

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO  
CENTRO TECNOLÓGICO  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PROJETO DE GRADUAÇÃO**

**RENAN BAIA CORRÊA**

***ANTENNA DESIGNER* BASEADO NO MÉTODO DA FEM  
INDUZIDA**

VITÓRIA  
2021

RENAN BAIA CORRÊA

***ANTENNA DESIGNER* BASEADO NO MÉTODO DA FEM INDUZIDA**

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno **Renan Baia Corrêa**, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Profa. Dra. Maria José Pontes

VITÓRIA  
2021

RENAN BAIÁ CORRÊA

***ANTENNA DESIGNER BASEADO NO MÉTODO DA FEM INDUZIDA***

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno **Renan Baia Corrêa**, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Aprovada em 15 de outubro de 2021.

**COMISSÃO EXAMINADORA:**

*Maria José Pontes*

---

**Profa. Dra. Maria José Pontes**  
**Universidade Federal do Espírito Santo**  
**Orientadora**

*M. J. Pontes*

---

**Prof. Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto**  
**Universidade Federal do Espírito Santo**  
**Examinador**

*Carlos E. A. Castellani*

---

**Prof. Dr. Carlos Eduardo Schmidt**  
**Castellani**  
**Universidade Federal do Espírito Santo**  
**Examinador**

À Deus, por me dar a vida. Aos meus pais, por sempre estarem ao meu lado.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço a Deus por ter me dado a vida e por ter me abençoado em todos momentos mais difíceis. Agradeço aos meus pais por serem a base para que eu pudesse crescer em todos os sentidos, sendo eles os principais responsáveis por eu estar aqui realizando o presente trabalho. Também agradeço à minha namorada por compreender as longas horas que gastei a frente do computador implementando o presente trabalho, além de me apoiar em todos os momentos difíceis.

Agradeço à professora Maria José Pontes e ao professor Antônio Manoel Frasson por sempre me atenderem quando solicitei e me apoiarem no presente trabalho.

## RESUMO

O presente projeto de graduação do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Espírito Santo (UFES) utiliza os conhecimentos em cálculo, eletromagnetismo e programação adquiridos no curso, com a finalidade de dimensionar antenas capazes de amplificar sinais de telefonia móvel e *Wi-Fi* nas frequências entre 700 MHz e 2600 MHz, utilizando o Método da FEM (Força Eletromotriz) Induzida. O objetivo geral é partir de conceitos teóricos, considerando os conceitos de Teoria de Antenas para estabelecer um equacionamento que permite descrever os parâmetros fundamentais da antena dimensionada, sendo este equacionamento implementado em um programa executável contendo uma interface gráfica em que o usuário pode escolher a frequência de operação da antena desejada, número de elementos, etc. A rotina implementada resultou em um produto de *software* criado pelo autor denominado por “*Antenna Designer*”. A fim de conferir e validar os resultados obtidos pelo dimensionamento realizado pelo *Antenna Designer*, utilizou-se o *software* 4NEC2 que é baseado no *Numerical Electromagnetics Code* (NEC), sendo este implementado a partir do Método dos Momentos aplicado à Equação Integral de Hallén. Tal método (Método dos Momentos) fornece os parâmetros fundamentais da antena de forma mais precisa pois este encontra a exata distribuição de corrente ao longo da antena, quando comparado com o Método da FEM Induzida, que serve como uma aproximação a qual supõe uma distribuição de corrente senoidal ao longo da antena que funciona melhor para conjuntos de elementos lineares com diâmetro muito menor que o comprimento de onda da frequência de operação da antena.

Palavras-chave: Antenas. *Design*. NEC. Método da FEM Induzida.

## ABSTRACT

The present graduation project developed in the Electrical Engineering course at the Universidade Federal do Espírito Santo (UFES) applies the knowledge of calculus, electromagnetism and programming acquired during the course, in order to design antennas capable of amplifying mobile telephony and Wi-Fi signals in the frequencies between 700 MHz and 2600 MHz, using Induced EMF (Electromotive Force) Method. The general objective is starting from theoretical concepts, considering the concepts of Antenna Theory to establish an equation that allows describing the fundamental parameters of the designed antenna. These equations will be implemented in an executable program containing a graphical interface where the user can choose the operating frequency of the desired antenna, number of elements, etc. The implemented routine resulted in a software product created by the author called "*Antenna Designer*". In order to check and validate the results obtained by the design performed with *Antenna Designer*, the 4NEC2 software was used, which is based on the Numerical Electromagnetics Code (NEC). Furthermore, 4NEC2 is implemented from the Method of Moments applied to the Hallén's Integral Equation. Such method (Method of Moments) provides the fundamental parameters of the antenna more precisely because it finds the exact current distribution along the antenna, when compared to the Induced EMF Method, which serves as an approximation which assumes a sinusoidal current distribution along the antenna. This approximation works better for arrays of linear elements with a diameter much smaller than the wavelength of the antenna's operating frequency.

Keywords: Antennas. *Design*. NEC. Induced EMF Method.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Visualização bidimensional dos dipolos infinitesimais .....	17
Figura 2 – Conjunto colinear de 10 elementos .....	19
Figura 3 – Vista superior do conjunto colinear de 10 elementos .....	20
Figura 4 – Interpretação geométrica da Regra dos Trapézios .....	21
Figura 5 – Visualização bidimensional dos dipolos de comprimento finito .....	23
Figura 6 – Rede de N portas .....	26
Figura 7 – Rede de duas portas.....	26
Figura 8 – Tensão e corrente de entrada em uma antena.....	28
Figura 9 – Interpretação física do coeficiente de reflexão.....	30
Figura 10 – Distribuição de corrente ao longo do elemento linear .....	33
Figura 11 – Definição de ganho de uma antena .....	37
Figura 12 – Visualização do <i>App Designer</i> .....	39
Figura 13 – Interface do <i>Antenna Designer</i> .....	40
Figura 14 – Projeto da Antena para E-GSM Banda 8 .....	43
Figura 15 – Comparação da curva de ganho da Antena para E-GSM Banda 8 .....	44
Figura 16 – Comparação da curva do coeficiente de reflexão da Antena para E-GSM Banda 8 .....	45
Figura 17 – Projeto da Antena para UMTS Banda 1 .....	46
Figura 18 – Comparação da curva de ganho da Antena para UMTS Banda 1 .....	47
Figura 19 – Comparação da curva do coeficiente de reflexão da Antena para UMTS Banda 1 .....	48
Figura 20 – Projeto da Antena para UMTS Banda 5.....	49
Figura 21 – Comparação da curva de ganho da Antena para UMTS Banda 5.....	50
Figura 22 – Comparação da curva do coeficiente de reflexão da Antena para UMTS Banda 5 .....	51
Figura 23 – Projeto da Antena para LTE Banda 28 .....	52
Figura 24 – Comparação da curva de ganho da Antena para LTE Banda 28.....	53
Figura 25 – Comparação da curva de coeficiente de reflexão da Antena para LTE Banda 28 .....	54
Figura 26 – Projeto da Antena para <i>Wi-Fi</i> .....	55
Figura 27 – Comparação da curva de ganho da Antena para <i>Wi-Fi</i> .....	56
Figura 28 – Comparação da curva do coeficiente de reflexão da Antena para <i>Wi-Fi</i> .....	57

## LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Entradas do programa .....	41
Quadro 2 – Saídas do programa .....	41
Quadro 3 – Canais de comunicação .....	42
Quadro 4 – Comparação dos valores obtidos da Antena para E-GSM Banda 8 .....	44
Quadro 5 – Comparação dos valores obtidos da Antena para UMTS Banda 1.....	47
Quadro 6 – Comparação dos valores obtidos da Antena para UMTS Banda 5.....	50
Quadro 7 – Comparação dos valores obtidos da Antena para LTE Banda 28 .....	53
Quadro 8 – Comparação dos valores obtidos da Antena para <i>Wi-Fi</i> .....	56

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

2G	Segunda geração de padrões e tecnologias de rede móvel
3G	Terceira geração de padrões e tecnologias de rede móvel
4G	Quarta geração de padrões e tecnologias de rede móvel
4NEC2	<i>Numerical Electromagnetics Code based antenna modeler and optimizer</i>
E-GSM	<i>Extended Global System for Mobile Communications</i>
FEM	Força Eletromotriz
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
MATLAB	<i>Matrix Laboratory</i>
NEC	<i>Numerical Electromagnetics Code</i>
UFES	Universidade Federal do Espírito Santo
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications System</i>
Wi-Fi	Classe de dispositivos de rede local sem fio
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$j$	Unidade imaginária (adimensional)
$c$	Velocidade da luz no vácuo (m/s)
$k$	Número de onda (rad/m)
$f$	Frequência da fonte de tensão senoidal (Hz)
$\mu$	Permeabilidade magnética do vácuo (H/m)
$\varepsilon$	Permissividade elétrica do vácuo (F/m)
$\omega$	Frequência angular (rad/s)
$\eta$	Impedância intrínseca do vácuo ( $\Omega$ )
$\vec{A}$	Vetor potencial magnético (Wb/m)
$\vec{E}$	Vetor campo elétrico (V/m)
$\vec{H}$	Vetor campo magnético (A/m)
$\vec{W}_{rad}$	Vetor de Poynting médio ( $W/m^2$ )
$Z_{mn}$	Impedância mútua entre os elementos m e n ( $\Omega$ )
$Z_{in}$	Impedância de entrada ( $\Omega$ )
$V$	Tensão (V)
$I$	Corrente (A)
$P$	Potência (W)
$G(\theta)$	Ganho (adimensional)
$U(\theta)$	Intensidade de radiação (W/sr)
$\Gamma$	Coefficiente de reflexão (adimensional)
$l$	Comprimento do dipolo (m)
$AF$	Fator de arranjo (adimensional)
$L_N$	Comprimento do elemento N (m)
$d_{mn}$	Distância entre os elementos m e n (m)

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>13</b>
<b>2</b>	<b>OBJETIVOS .....</b>	<b>15</b>
<b>2.1</b>	<b>Objetivo Geral.....</b>	<b>15</b>
<b>2.2</b>	<b>Objetivos Específicos.....</b>	<b>15</b>
<b>3</b>	<b>REFERENCIAL TEÓRICO .....</b>	<b>16</b>
<b>3.1</b>	<b>Conjunto Colinear de N Elementos .....</b>	<b>16</b>
<b>3.2</b>	<b>Dimensões Aleatórias .....</b>	<b>20</b>
<b>3.3</b>	<b>Integração Numérica.....</b>	<b>21</b>
<b>3.4</b>	<b>Método da FEM Induzida.....</b>	<b>22</b>
<b>3.5</b>	<b>Matriz de Impedâncias.....</b>	<b>25</b>
<b>3.6</b>	<b>Tensão e Corrente de Entrada .....</b>	<b>27</b>
<b>3.7</b>	<b>Impedância de Entrada.....</b>	<b>28</b>
<b>3.8</b>	<b>Coefficiente de Reflexão .....</b>	<b>29</b>
<b>3.9</b>	<b>Distribuição de Corrente Senoidal em um Elemento Linear .....</b>	<b>30</b>
<b>3.10</b>	<b>Vetor Potencial Magnético Gerado por N Fontes de Corrente.....</b>	<b>33</b>
<b>3.11</b>	<b>Campo Elétrico Gerado pelo Vetor Potencial Magnético.....</b>	<b>35</b>
<b>3.12</b>	<b>Intensidade de Radiação .....</b>	<b>35</b>
<b>3.13</b>	<b>Ganho.....</b>	<b>36</b>
<b>4</b>	<b>METODOLOGIA E ETAPAS DE DESENVOLVIMENTO .....</b>	<b>38</b>
<b>4.1</b>	<b>Metodologia.....</b>	<b>38</b>
<b>4.2</b>	<b>Etapas de Desenvolvimento .....</b>	<b>38</b>
<b>5</b>	<b>RESULTADOS E ANÁLISE.....</b>	<b>40</b>
<b>5.1</b>	<b>Simulações .....</b>	<b>40</b>
<b>5.1.1</b>	<b>Antena para E-GSM Banda 8 – 900 MHz.....</b>	<b>43</b>
<b>5.1.2</b>	<b>Antena para UMTS Banda 1 – 2100 MHz .....</b>	<b>46</b>
<b>5.1.3</b>	<b>Antena para UMTS Banda 5 – 850 MHz .....</b>	<b>49</b>
<b>5.1.4</b>	<b>Antena para LTE Banda 28 – 700 MHz.....</b>	<b>52</b>
<b>5.1.5</b>	<b>Antena para WLAN 2.4 GHz (802.11b) – Canal 6 .....</b>	<b>55</b>
<b>5.2</b>	<b>Análise.....</b>	<b>58</b>

<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO E PROJETOS FUTUROS.....</b>	<b>59</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>60</b>

# 1 INTRODUÇÃO

A história das antenas se inicia em 1865, ano em que James Clerk Maxwell unificou as teorias de eletricidade e magnetismo e representou a natureza de suas relações através de um conjunto de equações conhecidas como Equações de Maxwell. Neste estudo publicado por Maxwell, conhecido como *A Dynamical Theory of the Electromagnetic Field*, ele demonstra que a luz era uma onda eletromagnética e que, tanto a luz como as ondas de rádio, se propagam por meio de perturbações de onda de mesma velocidade (BALANIS, 2005).

Em 1886, o Professor Heinrich Rudolph Hertz criou o primeiro sistema eletromagnético sem fio da história. Em seu laboratório ele produziu uma centelha com comprimento de onda de 4 metros, nos terminais de um dipolo transmissor de meia onda, a qual foi detectada como uma centelha nos terminais de uma espira próxima (BALANIS, 2005).

Somente em 1901 Guglielmo Marconi foi capaz de enviar sinais através de longas distâncias, quando realizou a primeira transmissão transatlântica, de Poldhu, na Inglaterra, a Newfoundland, no Canadá. Sua antena transmissora consistia em 50 fios verticais, na forma de um leque, conectados à terra através de um transmissor centelhador. Os fios eram suportados horizontalmente por um tirante entre dois postes de madeira de 60 metros. A antena receptora no Canadá consistia em um fio de 200 metros estendido e sustentado por uma pipa (BALANIS, 2005). Este experimento iniciou uma grande corrida que buscava o *design* de antenas cada vez melhores, com ganho maior e menores dimensões para evitar custos altíssimos.

Percebe-se, com os experimentos citados anteriormente, que as antenas podem ser utilizadas para transmissão e recepção de sinais elétricos, ou seja, uma antena é o dispositivo intermediário entre uma linha de transmissão e o espaço livre. Na prática, qualquer objeto metálico pode servir como uma antena, porém, chama-se de antena somente os objetos que possuem bons parâmetros fundamentais de antena como, por exemplo, diagrama de radiação, intensidade de radiação, largura de feixe, diretividade, ganho e impedância de entrada (BALANIS, 2005). A diferença entre um objeto metálico qualquer e uma antena está contida no fato de que tal objeto metálico não teve suas dimensões devidamente calculadas para obter bons parâmetros fundamentais de antena.

O que levou a escolha do tema do presente trabalho foi a possibilidade de projetar uma antena a partir de cálculos que podem ser resolvidos de forma numérica utilizando uma linguagem de programação. A linguagem de programação escolhida foi o MATLAB, pois tal *software* possui uma série de recursos que podem ajudar a obter as respostas de forma mais simples em relação a outras linguagens de programação.

O problema de pesquisa que motivou a realização deste trabalho consiste na baixa intensidade de sinais de radiofrequência em áreas rurais onde os sinais de telefonia móvel chegam de forma extremamente atenuada ou em locais onde os sinais dos transmissores *Wi-Fi* chegam de forma atenuada, reduzindo assim a velocidade de conexão da internet, prejudicando a navegação do usuário. Este problema de pesquisa possui potencial para aplicação prática, visto que os resultados obtidos fornecem as informações necessárias para a fabricação da antena projetada.

Uma das principais aplicações de uma antena é de amplificar sinais de radiofrequência como por exemplo sinais de telefonia móvel, tais como 2G, 3G e 4G, sendo que cada uma dessas tecnologias para comunicação móvel pode ser transmitida bandas de frequências diferentes. O sinal de telefonia móvel da terceira geração de tecnologia (3G), por exemplo, pode ser transmitido na Banda 5 (850 MHz) e na Banda 1 (2100 MHz), pode-se citar também o sinal de telefonia móvel da segunda geração de tecnologia (2G) transmitido na Banda 8 (900 MHz), ou seja, dadas essas frequências, é necessária a implementação de uma antena que possua bom ganho (maior que 10 dBi) que abranja essas faixas de frequências, além de ser necessário um bom coeficiente de reflexão (menor que -10 dB) para o sistema de 50  $\Omega$  (sistema mais comum para telefonia móvel).

Dadas tais aplicações, o *Antenna Designer* foi implementado, sendo este o responsável por realizar os cálculos de forma numérica. Obtém-se então os resultados com o projeto das antenas de frequência central escolhida pelo usuário, obtendo por fim suas dimensões, sendo assim possível sua implementação física.

## 2 OBJETIVOS

### 2.1 Objetivo Geral

Desenvolveu-se neste trabalho um programa implementado no *software* MATLAB, nomeado por “*Antenna Designer*”, o qual retornará como saída as dimensões da antena, como por exemplo, diâmetro, comprimento e distância entre os elementos da antena de frequência central escolhida pelo usuário, além das curvas de coeficiente de reflexão, ganho e diagrama de radiação da antena. Tal resultado foi validado por meio de testes no *software* comercial 4NEC2 que utiliza o Método dos Momentos, como citado anteriormente, para realizar os cálculos de campo elétrico, magnético, ganho, diagrama de radiação, impedância de entrada, etc.

### 2.2 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos foram:

- Implementar rotinas que resolvam as equações diferenciais e as integrais que descrevem os fenômenos de radiação eletromagnética para realizar o *design* de uma antena;
- Utilizar recursos computacionais para que seja possível a aplicação do cálculo numérico para resolver integrais complexas;
- Constatar a necessidade da amplificação de sinais de telefonia móvel de baixa intensidade em zonas rurais.

Com a verificação de tais resultados, mostra-se que é possível sair de algo estritamente teórico utilizando equações, derivadas e integrais, que serão resolvidas de forma numérica, fornecidas nos livros utilizados como referência teórica para obter resultados que façam uma previsão correta do que acontece na realidade.

### 3 REFERENCIAL TEÓRICO

Nesta seção, discute-se o embasamento teórico que possibilita o entendimento do presente trabalho. A ideia principal foi organizar as seções do Referencial Teórico na ordem de como foi raciocinado e implementado o *Antenna Designer*, ou seja, todo o raciocínio e lógica para sua criação seguem um início, meio e fim.

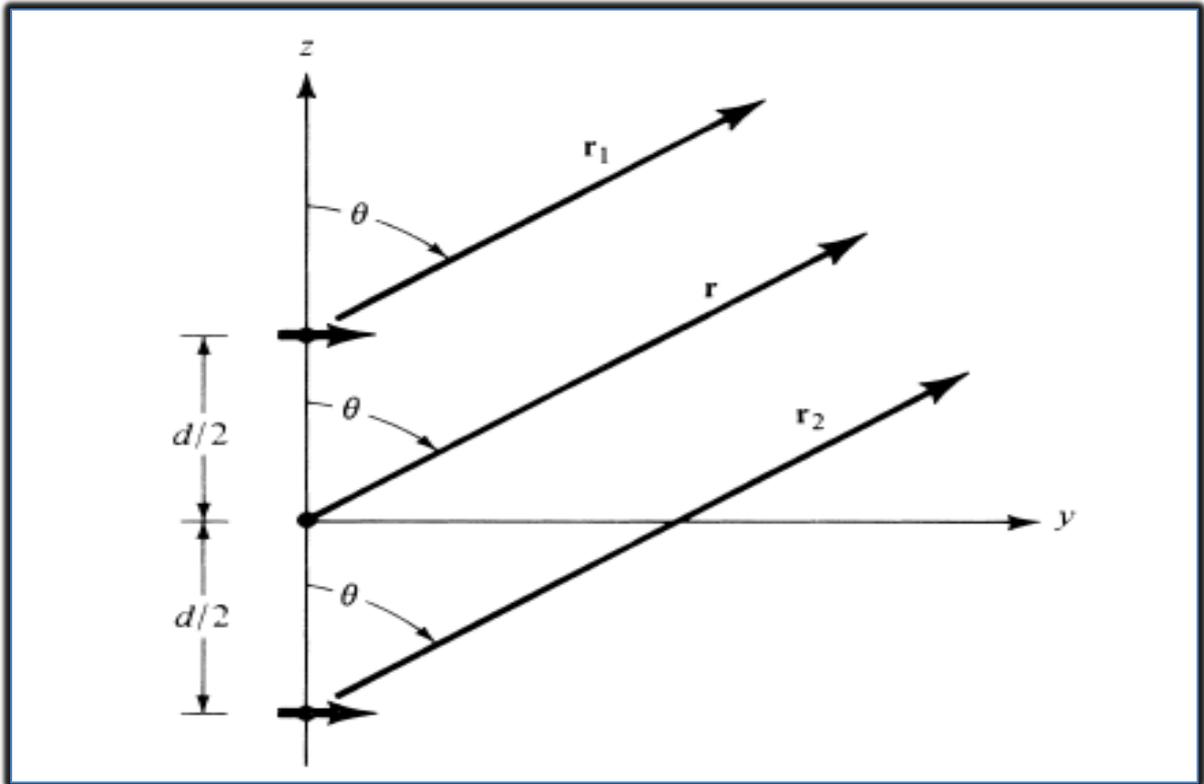
Primeiramente, discute-se a ideia de que ao se formarem conjuntos compostos por antenas menores (chamados por elementos) é possível obter ganho em um sinal eletromagnético. Em seguida, discute-se como estes elementos são dispostos geometricamente e quais são as suas dimensões, então serão calculadas suas impedâncias a partir do Método da FEM Induzida, após isso, obtém-se suas tensões e correntes de entrada, determina-se então o módulo do coeficiente de reflexão em função da frequência para um determinado intervalo, em seguida calculam-se suas distribuições de correntes ao longo de cada elemento, assim como o vetor potencial magnético gerado pelos elementos do conjunto. Pode-se então determinar o campo elétrico gerado por este vetor potencial magnético, permitindo então o cálculo da intensidade de radiação do conjunto colinear. Ao final obtém-se o ganho do conjunto colinear, sendo todo esse processo repetido para cada frequência contida num intervalo especificado. Os resultados do ganho máximo, em unidades de dBi, são plotados para cada frequência, sendo este processo feito de forma similar para o módulo do coeficiente de reflexão.

