

Projeto de Graduação



Dezembro 19, 2017

## **LENTES DE CAMPO PRÓXIMO BASEADAS EM METAMATERIAL PARA ANTENAS RFID**

Carolina Maria Sodré Campos Amaral



[www.ele.puc-rio.br](http://www.ele.puc-rio.br)



## **LENTE DE CAMPO PRÓXIMO BASEADA EM METAMATERIAL PARA ANTENAS RFID**

**Aluno(a): Carolina Maria Sodré Campos Amaral**

**Orientador: Gláucio Lima Siqueira**

**Co-orientador: Jorge Virgílio de Almeida**

## Agradecimentos

Esse trabalho significa uma importante etapa da minha vida. Que se fez possível graças ao apoio da minha família e amigos.

Agradeço em especial à minha Tia Carmen, que sempre me incentivou a estudar e com o seu suporte, pude realizar o sonho de conquistar essa profissão.

Agradeço a minha vó Marília e minha mãe Beatriz por todo o amor e por serem um exemplo de vida.

Agradeço aos meus irmãos João Paulo e Ayama Vera e ao meu tio Ivan, pelo carinho e compreensão.

Agradeço, em especial, meu pai Paulo Manoel, que mesmo em memória foi um exemplo para ser uma pessoa íntegra e justa e sempre seguir meu sonho de estudar.

Agradeço aos meus amigos de curso Karine Galvão e Henrique Saraiva, pela ajuda e suporte durante os momentos mais difíceis nesse percurso.

Agradeço ao Professor Gláucio Siqueira e ao Professor Marbey Mosso pelo apoio.

E principalmente, agradeço ao meu amigo e orientador Jorge Virgílio por toda a ajuda e orientação na realização desse trabalho, pela oportunidade de aprender e por acreditar em mim.

*“Fall in love with some activity, and do it! Nobody ever figures out what life is all about, and it doesn’t matter. Explore the world. Nearly everything is really interesting if you go into it deeply enough. Work as hard and as much as you want to on the things you like to do the best. Don’t think about what you want to be, but what you want to do. Keep up some kind of a minimum with other things so that society doesn’t stop you from doing anything at all.”*

- Richard Feynman

## Resumo

A tecnologia RFID utiliza sinais de rádiofrequência para identificar e rastrear objetos. Essa tecnologia tem se desenvolvido rapidamente, possuindo diversas aplicações nas áreas de logística e comércio. Paralelo a isso, desde os anos 2000, tem emergido dentro da engenharia uma nova ciência que pesquisa estruturas complexas artificiais conhecidas como metamateriais: materiais produzidos artificialmente que possuem propriedades físicas não existentes na natureza. Tags de RFID funcionam por acoplamento indutivo que ocorre por intermédio de ondas evanescentes, tornando a distância efetiva de operação limitada. Além disso, devido ao rápido decaimento da intensidade do sinal, os erros de leitura se tornam comuns quando muitas tags RFID estão posicionadas próximas uma das outras, pois não há energia suficiente para que todas respondam ao leitor. Este trabalho irá apresentar o desenvolvimento de lentes de campo próximo baseado em metamateriais, que podem ser utilizadas para focalizar modos evanescentes existentes no sistema por acoplamento indutivo, com o intuito de melhorar a eficiência das tags RFID e aumentar a distância efetiva de operação. Na fase experimental serão utilizados Cartões Inteligentes, um tipo de identificação por rádio frequência (RFID) similar as tags. A identificação desses cartões inteligentes é através da técnica de Comunicação de Campo Próximo, em inglês Near Field Communication (NFC).

**Palavras-chave: Tags RFID, Metamaterial, Modos Evanescentes, Cartão Inteligente, NFC**

## NEAR FIELD LENSES BASED ON METAMATERIALS FOR RFID ANTENNAS

### Abstract

The RFID technology uses radio frequency signals to identify and track down objects. This technology has been developed quickly, and it has diverse applications on areas such as logistic and business. In parallel to this, since the 2000s, within engineering, a new science that has emerged researches complex artificial structures known as metamaterials: a produced material that takes physical properties non-existent on nature. RFID tags work by inductive coupling that occur through evanescent waves, making effective operating distance limited. In addition, due to the fast decay of the signal intensity, the mistakes of signal reception become common when too many tags RFID are positioned close to each other, because there is not enough energy to allow all of them to respond to the reader. This project aims to show the development of a pair of metamaterial-based near-field lenses that can be used to focus evanescent modes on the systems by inductive coupling in order to improve the efficiency of RFID tags and increase effective operating distance. In the experimental phase of this project will be used smartcards as a kind of RFID tags. The smartcard identification happens through the Near Field Communication technology.

**Keywords:** RFID Tags, Metamaterial, Evanescent Modes, Smartcard, NFC

## Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
a	Introdução Histórica	1
b	Cartão Inteligente	2
c	Sistema de Comunicação de Campo Próximo (NFC)	3
<b>2</b>	<b>Estrutura Teórica</b>	<b>4</b>
a	Introdução	4
b	Propriedades Eletromagnéticas dos Materiais	5
c	Equações de Campo e de Circuitos	6
d	Potência e Energia	6
1	Termos Correspondentes em Circuitos Elétricos	9
e	Propagação da onda eletromagnética	11
f	Regiões de Campo	12
g	Acoplamento Indutivo Ressonante	13
<b>3</b>	<b>Teoria dos Metamateriais</b>	<b>16</b>
a	Introdução	16
b	Materiais de índice de refração negativo	17
c	Amplificação de Modos Evanescentes	20
d	Metamaterial $\epsilon$ -negativo	22
e	Metamaterial $\mu$ -negativo	23
1	MSRR - Multiple Split-Ring Resonators	23
2	SR - Spiral Resonators	25
<b>4</b>	<b>Projeto das Lentes de Campo Próximo</b>	<b>26</b>
<b>5</b>	<b>Simulação Numérica</b>	<b>28</b>
a	Agilent Advanced Design System (ADS)	28
b	Configuração 1: sem lente de MTM	29
c	Configuração 2: lente de MTM posicionada a 75mm das bobinas	30
d	Simulação da permeabilidade efetiva em função dos parâmetros [S]	31
e	Resultados	32
<b>6</b>	<b>Parte Experimental</b>	<b>33</b>
a	Analisador Vetorial de Rede (VNA)	33
b	Determinação empírica da frequência de ressonância	34
c	Identificação de smartcards	35
1	Identificação sem lente de MTM	35
2	Identificação com lente de MTM	36
d	Resultados	36
<b>7</b>	<b>Conclusão</b>	<b>37</b>
a	Principais Resultados	37
b	Trabalhos Futuros	37
<b>A</b>	<b>Apêndice</b>	<b>39</b>
a	Código do cálculo da impedância $L_{SR}$ e capacitância $C_{SR}$	39

## Lista de Figuras

1	Sistema RFID composto de tags passivas, leitor e processamento dos dados contidos na tag . . . . .	1
2	Exemplo de aplicação de sistema RFID com middleware que monitora as tags e gerencia o fluxo de dados para serem processados [18] . . . . .	2
3	Componentes de um cartão RioCard . . . . .	2
4	Tecnologia NFC . . . . .	3
5	Circuitos equivalentes da admitância (esquerda) e da impedância (direita) . . . . .	10
6	Modo de propagação TEM . . . . .	11
7	Regiões de campos radiados em função do comprimento de onda $\lambda$ . . . . .	12
8	Acoplamento indutivo em um sistema RFID . . . . .	14
9	Circuito ressoador equivalente . . . . .	14
10	MTM - Estruturas Periódicas . . . . .	16
11	Demonstração gráfica de refração negativa . . . . .	17
12	Demonstração gráfica de refração negativa . . . . .	18
13	Exemplo de MTM com <i>split-ring</i> quadrados de cobre e rede de fios em lados opostos de um dielétrico em Ref [8] . . . . .	19
14	Velocidade de grupo e de fase em material de índice de refração negativo . . . . .	19
15	Lente perfeita: focalizando o campo próximo . . . . .	20
16	Ilustração das lentes perfeitas, proposto em [6] . . . . .	22
17	Arranjo periódico de fios condutores paralelos . . . . .	22
18	Modelo MSRR e seu circuito equivalente [12] . . . . .	23
19	Modelo SRR e seu circuito equivalente . . . . .	24
20	Modelo SR e seu circuito equivalente [12] . . . . .	25
21	Comparação entre o fator de qualidade para MSRR e SR em função do número de anéis/voltas N [14] . . . . .	25
22	Protótipo da lentes de campo próximo de MTM (plano superior) . . . . .	26
23	Protótipo da lentes de campo próximo de MTM (plano inferior) . . . . .	27
24	Vista 3D das bobinas sem lente de MTM . . . . .	29
25	Parâmetros S da configuração sem lente de MTM: $S_{11}$ (esquerda) e $S_{21}$ (direita) . . . . .	29
26	Vista 3D das bobinas com a lente de MTM . . . . .	30
27	Parâmetros S da configuração com lente de MTM: $S_{11}$ (esquerda) e $S_{12}$ (direita) . . . . .	30
28	Parâmetros S da configuração com lente de MTM: $S_{21}$ (esquerda) e $S_{22}$ (direita) . . . . .	30
29	$\mu$ relativo: parte real (curva vermelha) e parte imaginária (curva azul) . . . . .	32
30	Analizador Vetorial de Rede . . . . .	33
31	Configuração experimental para determinação empírica da frequência de ressonância . . . . .	34
32	Resultado da determinação empírica da frequência de ressonância . . . . .	34
33	Área de detecção NFC (em azul) do Sony Xperia XA1 . . . . .	35
34	Identificação do <i>smartcard</i> com o aplicativo <i>NFC ReTag</i> sem a lente de MTM . . . . .	35
35	Identificação do <i>smartcard</i> com o aplicativo <i>NFC ReTag</i> com a lente de MTM . . . . .	36

## Lista de Tabelas

1	Equações de Maxwell dos campos harmônicos nas formas diferencial e integral [15] . . . . .	6
2	Relação entre as equações de campo e as equações de circuito . . . . .	6
3	Classificação dos meios [21] . . . . .	17
4	Resultado na identificação do <i>smartcard</i> . . . . .	36

## Acrônimos

RFID Radio Frequency Identification  
IFF Identify Friend or Foe  
UHF Ultra High Frequency  
ASIC Application Specific Integrated Circuit  
RF Radio Frequency  
NFC Near Field Communication  
ADS Advanced Design System  
DNG Double Negative  
DPS Double Positive  
EM Electromagnetic  
ENG Epsilon Negative  
LHM Left-Handed Material  
MNG Mu Negative  
MSRR Multiple Split Ring Resonator  
MTM Metamaterial  
NRI Negative Refractive Index  
NIM Negative Index Metamaterial  
SNG Single Negative  
SR Spiral Resonator  
SRR Split Ring Resonator  
FR4 Flame Retardant  
VNA Vector Network Analyzer  
MoM Momentum Method  
FEM Finite Elements Method  
FDTD Finite Difference Time Domain

## 1 Introdução

### a Introdução Histórica

A tecnologia de identificação por rádio frequência ou, em inglês, Radio Frequency Identification (RFID) é um método de identificação automática através de sinais de rádio e teve origem na Segunda Guerra Mundial. Em 1937, Sir Robert Alexander Watson-Watt, um físico escocês, desenvolveu, em conjunto com o serviço britânico, um identificador ativo de amigo ou inimigo, em inglês, Identify Friend or Foe (IFF), considerado o primeiro sistema passivo de RFID. Em cada aeronave britânica, foi colocado um transmissor que recebe os sinais enviados das estações de radar no solo. Esse transmissor é ativado e reflete o sinal que identificava a aeronave como Friendly (amigo). Permitindo que a aproximação de aeronaves inimigas e/ou amigas fosse detectada.

Posteriormente, nas décadas de 50 e 60, pesquisas na área de comunicação por rádio frequência desenvolveram técnicas para que a energia RF pudesse ser utilizada para identificar objetos remotamente. Daí originaram-se as etiquetas RFID, denominadas de "etiquetas de vigilância eletrônica", utilizadas principalmente como sistema anti furto.

Na década de 70, Charles Walton registrou a primeira patente de um transponder passivo usado para destravar uma porta sem a utilização de uma chave. Um cartão com um transponder embutido se comunicava com um leitor/receptor localizado na porta. Quando o receptor detectava um número de identificação válido armazenado na etiqueta RFID no cartão, a porta era destravada.

No começo da década de 90, foram desenvolvidos sistemas de RFID para operarem em UHF (Ultra High Frequency), oferecendo maior alcance de leitura e maior transferência de dados. UHF é a designação da faixa de radiofrequências compreendida entre 300 MHz e 3 GHz. Desde então, inúmeras pesquisas são realizadas para viabilizar o uso de etiquetas RFID como meio de identificação e rastreamento de objetos. No sistema RFID a etiqueta de rádio frequência consiste em um circuito integrado para transmitir suas informações para o leitor, que por sua vez converte as ondas de rádio do RFID para informações digitais. Atualmente, na Europa etiquetas RFID operam na banda 866-869 MHz e na América do Sul e do Norte na banda 950-956 MHz.

Um sistema de RFID é formado de uma antena, um transceptor, um dispositivo leitor e uma etiqueta de rádio frequência (RF), que contém o circuito e a informação a ser transmitida, como ilustrado na Figura 1. As tags RFID podem ser ativas, ou seja, possuem bateria interna para alimentação, ou podem ser passivas, ou seja, necessitam de um sinal externo, neste caso o sinal do leitor, para serem ativadas. Nesse trabalho serão abordadas as características das tags passivas, que consiste em uma antena para transmitir a informação, um microchip Application Specific Integrated Circuit (ASIC) em conjunto com sensores que recebem o sinal do leitor e dispositivos para codificar a mensagem a ser enviada. Existem dois tipos de leitores: leitores fixos, que lêem através de antenas, e leitores móveis, que são wireless e cobrem uma área maior do que os leitores fixos.

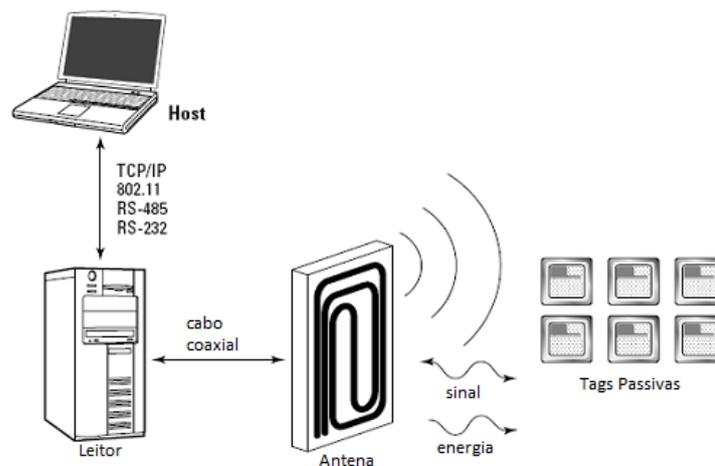


Figura 1: Sistema RFID composto de tags passivas, leitor e processamento dos dados contidos na tag

Atualmente, tags RFID são consideradas sucessoras dos sistemas de código de barra pela facilidade de identificação de um objeto reduzindo o custo operacional. Detecção, rastreamento e contagem de objetos são aplicações recentes de extrema importância no mercado. Tags têm alta durabilidade e podem ser reutilizadas, possuem maior capacidade de armazenamento de dados e sua localização é mais rápida e de alta precisão.



