. 53, n. 2, p. 747–753, 2005. Citado na página 34.
- WEIK, M. H. group-delay time. In: \_\_\_\_\_. *Computer Science and Communications Dictionary*. Boston, MA: Springer US, 2001. p. 698–698. ISBN 978-1-4020-0613-5. Disponível em: <[https://doi.org/10.1007/1-4020-0613-6\\_8103](https://doi.org/10.1007/1-4020-0613-6_8103)>. Citado na página 20.
- WHEELER, H. A. Transmission-line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 13, n. 2, p. 172–185, 1965. Citado na página 32.
- WOOD, R. W. The anomalous dispersion of sodium vapour. *Proceedings of the Royal Society of London*, The Royal Society, v. 69, n. 451-458, p. 157–171, 1902. Citado na página 21.
- XUE, Q. Double side parallel strip line and its applications. In: IEEE. *Art of Miniaturizing RF and Microwave Passive Components, 2008. IMWS 2008. IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on*. [S.l.], 2008. p. 55–58. Citado na página 33.
- YE, D.; LI, Y.; LIANG, Z.; LIU, J.; ZHENG, S.; LONG, Y. Periodic triangle-truncated dsp-sl-based antenna with backfire to endfire beam-scanning capacity. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 65, n. 2, p. 845–849, 2017. Citado na página 33.
- ZHANG, X. Y.; CHEN, J.-X.; XUE, Q. Broadband transition between double-sided parallel-strip line and coplanar waveguide. *IEEE microwave and wireless components letters*, IEEE, v. 17, n. 2, p. 103–105, 2007. Citado na página 33.
- ZOMORRODI, M.; KARMAKAR, N. C. Image-based chipless rfid system with high content capacity for low cost tagging. In: IEEE. *Microwave and RF Conference (IMaRC), 2014 IEEE International*. [S.l.], 2014. p. 41–44. Citado na página 33.



# Anexos

## ANEXO A – Publicações

**de Amorim, R.**, Fontgalland, G., Rodrigues, R. A. A. A Folded L-section for Chipless Application with Temporal Multi-Frequency Coding. In: **Proceedings: 2018 IEEE International Conference on RFID (RFID)**. IEEE, 2018.

**de Amorim, R.**, Fontgalland, G., Rodrigues, R. A. A. Low Cost Folded Chipless Tag for Millimeter-Wave Applications. In: **Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting**, 2018 IEEE International Symposium. IEEE, 2018.

### Durante o mestrado

**de Amorim, R.**, Fontgalland, G., Zacarias, J. R., Silveira, T. M., Fontgalland, I., & Dionisio, H. (2018, January). Matching improvement of an asymmetric biomimetic antenna array for source locating. In Radio and Wireless Symposium (RWS), 2018 IEEE (pp. 224-227). IEEE.

**de Amorim, R.**, Fontgalland, G., Pedro, H. J., Fontgalland, I., & Idalmir, S. Q. (2018, May). Design and implementation of a measurement system for characterization of reverberation chamber. In 2018 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) (pp. 1-6). IEEE.

**de Amorim, R.**, Fontgalland, G., Silveira, T. M., Filho, L. A. C., & Dionisio, H. (2018). Application of Hard-Surface Technique for Reduction of Mutual Coupling in High Coupled Antennas. In 13º CBMag-Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo 18º SBMO-Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica (MOMAG 2018)(pp. 258-261), INATEL, Santa Rita do Sapucaí – MG.

Pedro, H. J., Fontgalland, G., **de Amorim, R.** & Idalmir, S. Q. (2018, July). Assessment of an Almost Flat Stirrer using Anisotropy and Non-Homogeneity Metrics in a Compact Reverberation Chamber. In 2018 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal Integrity and Power Integrity (EMC, SI & PI) (pp. 88-93). IEEE.

Filho, L. A. C., Fontgalland, G., **de Amorim, R.**, Silveira, T. M., & Ferreira, P. I. L (2018, July). Direction of Arrival Estimation Algorithm for Smart Antennas based on Independent Component Analysis. In 2018 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal Integrity and Power Integrity (EMC, SI & PI) (pp. 335-338). IEEE.

de Melo, P. K. P., Fontgalland, G., D'assunção A. G., **De Amorim, R.** & de Macedo, E. C. T. Analysis of Electromagnetic Interference in Electric Vehicle Cables. In: Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2018 IEEE International

Symposium. IEEE, 2018.

Silveira, T. M., Fontgalland, G., Luciano, B. A., Filho, L. A. C., & **de Amorim, R.** (2018). Magnetic Sensor Design Using Energy Harvesting Coil. In 13<sup>o</sup> CBMag-Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo 18<sup>o</sup> SBMO-Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica (MOMAG 2018) (pp. 732-736), INATEL, Santa Rita do Sapucaí – MG.

Nascimento, P. P. F., Fontgalland, G., **de Amorim, R.**, Silveira, T. M., Da Silva, & Da Silva, R. C. F. (2018). Bandwidth Enhancement of an Ultra Wide Band Planar Inverted F-Antenna. Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais.

de Araújo, S. V. M., **de Amorim, R.**, Rodrigues, R. A. A., do Valle, R. R. M., & Fontgalland, G. (2018). Sistema de Medição Automatizado das Características de Irradiação de Antenas. Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais.

Reis, Y. C. D., Fontgalland, G., Silveira, T. M., Rodrigues, R. A. A. & **de Amorim, R.**, “Phase Difference Increase Circuit Inspired by the Ormia Ochrecea”, Encontro Anual do Iecom em Comunicações, Redes e Criptografia (ENCOM 2018), Salvador, 2018.