#### 3.1 Conjunto Colinear de N Elementos

Considerando-se o diagrama de radiação de um único elemento linear (dipolo de comprimento finito) observa-se que sua largura de feixe de meia potência é consideravelmente alta, e conseqüentemente, isto indica baixos valores de ganho, o que pode tornar inviável certas aplicações desse tipo de antena para determinados casos onde seja necessário um alto valor de ganho para que seja compensado a baixa intensidade de um sinal eletromagnético em zonas rurais, por exemplo. Devido a isso, conjuntos de elementos lineares são comumente usados para que seja possível a obtenção de características mais diretivas da antena, ou seja, para que esta possua um diagrama de radiação com um lóbulo principal de maior amplitude e menor largura de feixe de meia potência, para que esta antena possua um ganho muito maior quando comparado com uma antena com único elemento linear.

Para que se possa demonstrar a existência desse ganho quando são posicionados elementos lineares lado a lado formando o chamado conjunto colinear, pode-se fazer a seguinte análise: Admite-se que a antena que se está considerando seja um conjunto de dois dipolos infinitesimais posicionados ao longo do eixo  $z$ , espaçados por uma distância  $d$ , como mostra a Figura (1).

Figura 1 – Visualização bidimensional dos dipolos infinitesimais



Fonte: Balanis (2005).

Admitindo que ambos dipolos possuem excitações idênticas e mesmo comprimento  $l$ , obtém-se o campo elétrico resultante (BALANIS, 2005) dado pela equação (1).

$$\vec{E}_t = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 = \frac{j\eta k I_0 l}{4\pi} \left( \frac{e^{-jkr_1}}{r_1} \cos(\theta_1) \right) \vec{a}_\theta + \frac{j\eta k I_0 l}{4\pi} \left( \frac{e^{-jkr_2}}{r_2} \cos(\theta_2) \right) \vec{a}_\theta \quad (1)$$

Onde  $k$  é o número de onda,  $\eta$  é a impedância intrínseca do vácuo e  $I_0$  é a corrente de entrada do dipolo infinitesimal. Para observações em campo distante, pode-se considerar  $r_1 = r_2 = r$  para variações de amplitude e para variações de fase  $r_1 = r - \frac{d}{2} \cos(\theta)$  e  $r_2 = r + \frac{d}{2} \cos(\theta)$  e  $\theta_1 = \theta_2 = \theta$ , conforme a equação (2).

$$\vec{E}_t = \frac{j\eta k I_0 l}{4\pi} \cos(\theta) \left( \frac{e^{-jk\left(r-\frac{d}{2}\cos(\theta)\right)}}{r} + \frac{e^{-jk\left(r+\frac{d}{2}\cos(\theta)\right)}}{r} \right) \vec{a}_\theta \quad (2)$$

Resultando na equação (3).

$$\vec{E}_t = \frac{j\eta k I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos(\theta) \left( 2 \cos\left(\frac{1}{2} k d \cos(\theta)\right) \right) \vec{a}_\theta \quad (3)$$

Portanto, percebe-se que o campo elétrico resultante gerado por dois dipolos infinitesimais é igual ao campo elétrico gerado por um único dipolo infinitesimal, porém multiplicado por um fator  $AF$ , denominado fator de conjunto, como mostra a equação (4).

$$AF = 2 \cos\left(\frac{1}{2} k d \cos(\theta)\right) \quad (4)$$

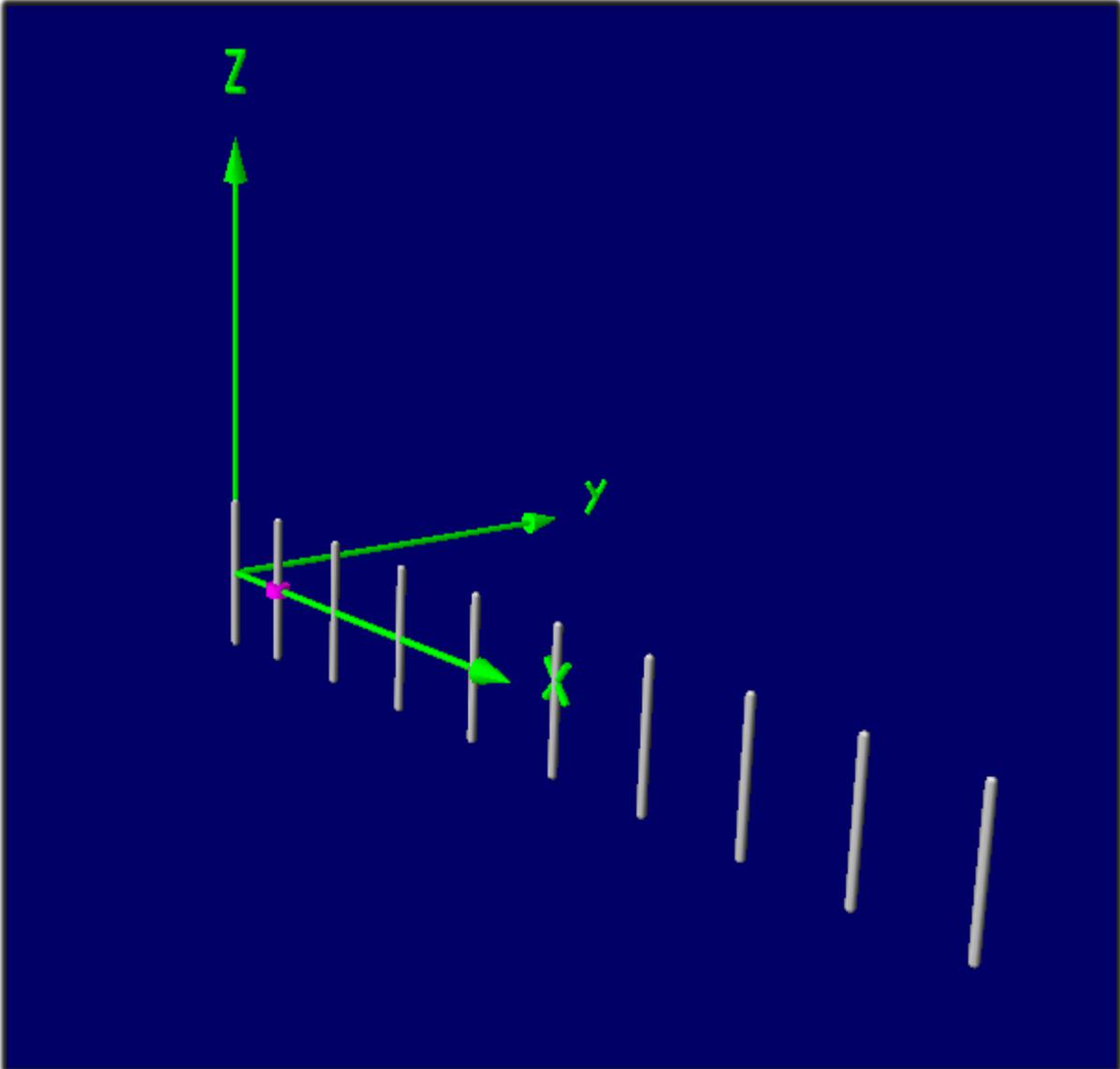
O fator de conjunto é responsável pelo ganho da antena, visto que este varia entre -2 e 2, e pode ser ajustado pela distância  $d$  entre os dipolos infinitesimais. Ou seja, pelo fato de agruparmos dois dipolos infinitesimais lado a lado, é possível dobrar a amplitude do campo elétrico resultante.

Portanto, tem-se que ao agrupar antenas de mesmas características lado a lado obtemos um ganho no sinal eletromagnético. No entanto, no presente trabalho não serão utilizadas antenas do tipo dipolo infinitesimal, mas sim o chamado dipolo de comprimento finito, o qual será chamado de elemento linear e quando estes são agrupados lado a lado, formarão o chamado conjunto colinear.

Na Figura (2) é ilustrado como serão agrupados esses elementos que formam o conjunto. Percebe-se que o conjunto colinear estudado possui todos os seus elementos centrados em  $z = 0$  e suas extremidades localizadas em  $z = \pm \frac{L}{2}$ , além de todos possuírem coordenada  $y = 0$  e coordenadas em  $x$  iguais às suas respectivas distâncias em relação à origem  $x = 0$ .

Como mostra a Figura (2), observa-se que o dipolo de comprimento finito (ou elemento linear) consiste em um cilindro de raio  $a$  e comprimento  $l$ . Quando estes são agrupados lado a lado é formado o chamado conjunto colinear de  $N$  elementos, como citado anteriormente, sendo este tipo de antena com todas suas dimensões, o produto final que será retornado pelo *software* implementado.

Figura 2 – Conjunto colinear de 10 elementos



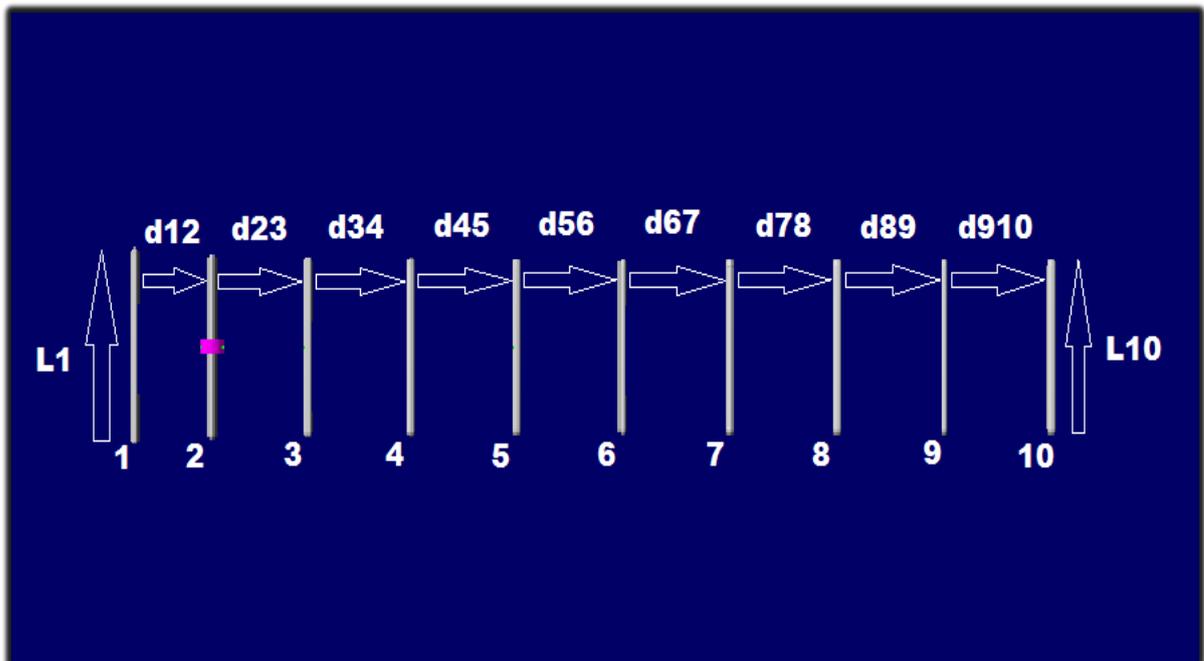
Fonte: Produção do próprio autor.

Nas próximas seções discute-se como é possível estabelecer a relação entre esses elementos, obtenção de suas dimensões, determinação do ganho e coeficiente de reflexão.

### 3.2 Dimensões Aleatórias

Como discutido anteriormente, a finalidade do programa é de projetar uma antena com parâmetros fundamentais como ganho e coeficiente de reflexão otimizados, no entanto, para que isso seja atingido, é necessário começar o dimensionamento de um ponto de partida. No presente trabalho, as condições iniciais consideradas são dimensões em torno de  $\frac{\lambda}{2}$  geradas de forma aleatória, isto é, as distâncias  $d_{12}, d_{23}, d_{34} \dots d_{910}$  e os comprimentos  $L_1, L_2, L_3 \dots L_{10}$  são gerados a partir de uma função do *software* MATLAB chamada *rand(1,1)*. Como ilustrado na Figura (3), nota-se de que forma essas dimensões são dispostas fisicamente no conjunto colinear de N elementos.

Figura 3 – Vista superior do conjunto colinear de 10 elementos



Fonte: Produção do próprio autor.

É importante ressaltar que, apesar de ser mostrado na Figura (3) que o conjunto colinear de N elementos possui 10 elementos, o programa implementado é capaz de gerar conjuntos colineares com  $N = 3$  até  $N = 20$  elementos.

A função *rand(1,1)* do *software* MATLAB é utilizada pelo fato da mesma retornar um número aleatório distribuído uniformemente no intervalo  $(0,1)$ , portanto, para que seja possível mudar esse intervalo para um intervalo desejado, foi utilizada a relação dada pela equação (5).

$$d_{12} = (B - A) * rand(1,1) + A \quad (5)$$

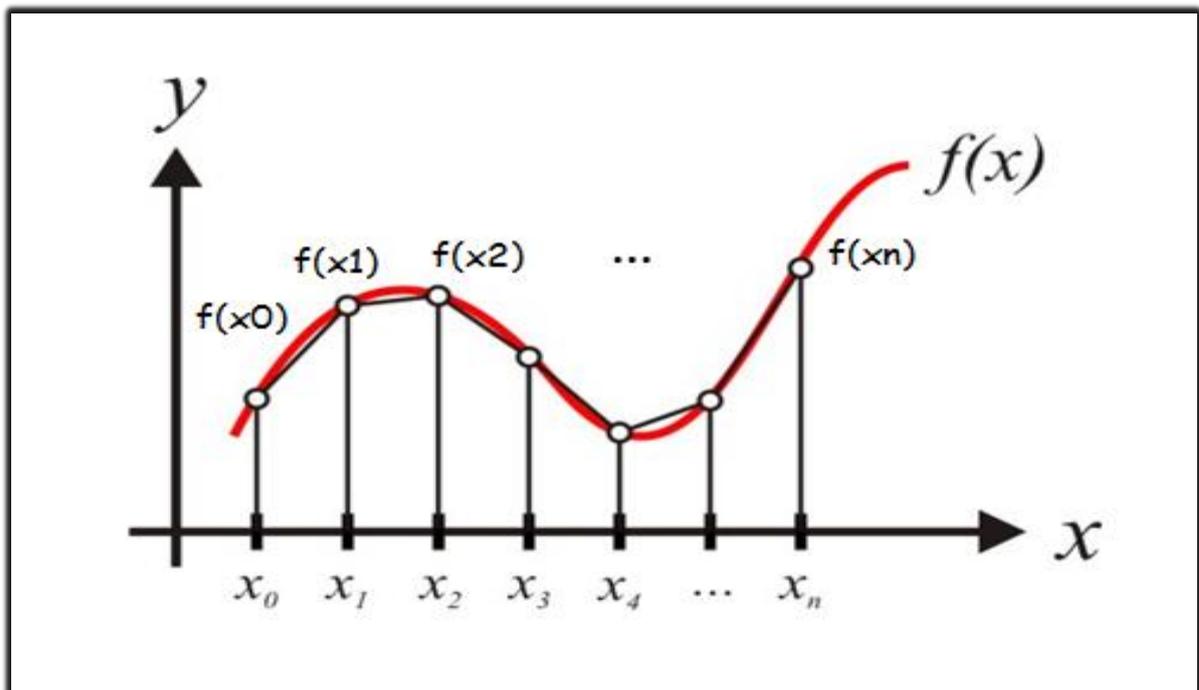
Logo, a distância  $d_{12}$  estará contida no intervalo  $(A, B)$ , onde  $A$  e  $B$  são números em torno de  $\frac{\lambda}{2}$ , isto é,  $A = 0.8 \left(\frac{\lambda}{2}\right)$  e  $B = 1.2 \left(\frac{\lambda}{2}\right)$ . O mesmo foi realizado para todas outras dimensões da antena citadas anteriormente.

### 3.3 Integração Numérica

É conhecido que os elementos que formam o conjunto colinear possuem interações entre si, o que indica que estes apresentam impedância própria e impedância mútua entre si. Será discutido na Seção (3.4) como são encontradas essas impedâncias e pode-se adiantar que para estas serem encontradas é necessário realizar integrais de forma numérica, uma vez que não será possível avaliar o valor da presente integral de forma analítica pelo fato desta ser uma função extremamente complexa.

O método numérico utilizado para realizar as integrais no presente trabalho foi a Regra dos Trapézios. Tal método pode ser interpretado geometricamente como mostra a Figura (4).

Figura 4 – Interpretação geométrica da Regra dos Trapézios



Fonte: Produção do próprio autor.

Pode-se notar que é possível avaliar o valor da integral da função  $f(x)$  somando-se todas as áreas dos trapézios formados por  $f(x_i)$  e  $f(x_{i+1})$  ao longo do intervalo  $(x_0, x_n)$  (RUGGIERO, 2000), como mostra a equação (6).

$$\int_{x_0}^{x_n} f(x) dx = \sum_{i=0}^{n-1} \frac{h}{2} [f(x_i) + f(x_{i+1})] \quad (6)$$

Sendo  $h = \frac{x_n - x_0}{n}$  e  $n$  o número de trapézios criados pela discretização do domínio. Portanto, quanto maior o valor de  $n$  maior será a exatidão do valor da integral numérica em relação ao valor da integral analítica, no entanto, mais iterações serão necessárias para se obter o valor da integral, aumentando assim o tempo de processamento.

No presente programa, foi utilizada a função  $trapz(x,y)$  para realizar essa integração numérica, portanto basta criar os vetores domínio  $x(n)$  e imagem  $y(n)$  que associam cada ponto da função que está sendo integrada e chamar a função mencionada acima utilizando  $x$  e  $y$  como argumentos.

### 3.4 Método da FEM Induzida

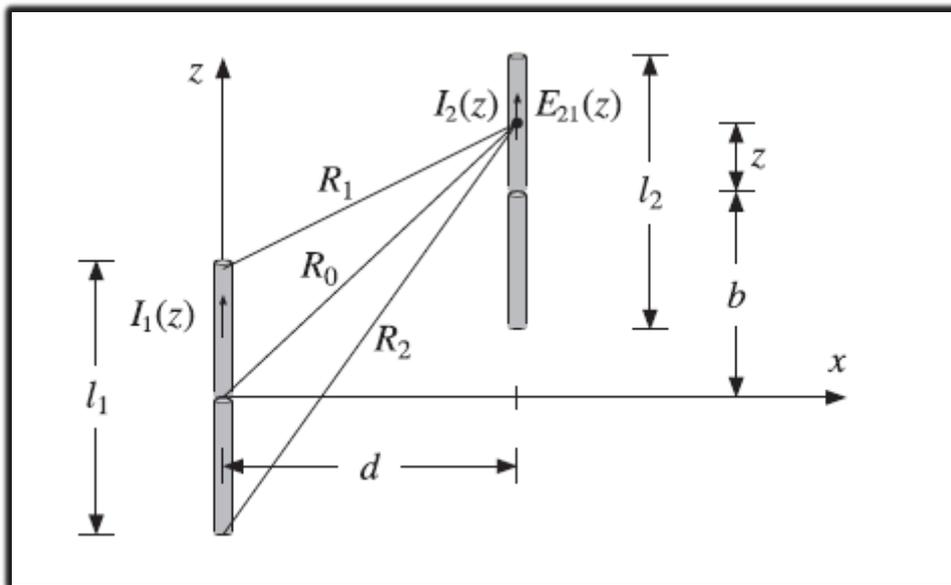
O Método da FEM Induzida é um método clássico para cálculo de impedância própria e mútua. Este método é basicamente limitado a antenas formadas por elementos retilíneos, agrupados paralelamente, ou seja, exatamente o caso abordado no presente trabalho.