Figura 2: Exemplo de aplicação de sistema RFID com middleware que monitora as tags e gerencia o fluxo de dados para serem processados [18]

## b Cartão Inteligente

Cartão Inteligente, ou em inglês *smartcards* é um tipo de identificação por rádio frequência (RFID) antecessor as tags. Entretanto ainda é uma tecnologia amplamente utilizada no mercado por ser de baixo custo e de fácil implementação, como por exemplo cartões de transporte, controle de acesso em prédios, marcação de ponto de funcionários, etc.

Na fase experimental deste trabalho serão testados os Cartões Inteligentes utilizados pelo sistema de transporte público da cidade do Rio de Janeiro, o RioCard e o cartão do Metrô Rio. Ambos os cartões utilizam a tecnologia *MIFARE Classic*, uma tecnologia de *smartcards* sem contato desenvolvida pela Phillips em 2006. Consiste em um cartão de PVC com um chip de capacidade pequena de memória e uma antena interna que percebe a aproximação do leitor através da tecnologia de Comunicação de Campo Próximo, ou em inglês Near Field Communication (NFC) (Figura 4). A frequência de operação do cartão *MIFARE Classic* é 13.56 MHz.

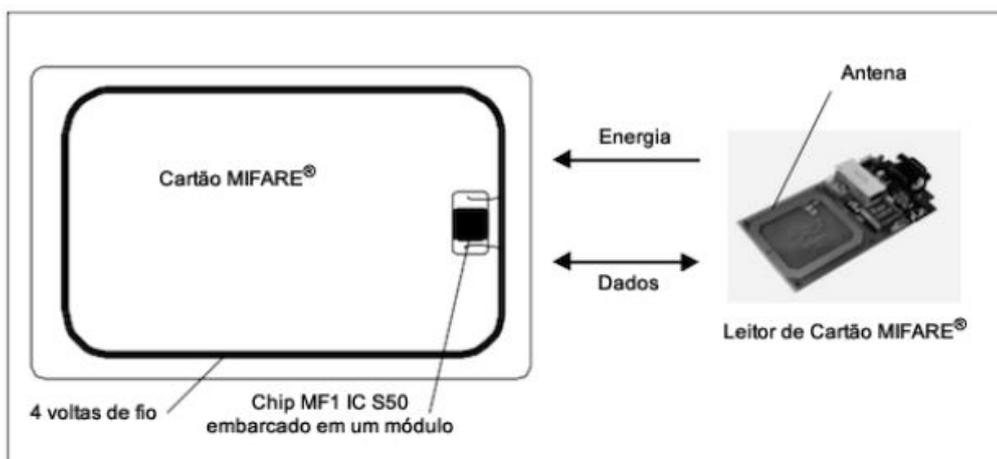


Figura 3: Componentes de um cartão RioCard

### c Sistema de Comunicação de Campo Próximo (NFC)

A NFC é uma tecnologia que surgiu a partir da RFID (Radio Frequency Identification) e que permite a comunicação de dois aparelhos por meio de radiofrequência: um deles é uma fonte de energia e age ativamente, buscando informações em um dispositivo passivo. Para estabelecer uma comunicação para que haja a troca de dados o leitor e o objeto devem estar próximos, dado que o alcance do leitor é de poucos centímetros. A troca de dados ocorre através do acoplamento indutivo entre a antena leitora e o objeto passivo, opera na banda de 13.56 MHz com a taxa de transmissão de dados variando entre 106, 212 e 424 Kbps. NFC é uma tecnologia reconhecida pelo padrão internacional ISO/IEC 18092, que estabelece as regras para sistemas RFID passivos.

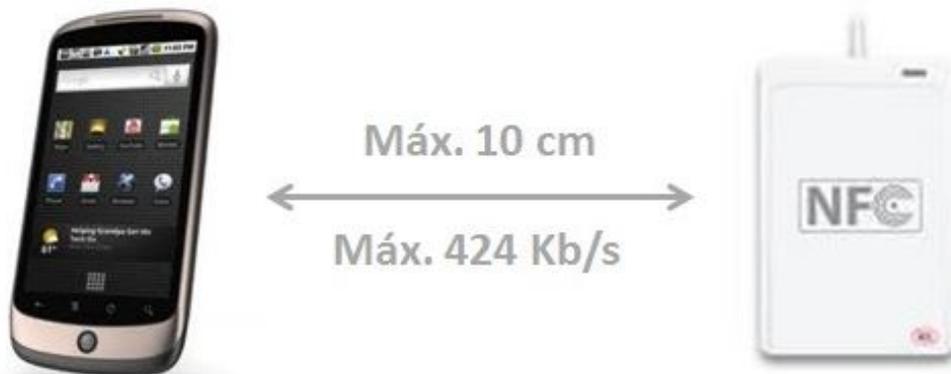


Figura 4: Tecnologia NFC

## 2 Estrutura Teórica

Neste capítulo, são revisados alguns dos principais fundamentos do eletromagnetismo e são apresentadas as hipóteses simplificadoras que foram assumidas ao longo deste projeto.

### a Introdução

Para a realização deste trabalho, considera-se que:

- O meio é linear em torno da frequência de operação;
- Os fenômenos eletromagnéticos são campos harmônicos no tempo;
- As equações do campo são apresentadas diretamente na forma fasorial, ou seja, somente em função da posição;
- Os campos representam a sua máxima amplitude.

As definições dos parâmetros eletromagnéticos estão listadas abaixo:

- **E** intensidade do campo elétrico [V/m]
- **H** intensidade do campo magnético [A/m]
- **D** densidade de fluxo elétrico [C/m<sup>2</sup>]
- **B** densidade de fluxo magnético [Wb/m<sup>2</sup>]
- **J<sub>i</sub>** fonte de densidade de corrente elétrica [A/m<sup>2</sup>]
- **M<sub>i</sub>** fonte de densidade de corrente magnética [V/m<sup>2</sup>]
- $\rho_e$  densidade de carga elétrica [C/m<sup>3</sup>]
- $\rho_m$  densidade de carga magnética [Wb/m<sup>3</sup>]
- $q_e$  carga elétrica [C]
- $q_m$  carga magnética [Wb]
- $I_e$  corrente elétrica [A]
- $V_e$  potencial elétrico [V]
- $I_m$  corrente magnética [V]
- $V_m$  potencial magnético [A]
- $\sigma_e$  condutividade elétrica [S/m]
- $\sigma_m$  condutividade magnética [Ω/m]
- $f$  frequência [Hz]
- $\omega$  é a frequência angular [rad/s]
- $k$  vetor de onda [rad/m]

Para campos harmônicos no tempo, é possível relacionar os campos instantâneos com suas formas espaciais complexas [16]:

$$\begin{aligned}
 \mathcal{E}(x, y, z; t) &= \text{Re}[\mathbf{E}(x, y, z)e^{j\omega t}] \\
 \mathcal{H}(x, y, z; t) &= \text{Re}[\mathbf{H}(x, y, z)e^{j\omega t}] \\
 \mathcal{D}(x, y, z; t) &= \text{Re}[\mathbf{D}(x, y, z)e^{j\omega t}] \\
 \mathcal{B}(x, y, z; t) &= \text{Re}[\mathbf{B}(x, y, z)e^{j\omega t}] \\
 \mathcal{J}(x, y, z; t) &= \text{Re}[\mathbf{J}(x, y, z)e^{j\omega t}]
 \end{aligned} \tag{1}$$

## b Propriedades Eletromagnéticas dos Materiais

A resposta de um sistema à presença de um campo electromagnético é determinada pelas propriedades dos materiais envolvidos, ou seja, do meio. Essas propriedades são descritas por dois parâmetros efetivos:

- Permissividade elétrica  $\varepsilon$  é uma constante física que descreve como o material responde ao campo elétrico aplicado.

- Permeabilidade magnética  $\mu$  é uma constante física que descreve como o material responde ao campo magnético aplicado.

Ambas são representadas como números complexos:

$$\begin{aligned}
 \varepsilon &= \varepsilon' - j\varepsilon'' \\
 \mu &= \mu' - j\mu''
 \end{aligned} \tag{2}$$

$\varepsilon'$  e  $\mu' \in \mathfrak{R}$ , se referem ao quanto de energia elétrica e magnética, respectivamente, o material pode emitir e armazenar.

$\varepsilon''$  e  $\mu'' \in \mathfrak{I}$ , se referem a energia dissipada pelos campos em forma de calor.

Materiais dispersivos dependem da frequência  $\omega$ :

$$\begin{aligned}
 \varepsilon(\omega) &= \varepsilon'(\omega) - j\varepsilon''(\omega) \\
 \mu(\omega) &= \mu'(\omega) - j\mu''(\omega)
 \end{aligned} \tag{3}$$

Em geral, as perdas em um material elétrico são representadas pela condutividade efetiva ou tangente de perda:

$$\tan(\delta_e) = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} = \frac{\sigma_e}{\omega\varepsilon} \tag{4}$$

Analogamente, no caso magnético:

$$\tan(\delta_m) = \frac{\mu''}{\mu'} = \frac{\sigma_m}{\omega\mu} \tag{5}$$

Em meios anisotrópicos, os parâmetros de permeabilidade e permissividade se tornam grandezas tensoriais.

$$\bar{\epsilon} = \begin{bmatrix} \epsilon_{xx} & \epsilon_{yx} & \epsilon_{zx} \\ \epsilon_{xy} & \epsilon_{yy} & \epsilon_{zy} \\ \epsilon_{xz} & \epsilon_{yz} & \epsilon_{zz} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\bar{\mu} = \begin{bmatrix} \mu_{xx} & \mu_{yx} & \mu_{zx} \\ \mu_{xy} & \mu_{yy} & \mu_{zy} \\ \mu_{xz} & \mu_{yz} & \mu_{zz} \end{bmatrix} \quad (7)$$

### c Equações de Campo e de Circuitos

Campo Harmônico	
Forma Diferencial	Forma Integral
$\nabla \times \mathbf{E} = -\mathbf{M}_i - j\omega\mu\mathbf{H}$	$\oint \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = -\iint_s \mathbf{M}_i \cdot d\mathbf{s} - j\omega\mu \iint_s \mathbf{H} \cdot d\mathbf{s}$
$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}_i + \sigma\mathbf{E} + j\omega\epsilon\mathbf{E}$	$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \iint_s \mathbf{J}_i \cdot d\mathbf{s} + \sigma \iint_s \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s} + j\omega \iint_s \mathbf{D} \cdot d\mathbf{s}$
$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_e$	$\oiint_s \mathbf{D} \cdot d\mathbf{s} = q_e$
$\nabla \cdot \mathbf{B} = \rho_m$	$\oiint_s \mu\mathbf{H} \cdot d\mathbf{s} = q_m$
$\nabla \cdot \mathbf{J}_i = -j\omega\rho_e$	$\oiint_s \mathbf{J}_i \cdot d\mathbf{s} = -j\omega q_e$

Tabela 1: Equações de Maxwell dos campos harmônicos nas formas diferencial e integral [15]

Circuito Elétrico	Circuito Magnético
$V_e = \int \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l}$	$V_m = \int \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l}$
$I_e = \iint \mathbf{J}_i \cdot d\mathbf{s}$	$I_m = \iint \mathbf{M}_i \cdot d\mathbf{s}$
$\psi_e = \iint \mathbf{D} \cdot d\mathbf{s}$	$\psi_m = \iint \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s}$
$q_e = \iiint \rho_e \cdot dv$	$q_m = \iiint \rho_m \cdot dv$

Tabela 2: Relação entre as equações de campo e as equações de circuito

### d Potência e Energia

O campo eletromagnético é capaz de transportar energia, momento linear e momento angular, produzindo efeitos físicos no meio em que se propaga.

Em sistemas de comunicação RFID, o campo eletromagnético é usado para transportar informação, já que informação e energia estão relacionados [17]. Considerando uma região caracterizada pela permeabilidade magnética  $\mu$ , permissividade elétrica  $\epsilon$  e condutividade  $\sigma$ , na qual existem fontes elétricas e magnéticas representadas pela densidade de corrente elétrica  $\mathbf{J}_i$  e densidade de corrente magnética  $\mathbf{M}_i$ , respectivamente, as equações de Maxwell, a seguir, indicam que a energia está associada com o campo eletromagnético:

Lei de Faraday

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\mathbf{M}_i - j\omega\mu\mathbf{H} \quad (8)$$

Lei de Ampère

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}_i + \sigma\mathbf{E} + j\omega\epsilon\mathbf{E} \quad (9)$$

O Vetor de Poynting  $\mathbf{S}$  é responsável pelo transporte de energia:

$$\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} \quad (10)$$

O Teorema de Poynting está associado à conservação de energia em um sistema de cargas e campos, é definido como "o fluxo de energia eletromagnética para fora de uma superfície  $S$  fechada deve ser igual à diminuição da energia eletromagnética armazenada no interior do volume  $V$ , adicionada a uma taxa dissipativa de trabalho dos campos sobre as partículas" [1]. Portanto, a potência fornecida pelas fontes de corrente em uma região de volume  $V$  é dada pela Lei de Conservação de Energia:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_s &= - \int \int \int_V (\mathbf{H} \cdot \mathbf{M}_i + \mathbf{E} \cdot \mathbf{J}_i) dv \\ \mathbf{P}_s &= \mathbf{P}_f + \mathbf{P}_d + \frac{d}{dt}(w_e + w_m) \end{aligned} \quad (11)$$

A potência fornecida  $\mathbf{P}_s$  pelas fontes de correntes em uma região de volume  $V$  é igual a soma da potência que flui pela superfície da região  $\mathbf{P}_f(W)$  mais a potência dissipada  $\mathbf{P}_d(W)$  mais a taxa de aumento da energia elétrica  $w_e(J)$  e magnética  $w_m(J)$  armazenada na região.

A Eq. 11 nos mostra que potência e energia estão associadas com os campos eletromagnéticos harmônicos no tempo. Através das relações descritas em (1), podemos escrever a equação de conservação de energia usando os campos nas suas formas espaciais, em função apenas da posição.

O vetor de Poynting pode ser escrito como:

$$\bar{\mathbf{S}} = \frac{1}{2} \text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] \left[ \frac{W}{m^2} \right] \quad (12)$$

Dada as Eq. 8 e 9, a lei de conservação de energia na forma diferencial pode ser escrita como:

$$-\frac{1}{2}\mathbf{H}^* \cdot \mathbf{M}_i + \frac{1}{2}\mathbf{E} \cdot \mathbf{J}_i^* = \nabla \cdot \left( \frac{1}{2}\mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \right) + \frac{1}{2}\sigma|\mathbf{E}|^2 + j2\omega \left( \frac{1}{4}\mu|\mathbf{H}|^2 - \frac{1}{4}\epsilon|\mathbf{E}|^2 \right) \quad (13)$$

Integrando e aplicando o teorema da divergência em ambos os lados da Eq. 13, pode-se demonstrar que ela representa a equação de conservação de energia:

$$-\frac{1}{2} \iiint_V (\mathbf{H}^* \cdot \mathbf{M}_i + \mathbf{E} \cdot \mathbf{J}_i) dv = \oiint_S \left( \frac{1}{2} \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \right) ds + \iiint_V \frac{1}{2} \sigma |\mathbf{E}|^2 dv + j2\omega \iiint_V \left( \frac{1}{4} \mu |\mathbf{H}|^2 - \frac{1}{4} \varepsilon |\mathbf{E}|^2 \right) dv \quad (14)$$

Em uma forma mais simplificada:

$$P_s = P_e + P_d + j2\omega(\bar{W}_m - \bar{W}_e) \quad (15)$$

O primeiro termo do lado direito da Eq. 14 representa o fluxo de energia eletromagnética que atravessa os contornos do volume  $V$ , encerrado pela superfície de contorno  $S$ , na forma do vetor de Poynting.

$$P_e = \oiint_S \left( \frac{1}{2} \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \right) ds \quad (16)$$

O total da potência real em  $[W]$  dissipada nos materiais:

$$P_d = \iiint_V \frac{1}{2} \sigma |\mathbf{E}|^2 dv = \iiint_V p_d dv \quad (17)$$

$$p_d = p_{d,c} + p_{d,d} \left[ \frac{W}{m^3} \right]$$

Densidade de potência dissipada por calor:

$$p_{d,c} = \sigma_e \mathbf{E}^2 + \sigma_m \mathbf{H}^2 \left[ \frac{W}{m^3} \right] \quad (18)$$

Densidade de potência dissipada no material:

$$p_{d,d} = \omega \varepsilon'' \mathbf{E}^2 + \omega \mu'' \mathbf{H}^2 \left[ \frac{W}{m^3} \right] \quad (19)$$

O total de energia armazenada é dada por  $\bar{W} = \bar{W}_m + \bar{W}_e$ , onde a energia magnética e a energia elétrica armazenadas são respectivamente:

$$\bar{W}_m = \frac{1}{4} \iiint_V \bar{w}_m dv = \frac{LI_e^2}{2} + \frac{LV_m^2}{2} [J] \quad (20)$$

$$\bar{W}_e = \frac{1}{4} \iiint_V \bar{w}_e dv = \frac{CV_e^2}{2} + \frac{CJ_m^2}{2} [J]$$

Densidade de energia magnética:

$$\bar{w}_m = \frac{1}{2} \mu' \mathbf{H}^2 \left[ \frac{J}{m^3} \right] \quad (21)$$

Densidade de energia elétrica:

$$\bar{w}_e = \frac{1}{2} \varepsilon' \mathbf{E}^2 \left[ \frac{J}{m^3} \right] \quad (22)$$

onde,

- $I_e$  corrente elétrica [A]
- $V_e$  potencial elétrico [V]
- $\sigma_e$  condutividade elétrica [S/m]
- $I_m$  corrente magnética [V]
- $V_m$  potencial magnético [A]
- $\sigma_m$  condutividade magnética [ $\Omega/m$ ]

Na Eq. 15,  $P_s$  e  $P_e$  são geralmente complexos, enquanto que  $P_d$  é sempre real. Os termos  $W_m$  e  $W_e$  são sempre imaginários e representam a potência reativa associada ao campo magnético e elétrico, respectivamente. Quando a permeabilidade e permissividade forem complexas, a Eq. 20 irá apresentar perdas ao serem associadas com as partes imaginárias da permeabilidade e permissividade e serão combinadas com a perda da Eq. 17.

## 1 Termos Correspondentes em Circuitos Elétricos

A capacidade do material armazenar energia elétrica é proporcional a sua capacitância  $C$  enquanto que a capacidade de armazenar energia magnética é proporcional a sua indutância  $L$ . A relação entre a capacitância e a indutância com os parâmetros eletromagnéticos é dada por:

$$\begin{aligned} C &= \varepsilon' g_c [F] \\ L &= \mu' g_l [H] \end{aligned} \quad (23)$$

onde,  $g_c$  e  $g_l$  são funções geométricas que dependem do formato do capacitor e do indutor.

A energia armazenada na forma do campo elétrico está associada a capacitância  $C$  e à diferença de potencial  $V$  nas placas do capacitor:

$$\frac{1}{4} \iiint_V \varepsilon \mathbf{E}^2 = \frac{1}{4} C V V^* \quad (24)$$

A energia armazenada na forma do campo magnético está associada a indutância  $L$  e à corrente elétrica  $I$ :

$$\frac{1}{4} \iiint_V \frac{1}{\mu} \mathbf{B}^2 = \frac{1}{4} L I I^* \quad (25)$$

Em termos de conceito de circuitos, a potência fornecida a um elemento descrita pela Eq. 15 pode ser escrita como:

$$P = |I|^2 Z = |V|^2 Y^* \quad (26)$$

onde  $Z$  e  $Y$  são a impedância e admitância do elemento, respectivamente. Quando o valor de  $P$  é real o elemento é chamado resistivo e quando o valor de  $P$  é imaginário o elemento é chamado reativo. Os elementos reativos são chamados de indutores ou capacitores se  $Im(Z)$  for positiva ou negativa, respectivamente.

Como  $Z(\omega)$  é em função da frequência pode-se dizer que o elemento pode ser classificado como resistivo ou reativo (indutivo ou capacitivo) de acordo com a frequência.

A admitância e sua relação com a tensão e corrente são descritas como:

$$\begin{aligned} Y &= G + j\omega C \\ I &= YV \\ P &= |V|^2(G - j\omega C) \end{aligned} \quad (27)$$

$G$  é a condutância que representa a energia dissipada e  $C$  é a capacitância que representa a energia armazenada na forma de campo elétrico. Quando  $(\omega C \gg G)$  a corrente e a tensão estão praticamente desfasadas em  $90^\circ$  e maior parte da potência é armazenada nas placas do capacitor. Quando  $(G \gg \omega C)$  a corrente e a tensão estão praticamente em fase e maior parte da energia é dissipada.

A impedância e sua relação com a tensão e a corrente são descritas como:

$$\begin{aligned} Z &= R + j\omega L \\ V &= ZI \\ P &= |V|^2(R + j\omega L) \end{aligned} \quad (28)$$

$R$  é a resistência que representa a energia dissipada e  $L$  é a indutância que representa a energia armazenada na forma de campo magnético. Para um bom indutor  $(\omega L \gg R)$  a corrente e a tensão estão praticamente desfasadas em  $90^\circ$  e maior parte da potência é armazenada. Quando  $(R \gg \omega L)$  a corrente e a tensão estão praticamente em fase e maior parte da energia é dissipada.

É possível relacionar admitância e impedância através das relações descritas nas Eq.27 e 28.

$$Z = \frac{1}{Y} \quad (29)$$

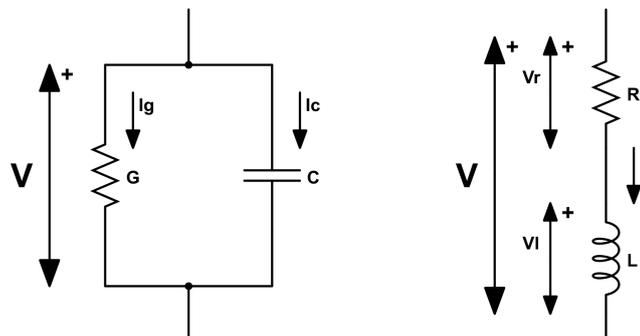


Figura 5: Circuitos equivalentes da admitância (esquerda) e da impedância (direita)

## e Propagação da onda eletromagnética

São chamados de modos de propagação as soluções que satisfazem as equações de Maxwell e suas condições de contorno.

Modo TE,  $E_z = 0$  e  $H_z \neq 0$ , as componentes do campo elétrico são transversais à direção de propagação.

Modo TM,  $H_z = 0$  e  $E_z \neq 0$ , as componentes do campo magnético são transversais à direção de propagação.

Modo TEM,  $E_z = H_z = 0$ , as componentes dos campos elétrico e magnético são transversais à direção de propagação.

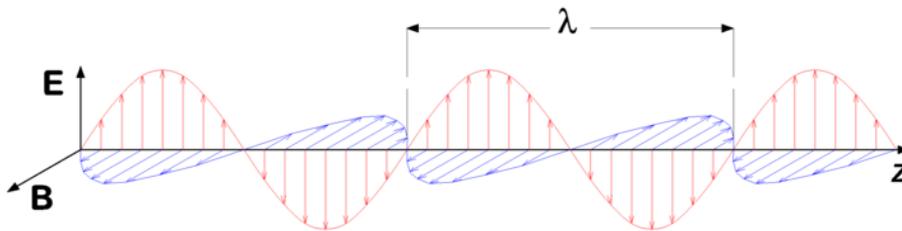


Figura 6: Modo de propagação TEM

Assumindo que uma onda plana uniforme propaga num meio simples e livre de fontes, a solução geral para onda EM na base canônica é dada por:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(z) &= (E_0^+ e^{-kz} \pm E_0^- e^{kz}) \hat{x} \\ \mathbf{H}(z) &= (H_0^+ e^{-kz} \pm H_0^- e^{kz}) \hat{y} \end{aligned} \quad (30)$$

O vetor de onda  $\mathbf{k}$  é definido como:

$$\mathbf{k} = \omega \sqrt{\mu\epsilon} \quad (31)$$

A impedância da onda  $Z_w$  é definida como:

$$Z_w = \frac{E_x^+}{H_y^+} = -\frac{E_x^-}{H_y^-} \quad (32)$$

A velocidade na qual o campo transporta energia convertendo a energia armazenada em energia do campo e vice versa é chamada velocidade de fase da onda  $v_p$ , que é dada por:

$$v_p = \frac{\omega}{k} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (33)$$

A velocidade da forma de onda de uma onda EM propagante é chamada velocidade de grupo  $v_g$ , que é dada por:

$$v_g = \frac{\partial\omega}{\partial k} \quad (34)$$

A *velocidade de transporte da energia*  $v_s$ , em um meio não-dispersivo, é igual à velocidade de fase  $v_p$ , e em um meio dispersivo e invariante no tempo é igual à velocidade de grupo  $v_g$ . No caso de um meio dispersivo e variante no tempo a onda não propaga de forma constante e a *velocidade de transporte da energia*  $v_s$  irá depender da densidade de fluxo de energia  $\bar{\mathbf{S}}$  e da densidade de energia do meio  $\bar{w}$ .

$$\bar{w} = \bar{w}_m + \bar{w}_e \quad (35)$$

onde,  $\bar{w}_m$  e  $\bar{w}_e$  estão descritas em 21 e 22, respectivamente.

Portanto, a velocidade de transporte  $v_s$  é dada por:

$$v_s = \frac{\bar{\mathbf{S}}}{\bar{w}_m} \leq c \quad (36)$$

## f Regiões de Campo

O espaço ao redor de uma antena é dividido em três regiões:

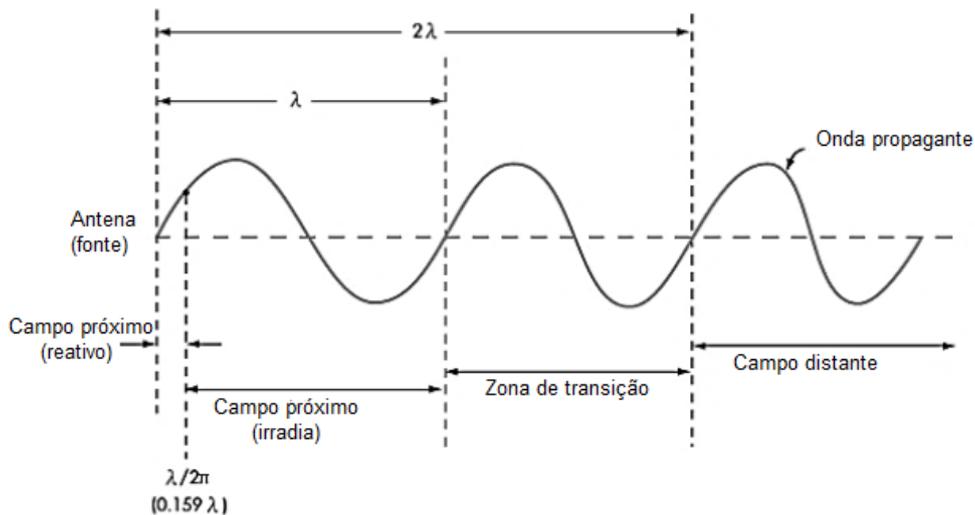


Figura 7: Regiões de campos radiados em função do comprimento de onda  $\lambda$

### 1. Região de Campo Distante (Região de Fraunhofer)

Na região de campo de distante, as componentes do campo elétrico e magnético são ortogonais entre si e ao vetor onda (modo TEM). O campo decai com  $1/R$  e a densidade de potência decai com  $1/R^2$ . Sendo  $D$  a dimensão da antena e  $R$  a distância entre a antena e um ponto qualquer, a região teórica de campo distante é definida como:

$$\begin{aligned} R &> \frac{2D^2}{\lambda} \\ R &\gg D \\ R &\gg \lambda \end{aligned} \quad (37)$$

## 2. Região de Campo Próximo Radiante (Região de Fresnel)

Na região de Fresnel, o padrão de radiação varia significativamente com a distância  $R$ . Os limites dessa região são dados por:

$$0.62 \frac{D^3}{\lambda} < R < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (38)$$

## 3. Região de Campo Próximo Reativo

Nessa região os campos têm comportamento predominantemente reativos, ou seja, os campos  $\mathbf{E}$  e  $\mathbf{H}$  estão fora de fase de  $\pi/2$ . O limite dessa região é definido por uma esfera de raio:

$$r \leq \frac{\lambda}{2\pi} \quad (39)$$

Um dos campos oscilantes é dominante e permanece armazenado no meio como potencial elétrico  $V_e$  ou potencial magnético  $V_m$ . Praticamente nenhuma energia é perdida pela fonte, já que as ondas EM não conseguem se propagar para longe. Os modos EM gerados são rapidamente reabsorvidos pela fonte.

Na região de campo próximo reativo, a antena receptora interage com a antena transmissora por acoplamento indutivo ou capacitivo. Quando o receptor está próximo da fonte, os modos EM de ambas as antenas se acoplam magneticamente e há transferência de potência entre os circuitos. O acoplamento magnético só pode ocorrer se a distância entre as antenas for:

$$D \leq r \quad (40)$$

### g Acoplamento Indutivo Ressonante

Técnicas de acoplamento indutivo são aplicadas em sistemas RFID de campo próximo para efetuar leitura de *smartcards* e de tags passivas. A potência necessária para ativar a antena passiva provém do campo magnético gerado pelo leitor. O acoplamento indutivo ressonante resulta do fenômeno de campo magnético induzido pela Lei de Faraday-Lenz com o efeito da ressonância entre dois circuitos para otimizar a transferência de energia entre eles. Esse efeito de ressonância é criado ao adicionar capacitores em cada bobina.

A tensão induzida na tag é resultado da variação do campo magnético gerado pela antena leitora. De acordo com a lei de Faraday Eq. 8, a diferença de potencial induzida em uma bobina dá origem ao fluxo de corrente.

$$V = -N \frac{\partial \psi_m}{\partial t} \quad (41)$$

- $N$  é o número de voltas de uma bobina
- $\psi_m$  é o fluxo magnético

$$\psi_m = \iint \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} \quad (42)$$

O produto interno na Eq. 42 diz que a condição para máximo de tensão induzida e também para o alcance máximo será quando as bobinas da tag e do leitor estiverem paralelas ( $\theta = 0$ ), maximizando o acoplamento mútuo.