Pode-se atribuir um ponto negativo a este método o fato de que o cálculo das impedâncias possui menor precisão a medida em que o raio dos elementos lineares do conjunto vai aumentando. No entanto, ainda assim este método conduz a boas soluções que apresentam resultados satisfatórios, além de ser um método muito mais simples em relação ao Método dos Momentos aplicado às Equação Integral de Hallén ou a Equação Integral de Pocklington. Tem-se que o Método da FEM Induzida requer menos tempo de processamento pelo fato de ser mais simples, enquanto o Método dos Momentos aplicado à Equação Integral de Hallén demanda uma complexidade muito maior para seu equacionamento além de necessitar de muitas iterações a mais em relação ao Método da FEM Induzida, em compensação, o Método dos

Momentos aplicado à Equação Integral de Hallén fornece respostas muito mais precisas e mais próximas da realidade, pelo fato de encontrarem exatamente as distribuições de corrente em cada elemento do conjunto colinear.

Para ilustrar o conceito do Método da FEM Induzida, pode-se imaginar dois dipolos de comprimento finito, posicionados lado a lado, como mostra a Figura (5).

Figura 5 – Visualização bidimensional dos dipolos de comprimento finito



Fonte: Orfanidis (2016).

Portanto, nota-se semelhança entre os dipolos mostrados na Figura (5) acima e o conjunto colinear de  $N$  elementos mostrado na Figura (2), sendo a única diferença é o número de dipolos posicionados lado a lado. As considerações feitas para este conjunto com dois dipolos finitos podem ser estendidas para um conjunto formado por  $N$  dipolos. Percebe-se que o dipolo 1 ilustrado na Figura (5) posicionado mais à esquerda, possui um *gap* localizado em seu centro. Portanto, esse *gap* pode ser interpretado como um terminal de entrada da antena e assim é compreensível que seja enxergada uma impedância a partir desses terminais, denominada impedância de entrada. Além desse tipo de impedância, há também a impedância própria do dipolo 1 além da impedância própria do dipolo 2, as quais podem ser representadas respectivamente por  $Z_{11}$  e  $Z_{22}$  que variam em função do seu raio e seu comprimento. Além desses dois tipos de impedâncias citadas, há uma terceira impedância chamada impedância mútua, que existe pelo fato dos dois dipolos 1 e 2 estarem posicionados próximos um ao outro,

ou seja, elas variam em função do comprimento dos dipolos e de suas coordenadas no espaço, sendo estas representadas por  $Z_{12}$ , ou seja, impedância mútua no dipolo 1 devido ao dipolo 2 e  $Z_{21}$  é a impedância mútua no dipolo 2 devido ao dipolo 1. É importante destacar que a reciprocidade entre as antenas indica que  $Z_{12} = Z_{21}$ .

O Método da FEM Induzida, baseia-se na integral que relaciona as impedâncias  $Z_{11}$ ,  $Z_{12}$ ,  $Z_{21}$  e  $Z_{22}$  com a geometria do conjunto colinear de N elementos. Nota-se que na Figura (5), os dipolos estão posicionados paralelamente ao eixo z. Logo, é possível calcular  $Z_{11}$  (ORFANIDIS, 2016) como mostram as equações (7), (8), (9) e (10).

$$Z_{11} = \frac{j\eta}{4\pi \operatorname{sen}^2\left(\frac{kl_1}{2}\right)} \int_{-\frac{l_1}{2}}^{\frac{l_1}{2}} \left[ \frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - \frac{2 \cos\left(\frac{kl_1}{2}\right) e^{-jkR_0}}{R_0} \right] \operatorname{sen}\left(k\left(\frac{l_1}{2} - |z|\right)\right) dz \quad (7)$$

$$R_0 = \sqrt{a^2 + z^2} \quad (8)$$

$$R_1 = \sqrt{a^2 + \left(z - \frac{l_1}{2}\right)^2} \quad (9)$$

$$R_2 = \sqrt{a^2 + \left(z + \frac{l_1}{2}\right)^2} \quad (10)$$

Sendo  $R_0$  a distância do ponto de observação ao centro do dipolo,  $R_1$  e  $R_2$  são as distâncias do ponto de observação às extremidades do dipolo,  $a$  é o raio dos dipolos,  $l_1$  e  $l_2$  são os comprimentos dos dipolos 1 e 2, respectivamente. De forma similar, pode-se calcular a impedância  $Z_{21}$  (ORFANIDIS, 2016) mostrada nas equações (11), (12), (13) e (14).

$$Z_{21} = \frac{j\eta}{4\pi \operatorname{sen}\left(\frac{kl_1}{2}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{kl_2}{2}\right)} \int_{-\frac{l_2}{2}}^{\frac{l_2}{2}} \left[ \frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - \frac{2 \cos\left(\frac{kl_1}{2}\right) e^{-jkR_0}}{R_0} \right] \operatorname{sen}\left(k\left(\frac{l_2}{2} - |z|\right)\right) dz \quad (11)$$

$$R_0 = \sqrt{d^2 + (z + b)^2} \quad (12)$$

$$R_1 = \sqrt{d^2 + \left(z + b - \frac{l_1}{2}\right)^2} \quad (13)$$

$$R_2 = \sqrt{d^2 + \left(z + b + \frac{l_1}{2}\right)^2} \quad (14)$$

Porém, como ilustrado na Figura (2), todos os elementos do conjunto colinear estão alinhados com seu centro em  $z = 0$ , isto é,  $b = 0$  nas equações (12), (13) e (14).

Sendo assim, basta estender esse método para os outros elementos do conjunto colinear de  $N$  elementos, de forma a encontrar todas as  $Z_{ij}$  impedâncias.

### 3.5 Matriz de Impedâncias

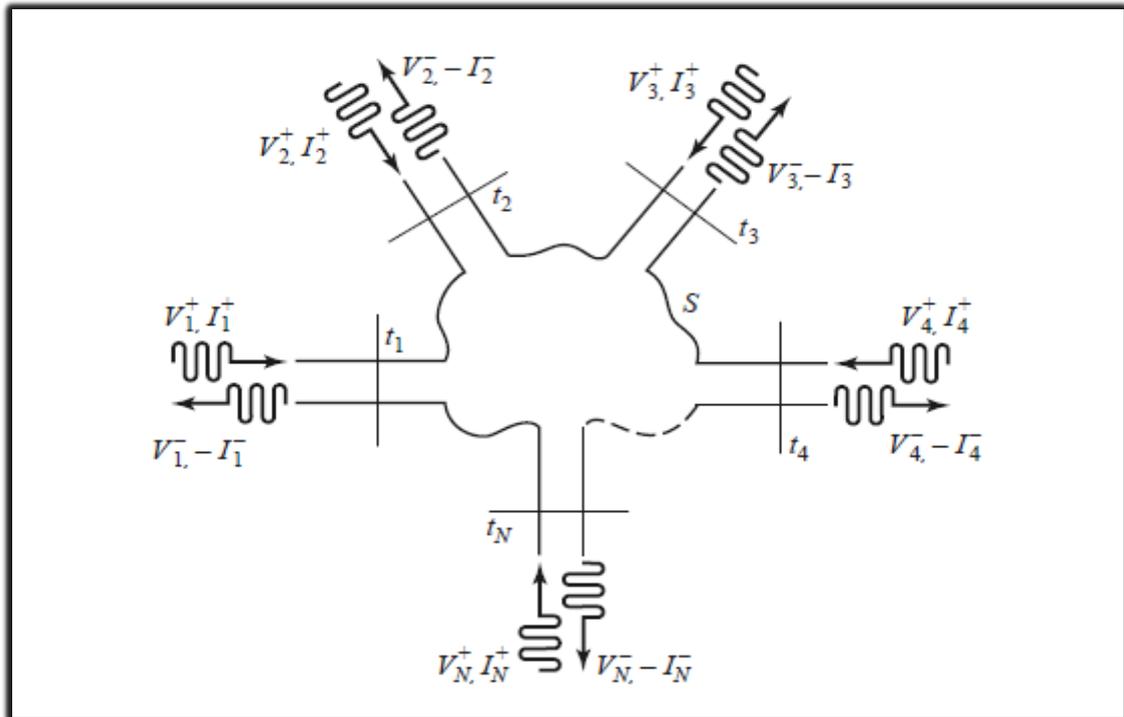
O conceito de impedância própria e impedância mútua introduzido na Seção (3.4) é determinante para que se possa chegar mais próximo de um ótimo *Antenna Designer*. É importante lembrar que cada elemento do conjunto linear de  $N$  elementos da Figura (2) possui uma impedância própria e induz a existência de  $(N - 1)$  impedâncias mútuas. Porém, deve-se explicar como essas impedâncias se relacionam com as tensões e correntes de cada elemento do conjunto colinear. Para que seja possível explicar isso, será introduzido o conceito de Matriz de Impedâncias do conjunto colinear de  $N$  elementos (ORFANIDIS, 2016), como mostra a equação (15).

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & \cdots & Z_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1} & \cdots & Z_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} \quad (15)$$

Tal sistema linear pode ser representado, conforme a Teoria de Circuitos de Micro-ondas, por um circuito de  $N$  portas, ou seja, pelo fato do conjunto colinear possuir  $N$  elementos, ele é visto como mostra a Figura (6). Percebe-se pela Figura (6), que cada porta, isto é, cada elemento, possui uma onda de tensão e onda de corrente que entram e saem pela porta, o que indica que a onda de tensão entra pela porta e parte dela é refletida. Quanto maior o valor da onda refletida, maior o coeficiente de reflexão associado àquela porta, portanto, fica evidente que a Matriz de Impedâncias de uma antena fornece uma série de informações úteis sobre uma antena, como, por exemplo, sua Matriz de Espalhamento (Matriz  $S$ ).

Deste modo, observa-se que uma antena é similar a uma Linha de Transmissão, visto que ambas possuem atributos semelhantes, como, por exemplo, uma Matriz de Impedâncias, Matriz de Espalhamento, onda de tensão, onda de corrente, etc.

Figura 6 – Rede de N portas



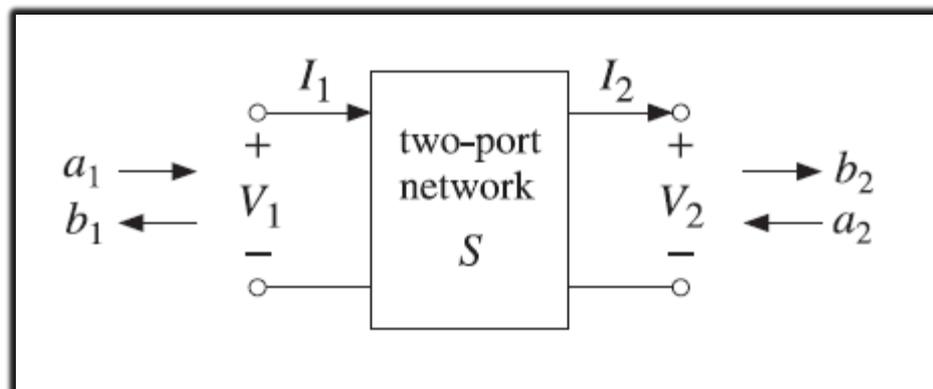
Fonte: Pozar (2012).

Para o exemplo dado na Figura (5) com dois dipolos de comprimento finito, têm-se o sistema linear dado pela equação (16).

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

Que, conforme a Teoria de Circuitos de Micro-ondas, pode ser descrito como uma rede de duas portas, conforme mostrado na Figura (7).

Figura 7 – Rede de duas portas



Fonte: Palmer (2013).

A Matriz de Impedâncias dessa rede de duas portas, é dada pela equação (17).

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \quad (17)$$

Portanto, o sistema linear dado pela equação (16) é o que relaciona as impedâncias próprias e mútuas do exemplo mostrado na Figura (5). Supondo-se que o dipolo 2 seja o elemento dirigido (o elemento alimentado pela fonte de tensão senoidal), é possível basicamente inverter a matriz  $[Z]$  e multiplicar esta matriz inversa pelo vetor de tensões de entrada da forma como mostrado na equação (18).

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ V_{in} \end{bmatrix} \quad (18)$$

Isso permite determinar as correntes de entrada  $I_1$  e  $I_2$ , as quais serão úteis para encontrar a distribuição de corrente, o vetor potencial magnético e o campo elétrico gerado pelo conjunto linear, sendo descritos posteriormente nas próximas seções.

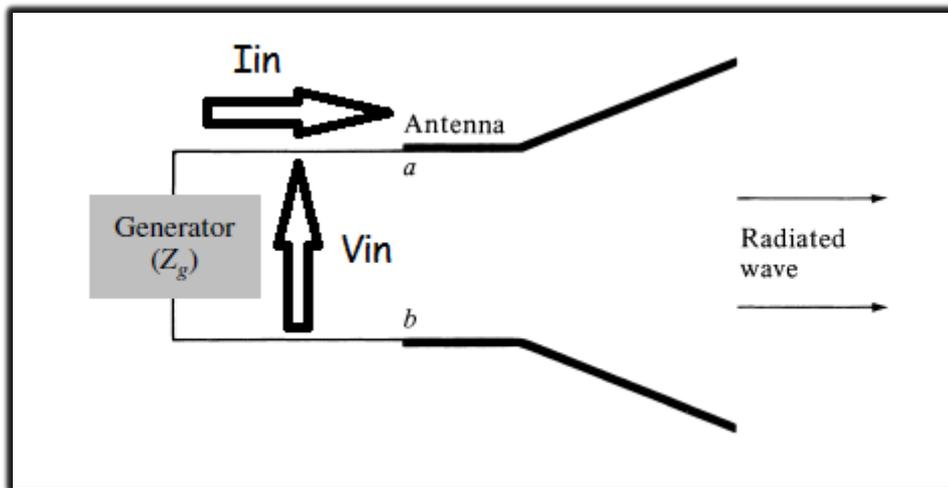
### 3.6 Tensão e Corrente de Entrada

No conjunto colinear, todos os elementos possuem tensões e correntes de entrada, conforme ilustrado na Figura (2) observa-se que apenas um elemento possui um objeto de cor rosa em seu centro, enquanto todos os outros elementos não possuem nenhum em seu centro, sendo completamente maciços em ao longo de todo seu comprimento. Este objeto de cor rosa é justamente a fonte de tensão senoidal que é responsável pela alimentação da antena, ou seja, pode-se afirmar que a tensão de entrada do elemento  $N = 2$  (da esquerda para direita) é igual a  $V_0$  dependendo da amplitude que será escolhida, sendo que no presente trabalho a tensão  $V_0$  escolhida foi igual a  $1 V$ . Portanto o elemento  $N = 2$  é conhecido por elemento dirigido. Entretanto, pelo fato de existir um alimentador apenas no elemento  $N = 2$ , têm-se que todos os outros elementos são “curto circuitados”, o que equivale a afirmar que as tensões de entrada de todos esses elementos são iguais a zero. Mesmo com o fato de todos os outros elementos, exceto o elemento dirigido, possuírem tensão de entrada igual a zero, não se pode afirmar que a corrente de entrada dos mesmos será igual a zero. A Matriz de Impedância indica que mesmo

com uma única fonte de tensão localizada na antena, todos os outros elementos da antena possuirão  $I_N \neq 0$ , visto que não haverá nenhum  $Z_{NN} = 0$ . É possível notar então que, mesmo os outros elementos sendo curto circuitados, a fonte de tensão localizada no elemento dirigido irá induzir uma corrente de entrada em todos os outros elementos, sendo estes então, fontes de corrente que irão induzir a existência de um vetor potencial magnético que por sua vez irá induzir a existência de um campo elétrico.

Na Figura (8) fica ilustrado como é visto o terminal de entrada do elemento  $N = 2$  do conjunto colinear mostrado na Figura (2).

Figura 8 – Tensão e corrente de entrada em uma antena



Fonte: Balanis (2005).

Nota: Editado pelo autor.

Na Seção (3.9) será demonstrado que essas correntes de entrada serão necessárias para que se possa encontrar a distribuição de corrente ao longo desses elementos, algo essencial para determinar o vetor potencial magnético, citado acima.

### 3.7 Impedância de Entrada

A definição de Impedância de Entrada ( $Z_{in}$ ) (BALANIS, 2005) é dada pela equação (19).

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \quad (19)$$

Tal definição é similar à impedância de entrada que é conhecida na Teoria de Circuitos Elétricos. É importante notar que no conjunto colinear de  $N$  elementos, apenas o elemento dirigido (elemento com fonte de tensão) possui impedância de entrada diferente de zero, devido ao fato de ser o único elemento com tensão de entrada, enquanto todos os outros elementos possuem  $V_{in} = 0$  pois estes são elementos “curto circuitados”.

A partir do momento em que são encontradas tensão, corrente e impedância de entrada, será possível determinar a potência de entrada do conjunto colinear (BALANIS, 2005), sendo utilizada a seguinte relação mostrada na equação (20).

$$P_{in} = \frac{1}{2} Re(V_{in} I_{in}^*) \quad (20)$$

Será mostrado na Seção (3.13) que a potência de entrada é necessária para realizar o cálculo do ganho do conjunto colinear em questão, sendo então uma grandeza importante a ser determinada.

### 3.8 Coeficiente de Reflexão

O coeficiente de reflexão ( $\Gamma$ ) do conjunto colinear pode ser calculado a partir da seguinte definição (POZAR, 2012) mostrada na equação (21).

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (21)$$

Considerando  $Z_L = Z_{in}$  e, para que haja o casamento de impedância da antena com uma linha de transmissão de impedância característica de  $50 \Omega$ , faz-se  $Z_0 = 50 \Omega$ . Logo, a equação (21) pode ser reescrita conforme a equação (22).

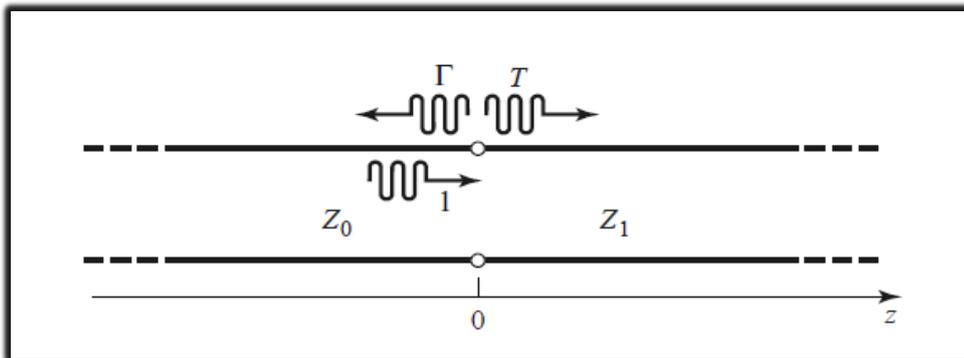
$$\Gamma = \frac{Z_{in} - 50}{Z_{in} + 50} \quad (22)$$

Portanto, o *Antenna Designer* foi programado de forma que seja plotada a curva do módulo do coeficiente de reflexão para uma janela de frequências de  $(f_0 - 100 \text{ MHz}, f_0 + 100 \text{ MHz})$ , mostrado na equação (23).

$$|\Gamma(f)| = 20 \log_{10} \left( \left| \frac{Z_{in}(f) - 50}{Z_{in}(f) + 50} \right| \right) \quad (23)$$

Isto significa que para cada  $f_i$  contido no intervalo de frequências, haverá um  $|\Gamma_i|$  correspondente. Esse gráfico é de extrema importância pois este permite analisar a largura de banda da antena e quais são as frequências de corte superior e inferior dessa banda. A Figura (9) ilustra como o coeficiente de reflexão pode ser interpretado fisicamente, onde a onda 1 incide em um trecho da linha de transmissão com impedância característica diferente, originando então em uma onda refletida  $\Gamma$  e uma onda transmitida  $T$ .

Figura 9 – Interpretação física do coeficiente de reflexão



Fonte: Pozar (2012).