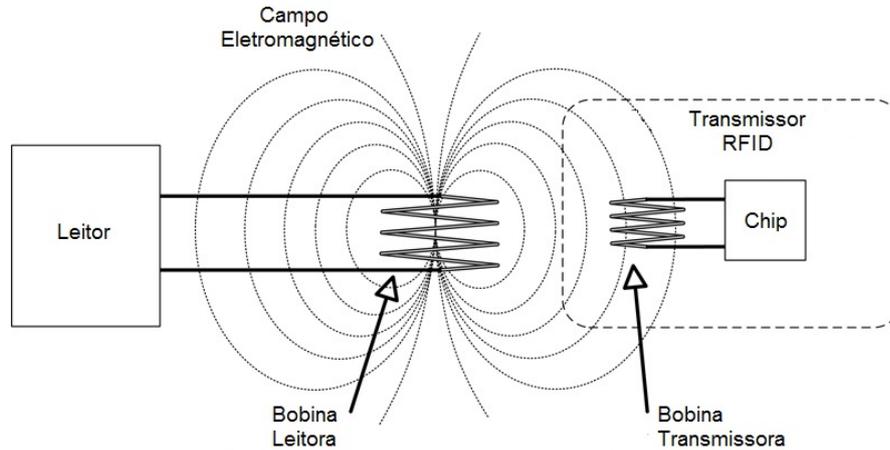


Figura 8: Acoplamento indutivo em um sistema RFID

Na frequência de ressonância, as reatâncias indutivas e capacitivas são nulas. Nessa circunstância a impedância é mínima e a potência transmitida é máxima. A frequência de ressonância depende dos valores da capacitância e indutância dos elementos do circuito:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (43)$$

A Fig. 9 mostra o circuito ressonante equivalente.  $V_s$  é a fonte de tensão com resistência interna  $R_i$ .  $C_1$ ,  $L_1$  e  $R_1$  são a capacitância, indutância e resistência do circuito ressonador da fonte.  $C_2$ ,  $L_2$  e  $R_2$  são a capacitância, indutância e resistência do circuito ressonador do receptor.  $R_L$  é a resistência da carga e  $M$  é a indutância mútua.

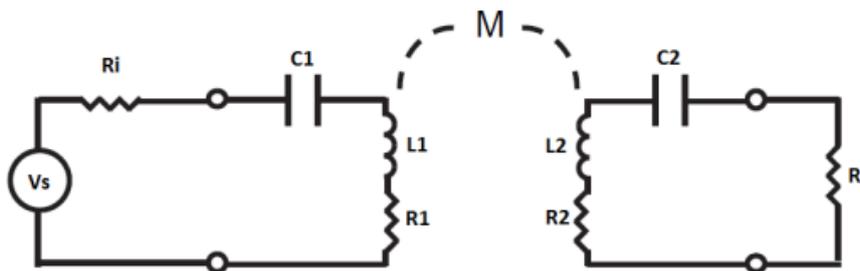


Figura 9: Circuito ressonador equivalente

O coeficiente de acoplamento decresce com a distância entre as bobinas:

$$\kappa = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (44)$$

A eficiência da potência transferida é proporcional ao quadrado do coeficiente de acoplamento  $\kappa$ .

$$\eta = \frac{P_L}{P_s} = \frac{R_i R_L}{R_1 R_2} \frac{4Q_1 Q_2 k^2}{\left(1 + \frac{R_i}{R_1}\right) \left(1 + \frac{R_L}{R_2}\right) + k^2 Q_1 Q_2} \quad (45)$$

O fator de qualidade  $Q$  define o quanto de potência o circuito ressonante é capaz de absorver. Uma vez que o ajuste da capacitância está localizado no chip e este tem capacitores com alto valor de  $Q$ , o valor efetivo do fator de qualidade do circuito é determinado pelas perdas nas bobinas  $R_s$ :

$$Q = \frac{\omega_o L}{R_s} \quad (46)$$

onde,  $R_s$  é a resistência efetiva total de perda nas bobinas, levando em consideração a resistência DC e a resistência AC, devido à concentração de fluxo de corrente de alta frequência causada por fenômenos nos condutores.

O fator de qualidade é diferente para circuitos RLC série e paralelo.

$$\begin{aligned} Q_{serie} &= \frac{\omega_o L}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \\ Q_{paralelo} &= \frac{R}{\omega_o C} = R \sqrt{\frac{C}{L}} \end{aligned} \quad (47)$$

Sistemas RFID normalmente operam com um fator de qualidade  $Q$  do elemento ressoador entre 30 e 80. O fator de qualidade nos diz que na ressonância a tensão induzida na tag será  $Q$  vezes maior do que nas outras frequências da banda.

Sistemas de campo próximo são vulneráveis à presença de metais ou meios dielétricos, podendo causar mudanças na capacitância e indutância efetiva acarretando na diminuição da sensibilidade do transponder e na distância de leitura. Alguns materiais podem distorcer as linhas do fluxo magnético enfraquecendo a energia de acoplamento.

Em tags muito próximas, o fluxo magnético de cada bobina se superpõe apresentando indutância mútua. Essa indutância mútua desloca a frequência de ressonância e esse desajuste faz com que a tag receba menos energia do leitor diminuindo a distância de leitura.

### 3 Teoria dos Metamateriais

#### a Introdução

Metamateriais eletromagnéticos (MTM) são materiais artificiais cujas propriedades eletromagnéticas efetivas podem ser controladas. Usualmente, são estruturas periódicas cujas dimensões são menores do que o comprimento de onda, e podem ser descritas matematicamente como um meio homogêneo com propriedades eletromagnéticas tais como, permissividade elétrica  $\epsilon$  e permeabilidade magnética  $\mu$  [2][3]. Um estudo apresentado em 1999 mostrou que meios artificiais baseados em estruturas periódicas, mais tarde conhecidas como metamateriais, apresentaram valores negativos para  $\mu$  e  $\epsilon$  [5].

Em materiais convencionais, suas propriedades derivam das interações eletromagnéticas entre a onda EM incidente e seus constituintes atômicos. Nos metamateriais, tais propriedades são alcançadas projetando-se células unitárias que se comportam como "átomos artificiais". O comportamento da célula unitária, ou seja, sua interação com um onda EM incidente depende da sua estrutura periódica e de seu arranjo geométrico.

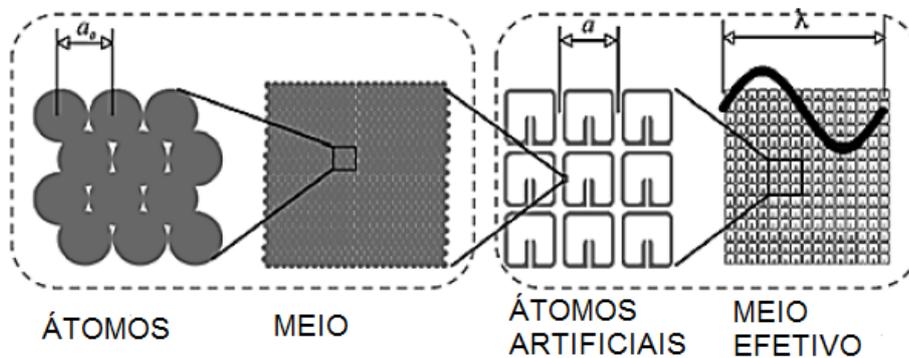


Figura 10: MTM - Estruturas Periódicas

Sabe-se que a permissividade e permeabilidade efetiva de um material se deve a média das interações da onda com o meio de propagação, induzindo momento elétrico e magnético. No processo de fabricação de um MTM tem-se diversos parâmetros independentes tais como: as propriedades do material; o tamanho e a forma das células unitárias; o arranjo e o alinhamento das células unitárias. Esses parâmetros (ou graus de liberdade) são necessários para criar um meio de propagação com características eletromagnéticas específicas. A geometria e o arranjo das células unitárias são os parâmetros que podem fornecer uma variedade de novas possibilidades [4].

#### 1. Meio Duplamente Positivo

Meios duplamente Positivos ou, em inglês, Double Positive Media (DPS), são os meios com ambas permissividade e permeabilidade positivas. Também são chamados de Materiais orientados à direita, os quais a frente de onda propaga se afastando da fonte.

#### 2. Meio $\epsilon$ -Negativo

Meio  $\epsilon$ -Negativo ou, em inglês Epsilon Negative Media (ENG), são os meios com permissividade negativa e permeabilidade positiva.

#### 3. Meio Duplamente Negativo

Meios duplamente negativos ou, em inglês, Double Negative Media (DNG), são os meios com ambas permissividade e permeabilidade negativas. Também são chamados de Materiais orientados à esquerda, os quais a frente de onda propaga na direção da fonte. Também são conhecidos como Metamateriais com índice de refração negativo, ou em inglês, Negative Index Metamaterials (NIM).

#### 4. Meio $\mu$ -Negativo

Meio  $\mu$ -Negativo ou, em inglês, Mu Negative Media (MNG), são os meios com permeabilidade negativa e permissividade positiva.

Em termos da permissividade e permeabilidade, os metamateriais são classificados em quatro grupo ilustrados na tabela a seguir:

Meio DPS	Meio ENG	Meio DNG	Meio MNG
$\epsilon' > 0$ e $\mu' > 0$	$\epsilon' < 0$ e $\mu' > 0$	$\epsilon' < 0$ e $\mu' < 0$	$\epsilon' > 0$ e $\mu' < 0$
Dielétricos ou Materiais orientados à direita	Plasmas elétricos ou condutores elétricos	Materiais orientados à esquerda	Plasmas magnéticos ou condutores magnéticos

Tabela 3: Classificação dos meios [21]

## b Materiais de índice de refração negativo

Em materiais DNG ocorrem fenômenos de conversão de energia, resultado da interação campo-material. Materiais com  $\epsilon < 0$  convertem o campo elétrico em campo magnético, quando uma onda incide sobre uma superfície  $\epsilon < 0$  (ex.: metais) é induzida uma corrente que é fonte do campo magnético. Analogamente, materiais com  $\mu < 0$  convertem o campo magnético em campo elétrico.

Desse modo,  $\epsilon' < 0$  e  $\mu' < 0$ , representam estados que armazenam energia na forma elétrica e magnética, respectivamente.

Como apresentado na Ref [6], "materiais com índice de refração negativo recuperam não somente a fase das ondas propagantes como também a amplitude de ondas evanescentes". Para este trabalho, são relevantes metamateriais capazes de ampliar os modos evanescentes das ondas EM. Dado que as tags de RFID funcionam por acoplamento indutivo que ocorrem por intermédio de ondas evanescentes, lentes baseadas em MTM podem ser utilizadas para focalizar esses modos evanescentes, aumentando assim a distância efetiva de leitura e melhorar a eficiência das tags.

O acoplamento indutivo mútuo entre a antena de leitura e a antena receptora da tag pode ser melhorado, visto que focar os modos evanescentes causam a amplificação do campo próximo, aumentando o fluxo magnético em uma direção específica como consequência da resposta do MTM.

Em materiais DNG, o ângulo de refração é opostos ao de um material convencional:

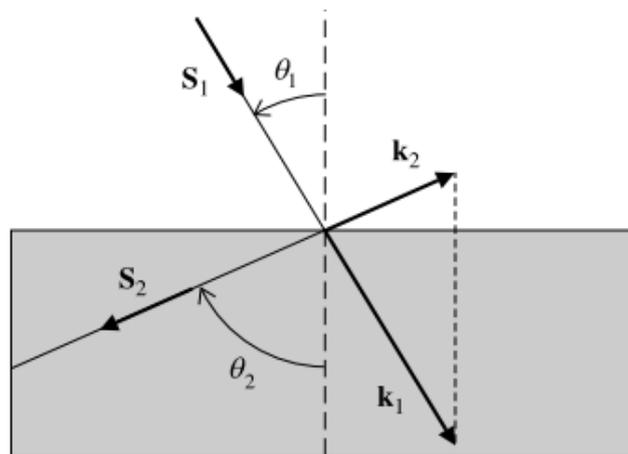


Figura 11: Demonstração gráfica de refração negativa

As condições de contorno na interface impõe continuidade nas componentes tangenciais do vetor de onda:

$$\frac{\sin(\theta_i)}{\sin(\theta_r)} = \frac{|\mathbf{k}_2|}{|\mathbf{k}_1|} = \frac{n_2}{n_1} < 0 \quad (48)$$

onde  $n_1$  e  $n_2$  são o índice de refração de um meio comum e de um meio orientado à esquerda, respectivamente.

Assumindo  $n_1 > 0$ , temos que  $n_2 < 0$ . Portanto, o sinal do índice de refração deve ser escolhido como sendo negativo:

$$n = -c\sqrt{\epsilon\mu} < 0 \quad (49)$$

Através da óptica geométrica pode demonstrar-se que meios orientados à esquerda suportam a propagação da onda EM e podem ser utilizados para focalizar os campos incidentes. [15].

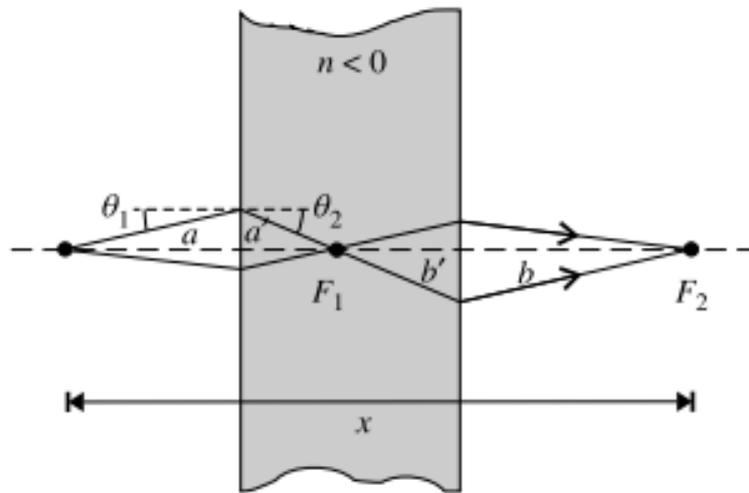


Figura 12: Demonstração gráfica de refração negativa

Se  $n = -1$ , para qualquer ângulo de incidência  $|\theta_1| = |\theta_2|$  e todos os raios incidentes são focados em dois pontos, dentro ( $F_1$ ) e fora ( $F_2$ ) do meio.

$$|n| = \frac{|\sin(\theta_1)|}{|\sin(\theta_2)|} \approx \frac{|\tan(\theta_1)|}{|\tan(\theta_2)|} = \frac{a'}{a} = \frac{b'}{b} \quad (50)$$

O ponto  $F_2$  se encontra a distância  $x = 2d$  da fonte, onde  $d$  é o comprimento do meio.

Em Ref [7], demonstra-se que "uma estrutura que consiste em fios de metal infinitamente longos e finos dispostos em uma rede 3D cúbica podem modelar a resposta de um material com  $\epsilon$  negativo abaixo da frequência de corte". Em Ref [2], afirma-se que, valores negativos de  $\mu$  ocorrem em frequências acima da frequência de ressonância de uma estrutura SRR.

Portanto, um MTM duplamente negativo ( $\epsilon < 0$  e  $\mu < 0$ ) pode ser projetado escolhendo-se os parâmetros da rede de fios tal que a frequência de corte esteja acima da frequência de ressonância do SRR.

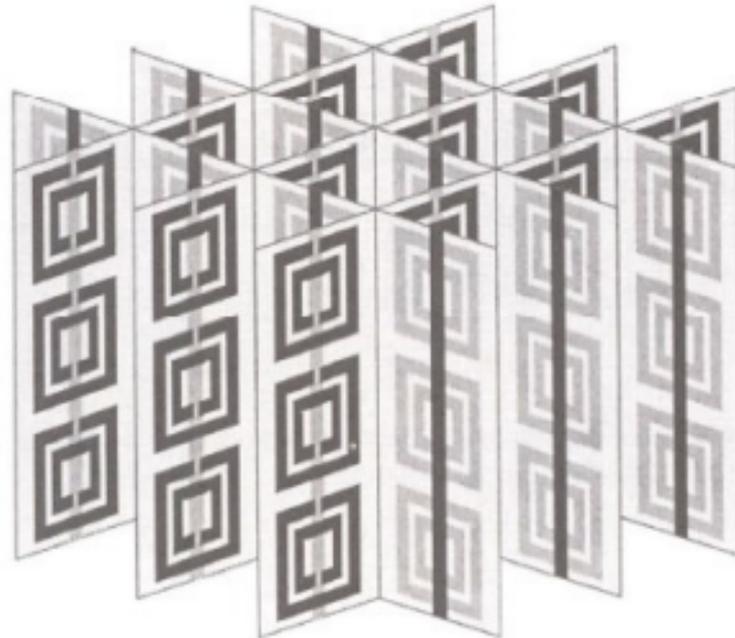


Figura 13: Exemplo de MTM com *split-ring* quadrados de cobre e rede de fios em lados opostos de um dielétrico em Ref [8]

Em materiais convencionais, a velocidade de grupo e a velocidade de fase são paralelas. Porém, em meios de índice de refração negativo a velocidade de grupo e a velocidade de fase têm direções opostas [2].

Na figura a seguir, a envoltória em vermelho é a velocidade de grupo caracterizada pelo fluxo de energia e a velocidade de fase que caracteriza o deslocamento da frente de onda em verde.

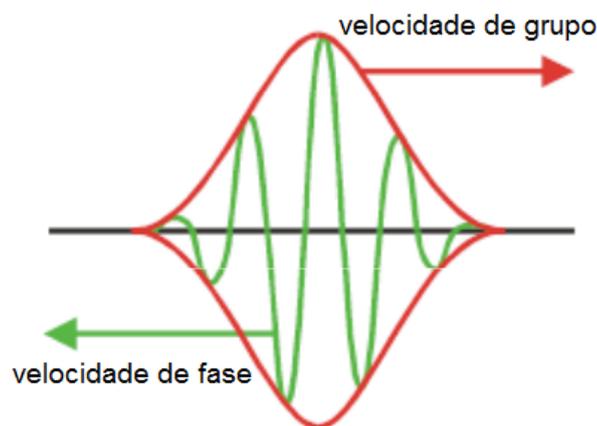


Figura 14: Velocidade de grupo e de fase em material de índice de refração negativo

**c Amplificação de Modos Evanescentes**

Em Ref [6], Pendry introduz o conceito de lentes perfeitas com o objetivo de obter imagens com resolução infinita, ou seja, não limitadas pelo comprimento de onda usado  $\Delta \approx \lambda$  [6]. Tais lentes deveriam ter um meio com permeabilidade e permissividade negativas. Lentes com índice de refração negativo são capazes de focar os modos propagantes (campo distante) e amplificar o modos evanescentes (campo próximo).

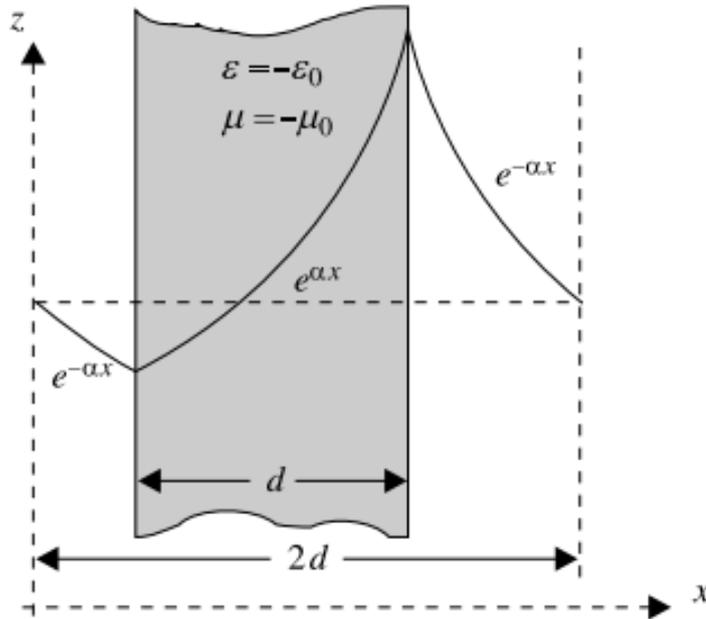


Figura 15: Lente perfeita: focalizando o campo próximo

Na Fig. 15, pode-se observar que dentro do material os modos evanescentes se tornam exponenciais crescentes, implicando em amplificação. A amplitude segue as curvas  $exp(\pm \alpha x)$  onde,  $\alpha(k_y, k_z) = \sqrt{k_y^2 + k_z^2 - \omega^2 \mu \epsilon}$  [15].

Em Ref [10], Veselago demonstra que a propagação da energia na direção  $z^+$  em tal meio implica que:

$$k_z = -\sqrt{\omega^2 c^2 - k_x^2 - k_y^2} \tag{51}$$

Essa inversão de sinal do vetor de onda permite que o meio seja capaz de focalizar a onda eletromagnética por reversão do ganho de fase. Por essa razão, esse fenômeno também é chamado de onda de propagação reversa (ou, em inglês, *backward wave*).

E o coeficiente de transmissão:

$$T = e^{ik_z d} = e^{-i\sqrt{\omega^2 c^2 - k_x^2 - k_y^2} d} \tag{52}$$

onde  $d$  é a espessura da placa.

Em Ref [6], Pendry propõe uma placa de espessura  $d$ , com  $\epsilon = -1$  e  $\mu = -1$ , capaz de produzir uma imagem com resolução perfeita. A impedância do meio é dada por:

$$Z_w = \sqrt{\frac{\mu \mu_0}{\epsilon \epsilon_0}} \tag{53}$$

Quando  $\mu = \varepsilon = -1$ , a impedância do meio é igual à do espaço livre, não havendo reflexão nas interfaces.

Ao considerar uma onda com polarização TE propagando no vácuo, o campo elétrico é dado por:

$$\mathbf{E}_y = e^{i(k_z z + k_x x - \omega t)} \quad (54)$$

Sendo a constante de propagação para  $\omega^2 c^{-2} < k_x^2 + k_y^2$ :

$$k_z = \sqrt{k_x^2 + k_y^2 - \omega^2 c^{-2}} \quad (55)$$

Na interface,  $n > 0$  e  $n < 0$ , parte da onda EM é refletida e parte é transmitida para o meio. O campo elétrico para onda refletida é:

$$\mathbf{E}_{yr} = r e^{i(-k_z z + k_x x - \omega t)} \quad (56)$$

O campo elétrico para onda transmitida:

$$\mathbf{E}_{yt} = t e^{i(k'_z z + k_x x - \omega t)} \quad (57)$$

Sendo a constante de propagação para  $\varepsilon \mu \omega^2 c^{-2} < k_x^2 + k_y^2$ :

$$k'_z = \sqrt{k_x^2 + k_y^2 - \varepsilon \mu \omega^2 c^{-2}} \quad (58)$$

A interface entre o vácuo e o meio ( $n=-1$ ) apresenta coeficiente de transmissão e coeficiente de reflexão, respectivamente, dado por:

$$\begin{aligned} t &= \frac{2\mu k_z}{\mu k_z - k'_z} \\ r &= \frac{\mu k_z - k'_z}{\mu k_z + k'_z} \end{aligned} \quad (59)$$

Por outro lado, a interface entre o meio ( $n=-1$ ) e vácuo apresenta coeficiente de transmissão e coeficiente de reflexão, respectivamente, dado por:

$$\begin{aligned} t' &= \frac{2k_z}{\mu k_z - k'_z} \\ r' &= \frac{k'_z - \mu k_z}{\mu k_z + k'_z} \end{aligned} \quad (60)$$

A descontinuidade na interface, um lado  $n > 0$  e no outro lado  $n < 0$ , faz com que as componentes de atenuação sejam canceladas, restando apenas as componentes que propagam na mesma direção do fluxo magnético. Ao calcular a transmissão e a reflexão através das duas superfícies da placa levando em consideração os vários tipos de dispersão [6], é possível obter que a reflexão é nula e as ondas evanescentes emergem do outro lado do meio amplificadas pelo processo de transmissão.

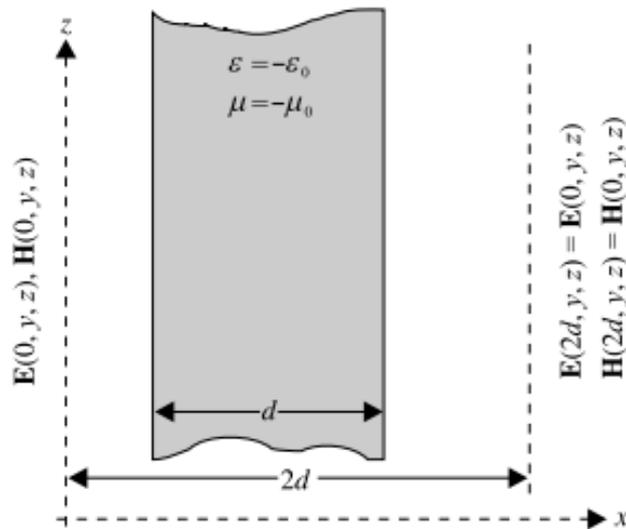


Figura 16: Ilustração das lentes perfeitas, proposto em [6]

De acordo com a lei de conservação de energia, a energia não pode ser perdida. Portanto, a potência das componentes de atenuação é transferida para as componentes propagantes. Esta troca de energia contribui para diminuir a relutância magnética total do enlace magnético entre as bobinas de transmissão e de recepção, introduzindo uma espécie magnética negativa aumentando o potencial magnético.

**d Metamaterial  $\epsilon$ -negativo**

Em um MTM, a permissividade negativa pode ser alcançada em um meio onde o controle de frequência é dado por um arranjo periódico de fios condutores paralelos.



Figura 17: Arranjo periódico de fios condutores paralelos

Com a condição de que a superfície metálica seja a menor possível, para minimizar as perdas na região de interesse. Porém, é importante lembrar que a redução da espessura da superfície metálica acarreta na diminuição da frequência de plasma do MTM  $\epsilon$ -negativo e da intensidade da resposta do MTM nas outras frequências. Portanto, os parâmetros de controle serão o diâmetro do fio  $d$  e a periodicidade  $a$ , ilustrados na Fig. 17.

Para este trabalho, queremos apenas amplificar o campo próximo magnético, a lente só precisará ter o  $\mu$ -negativo, a parte referente ao epsilon pode ser ignorada.

## e Metamaterial $\mu$ -negativo

Em Ref. [11], um arranjo periódico de unidades condutoras não magnéticas se comportam como tendo permeabilidade magnética efetiva. As unidades condutoras apresentam valores negativos de  $\mu_{eff}$  quando ressoam acima da frequência de ressonância.

Os modelos *multiple split-ring resonator* e *spiral resonators* são encontrados na literatura como os modelos mais estudados para obter materiais com  $\mu$ -negativo. Neste trabalho, uma breve discussão sobre os dois modelos será apresentada.

### 1 MSRR - Multiple Split-Ring Resonators

Uma célula *Multiple Split-Ring Resonator* (MSRR) constitui-se de N split-ring (anéis), com mesmo centro, com fendas em lados opostos de dois anéis. Estruturas SRR se comportam como um circuito LC ressonador, que ao serem excitadas por um campo magnético externo apresentam efeitos de polarização cruzada (acoplamento eletromagnético) [12]. As dimensões de uma célula MSRR variam entre  $\frac{l}{30}$  e  $\frac{l}{40}$ .

Em Ref. [14], é apresentado um modelo de MSRR para N=4 e seu circuito equivalente.

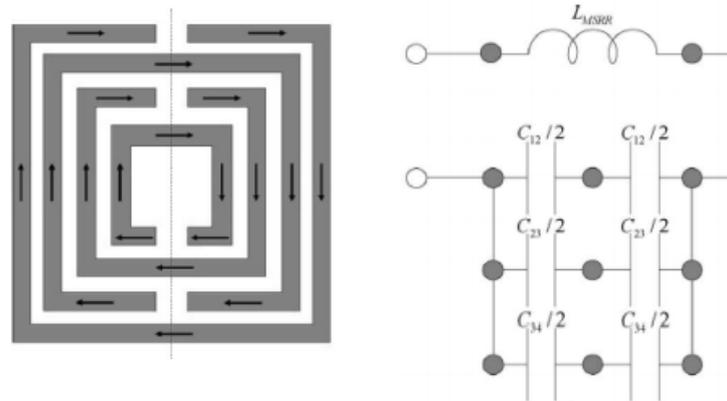


Figura 18: Modelo MSRR e seu circuito equivalente [12]

Na Fig. 18,  $C_{12}, C_{13}, \dots, C_{(N-1)N}$ , representam a capacitância entre os anéis.  $C_{12}$  é a capacitância entre o anel mais interno (1) e o próximo anel (2).  $L_{MSRR}$  é a indutância distribuída.

As expressões da indutância  $L_{MSRR}$  e da capacitância  $C_{MSRR}$  do circuito equivalente na Figura 18 definidas em [14] são:

$$C_{MSRR} = \frac{N-1}{2} [2l - (2N-1)(w+s)] C_0$$

$$L_{MSRR} = \frac{\mu_0 l_{avg}}{2} \frac{4.86}{4} \left[ \ln \left( \frac{0.98}{\rho} \right) + 1.84\rho \right] \quad (61)$$

$$l_{avg} = 4[l - (N-1)(s+w)]$$

Onde  $N$  é o número de voltas,  $w$  a largura da trilha de condutor,  $s$  a separação entre as espiras,  $l$  o comprimento da espira mais externa,  $l_{avg}$  é o comprimento médio de todas as trilhas sobre todas as espiras  $N$  e  $C_o$  é a capacitância por unidade de comprimento entre duas espiras, dada por:

$$C_o = \epsilon_o \frac{K(\sqrt{1-k^2})}{K(k)} \quad (62)$$

$$\rho = \frac{(N-1)(w+s)}{l - (N-1)(w+s)}$$

onde  $\rho$  é um parâmetro que leva em consideração a profundidade do MSRR e  $K(\cdot)$  é uma integral elíptica de primeira ordem onde  $k$  é:

$$k = \frac{s/2}{w + s/2} \quad (63)$$

O Split Ring Resonator (SRR) é um caso particular do MSRR para  $N=2$ . O SRR foi introduzido por Pendry em [7], tornando possível fabricar materiais com permeabilidade negativa e consequentemente materiais orientados à esquerda [11].