### 3.9 Distribuição de Corrente Senoidal em um Elemento Linear

Para determinar a distribuição de corrente em um elemento linear, supõe-se inicialmente que a corrente  $I(z)$  obedece a equação de onda unidimensional (ORFANIDIS, 2016), dada pela equação (24).

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \frac{1}{c^2} \frac{d^2 I(z)}{dt^2} = 0 \quad (24)$$

Sabendo que a excitação desse elemento é senoidal, pode-se mostrar que a segunda derivada no tempo de  $I(z)$  é dada conforme a equação (25).

$$\frac{d^2 I(z)}{dt^2} = (j\omega)^2 I(z) \quad (25)$$

Logo, a equação (24) pode ser reescrita como mostrado nas equações (26) e (27).

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} + \frac{\omega^2}{c^2} I(z) = 0 \quad (26)$$

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} + k^2 I(z) = 0 \quad (27)$$

A equação (27) é conhecida como a Equação de Helmholtz. Para que seja possível resolvê-la, deve-se impor as condições de contorno conforme mostram as equações (28), (29) e (30).

$$I(0) = I_{in} \quad (28)$$

$$I\left(\frac{L}{2}\right) = 0 \quad (29)$$

$$I\left(-\frac{L}{2}\right) = 0 \quad (30)$$

Ou seja, a corrente no ponto  $z = 0$  é a corrente de entrada do elemento linear, e a corrente nas extremidades do elemento linear se anula.

Para resolver a equação diferencial, pode ser feita a substituição mostrada na equação (31).

$$I(z) = Ae^{bz} \quad (31)$$

Utilizando tal substituição, obtém-se as relações dadas pelas equações (32) e (33).

$$A(b^2)e^{bz} + k^2 Ae^{bz} = 0 \quad (32)$$

$$b = \pm\sqrt{-k^2} = \pm jk \quad (33)$$

Logo, a solução da equação diferencial é da forma como mostra a equação (34).

$$I(z) = Ae^{jkz} + Be^{-jkz} \quad (34)$$

Impondo a condições de contorno obtém-se as relações para determinar as constantes  $A$  e  $B$ , dadas pelas equações (35), (36), (37), (38) e (39).

$$A + B = I_{in} \quad (35)$$

$$Ae^{\frac{jkL}{2}} + Be^{-\frac{jkL}{2}} = 0 \quad (36)$$

$$B = -Ae^{jkL} \quad (37)$$

$$A = \frac{I_{in}e^{-\frac{jkL}{2}}}{-2j\text{sen}\left(\frac{kL}{2}\right)} \quad (38)$$

$$B = \frac{I_{in}e^{\frac{jkL}{2}}}{2j\text{sen}\left(\frac{kL}{2}\right)} \quad (39)$$

Substituindo as soluções das equações (38) e (39) na equação (34), obtém-se a função  $I(z)$  dada pelas equações (40) e (41).

$$I(z) = \frac{I_{in}e^{-\frac{jkL}{2}}}{-2j\text{sen}\left(\frac{kL}{2}\right)}e^{jkz} + \frac{I_{in}e^{\frac{jkL}{2}}}{2j\text{sen}\left(\frac{kL}{2}\right)}e^{-jkz} \quad (40)$$

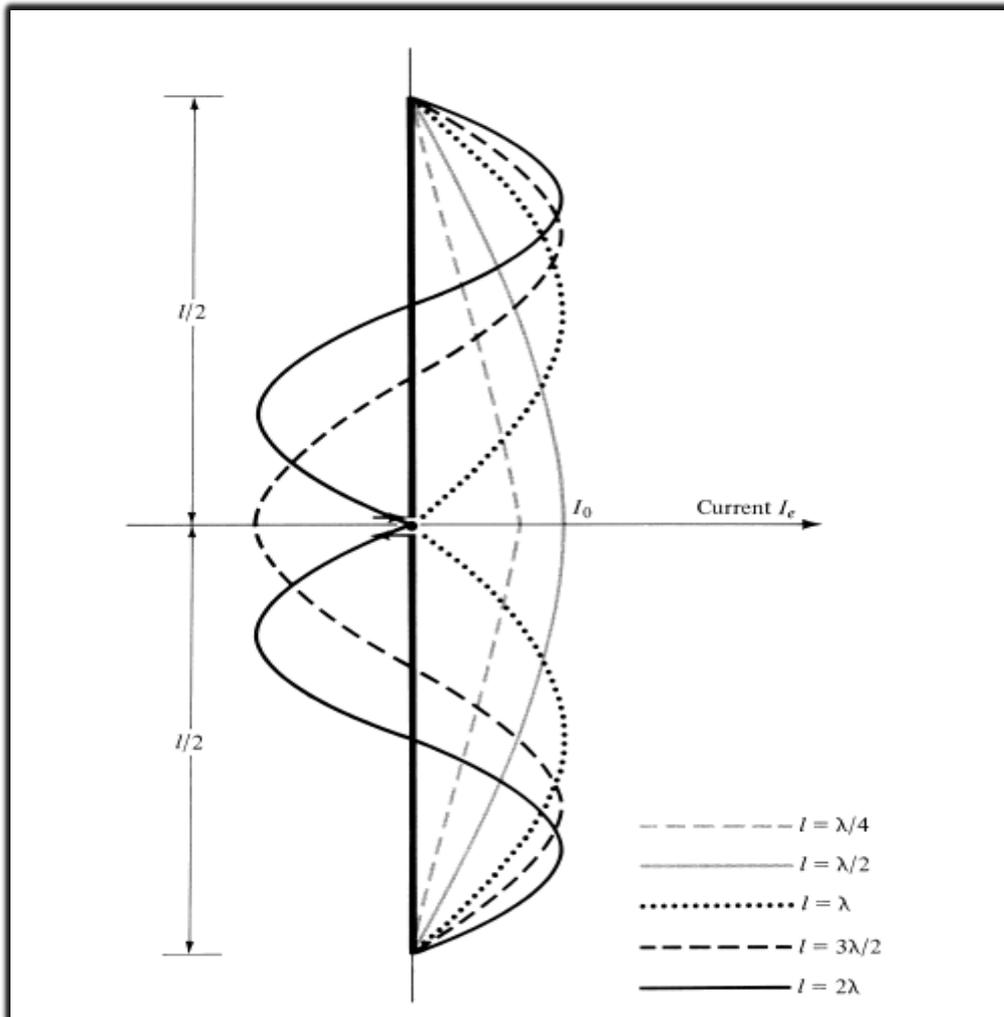
$$I(z) = \frac{I_{in}}{\text{sen}\left(\frac{kL}{2}\right)} \frac{1}{2j} \left( e^{j\left(\frac{kL}{2}-kz\right)} - e^{-j\left(\frac{kL}{2}-kz\right)} \right) = \frac{I_{in}}{\text{sen}\left(\frac{kL}{2}\right)} \text{sen}\left(k\left(\frac{L}{2}-z\right)\right) \quad (41)$$

Sabendo que a condição de contorno  $I\left(-\frac{L}{2}\right) = 0$  também deve ser atendida, a equação (41) se torna a função  $I(z)$  dada pela equação (42).

$$I(z) = \frac{I_{in}}{\text{sen}\left(\frac{kL}{2}\right)} \text{sen}\left(k\left(\frac{L}{2}-|z|\right)\right) \quad (42)$$

Isso significa que dadas as correntes de entrada ( $I_{in}$ ) de cada elemento linear  $I_1, I_2, I_3 \dots I_N$  e seus respectivos comprimentos ( $L$ )  $L_1, L_2, L_3 \dots L_N$ , encontram-se suas distribuições de correntes  $I_1(z), I_2(z), I_3(z) \dots I_N(z)$ .

Figura 10 – Distribuição de corrente ao longo do elemento linear



Fonte: Balanis (2005).

Posteriormente, discute-se como essas distribuições de correntes geram o chamado vetor potencial magnético do conjunto colinear. Na Figura (10) é mostrado como essa distribuição de corrente varia espacialmente dado o comprimento desse elemento linear.

### 3.10 Vetor Potencial Magnético Gerado por N Fontes de Corrente

Para demonstrar a relação entre vetor potencial magnético e fonte de corrente, pode-se assumir que as  $N$  fontes de corrente do conjunto colinear são as distribuições de corrente em cada elemento linear. Pelo fato dessas distribuições serem funções apenas de  $z$ , assume-se que há um vetor potencial magnético com componente também apenas em  $z$  (BALANIS, 2005), sendo este potencial magnético governado pela equação (43).

$$\nabla^2 A_z(x, z) + k^2 A_z(x, z) = -\mu J_z \quad (43)$$

Sendo  $J_z$  a densidade de corrente de  $I(z)$ . Sabe-se que a solução para essa equação diferencial (BALANIS, 2005) é dada pela equação (44).

$$A_z(x, z) = \frac{\mu}{4\pi} \iiint_V J_z \frac{e^{-jkR}}{R} dv' \quad (44)$$

Porém, no presente caso de um conjunto colinear 2D onde as fontes de corrente consistem em distribuições 1D, a integral dada pela equação (44) se resume na integral de linha dada pela equação (45), sendo  $R$  a distância entre o ponto de observação e o elemento  $N$ , conforme a equação (46).

$$A_{z_N}(x, z) = \frac{\mu}{4\pi} \int_{-\frac{l_N}{2}}^{\frac{l_N}{2}} I_N(z') \frac{e^{-jkR}}{R} dz' \quad (45)$$

$$R = \sqrt{\left(x - \sum_{i=1}^{N-1} d_{i+1}\right)^2 + (z - z')^2} \quad (46)$$

Sendo  $A_{z_N}$  o potencial magnético gerado pelo  $n$ ésimo elemento linear.

Sabe-se que existem  $N$  fontes de correntes que geram  $N$  vetores potenciais magnéticos, portanto, é necessário encontrar o vetor potencial magnético resultante do conjunto colinear. Para isso, basta realizar a soma vetorial dos  $N$  vetores, como mostra a equação (47).

$$\vec{A}(x, z) = A_{z_1}(x, z) \vec{z} + A_{z_2}(x, z) \vec{z} + A_{z_3}(x, z) \vec{z} + \dots + A_{z_N}(x, z) \vec{z} \quad (47)$$

Tendo encontrado então o vetor potencial magnético resultante gerado pelo conjunto colinear, o próximo passo consiste em encontrar o vetor campo elétrico resultante, o qual é gerado pelo vetor potencial magnético.

### 3.11 Campo Elétrico Gerado pelo Vetor Potencial Magnético

Após determinar o vetor potencial magnético  $\vec{A}(x, z)$  basta utilizar a equação diferencial que relaciona tal vetor com o vetor campo elétrico  $\vec{E}(x, z)$ , dada pela equação (48). É válido lembrar que todos esses vetores estão sendo encontrados considerando um corte no espaço tridimensional em  $y = 0$  em todo seu desenvolvimento, ou seja, o foco é encontrar a solução bidimensional do problema.

Tem-se que a relação entre o vetor campo elétrico e vetor potencial magnético (BALANIS, 2005) é dada pela equação (48).

$$\vec{E}(x, z) = -j\omega\vec{A}(x, z) - \frac{j}{\omega\mu\epsilon}\nabla(\nabla \cdot \vec{A}(x, z)) \quad (48)$$

Considerando apenas valores da região de campo distante do vetor campo elétrico, ou seja,  $R \gg \left(\frac{\lambda}{2\pi}\right)$  (BALANIS, 2005), a equação (48) se reduz à equação (49).

$$\vec{E}(x, z) = -j\omega\vec{A}(x, z) \quad (49)$$

Pois, para regiões de campo distante, o outro termo da equação (48) é desprezível.

### 3.12 Intensidade de Radiação

A intensidade de radiação  $U(\theta)$  numa dada direção é definida como a potência radiada por uma antena dividida por unidade de ângulo sólido. Portanto, a intensidade de radiação (BALANIS, 2005) pode ser calculada conforme a equação (50).

$$U(\theta) = r^2|\vec{W}_{rad}| \quad (50)$$

Sendo  $\vec{W}_{rad}$  o vetor de Poynting médio (BALANIS, 2005) dado pela equação (51).

$$\vec{W}_{rad} = \frac{1}{2} Re(\vec{E} \times \vec{H}^*) \quad (51)$$

Substituindo-se a equação (51) na equação (50) obtém-se a intensidade de radiação (BALANIS, 2005) dada pela equação (52).

$$U(\theta) = \frac{r^2}{2\eta} |\vec{E}(r, \theta)|^2 \quad (52)$$

Visto que na equação (52) é necessário utilizar o vetor campo elétrico no sistema de coordenadas polares, efetua-se a seguinte conversão do vetor campo elétrico obtido na equação (49) de coordenadas retangulares para coordenadas polares, como mostram as equações (53) e (54).

$$x = r \cos(\theta) \quad (53)$$

$$z = r \sin(\theta) \quad (54)$$

Com isso, será possível encontrar a intensidade de radiação em função de  $\theta$ , a qual é uma curva polar e esta, por sua vez, será utilizada para encontrar o ganho do conjunto colinear.

### 3.13 Ganho

Como mencionado anteriormente, o ganho é um dos parâmetros mais importantes de uma antena e, basicamente, significa o quanto uma antena amplifica um sinal em relação a um radiador isotrópico em uma dada direção (BALANIS, 2005). Pode-se visualizar a definição de ganho como mostra a Figura (11).

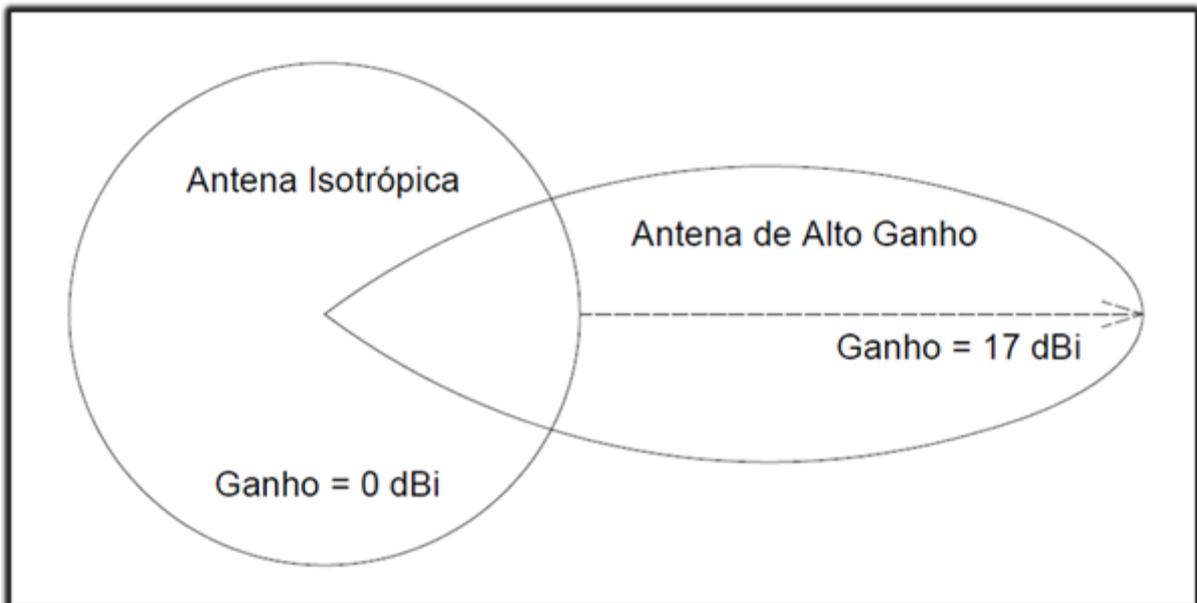
A equação que fornece a relação entre ganho e intensidade de radiação (BALANIS, 2005) é dada pela equação (55).

$$G(\theta) = \frac{4\pi}{P_{in}} U(\theta) \quad (55)$$

A potência de entrada  $P_{in}$  apresentada na Seção (3.7), é utilizada, por fim, para determinar a função ganho  $G(\theta)$ .

No *Antenna Designer* implementado, são apresentadas as curvas de ganho máximo de  $G(\theta)$  para um intervalo de frequências  $(f - 100 \text{ MHz}, f + 100 \text{ MHz})$  sendo  $f$  a frequência central escolhida pelo usuário.

Figura 11 – Definição de ganho de uma antena



Fonte: Produção do próprio autor.

## 4 METODOLOGIA E ETAPAS DE DESENVOLVIMENTO

### 4.1 Metodologia

No que diz respeito à classificação do presente trabalho, pode-se afirmar ser uma pesquisa aplicada em relação à sua natureza, uma vez que é esperado a aplicação dos resultados obtidos na prática, ou seja, utilizar o *software* implementado com a finalidade de construir antenas para amplificação de sinais de telefonia móvel, *Wi-Fi*, etc.

Com relação aos objetivos, a pesquisa visa identificar os fatores que determinam ou contribuem para a ocorrência dos fenômenos previstos pelas Equações de Maxwell (PRODANOV; FREITAS, 2013) ao determinar os parâmetros relacionados às antenas dimensionadas, sendo que estes parâmetros explicam fenômenos que ocorrem na Teoria de Antenas.

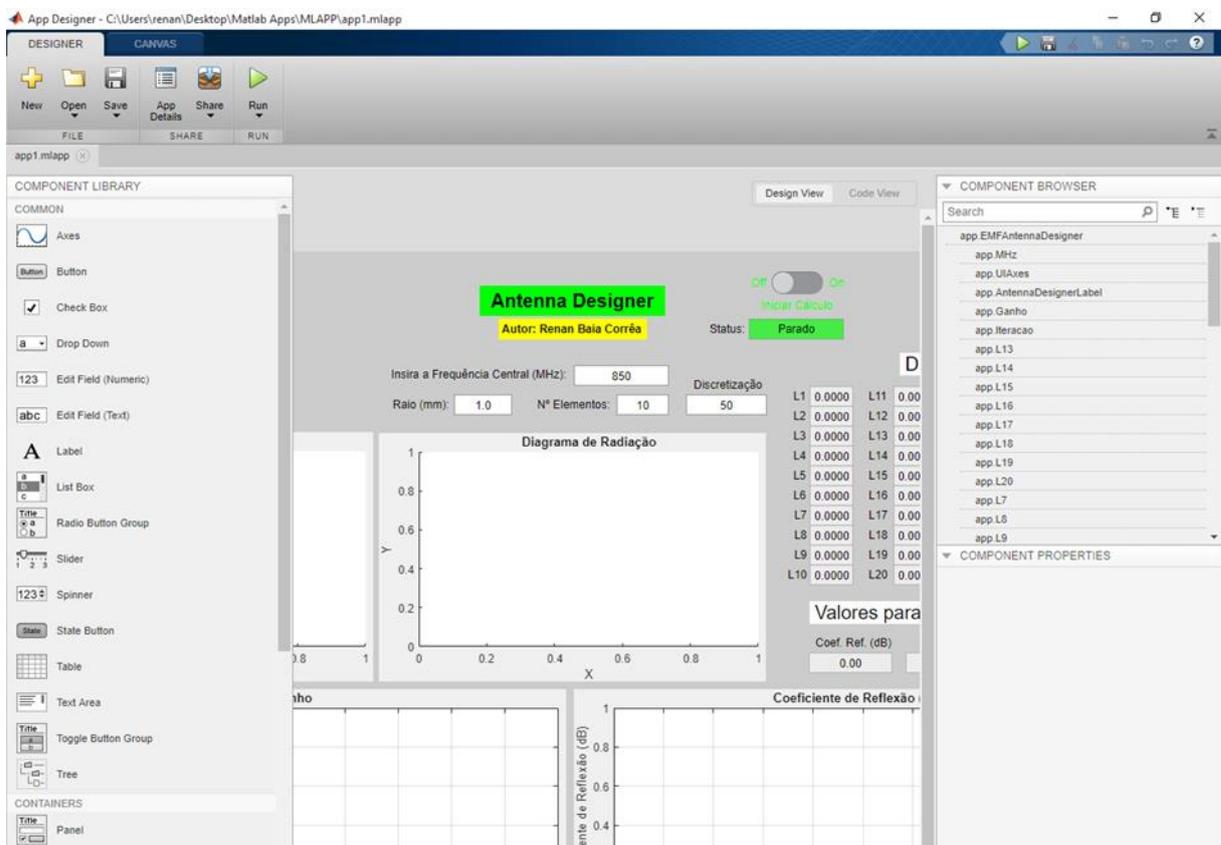
Com relação aos procedimentos técnicos, o presente trabalho consiste em uma pesquisa bibliográfica, uma vez que as equações implementadas via métodos computacionais foram obtidas a partir de livros relacionados a Teoria de Antenas (PRODANOV; FREITAS, 2013).