A seguir o modelo de SRR proposto em [12] e seu circuito equivalente.

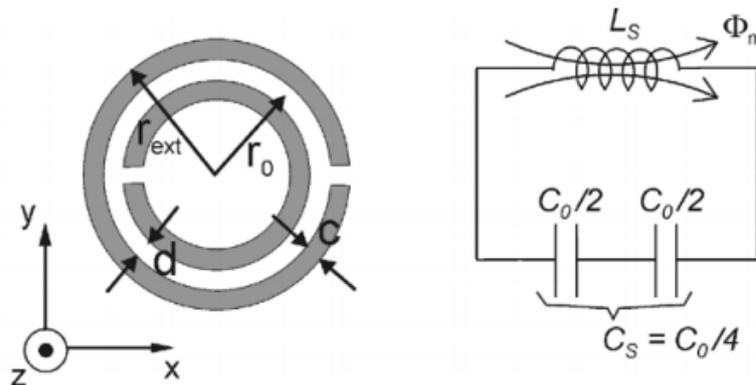


Figura 19: Modelo SRR e seu circuito equivalente

Na Fig. 19,  $C_o$  é a capacitância total entre os anéis.  $L_s$  é a indutância de cada anel com raio  $r_o$ . A frequência de ressonância do SRR:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_s L_s}} \quad (64)$$

O propósito do anel interno, com orientação oposta ao externo, é aumentar a capacitância na região entre os anéis para concentrar o campo elétrico.

2 SR - Spiral Resonators

A geometria de uma célula SR é similar a do SRR, porém sem fendas. São  $N$  anéis concêntricos espaçados igualmente. Suas dimensões variam entre  $\frac{l}{65}$  e  $\frac{l}{250}$ . Também em Ref. [14], é apresentado um modelo para SR com  $N = 12$  e seu circuito equivalente.

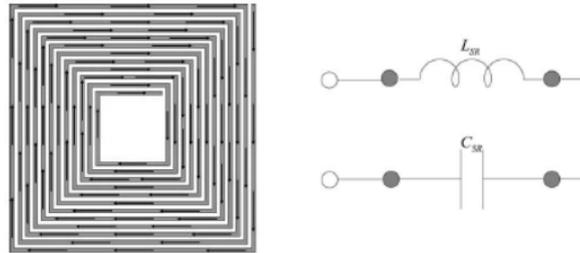


Figura 20: Modelo SR e seu circuito equivalente [12]

As expressões da indutância  $L_{SR}$  e da capacitância  $C_{SR}$  do circuito equivalente na Figura 20 definidas em [14] são:

$$C_{SR} = C_o \frac{1}{4(w + s)} \frac{N^2}{N^2 + 1} \sum_{n=1}^{N-1} \left[ l - \left( n + \frac{1}{2} \right) (w + s) \right]$$

$$L_{SR} = \frac{\mu_o}{2\pi} I_{avg}^{SR} \left[ 1 + \ln \left( \frac{l_{avg}^{SR}}{2w} \right) \right] \tag{65}$$

$$I_{avg}^{SR} = \frac{4lN - [2N(1 + N) - 3](s + w)}{N}$$

Onde  $N$  é o número de voltas,  $w$  a largura da trilha de condutor,  $s$  a separação entre as espiras e  $l$  o comprimento da espira mais externa.

Ao comparar o fator de qualidade entre células MSRR e células SR, em função do número de anéis  $N$ , com o mesmo comprimento do anel externo, mesma largura do condutor e separação, o fator de qualidade para SR é de 2 a 3 vezes maior do que o fator de qualidade do MSRR [14]. Um valor alto de  $Q$  implica em uma banda estreita de frequência, enquanto que para obter bandas mais largas o valor de  $Q$  diminui.

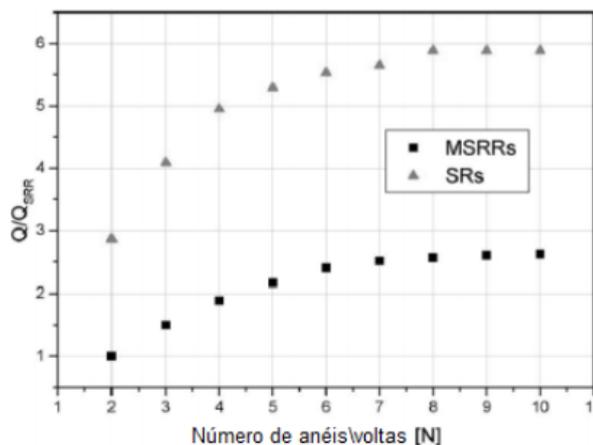


Figura 21: Comparação entre o fator de qualidade para MSRR e SR em função do número de anéis/voltas  $N$  [14]

#### 4 Projeto das Lentes de Campo Próximo

Para este trabalho, é mais adequado a escolha de células SR, dado que seu fator de qualidade é maior que a do SRR, para as mesmas dimensões.

A frequência de operação da tag é de 13.56 MHz. Em função disso as dimensões da célula SR devem ser tais para que armazene campo magnético o suficiente para ter uma indutância alta. Mas os sistemas reais tem limitação em tamanho. Para que o resultado deste trabalho possa ser utilizado no sistema de transporte (ônibus ou metrô) buscou-se fazer o maior possível dentro do limite do razoável de alguns centímetros. Portanto utilizou-se capacitores interdigitais para ajustar a frequência e esse ajuste foi feito por tentativa e erro, experimentalmente.

Dado que o objetivo do trabalho é focalizar o campo próximo, deve-se amplificar o campo magnético. Portanto o meio deve ser  $\mu$ -Negativo.

A lente foi fabricada em uma placa FR4.

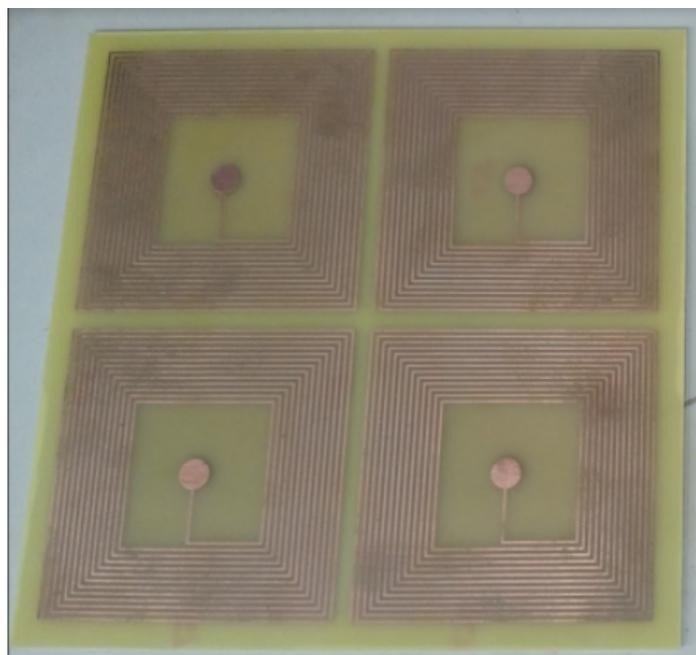


Figura 22: Protótipo da lentes de campo próximo de MTM (plano superior)

Parâmetros do protótipo:

- $s = 1.0008 \text{ mm}$
- $w = 0.5994 \text{ mm}$
- $l = 7.6 \text{ cm}$
- Período da rede (distância entre o centro das células da unidade) =  $8.1 \text{ cm}$
- $N = 13$

Características elétricas do FR4:

- $\rho = 10 \mu\Omega \text{ mm}$
- $\epsilon_r = 4.5$
- $\delta = 0.01$
- $w = 1.5 \text{ mm}$
- $e_d = 1 \text{ mm}$
- $e_c = 35 \mu\text{m}$

Onde  $e_d$  e  $e_c$  são as espessuras do dielétrico e da metalização, respectivamente.

O comprimento total do condutor  $L$  e a área  $A$ :

- $L = 2850\text{mm}$
- $A = 0.02098\text{ mm}^2$

A resistência elétrica da espira pode ser calculada:

$$R = \frac{\rho L}{A} = 1.358\Omega \quad (66)$$

Utilizando o modelo do SR apresentado na Eq. 65, a indutância e a capacitância podem ser calculadas. No Anexo A, se encontra o código do Matlab para o cálculo  $L_{SR}$  e  $C_{SR}$ .

- $L_{SR} = 0.3311\ \mu\text{H}$
- $C_{SR} = 2.1323\ \text{nF}$

Com os valores da indutância e capacitância encontrados, determinam-se a frequência de ressonância e o fator de qualidade  $Q$ :

- $f_o = 37.634\ \text{MHz}$
- $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L_{SR}}{C_{SR}}} = 9$

Como vemos, neste tamanho de célula a frequência de ressonância é aproximadamente 40 MHz, portanto houve a necessidade de se incluir no plano inferior capacitores interdigitais para reduzir a frequência, ilustrado na Figura 23. Com os capacitores interdigitais na parte inferior do MTM as células unitárias não ficam muito grandes. Tornando possível a implementação da lente de MTM em sistemas reais.

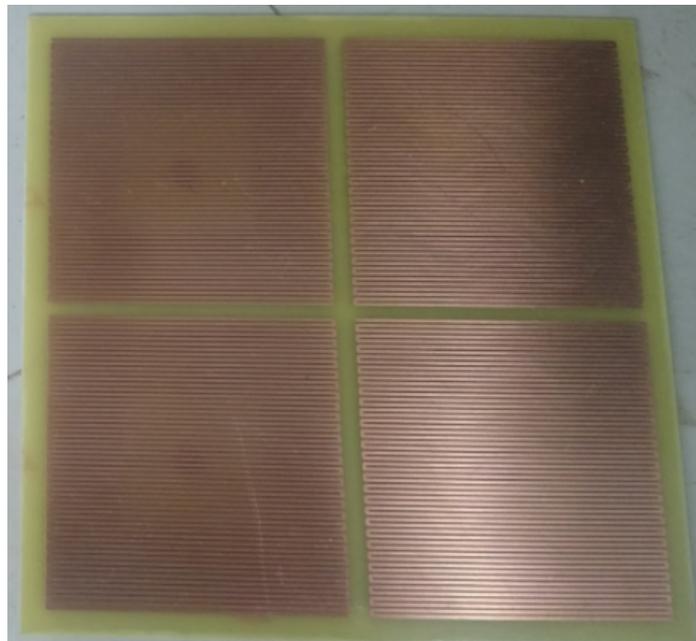


Figura 23: Protótipo da lentes de campo próximo de MTM (plano inferior)

## 5 Simulação Numérica

As simulações foram realizadas no software Agilent ADS. Através do método numérico Método dos Momentos, foram obtidos os resultados que serão apresentados.

As simulações têm a finalidade de caracterizar o dispositivo antes de fabricá-lo, o que reduz os custos.

Nas simulações, para as antenas do leitor e do elemento passivo foram consideradas duas bobinas (fios de cobre de 18 AWG) de 10cm de diâmetro, com separação de 75mm. Como a lente de MTM opera em 13.56 MHz as simulações foram feitas no intervalo de 5 MHz a 50 MHz.

### a Agilent Advanced Design System (ADS)

Advanced Design System (ADS) é um software de automação de design eletrônico produzido pela Agilent EEs of EDA. Disponibiliza um ambiente de design integrado para designers de produtos eletrônicos de RF, como telefones celulares, redes sem fio, comunicações por satélite, sistemas de radar e links de dados de alta velocidade.

O Agilent ADS suporta todas as etapas do processo de projeto - design esquemático, layout, simulações no domínio de frequência e no domínio do tempo e simulação de campo eletromagnético - permitindo que o engenheiro caracterize e otimize completamente um projeto de RF sem alterar ferramentas.

As simulações desse trabalho foram feitas no simulador integrado ao ADS *Momentum 3D Planar EM* baseado no Método dos Momentos (MoM). O simulador *Momentum* é usado para modelagem e análise de circuitos passivos. O Método dos Momentos transforma uma equação diferencial em um sistema de equações algébricas se baseia nas técnicas numéricas integrais para solucionar problemas físicos a partir de sua modelagem em termos de equações integrais.

b Configuração 1: sem lente de MTM

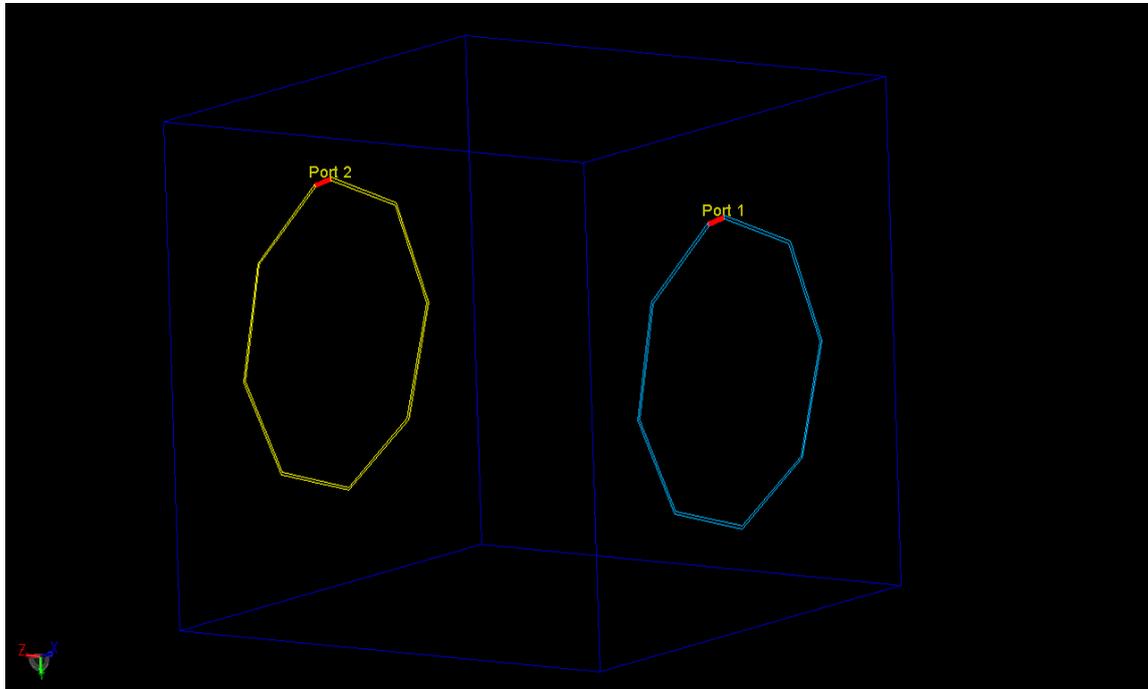


Figura 24: Vista 3D das bobinas sem lente de MTM

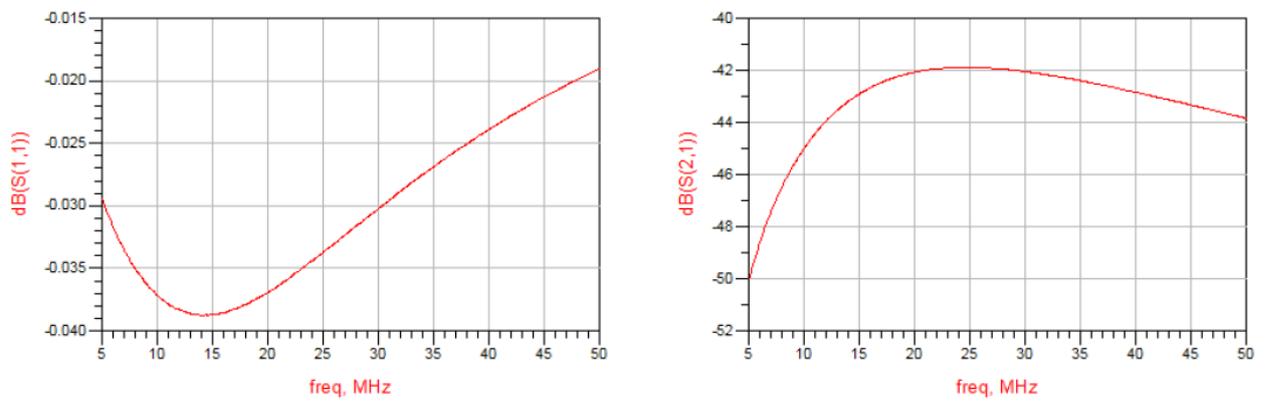


Figura 25: Parâmetros S da configuração sem lente de MTM:  $S_{11}$  (esquerda) e  $S_{21}$  (direita)

c Configuração 2: lente de MTM posicionada a 75mm das bobinas

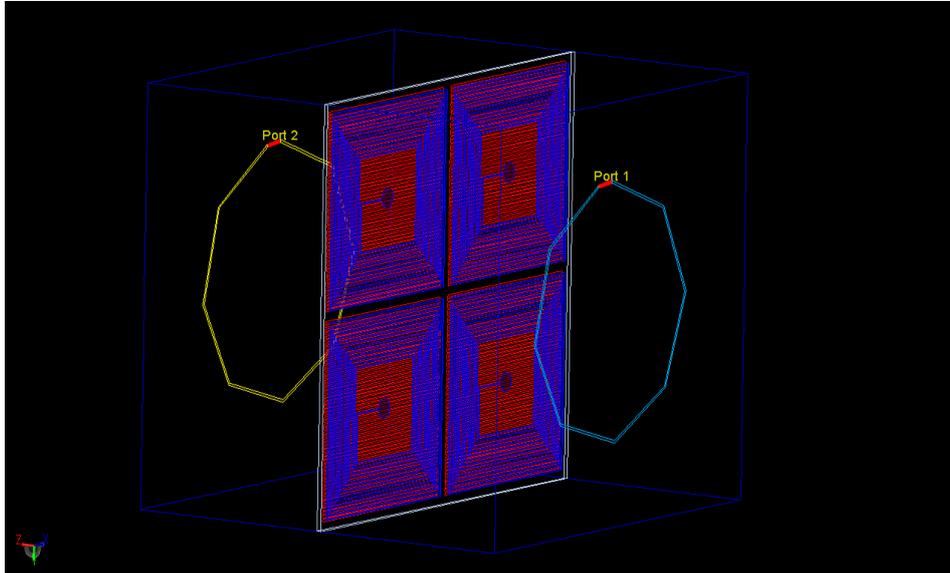


Figura 26: Vista 3D das bobinas com a lente de MTM

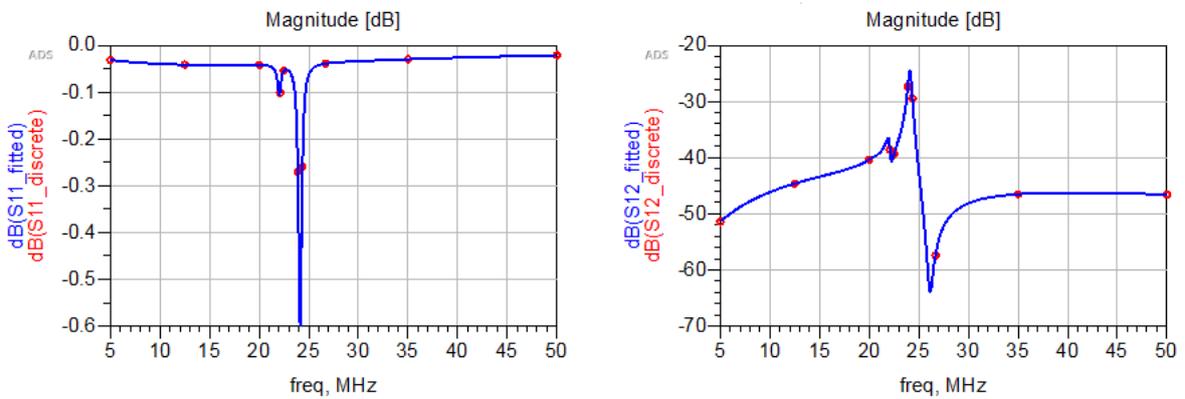


Figura 27: Parâmetros S da configuração com lente de MTM:  $S_{11}$  (esquerda) e  $S_{12}$  (direita)

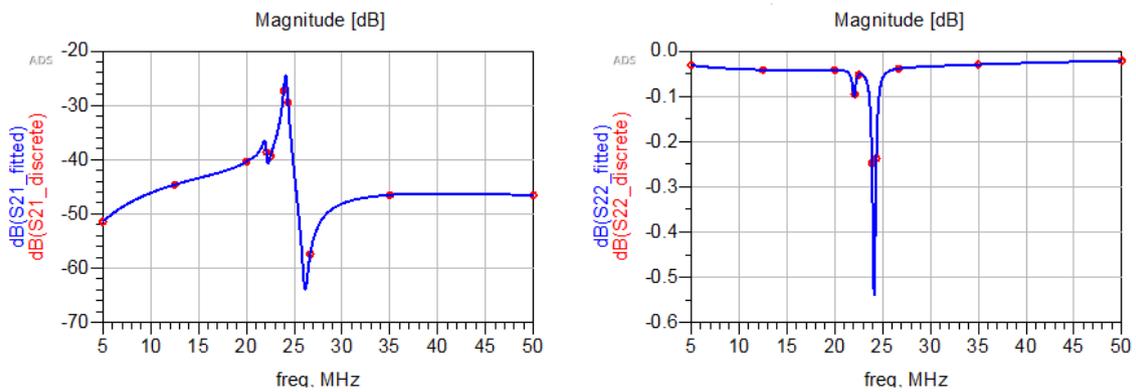


Figura 28: Parâmetros S da configuração com lente de MTM:  $S_{21}$  (esquerda) e  $S_{22}$  (direita)

## d Simulação da permeabilidade efetiva em função dos parâmetros [S]

A permeabilidade efetiva de um meio pode ser obtida através dos parâmetros [S], dado que estes estão em função do coeficiente de transmissão  $T$  e do coeficiente de reflexão  $\Gamma$ .

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{\Gamma(1 - T^2)}{1 - T^2\Gamma^2} \\ S_{21} &= \frac{T(1 - \Gamma^2)}{1 - T^2\Gamma^2} \end{aligned} \quad (67)$$

Portanto, o coeficiente de transmissão  $T$  e o coeficiente de reflexão  $\Gamma$  podem ser representados pelos parâmetros [S] [20].

$$\Gamma = K^2 \pm \sqrt{K^2 - 1} \quad (68)$$

Onde,

$$\begin{aligned} K &= \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}} \\ T &= \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \end{aligned} \quad (69)$$

Na Eq. 68 o sinal de menos ou de mais deve ser escolhido de tal forma que  $|\Gamma| < 1$ . A constante de propagação pode ser escrita como:

$$\gamma = \frac{\ln(1/T)}{D} \quad (70)$$

onde  $D$  é a distância entre as bobinas.

Portanto, a permeabilidade efetiva pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} \mu_r &= \frac{\gamma}{\gamma_o} \left( \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right) \\ \gamma_o &= j \frac{2\pi}{\lambda_o} \end{aligned} \quad (71)$$

Para compensar outros efeitos e obter a permeabilidade relativa apenas do MTM, deve-se retirar o valor da permeabilidade relativa do sistema sem o MTM [22]:

$$\mu_{r,MTM} = \frac{\gamma}{\gamma_o} \left( \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right) - \mu_{r,o} \quad (72)$$

onde  $\mu_{r,o}$  é a permeabilidade relativa do sistema sem o MTM.

O resultado obtido na Figura 29 mostra que na frequência de ressonância o MTM apresenta a parte real da permeabilidade negativa, de acordo com a teoria.

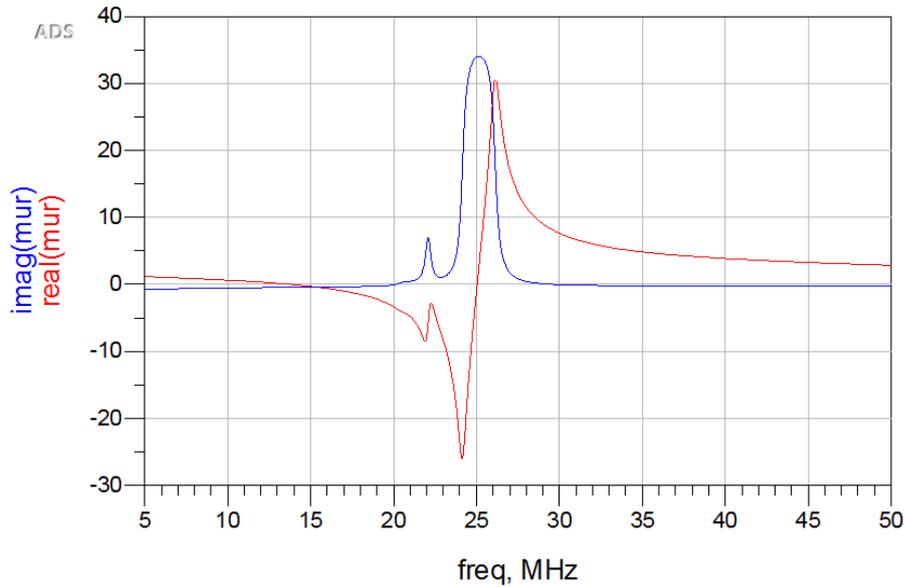


Figura 29:  $\mu$  relativo: parte real (curva vermelha) e parte imaginária (curva azul)

## e Resultados

É possível observar através do parâmetro  $S_{21}$  da configuração sem MTM (Fig. 25) e da configuração com MTM (Fig. 28) um ganho de aproximadamente 20 dB na transmissão ao adicionar a lente de MTM entre as bobinas.

Como pode se observar nas Figuras 27 e 28, há uma pequena discrepância em relação à frequência de ressonância no resultado obtido na simulação numérica e no resultado obtido analiticamente, dado que a lente de MTM foi projetada para 13.56 MHz e foi observado a amplificação dos modos em aproximadamente 24 MHz. Uma possível causa para essa diferença pode ocorrer dado que a simulação pelos Método dos Momentos é um modelo simplificado tornando o resultado pouco preciso.

É possível verificar que na frequência de ressonância o MTM apresenta a parte real da permeabilidade negativa, de acordo com a teoria.

## 6 Parte Experimental

### a Analisador Vetorial de Rede (VNA)

Analisador Vetorial de Rede, ou em inglês *Vector Network Analyser (VNA)* é um instrumento que mede os parâmetros de rede de redes elétricas. Normalmente são usados para medir os parâmetros [S], pois a reflexão e a transmissão de redes elétricas são fáceis de medir em altas frequências. Porém, também são usados para medir outros conjuntos de parâmetros de rede tais como: como parâmetros Y, parâmetros Z e parâmetros H. Os analisadores de rede são freqüentemente usados para caracterizar dispositivos de duas portas, como amplificadores e filtros.

Na Figura 30 está o VNA usado neste trabalho: Hewlett Packard de 300 MHz - 3000 MHz.

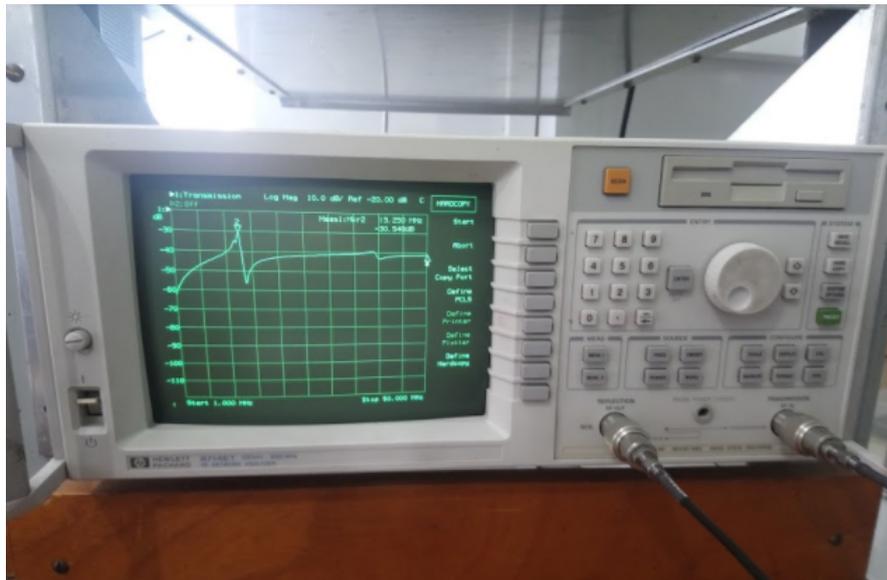


Figura 30: Analisador Vetorial de Rede

## b Determinação empírica da frequência de ressonância

Uma vez que a frequência de ressonância obtida na simulação numérica está em desacordo com a do projeto, a frequência de ressonância foi determinada empiricamente. Utilizando o Analisador Vetorial de Rede (VNA) com a mesma configuração da simulação: a lente de MTM entre duas bobinas separadas de 15cm, foi possível caracterizar a frequência de ressonância da lente de MTM. A Figura 31 demonstra a configuração experimental:

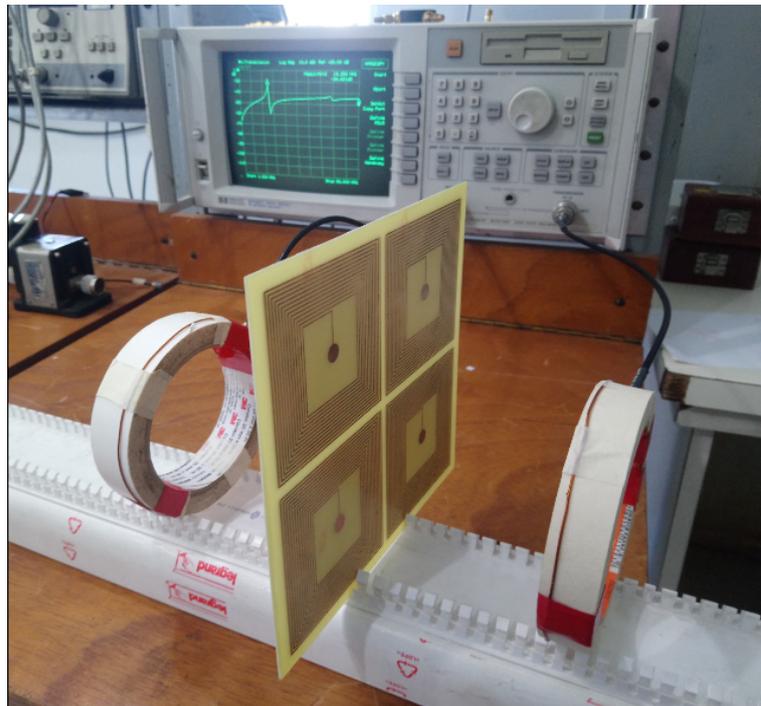


Figura 31: Configuração experimental para determinação empírica da frequência de ressonância

Coletando os dados de saída do VNA foi possível obter os gráficos com os resultados. Na Figura 32 a seguir podemos observar um ganho de potência na frequência de 13.25 MHz, bem próximo do esperado. A curva azul mostra o ganho de potência obtido com a lente de MTM. Para efeito comparativo, a curva em vermelho mostra a curva de potência transmitida apenas com as bobinas, sem a lente de MTM.