### 4.2 Etapas de Desenvolvimento

Inicialmente, foi realizada uma revisão geral sobre as Equações de Maxwell, Ondas Planas e Linhas de Transmissão, visto que estes conceitos são necessários para compreender a Teoria de Antenas. Em seguida, foi implementada a ideia de como funcionaria o programa, ou seja, quais seriam as entradas e saídas do programa, como seriam feitas as melhorias no ganho da antena ao longo das iterações e qual seria a finalidade da ferramenta de *software* em desenvolvimento. Com isso, foi realizado um complexo equacionamento utilizando os livros citados nas Referências Bibliográficas, sendo tal equacionamento realizado de forma manual em um caderno pertencente ao autor do presente trabalho e, após isso, implementado no *software* desenvolvido. Destaca-se que o equacionamento foi realizado utilizando equações analíticas, portanto, no momento em que estas equações foram implementadas no *software* MATLAB, tais equações foram discretizadas.

Com este equacionamento realizado, o mesmo foi implementado inicialmente num *script* do MATLAB, sendo que tal *script* consiste num bloco de notas em que o código é escrito e compilado por meio do botão “Run”. Obviamente, o programa ficou sob este formato apenas em sua fase inicial onde realizaram-se testes e ajustes no código, sendo que após o mesmo obter resultados próximos aos do 4NEC2, o mesmo foi transcrito para o *App Designer* do MATLAB onde desenvolveu-se uma interface gráfica para o presente programa. O passo seguinte foi então entender o funcionamento dos recursos gráficos do *App Designer* como por exemplo os campos editáveis numéricos, botões, chaves *On-Off* e janelas onde são plotados os gráficos de ganho e módulo do coeficiente de reflexão. Após isso, foi implementada de fato a interface do programa por meio do ato de posicionar visualmente estes recursos gráficos na janela principal do programa, como mostra a Figura (12). Ao final, cada campo editável foi vinculado a uma variável do código fonte do programa, fazendo assim que seja possível a interação do usuário com o cálculo que é realizado pelo mesmo código fonte. Por último, foi obtido o arquivo executável para Windows por meio do botão “Share”, também mostrado na Figura (12), o qual realiza a exportação do programa desenvolvido no MATLAB na extensão “.exe”.

Figura 12 – Visualização do *App Designer*



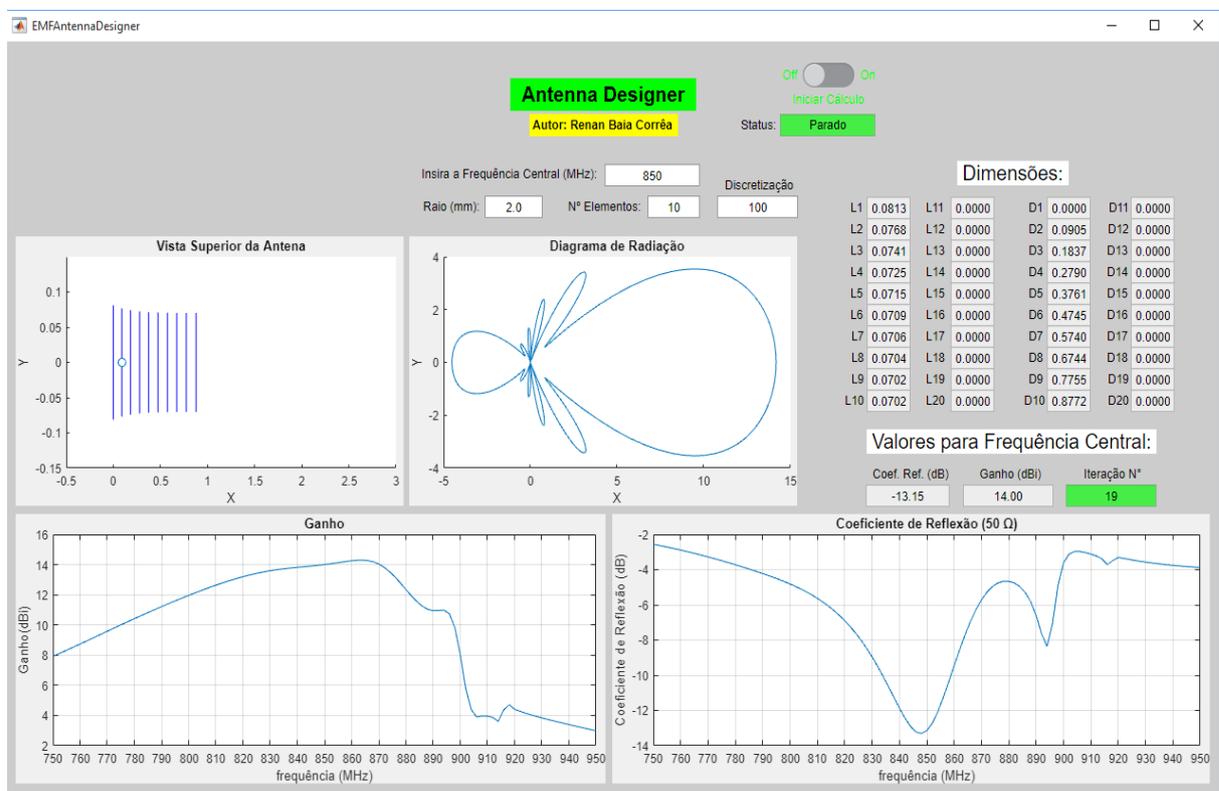
Fonte: Produção do próprio autor.

## 5 RESULTADOS E ANÁLISE

### 5.1 Simulações

Foram feitas uma série de simulações no *software* criado pelo autor (*Antenna Designer*), sendo que, para cada simulação, será mostrada uma outra simulação feita no *software* 4NEC2 com as mesmas dimensões obtidas no *Antenna Designer*, sendo que tais dimensões serão inseridas no 4NEC2, compiladas e terão seus resultados comparados com os resultados do previstos pelo *software*, criado pelo autor.

Figura 13 – Interface do *Antenna Designer*



Fonte: Produção do próprio autor.

Na Figura (13) é mostrada uma imagem da interface gráfica do programa *Antenna Designer*, criado pelo autor. Percebe-se que existem campos editáveis localizados no canto superior de tal imagem, os quais possuem os seguintes títulos mostrados no Quadro (1).

Quadro 1 – Entradas do programa

Campos Editáveis
Insira a Frequência Central (MHz)
Raio (mm)
Nº Elementos
Discretização

Fonte: Produção do próprio autor.

Tais campos são reconhecidos como as entradas do programa, ou seja, o usuário irá escolher a frequência de operação da antena de seu interesse, então caso esse usuário queira amplificar um sinal de uma rede *Wi-Fi*, o mesmo terá que escolher por uma frequência central entre 2400 MHz e 2500 MHz. No campo “Raio (mm)” o usuário poderá escolher o raio do cilindro metálico em que consiste cada elemento do conjunto colinear, no campo “Nº Elementos” o usuário poderá escolher o número de elementos que irá compor a antena e no campo “Discretização” o usuário poderá escolher em quantas partes os elementos lineares serão divididos para realização da integração numérica. Também é possível notar os campos que são reconhecidos como as saídas do programa, sendo estes campos não editáveis com os títulos mostrados no Quadro (2).

Quadro 2 – Saídas do programa

Gráficos	Campos não Editáveis
Vista Superior da Antena	$L_1, L_2, L_3, \dots, L_{20}$
Diagrama de Radiação	$D_1, D_2, D_3, \dots, D_{20}$
Ganho	Coef. Ref. (dB)
Coefficiente de Reflexão	Ganho (dBi)

Fonte: Produção do próprio autor.

Sendo  $L_1, L_2 \dots, L_{20}$  a metade dos comprimentos de cada elemento do conjunto colinear,  $D_1, D_2 \dots, D_{20}$  as distâncias dos elementos lineares no eixo x em relação à origem, o campo “Coef. Ref.” mostra coeficiente de reflexão para a frequência central escolhida pelo usuário, o campo “Ganho” mostra o ganho para a frequência central e o campo “Iteração N<sup>o</sup>” mostra o número de iterações realizados até o ponto em que o programa for parado (também podendo ser iniciado) pela chave *On-Off* intitulada “Iniciar Cálculo”, ou seja, para que o usuário inicie o programa ele deve mudar a chave para a posição *On*, alterando assim o status do programa de “Parado” para “Calculando”. Também se nota pela Figura (13) que o programa possui duas janelas intituladas por “Ganho” e “Coeficiente de Reflexão” onde são plotadas as curvas de ganho e do módulo do coeficiente de reflexão em função da frequência, além de mais duas

janelas onde são mostrados o diagrama de radiação da antena e a vista superior de tal antena. O intuito da janela onde é mostrada a vista superior da antena consiste na possibilidade de mostrar ao usuário como a antena seria disposta fisicamente, visto que os limites de seus eixos são fixos, permitindo assim notar quando uma antena é maior que outra.

Assim como citado na Seção de Introdução, os sinais de telefonia móvel e *Wi-Fi* são transmitidos em diferentes bandas de frequências, logo, sabendo que a finalidade do presente trabalho é realizar o *design* de antenas, serão feitas simulações para a obtenção de antenas capazes de amplificar sinais transmitidos nos canais de comunicação mostrados no Quadro (3).

Quadro 3 – Canais de comunicação

Padrão	Banda de Frequências
E-GSM	Banda 8
UMTS	Banda 1, Banda 5
LTE	Banda 28
WLAN	Canal 6

Fonte: Produção do próprio autor.

Como mostrado no Quadro (3) o E-GSM, ou *Extended Global System for Mobile Communications*, é um padrão desenvolvido pelo Instituto Europeu de Padrões de Telecomunicações (ETSI) para descrever os protocolos para redes celulares digitais de segunda geração (2G) usadas por dispositivos móveis, como telefones celulares e tablets. Já o *Universal Mobile Telecommunications System* (UMTS) é um sistema móvel de terceira geração (3G) para redes baseadas no padrão GSM, desenvolvido e mantido pelo 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*). O *Long Term Evolution* (LTE) é um padrão para comunicação de banda larga sem fio para dispositivos móveis e terminais de dados, baseado nas tecnologias GSM e UMTS, ele aumenta a capacidade e a velocidade usando uma interface de rádio diferente, juntamente com melhorias na rede principal. Uma *Wireless Local Area Network* (WLAN) é uma rede de computadores que conecta dois ou mais dispositivos usando comunicação sem fio para formar uma *Local Area Network* (LAN) dentro de uma área limitada, como uma casa, escola, laboratório de informática, campus ou prédio comercial.

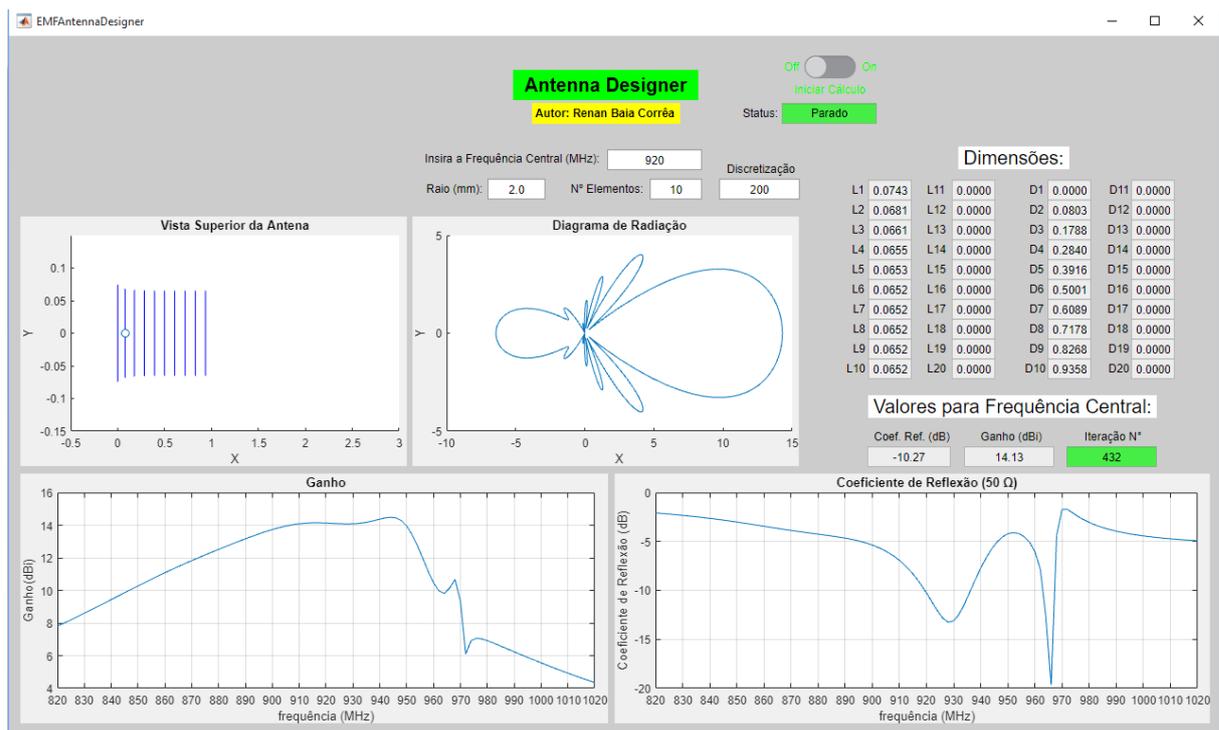
### 5.1.1 Antena para E-GSM Banda 8 – 900 MHz

Nessa simulação, será projetada uma antena para o sinal de telefonia móvel E-GSM Banda 8 – 900 MHz, o qual possui as seguintes faixas de frequências (BALANIS, 2005):

- *Uplink*: 880 MHz – 915 MHz
- *Downlink*: 925 MHz – 960 MHz
- Frequência Central: 920 MHz

Utilizam-se os seguintes parâmetros de entrada do programa: Frequência central da antena  $f_0 = 920 \text{ MHz}$ , raio do elemento linear  $a = 2 \text{ mm}$ , número de elementos lineares  $N = 10$ , discretização dos elementos lineares  $n = 200$ , como mostrado na Figura (14).

Figura 14 – Projeto da Antena para E-GSM Banda 8



Fonte: Produção do próprio autor.

O Quadro (4) contém os valores do coeficiente de reflexão ( $\Gamma$ ) e ganho máximo ( $G_{max}$ ) obtidos a partir do *Antenna Designer* e do *software* 4NEC2 referentes à simulação da Seção (5.1.1). Uma coluna adicional do Quadro (4) mostra o erro absoluto observado após a comparação dos resultados calculados com essas duas ferramentas de simulação.

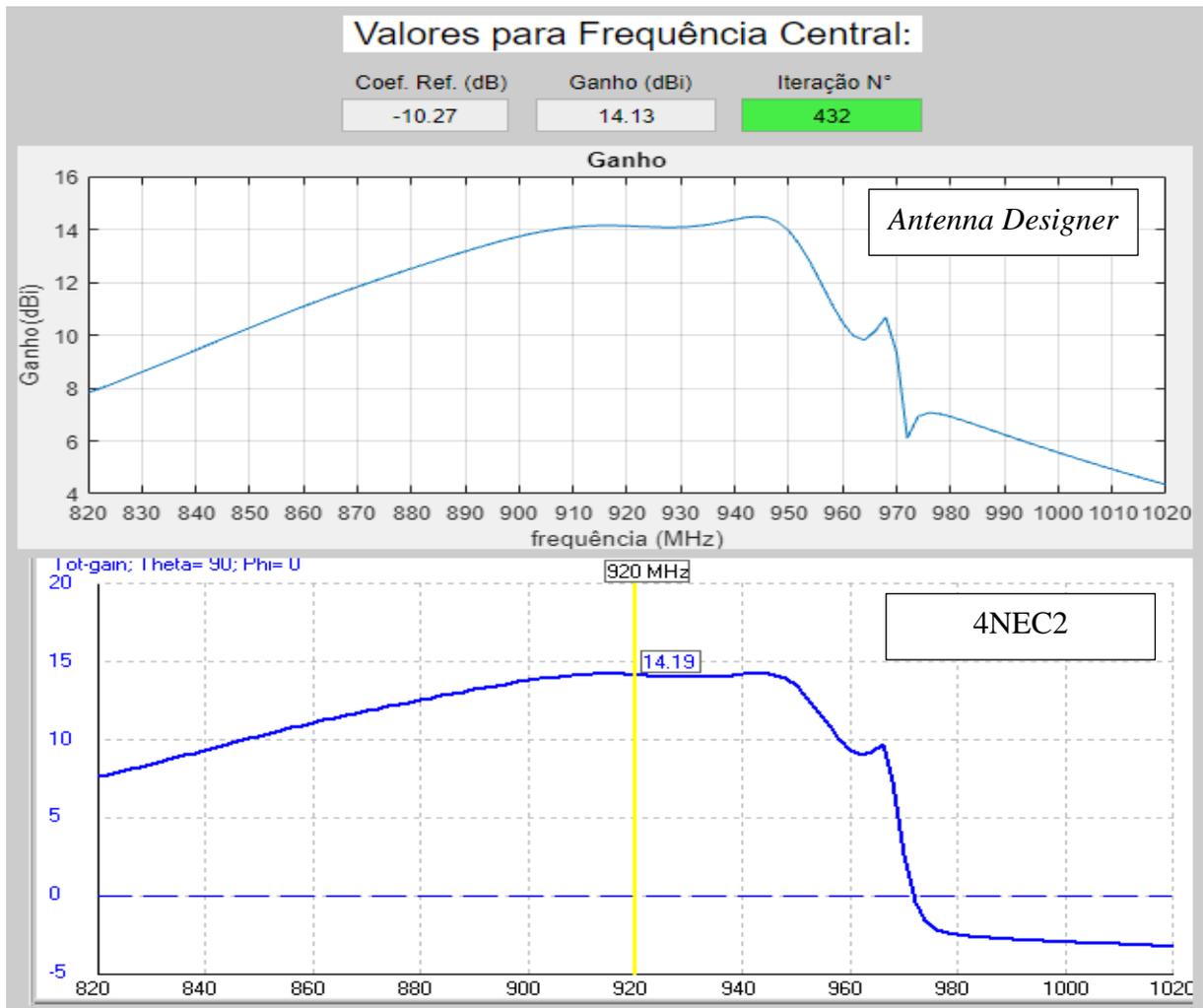
Quadro 4 – Comparação dos valores obtidos da Antena para E-GSM Banda 8

Resultados	<i>Antenna Designer</i>	4NEC2	Erro Absoluto
$ \Gamma $	-10.27 dB	-13.89 dB	-3.62 dB
$G_{m\acute{a}x}$	14.13 dBi	14.19 dBi	0.06 dBi

Fonte: Produção do próprio autor.

Como é possível notar pela Figura (15), a curva de ganho localizada na parte superior é a curva gerada pelo *Antenna Designer* criado pelo autor, e a curva na parte inferior é a curva gerada pelo 4NEC2, ou seja, fica claro a semelhança entre as curvas, possuindo um erro entre os dois valores de ganho máximo de 0.06 dBi. Também é possível notar um ganho maior que 10 dBi para a faixa de frequências entre 850 MHz e 955 MHz, ou seja, tal antena abrange, com um bom ganho, as faixas de frequências *Uplink* e *Downlink* que estão entre 880 MHz e 960 MHz praticamente por completo.