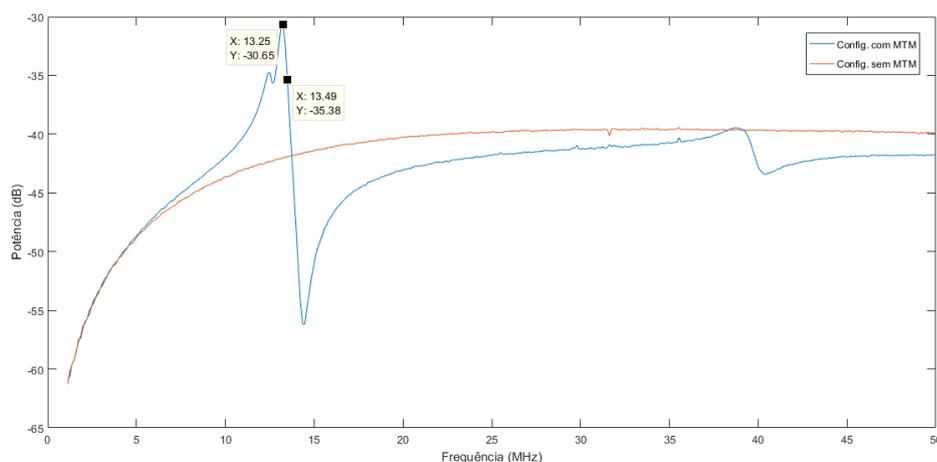


Figura 32: Resultado da determinação empírica da frequência de ressonância

### c Identificação de smartcards

Neste trabalho foi considerado como método de indentificação a tecnologia de Comunicação a Curta Distância ou, em inglês Near Field Communication (NFC). Atualmente, os celulares *smartphones* são equipados com sensores NFC. Para a parte experimental da identificação de *smartcards* foi utilizado o *smartphone* Sony Xperia XA1, cuja área de detecção de NFC está localizada na parte traseira do dispositivo ilustrado na Figura 33. Os *smartcards* utilizados foram os cartões de transporte do Metrô Rio. A identificação do cartão foi feita utilizando o aplicativo *NFC ReTag*.



Figura 33: Área de detecção NFC (em azul) do Sony Xperia XA1

### 1 Identificação sem lente de MTM

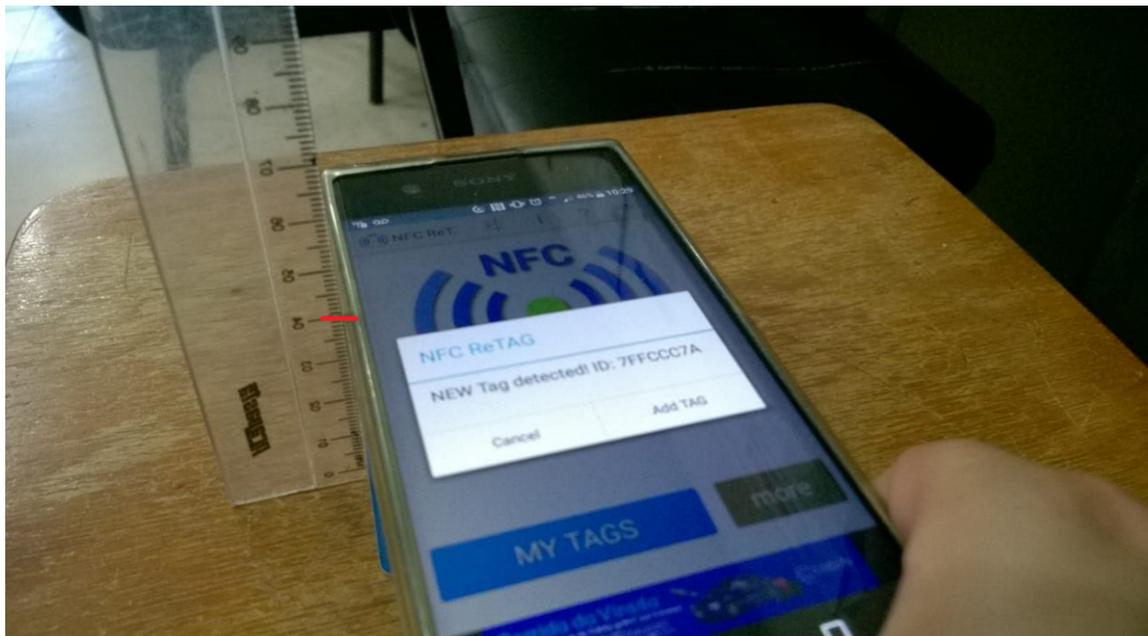


Figura 34: Identificação do *smartcard* com o aplicativo *NFC ReTag* sem a lente de MTM

## 2 Identificação com lente de MTM

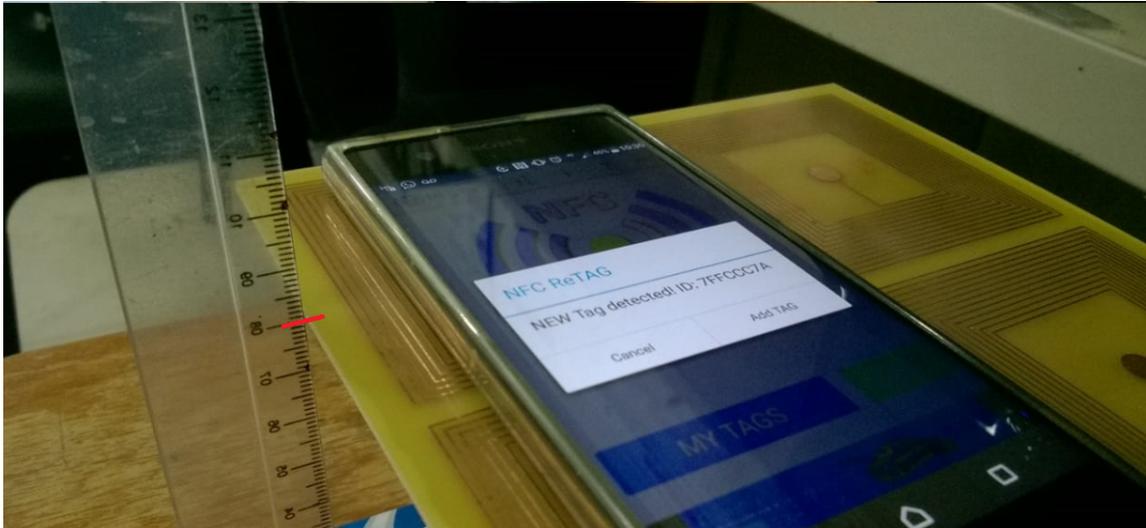


Figura 35: Identificação do *smartcard* com o aplicativo *NFC ReTag* com a lente de MTM

### d Resultados

O resultado obtido na determinação empírica da frequência de ressonância mostrou-se bastante satisfatório. No projeto a lente de MTM amplifica os modos em torno de 13.5 MHz. Comparando as curvas da Figura 32, um ganho de 11.36 dB é observado em 13.25 MHz.

Ao comparar as Figuras 34 e 35 vemos que é possível identificar o cartão com a lente de MTM a uma distância de 8cm, enquanto que sem a lente de MTM o cartão foi identificado a uma distância de 4cm. Portanto, utilizando a lente de MTM e mantendo a mesma potência de transmissão do leitor NFC foi possível dobrar a distância para identificar o cartão. A lente de MTM equivale a um ganho de 3 dB na potência de transmissão.

A diferença entre o ganho de potência de 11.36 dB observado nas curvas obtidas no VNA e o ganho de 3 dB observado na identificação do cartão deve-se a diferença de tamanho entre a bobina da configuração experimental e a bobina do sensor NFC do *smartphone*. Pelo fato da bobina do sensor NFC ser menor um menor fluxo magnético é focalizado pela lente.

	Distância (cm)
Sem lente MTM	4
Com lente MTM	8

Tabela 4: Resultado na identificação do *smartcard*

## 7 Conclusão

### a Principais Resultados

Os principais resultados obtidos nesse trabalho foram:

- Os resultados obtidos no VNA confirmam que o elemento capacitivo desloca a frequência de ressonância de  $f_o = 37.63$  MHz para 13.25 MHz e que a amplificação dos modos ocorre em 13.25 MHz;
- Na frequência de ressonância o MTM apresenta a parte real da permeabilidade negativa, de acordo com a teoria;
- Foi possível aumentar a distância efetiva de operação do sensor NFC com a lente de MTM.

### b Trabalhos Futuros

Trabalhos futuros que podem ser feito a partir desse trabalho:

- Simulação no ADS utilizando o Método dos Elementos Finitos (FEM) e a simulação de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD) com o intuito de obter resultados mais precisos.
- Fazer um estudo mais aprofundado para calcular o fator de qualidade  $Q$ , dado que para o tipo de célula SR abordado nesse trabalho a fórmula conhecida pode não ser adequada;
- Desenvolver lente de MTM para operar nos sistemas de RFID de banda UHF (Ultra High Frequency) com faixa de frequência entre 300 MHz e 3 GHz. Nessa aplicação a lente de MTM deve ter as seguintes características:
  - Focalizar o campo próximo e o campo distante;
  - Ser independente da polarização para que a identificação da tag possa ocorrer independente da sua orientação, ao contrário da identificação por NFC que precisa do contato entre leitora e tag;
  - Ser capaz de amplificar os modos evanescentes e os modos irradiados para melhorar a eficiência na identificação de várias tags e aumentar a distância efetiva de operação.

## Referências

- [1] C. A. Dartor. O teorema de poynting e conservação da energia. [Online]. Available: [http://www.eletrica.ufpr.br/cadartora/Documentos/TE053/04-Teorema\\_de\\_Poynting.pdf](http://www.eletrica.ufpr.br/cadartora/Documentos/TE053/04-Teorema_de_Poynting.pdf)
- [2] D. R. Smith, J. B. Pendry, and M. C. K. Wiltshire, "Metamaterials and negative refractive index." *Science*, vol. 305, pp. 788–792, 2004.
- [3] D. SMITH and J. PENDRY, "Homogenization of metamaterials by field averaging." *Optical Society of America*, vol. 23, no. 3, pp. 391–403, 2006.
- [4] N. Engheta and R. Ziolkowski, *METAMATERIALS Physics and Engineering Explorations*. IEEE Press, 2006.
- [5] D. R. Smith and N. Kroll, "Negative Refractive Index in Left-Handed Materials." *Physical Review Letters*, vol. 85, no. 14, pp. 2933–2936, 2000.
- [6] J. B. Pendry, "Negative refraction makes a perfect lens." *Physical Review Letters*, vol. 85, no. 18, pp. 3966–3969, 2000.
- [7] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced non-linear phenomena." *IEEE Transactions*, vol. 47, no. 11, 1999.
- [8] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, "Experimental Verification of a Negative Index of Refraction." *Science*, vol. 292, pp. 77–79, 2001.
- [9] F. Capolino, *Theory and Phenomena of Metamaterials*. CRC Press Taylor Francis Group, 2009.
- [10] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ ." *Soviet Physics Uspekhi*, vol. 509, 1968.
- [11] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity." *Physical Review Letters*, vol. 84, no. 18, pp. 4184–4187, 2000.
- [12] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. M. Sillero, F. F. T. Lopetegui, M. A. G. Laso, J. García-García, I. Gil, M. F. Portillo, and M. Sorolla, "Equivalent-Circuit Models for Split-Ring Resonators and Complementary Split-Ring Resonators Coupled to Planar Transmission Lines." *IEEE Transaction*, vol. 53, no. 5, pp. 1451–1461, 2005.
- [13] R. Marqués, F. Mesa, J. Martel, and F. Medina, "Comparative Analysis of Edge- and Broadside Coupled Split Ring Resonators for Metamaterial Design—Theory and Experiments." *IEEE Transaction*, vol. 51, no. 10, 2003.
- [14] F. Bilotti, A. Toscano, and L. Vegni, "Design of Spiral and Multiple Split-Ring Resonators for the Realization of Miniaturized Metamaterial Samples." *IEEE Transaction*, vol. 55, no. 8, pp. 2258–2265, 2007.
- [15] R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, *Metamaterials with Negative Parameters*. John Wiley Sons, Inc, 2008.
- [16] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Eletromagnetics*. John Wiley Sons, Inc, 1989.
- [17] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Eletromagnetics Fields*. McGraw-Hill, Inc, 1961.
- [18] O que é rfid. [Online]. Available: <https://taggen.com.br/o-que-e-rfid/>
- [19] Y. Lee. Antenna circuit design for rfid applications. [Online]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00710c.pdf>
- [20] E. Ekmekci and G. Turhan-Sayan, "Investigation of effective permittivity and permeability for a novel v-shaped metamaterial using simulated s-parameters." *Research Gate*, 2007.
- [21] G. Singh, Rajni, and A. Marwaha, "A Review of Metamaterials and its Applications ." *International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT)*, vol. 19, no. 6, 2015.
- [22] J. V. de Almeida, "Virtual Magnetics Transmission Lines," Master's thesis, PUC-Rio, Brasil, 2017.

## A Apêndice

### a Código do cálculo da impedância $L_{SR}$ e capacitância $C_{SR}$

Para o cálculo da impedância  $L_{SR}$  e capacitância  $C_{SR}$  da espira foi utilizado o programa *Matlab*.

```
clear all;
close all;

l = 0.076;
N = 13;
s = 0.001;
w = 0.0005994;
ep0 = 8.85418782*10^(-12);
mu0 = 1.256637 *10^(-6);

syms t;
k = (0.5*s)/(w+0.5*s);
K = @(y) int(1/sqrt(1-k^2*sin(t)^2),t,0,y);

C0 = ep0*(K(sqrt(1-k^2)))/(K(k));
C0 = double(C0)

f = @(x) l-(x + 0.5).*(w+s);
A = 1:N-1;
F = f(A);
G = sum(F);

C_SR = (C0 * N^2)/(4*(w+s)*(N^2+1)) * G

l_avg = (4*l*N - (2*N*(1+N) - 3)*(s+w))/(N);
L_SR = (mu0)/(2*pi)*l_avg*(1+log((l_avg)/(2*w)))

f_0 = 1/(sqrt(C_SR*L_SR))
```