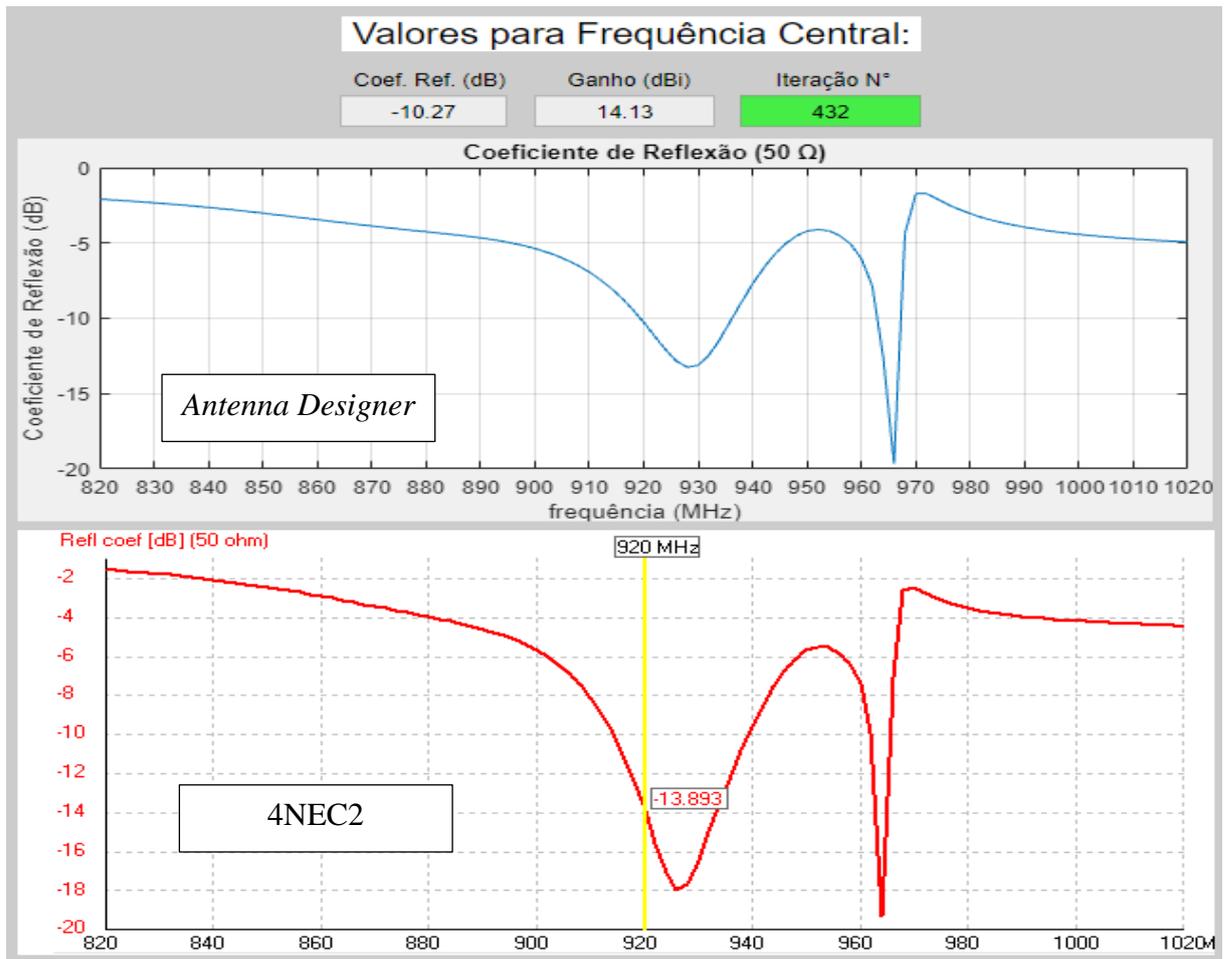
Figura 15 - Comparação da curva de ganho da Antena para E-GSM Banda 8



Fonte: Produção do próprio autor.

Analisando a Figura (16) é possível notar a semelhança entre as formas das curvas superior e inferior referentes ao módulo do coeficiente de reflexão, também fica perceptível que em alguns pontos da curva há uma diferença entre as amplitudes das duas curvas, porém, apesar do erro, fica claro que o módulo do coeficiente de reflexão obtido pelo 4NEC2 é menor que o obtido pelo *Antenna Designer*, ou seja, caso essa antena fosse implementada fisicamente, ela teria um coeficiente de reflexão melhor que o previsto pelo *Antenna Designer*, pois, quanto menor o coeficiente de reflexão, melhor. Nota-se também que o coeficiente de reflexão é menor que  $-3 \text{ dB}$  entre  $880 \text{ MHz}$  e  $965 \text{ MHz}$ , ou seja, a faixa de frequências entre  $880 \text{ MHz}$  e  $960 \text{ MHz}$  é atendida. Também é importante lembrar que o erro absoluto de  $-3.62 \text{ dB}$  mostrado no Quadro (4) entre os coeficientes de reflexão obtidos é grande, não apenas nessa simulação, mas também nas outras, devido ao fato do Método da FEM Induzida supor que a distribuição de corrente ao longo dos elementos da antena serem senoidais, como mostra a equação (42) presente na Seção (3.9).

Figura 16 - Comparação da curva do coeficiente de reflexão da Antena para E-GSM Banda 8



Fonte: Produção do próprio autor.

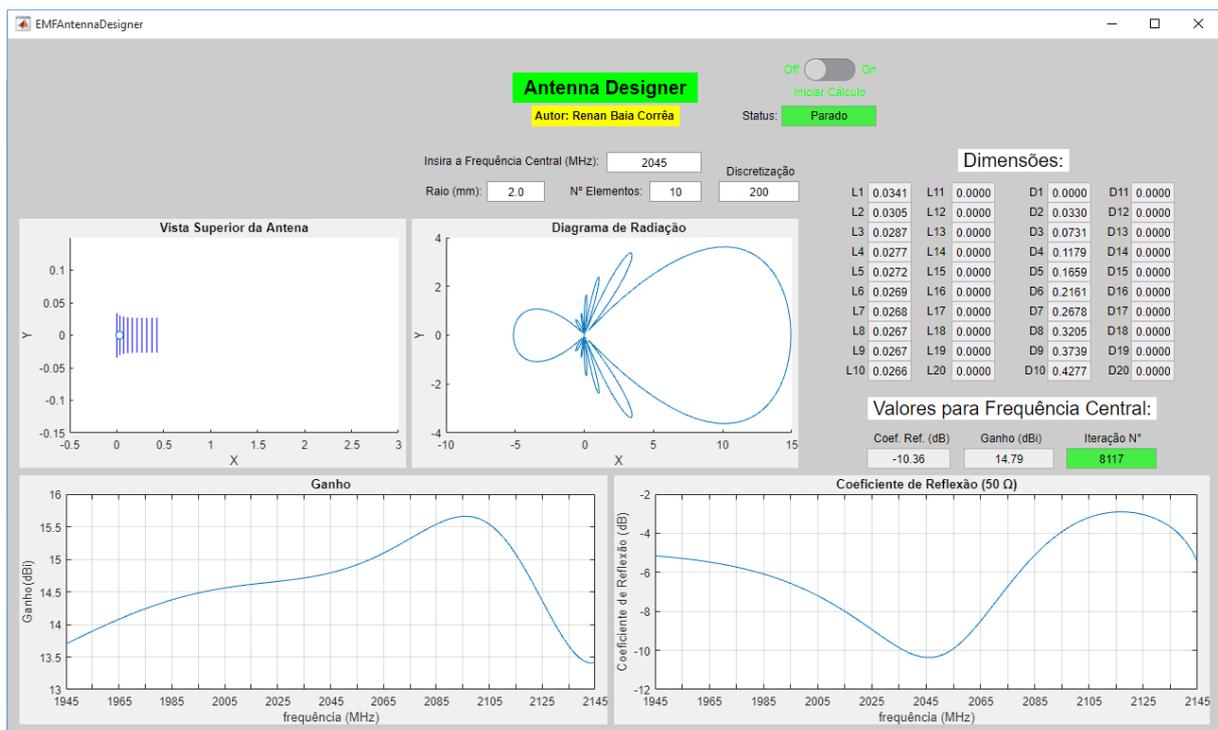
### 5.1.2 Antena para UMTS Banda 1 – 2100 MHz

Nessa simulação, será projetada uma antena para o sinal de telefonia móvel UMTS Banda 1 – 2100 MHz, o qual possui as seguintes faixas de frequências (BALANIS, 2005):

- *Uplink*: 1920 MHz – 1980 MHz
- *Downlink*: 2110 MHz – 2170 MHz
- Frequência Central: 2045 MHz

Utilizam-se os seguintes parâmetros de entrada do programa: Frequência central da antena  $f_0 = 2045 \text{ MHz}$ , raio do elemento linear  $a = 2 \text{ mm}$ , número de elementos lineares  $N = 10$ , discretização dos elementos lineares  $n = 200$ , como mostrado na Figura (17).

Figura 17 – Projeto da Antena para UMTS Banda 1



Fonte: Produção do próprio autor.

O Quadro (5) mostra a comparação dos valores do coeficiente de reflexão (Gama) e ganho máximo (Gmax) obtidos a partir do *Antenna Designer* e do *software 4NEC2* referentes à simulação da Seção (5.1.2).

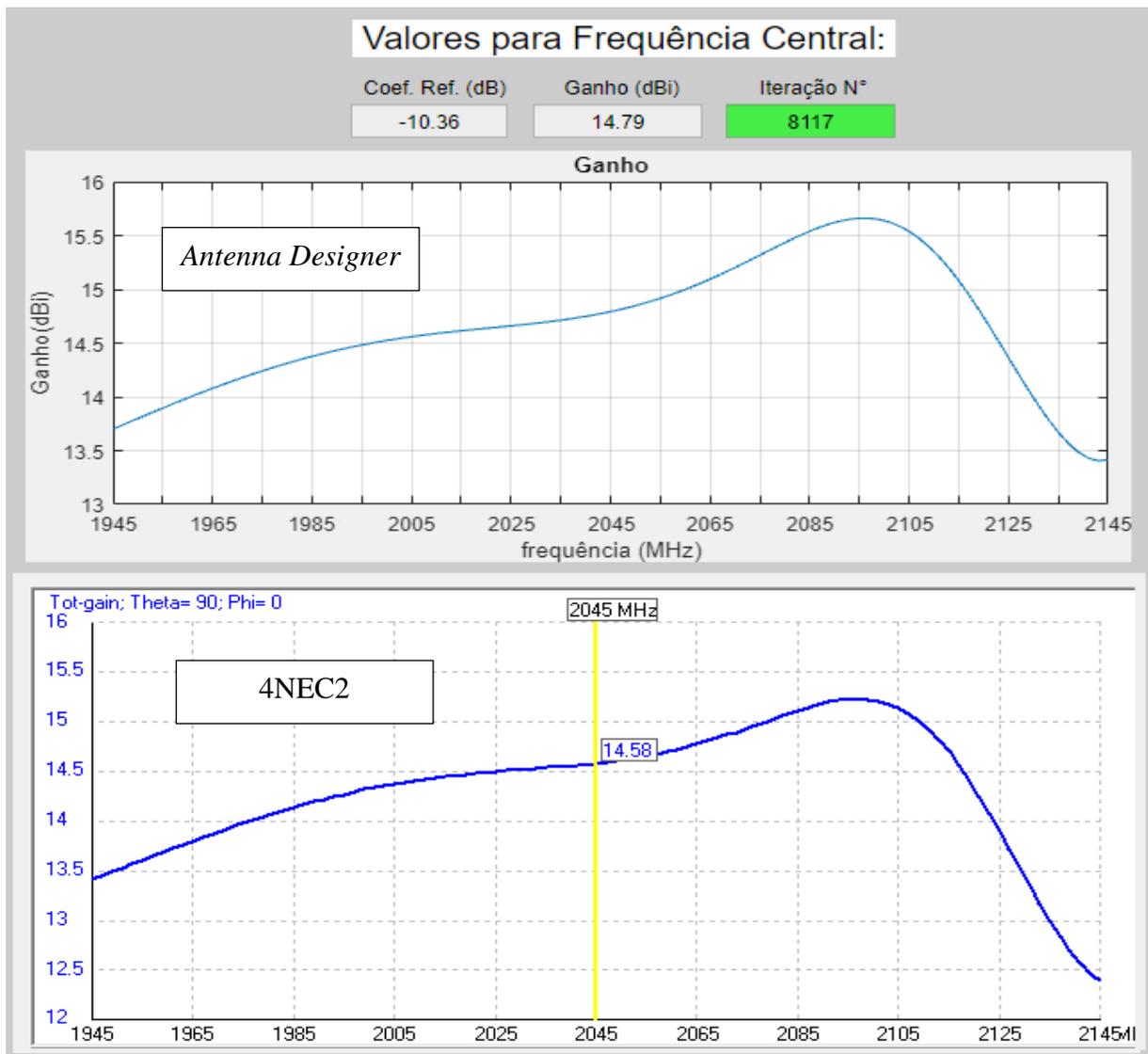
Quadro 5 – Comparação dos valores obtidos da Antena para UMTS Banda 1

Resultados	Designer de Antenas	4NEC2	Erro Absoluto
$ \Gamma $	-10.36 dB	-18.20 dB	-7.84 dB
$G_{m\acute{a}x}$	14.79 dBi	14.58 dBi	0.21 dBi

Fonte: Produção do próprio autor.

Como é possível notar pela Figura (18), fica claro a semelhança entre as curvas, sendo até melhor em relação à antena anterior, possuindo um erro entre os dois valores de ganho máximo de 0.21 dBi. Também é possível notar um ganho maior que 12 dBi para a faixa de frequências entre 1945 MHz e 2145 MHz, ou seja, tal antena abrange uma parte da faixa de frequências *Uplink* e uma parte da faixa de frequências *Downlink* que estão entre 1920 MHz e 2170 MHz.

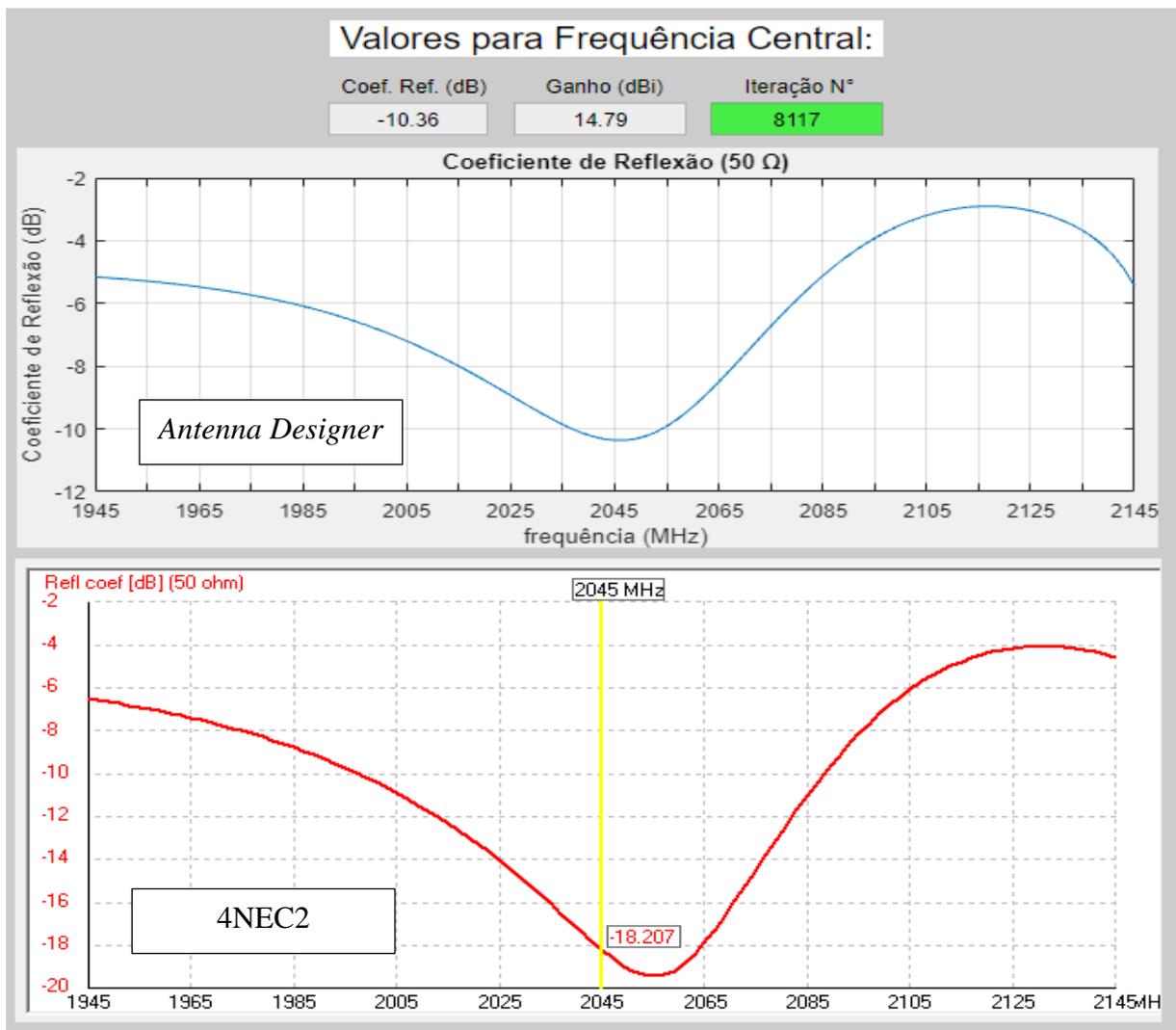
Figura 18 – Comparação da curva de ganho da Antena para UMTS Banda 1



Fonte: Produção do próprio autor.

Conforme a Figura (19), também é possível notar a semelhança entre as formas das curvas superior e inferior referentes ao módulo do coeficiente de reflexão, sendo perceptível em alguns pontos da curva uma diferença entre as amplitudes das duas curvas. Nota-se também que o coeficiente de reflexão é menor que  $-3\text{ dB}$  entre  $1945\text{ MHz}$  e  $2145\text{ MHz}$ , ou seja, uma parte faixa de frequências *Uplink* entre  $1945\text{ MHz}$  e  $1980\text{ MHz}$  é atendida e uma parte da faixa de frequências *Downlink* entre  $2110\text{ MHz}$  e  $2145\text{ MHz}$ . É válido lembrar que o critério para a escolha de  $-3\text{ dB}$  como limite se deve ao fato de que este valor é o que faz o coeficiente de transmissão ser maior que  $-3\text{ dB}$ . É válido lembrar que a curva do coeficiente de reflexão possui um erro maior em relação a curva do ganho devido ao fato do coeficiente de reflexão depender diretamente dos valores obtidos na Matriz de Impedâncias, sendo esta matriz obtida a partir do Método da FEM Induzida, o qual é uma aproximação.

Figura 19 – Comparação da curva do coeficiente de reflexão da Antena para UMTS Banda 1



Fonte: Produção do próprio autor.

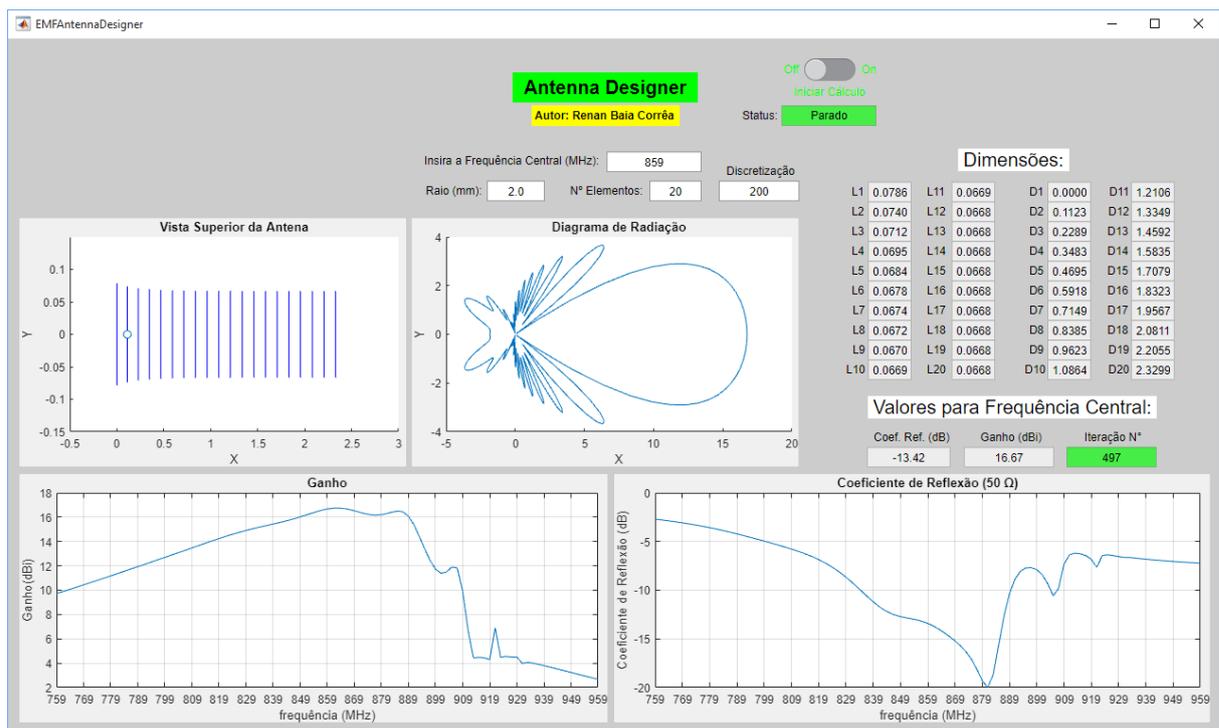
### 5.1.3 Antena para UMTS Banda 5 – 850 MHz

Nessa simulação, será projetada uma antena para o sinal de telefonia móvel UMTS Banda 5 – 850 MHz, o qual possui as seguintes faixas de frequências (BALANIS, 2005):

- *Uplink*: 824 MHz – 849 MHz
- *Downlink*: 869 MHz – 894 MHz
- Frequência Central: 859 MHz

Utilizam-se os seguintes parâmetros de entrada do programa: Frequência central da antena  $f_0 = 859 \text{ MHz}$ , raio do elemento linear  $a = 2 \text{ mm}$ , número de elementos lineares  $N = 20$ , discretização dos elementos lineares  $n = 200$ , como mostrado na Figura (20).

Figura 20 – Projeto da Antena para UMTS Banda 5



Fonte: Produção do próprio autor.

O Quadro (6) mostra a comparação dos valores do coeficiente de reflexão ( $\Gamma$ ) e ganho máximo ( $G_{max}$ ) obtidos a partir do *Antenna Designer* e do *software 4NEC2* referentes à simulação da Seção (5.1.3).

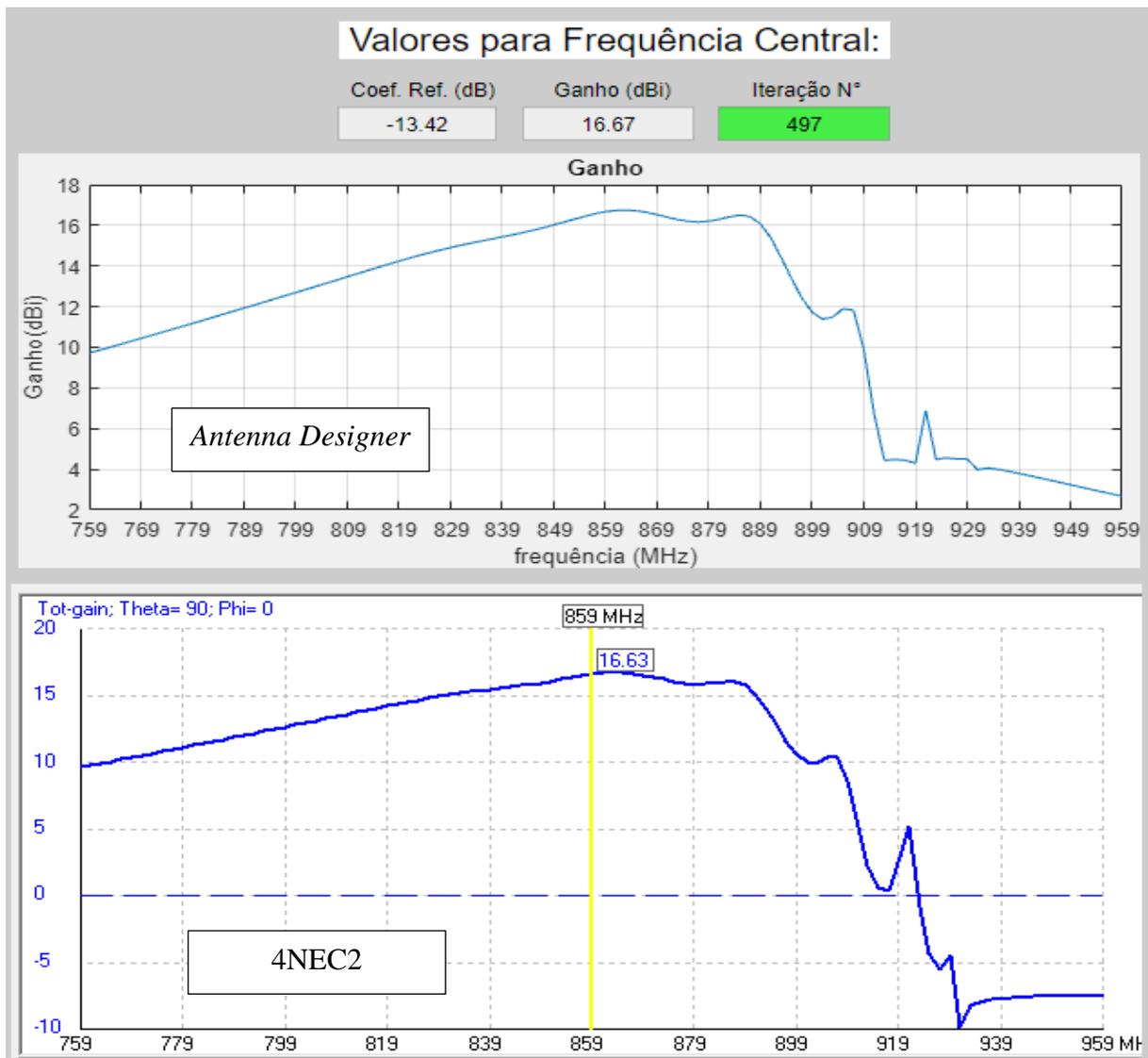
Quadro 6 – Comparação dos valores obtidos da Antena para UMTS Banda 5

Resultados	Designer de Antenas	4NEC2	Erro Absoluto
$ \Gamma $	-13.42 dB	-19.31 dB	-5.89 dB
$G_{m\acute{a}x}$	16.67 dBi	16.63 dBi	0.04 dBi

Fonte: Produção do próprio autor.

Analisando a Figura (21), fica notável a semelhança entre as curvas, possuindo um erro entre os dois valores de ganho máximo de 0.04 dBi. Também é possível notar um ganho maior que 15 dBi para a faixa de frequências entre 829 MHz e 889 MHz, ou seja, tal antena abrange uma parte da faixa de frequências *Uplink* entre 829 MHz e 849 MHz e uma parte da faixa de frequências *Downlink* entre 869 MHz e 889 MHz.

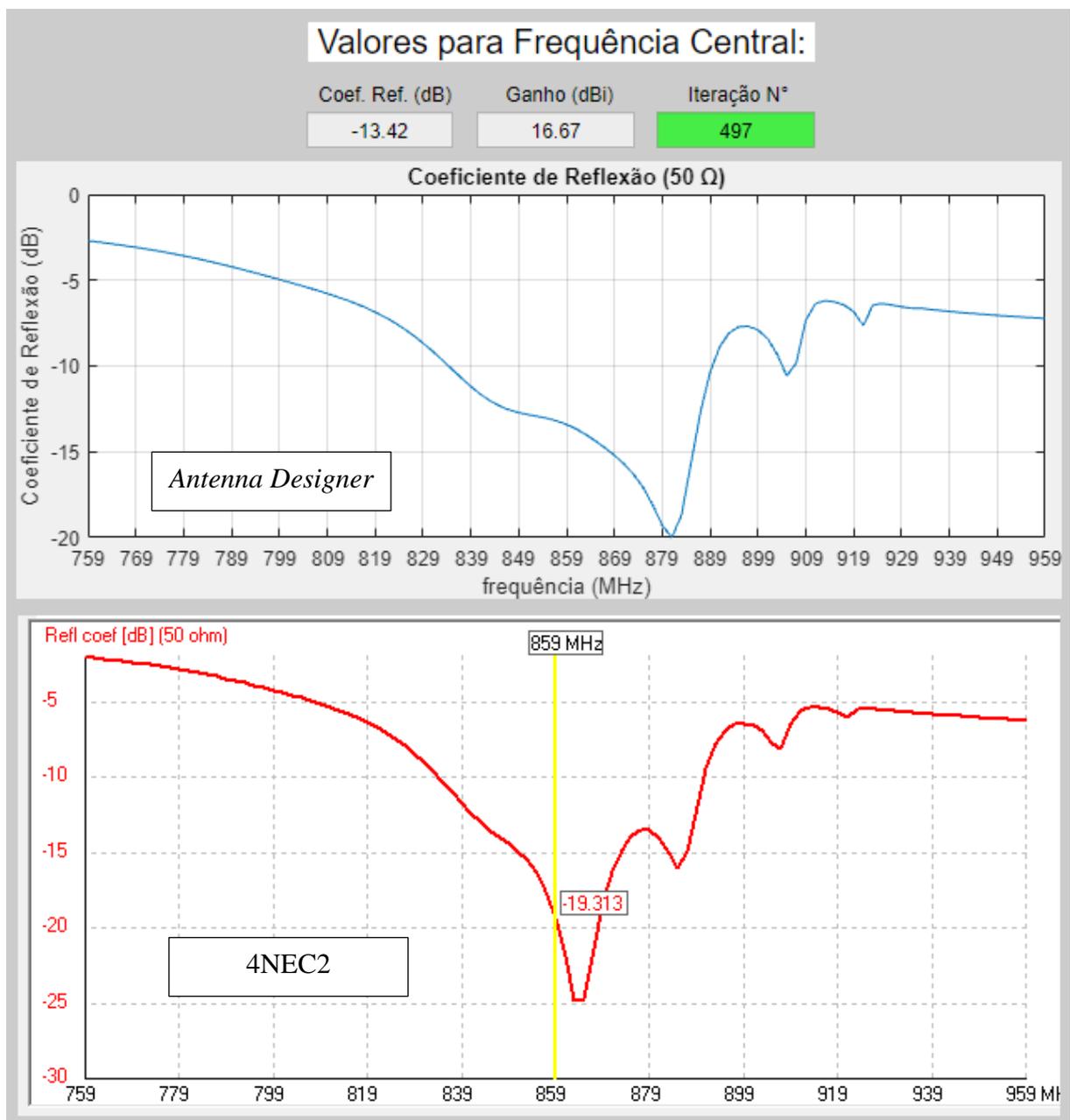
Figura 21 – Comparação da curva de ganho da Antena para UMTS Banda 5



Fonte: Produção do próprio autor.

Conforme a Figura (22), nota-se a semelhança entre as formas das curvas referentes ao módulo do coeficiente de reflexão, sendo perceptível em alguns pontos da curva uma diferença entre as amplitudes das duas curvas, além de alguns pontos de mínimo estarem localizados em frequências um pouco diferentes, mas isso se deve pelo fato do Método da FEM Induzida ser uma aproximação. Nota-se também que o coeficiente de reflexão é menor que  $-3\text{ dB}$  entre  $809\text{ MHz}$  e  $909\text{ MHz}$ , ou seja, a faixa de frequências *Uplink* e *Downlink* entre  $824\text{ MHz}$  e  $894\text{ MHz}$  é atendida.

Figura 22 – Comparação da curva do coeficiente de reflexão da Antena para UMTS Banda 5



Fonte: Produção do próprio autor.

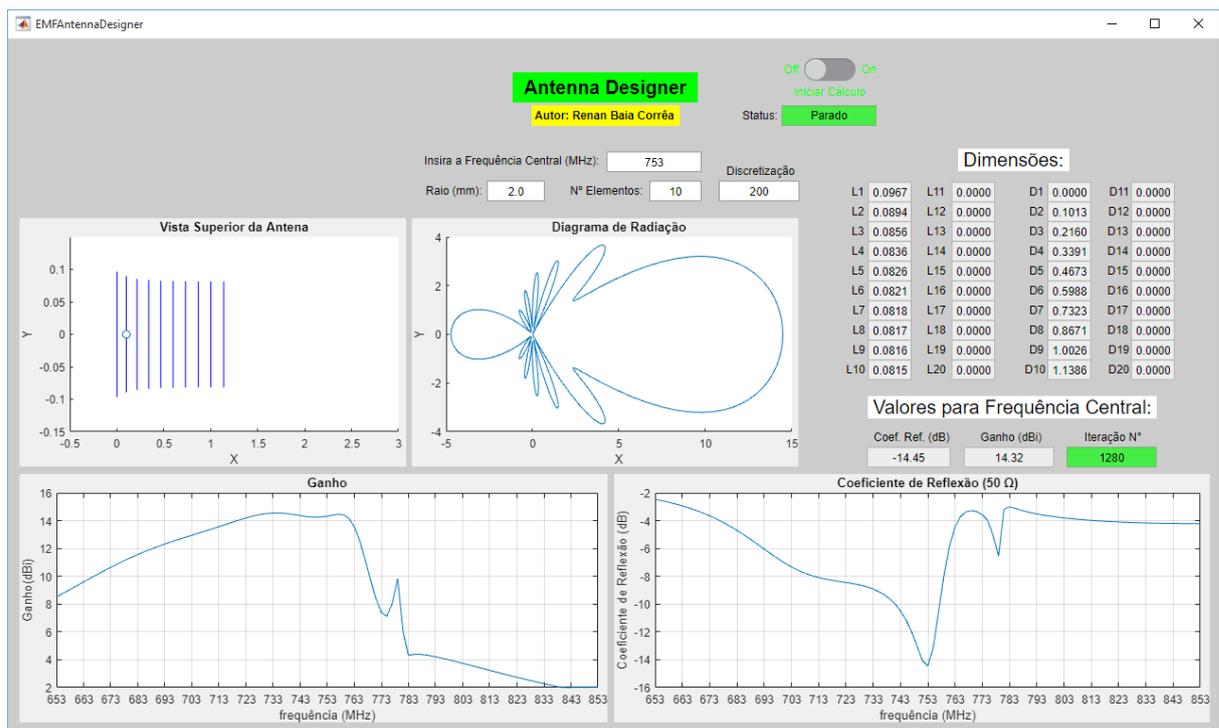
### 5.1.4 Antena para LTE Banda 28 – 700 MHz

Nessa simulação, será projetada uma antena para o sinal de telefonia móvel LTE Banda 28 – 700 MHz, o qual possui as seguintes faixas de frequências (BALANIS, 2005):

- *Uplink*: 703 MHz – 748 MHz
- *Downlink*: 758 MHz – 803 MHz
- Frequência Central: 753 MHz

Utilizam-se os seguintes parâmetros de entrada do programa: Frequência central da antena  $f_0 = 753 \text{ MHz}$ , raio do elemento linear  $a = 2 \text{ mm}$ , número de elementos lineares  $N = 10$ , discretização dos elementos lineares  $n = 200$ , como mostrado na Figura (23).

Figura 23 – Projeto da Antena para LTE Banda 28



Fonte: Produção do próprio autor.

O Quadro (7) mostra a comparação dos valores do coeficiente de reflexão ( $\Gamma$ ) e ganho máximo ( $G_{max}$ ) obtidos a partir do *Antenna Designer* e do *software 4NEC2* referentes à simulação da Seção (5.1.4).

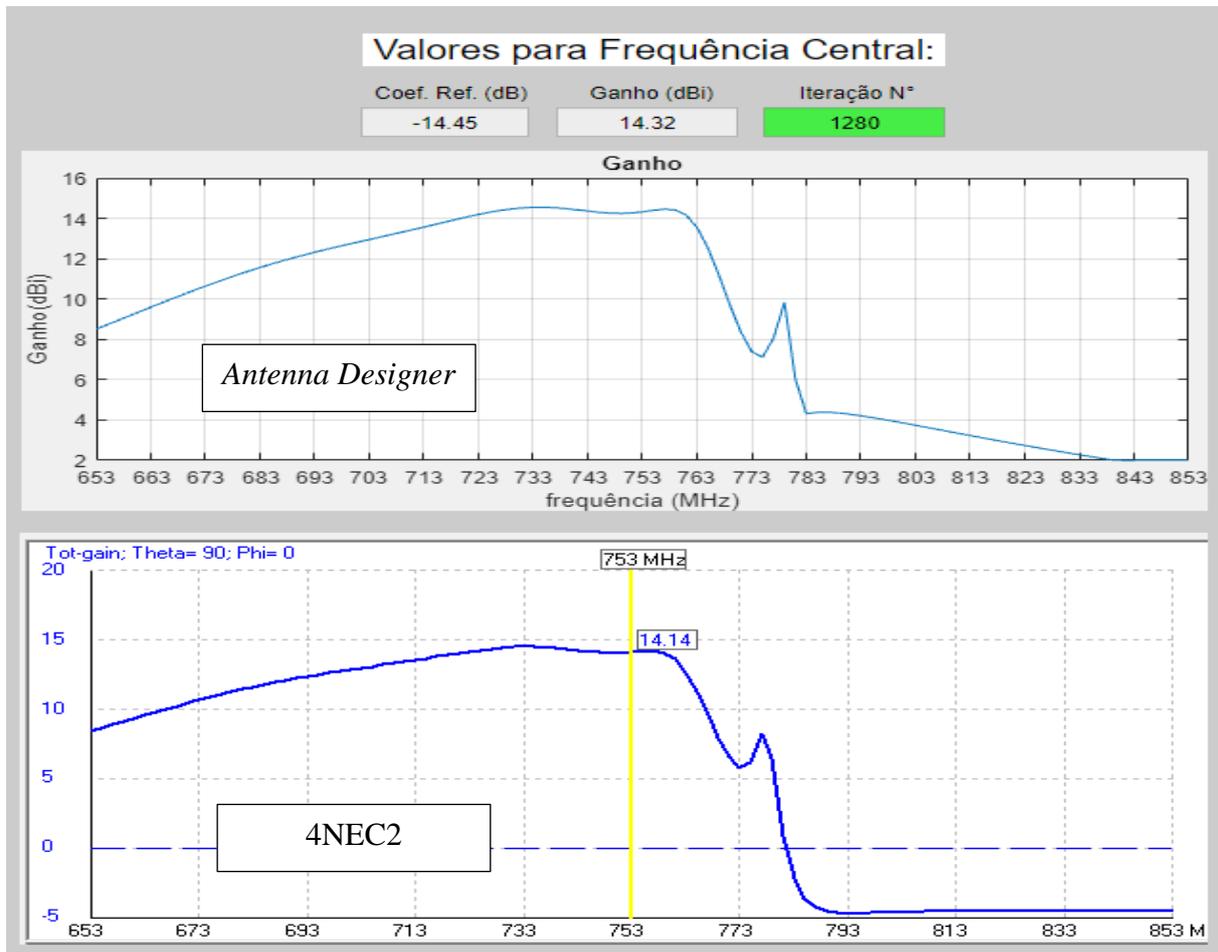
Quadro 7 – Comparação dos valores obtidos da Antena para LTE Banda 28

Resultados	Designer de Antenas	4NEC2	Erro Absoluto
$ \Gamma $	-14.45 dB	-15.65 dB	-1.20 dB
$G_{m\acute{a}x}$	14.32 dBi	14.14 dBi	0.18 dBi

Fonte: Produção do próprio autor.

Analisando a Figura (24), nota-se que as curvas possuem pontos de máximo nas frequências correspondentes, possuindo um erro entre os dois valores de ganho máximo de 0.18 dBi. Também é possível notar um ganho maior que 10 dBi para a faixa de frequências entre 663 MHz e 763 MHz, ou seja, tal antena abrange toda a faixa de frequências *Uplink* entre 703 MHz e 748 MHz e uma parte da faixa de frequências *Downlink* entre 758 MHz e 763 MHz. Fica claro que a faixa de frequências *Downlink* atendida ficou muito curta, sendo que isso pode prejudicar a amplificação do sinal, ou seja, o recomendável seria levar a frequência central inserida pelo usuário mais à direita do gráfico.

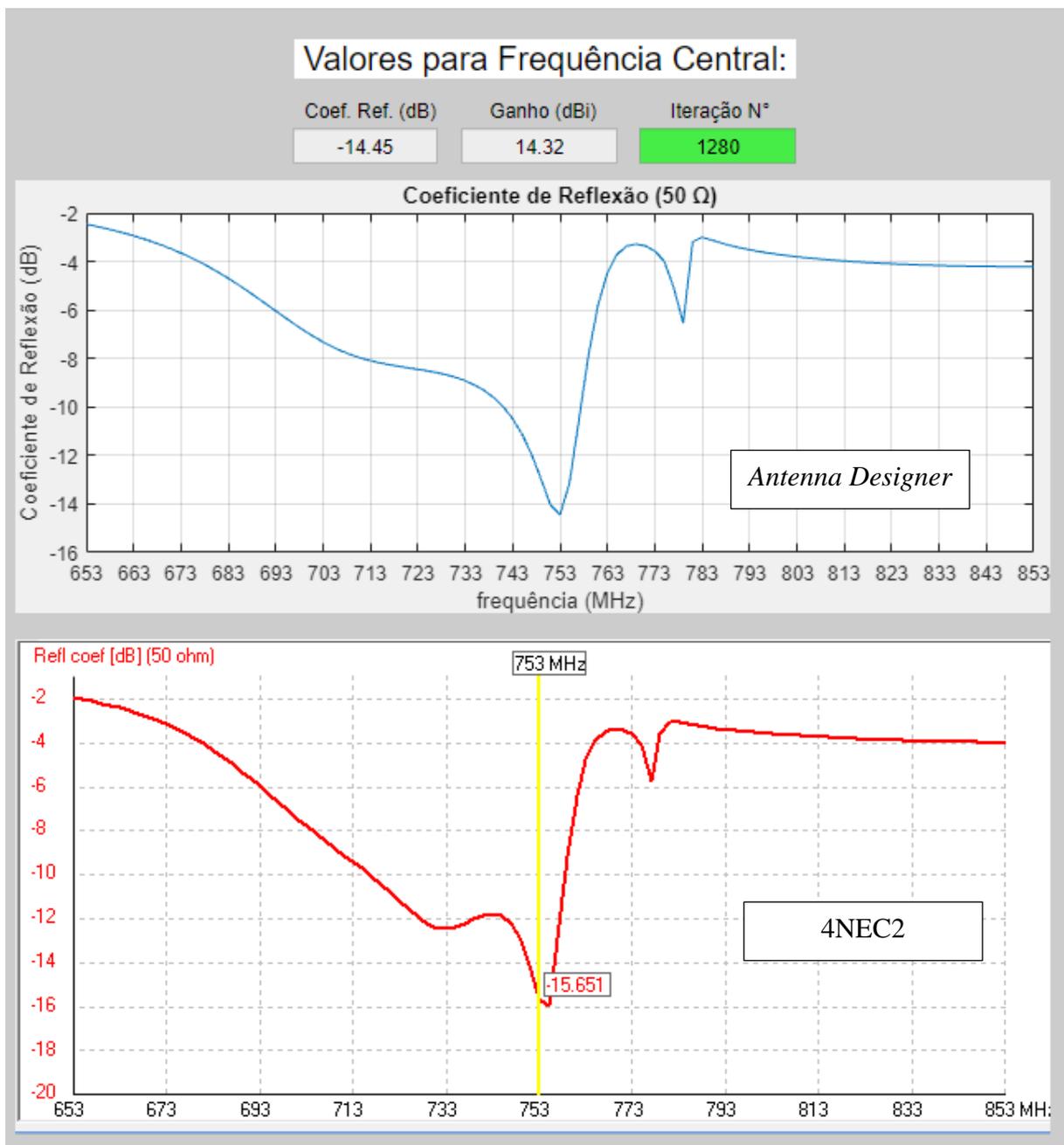
Figura 24 – Comparação da curva de ganho da Antena para LTE Banda 28



Fonte: Produção do próprio autor.

Conforme a Figura (25), nota-se que os pontos de mínimo das curvas referentes ao módulo do coeficiente de reflexão ocorrem para as frequências correspondentes, sendo perceptível em alguns pontos da curva uma diferença entre as amplitudes das duas curvas. Nota-se também que o coeficiente de reflexão é menor que  $-3\text{ dB}$  entre  $673\text{ MHz}$  e  $773\text{ MHz}$ , ou seja, a faixa de frequências *Uplink* entre  $703\text{ MHz}$  e  $748\text{ MHz}$  é atendida, já a faixa de frequências *Downlink* tem apenas uma parte atendida, entre  $758\text{ MHz}$  e  $773\text{ MHz}$ .

Figura 25 – Comparação da curva de coeficiente de reflexão da Antena para LTE Banda 28



Fonte: Produção do próprio autor.

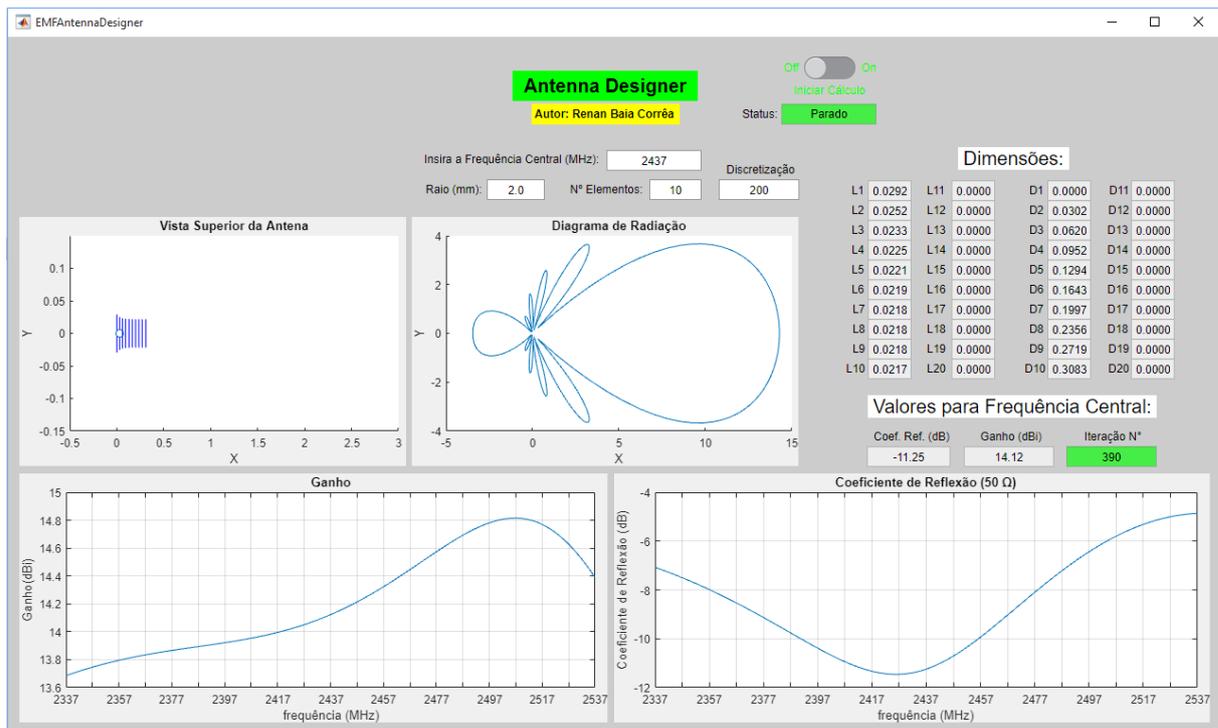
### 5.1.5 Antena para WLAN 2.4 GHz (802.11b) – Canal 6

Nessa simulação, será projetada uma antena para o sinal de *Wi-Fi* WLAN 2.4 GHz (802.11b) para o Canal 6 o qual possui as seguintes faixas de frequências (BALANIS, 2005):

- *Range*: 2426 MHz – 2448 MHz
- Frequência Central: 2437 MHz

Utilizam-se os seguintes parâmetros de entrada do programa: Frequência central da antena  $f_0 = 2437$  MHz, raio do elemento linear  $a = 2$  mm, número de elementos lineares  $N = 10$ , discretização dos elementos lineares  $n = 200$ , como mostrado na Figura (26).

Figura 26 – Projeto da Antena para *Wi-Fi*



Fonte: Produção do próprio autor.

O Quadro (8) mostra a comparação dos valores do coeficiente de reflexão ( $\Gamma$ ) e ganho máximo ( $G_{max}$ ) obtidos a partir do *Antenna Designer* e do *software* 4NEC2 referentes à simulação da Seção (5.1.5).

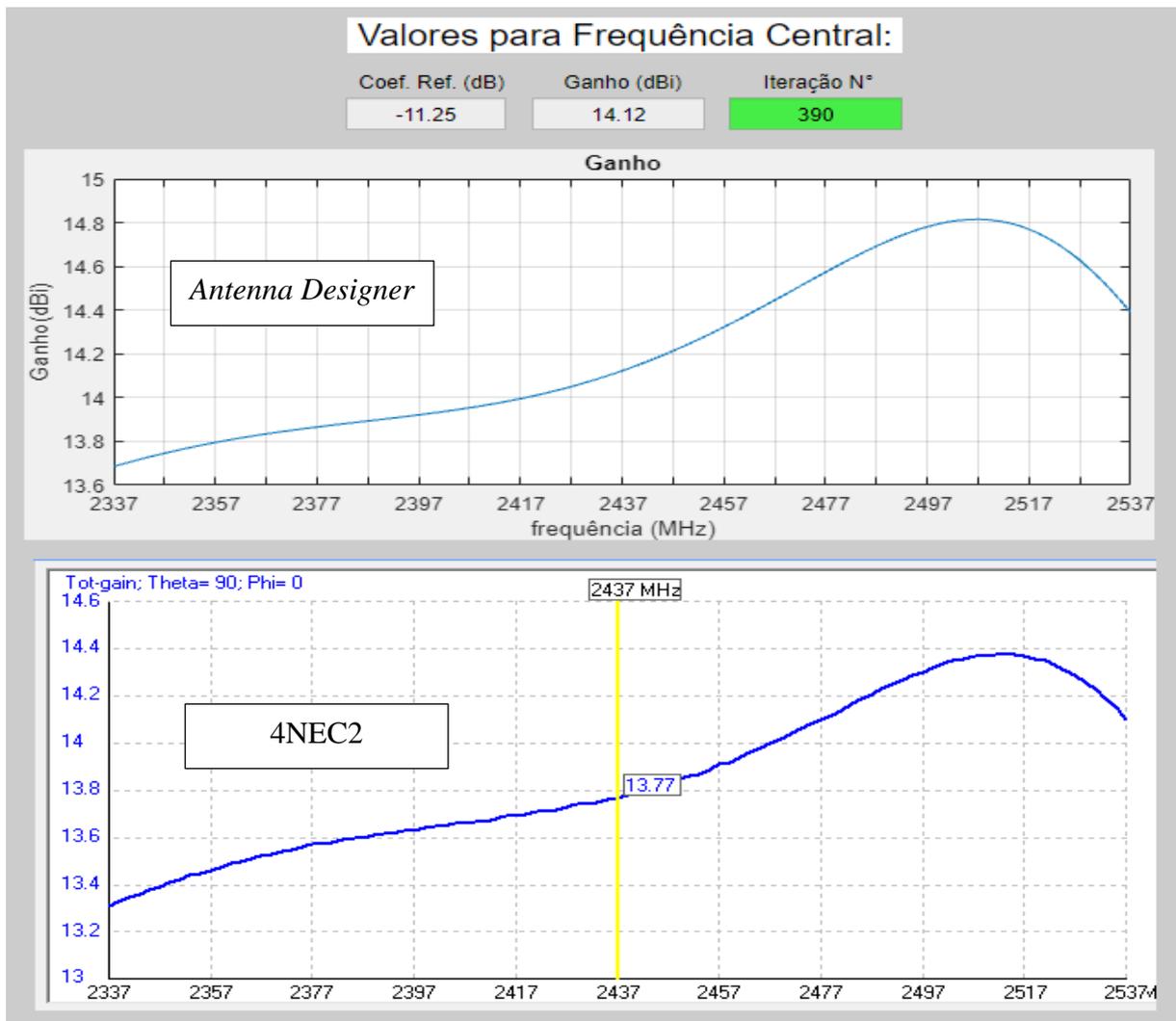
Quadro 8 – Comparação dos valores obtidos da Antena para Wi-Fi

Resultados	Antenna Designer	4NEC2	Erro Absoluto
$ \Gamma $	-11.25 dB	-24.75 dB	-13.50 dB
$G_{m\acute{a}x}$	14.12 dBi	13.77 dBi	0.35 dBi

Fonte: Produção do próprio autor.

Analisando a Figura (27), nota-se que as curvas possuem pontos de máximo nas frequências correspondentes, possuindo um erro entre os dois valores de ganho máximo de 0.35 dBi. Também é possível notar um ganho maior que 13 dBi para a faixa de frequências entre 2337 MHz e 2537 MHz, ou seja, tal antena abrange todo o range de frequências do Canal 6 entre 2426 MHz – 2448 MHz, além de abranger todos os canais do WLAN 2.4 GHz (802.11b) que ficam entre 2400 MHz e 2500 MHz.

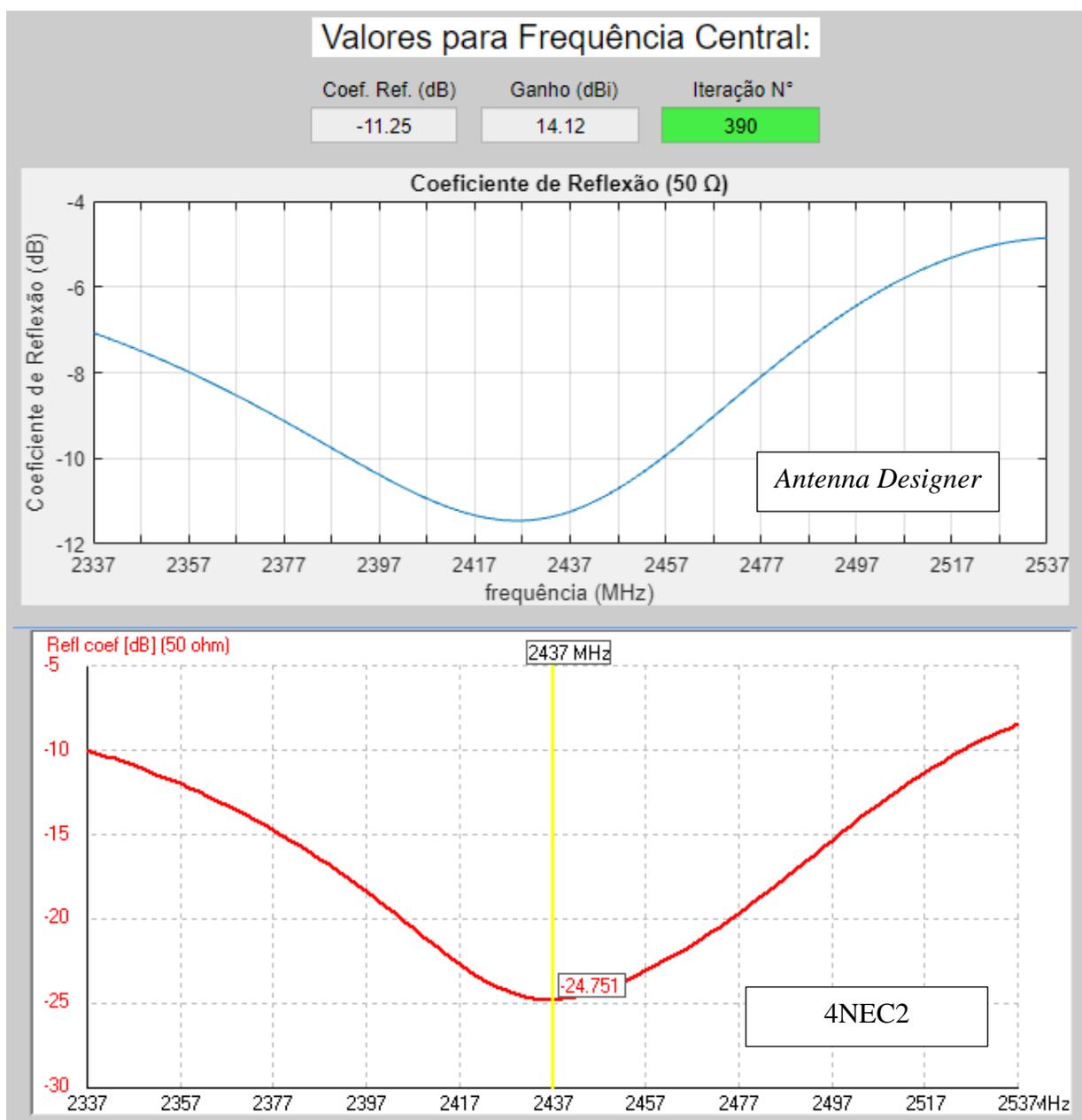
Figura 27 – Comparação da curva de ganho da Antena para Wi-Fi



Fonte: Produção do próprio autor.

Conforme a Figura (28), nota-se que os pontos de mínimo das curvas referentes ao módulo do coeficiente de reflexão ocorrem para as frequências correspondentes, sendo perceptível em alguns pontos da curva uma diferença entre as amplitudes das duas curvas, sendo esta diferença até maior que nos casos anteriores. Nota-se também que o coeficiente de reflexão é menor que  $-3$  dB entre  $2337$  MHz e  $2537$  MHz, ou seja, o *range* de frequências para o Canal 6 entre  $2426$  MHz –  $2448$  MHz é atendida, além de toda a faixa de frequências WLAN 2.4 GHz (802.11b) entre  $2400$  MHz –  $2500$  MHz.

Figura 28 – Comparação da curva do coeficiente de reflexão da Antena para *Wi-Fi*



Fonte: Produção do próprio autor.

## 5.2 Análise

Conforme os resultados mostrados na Seção (5.1), fica perceptível que as curvas de ganho e coeficiente de reflexão obtidos pelo *Antenna Designer* e pelo 4NEC2 possuem formatos similares, tendo diferenças para alguns valores de amplitude (eixo y do gráfico), ou seja, onde é esperado ter um ponto de mínimo previsto pelo *Designer*, este realmente existe quando comparado com a curva fornecida pelo 4NEC2, porém sua amplitude possui um erro considerável, porém, as respostas ficam dentro dos limites pré-estabelecidos internamente para o programa, que é  $|\Gamma| < -10 \text{ dB}$  para a frequência central escolhida pelo usuário.

Também é possível notar que os valores do ganho para a frequência central são muito mais fidedignos (possuem menor erro) quando comparados com os valores do módulo do coeficiente de reflexão (possuem maior erro), ou seja, isso ocorre exatamente pelo fato do Método da FEM Induzida ser uma aproximação muito utilizada para conjuntos colineares com elementos lineares de raio idealmente igual a zero, ou seja, quando temos elementos lineares de raio finito, obtém-se erro no cálculo de cada elemento da matriz de impedâncias mostrada na equação (15) e, caso esses elementos de tal matriz sejam diferentes da realidade, será obtido um coeficiente de reflexão com um erro considerável, visto que o coeficiente de reflexão é calculado por meio de uma função que pode tender de zero a menos infinito.

Outro ponto a ser abordado, é o fato de que o erro aumenta ou diminui de forma aleatória, dependendo dos parâmetros de entrada que o usuário irá inserir, ou seja, isso indica uma menor acurácia no cálculo para antenas com determinada frequência ou número de elementos, visto que, quanto maior o número de elementos, há um maior número de iterações do programa, além de um maior número de contribuições de fontes de correntes, vetores potenciais magnéticos e campos elétricos, o que pode aumentar a propagação do erro.

## 6 CONCLUSÃO E PROJETOS FUTUROS

Conclui-se que o presente trabalho teve seus objetivos atingidos, visto que foi obtido como resultado um *software* executável (*Antenna Designer*) no formato “.exe”, ou seja, é possível compartilhar esse programa de computador com outras pessoas com a finalidade de que este possa ajudá-las a dimensionar antenas para que estas possam ser implementadas fisicamente.

Quanto aos resultados, é possível concluir que, apesar de haver alguns valores discrepantes em relação aos obtidos no 4NEC2, foram obtidas respostas interessantes que podem ser extremamente úteis para um dimensionamento rápido, seja para um usuário comum ou uma corporação, sendo exatamente esta a principal motivação do autor para a implementação do presente trabalho, criar antenas de forma rápida em seu ambiente residencial para que seja possível a amplificação de sinais de telefonia móvel, principalmente em áreas rurais, onde é necessária a implementação de antenas para que seja possível utilizar o sinal de telefonia móvel.

Com relação aos projetos futuros, o autor tem como foco a implementação de um programa similar a este, porém utilizando o Método dos Momentos aplicado à Equação Integral de Pocklington ao invés do Método da FEM Induzida, devido ao fato do primeiro método ter uma acurácia maior quanto aos cálculos dos parâmetros fundamentais da antena, além de implementar este programa em linguagem C, onde é possível ter uma relação iterações por segundo maior em relação ao programa criado no MATLAB.

Apesar de ser necessário realizar cálculos complexos, a ideia de dimensionar antenas a partir das próprias equações citadas nas literaturas conhecidas é de certa forma bastante interessante, visto que, saímos literalmente do teórico e chegamos ao mundo real, ou seja, para que um engenheiro seja completo, este deve dominar amplamente a teoria contida nos mais diversos livros e aplicar esta teoria na prática, sendo o seu principal foco construir engenhosidades capazes de mudar o mundo, assim como as antenas mudaram o mundo desde que foram inventadas.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BALANIS, C. A. **Antenna Theory** – Analysis and Design. 3. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, 2005.

ORFANIDIS, S. J. **Electromagnetic Waves and Antennas**. 1. ed. New Jersey: Rutgers University, 2016.

PRODANOV, C. C.; FREITAS, E. C. de. **Metodologia do Trabalho Científico: Métodos e Técnicas de Pesquisa e do Trabalho Acadêmico**. 2 ed. Novo Hamburgo: Ed. Universidade Feevale, 2013.

RUGGIERO, M. A. G.; LOPES, V. L. R. **Cálculo Numérico – Aspectos Teóricos e Computacionais**. 2. ed. São Paulo: Pearson, 2000.

POZAR, D. M. **Microwave Engineering**. 4. ed. Amherst: John Wiley & Sons, 2012.

JOINES, W. T.; PALMER, W. D.; BERNHARD, J. T. **Microwave Transmission Line Circuits**. 1. ed. Norwood: Artech House, 2013.