

ANDRÉ DE MACEDO PORTUGAL LOBATO

SIMULAÇÃO ELETROMAGNÉTICA DE UMA ANTENA PARA WI-FI

**CURITIBA
2008**

ANDRÉ DE MACEDO PORTUGAL LOBATO

SIMULAÇÃO ELETROMAGNÉTICA DE UMA ANTENA PARA WI-FI

Trabalho de conclusão de curso apresentado à disciplina Projeto de Graduação, Curso de Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná, como requisito parcial à obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Wilson Arnaldo Artuzi Jr.

**CURITIBA
2008**

RESUMO

O presente trabalho tem como objetivo realizar a simulação eletromagnética de uma antena para Wi-Fi, formada por uma linha de transmissão a dois fios e antenas do tipo dipolo, constituindo um arranjo de antenas. Para o desenvolvimento da simulação serão utilizados os *softwares* GiD e MATLAB, sendo o primeiro deles para a modelagem de dipolos de diversos comprimentos e o segundo para o processamento dos dados fornecidos pelo primeiro, através do método numérico FETD, e para a determinação de diversos parâmetros que caracterizam uma antena. Serão simulados diversos arranjos de antenas, cada um formado por um certo número de dipolos do mesmo comprimento, dentre os três que serão simulados, e espaçados por este comprimento. A escolha do arranjo mais apropriado será feita a partir de uma comparação dos diagramas de irradiação de cada um e a partir da análise do módulo do coeficiente de reflexão de entrada dos mesmos, em uma faixa de frequências centrada na frequência na qual serão realizadas as simulações.

Palavras-chave: Arranjo de antenas. Simulação eletromagnética. Wi-Fi.

ABSTRACT

The current work intends to do the electromagnetic simulation of a Wi-Fi antenna, constructed from a two-wire transmission line and dipole antennas, structuring an antenna array. For this simulation two software will be used, GiD and MATLAB. The first one will be used to simulate the dipole antennas and the second one to process the data generated by the first, using the FETD numerical method, and to calculate a sort of parameters that describe an antenna. A variety of antenna arrays will be simulated in this work, each one using a number of same length dipoles, between the three that will be simulated, and spaced by this length. The choice of the most suitable array will be made from a comparison of the radiation pattern of each one that will be simulated and from an analysis of the input reflection coefficient of these arrays, in a frequency range centered in the frequency used in the simulations.

Key-words: Antenna array. Electromagnetic simulation. Wi-Fi.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	5
2 CONCEITOS BÁSICOS	6
2.1 Antenas	6
2.1.1 <i>Dipolo de Meia Onda</i>	7
2.1.2 <i>Diagrama de Irradiação</i>	7
2.1.3 <i>Impedância de Entrada</i>	8
2.1.4 <i>Arranjo de Antenas</i>	8
2.1.5 <i>Antena a ser Simulada</i>	10
2.2 Casamento de Impedâncias	11
2.3 Parâmetros ABCD	14
2.4 Parâmetros S	17
3 MODELAGEM DOS DIPOLOS	18
4 SIMULAÇÃO DOS ARRANJOS DE ANTENAS	28
4.1 <i>Modelagem dos Arranjos</i>	29
4.2 <i>Impedância de Entrada dos Arranjos</i>	30
4.3 <i>Corrente nos Dipolos dos Arranjos</i>	34
4.4 <i>Diagrama de Irradiação dos Arranjos</i>	40
4.5 <i>Discussão dos Resultados e Escolha do Arranjo</i>	46
5 CONCLUSÕES	50
5.1 <i>Perspectivas para Trabalhos Futuros</i>	50
REFERÊNCIAS	51

1 INTRODUÇÃO

A interligação de computadores em rede é cada vez mais freqüente e importante nos dias de hoje. Estas redes abrangem desde redes domésticas de pequeno porte, para realizar o simples compartilhamento de uma impressora e de uma conexão com a Internet, até redes corporativas de grande porte, que interligam computadores de empresas com várias filiais dentro do mesmo país e até mesmo em outros continentes.

Uma rede local, ou LAN (*Local Area Network*), é uma rede restrita a uma pequena área geográfica, como uma residência, um prédio comercial ou um *campus* universitário. Tais redes podem ser com fios, onde o meio de propagação são cabos com pares de fios trançados ou cabos coaxiais, ou sem fios, onde o meio de propagação é o ar. Uma LAN sem fio é denominada WLAN (*Wireless Local Area Network*), sendo que o padrão mais popular de WLAN é o IEEE 802.11, popularmente conhecido como Wi-Fi, dentro do qual destacam-se os padrões IEEE 802.11b e IEEE 802.11g. Ambos operam em uma faixa de frequências entre 2,4 GHz e 2,495 GHz, mas o primeiro tem uma taxa de transmissão de dados de até 11 Mbps e o segundo de até 54 Mbps. [1]

O objetivo deste trabalho é realizar a simulação eletromagnética de uma antena para Wi-Fi, construída a partir de uma linha de transmissão a dois fios, ou bifilar, utilizada para a conexão de antenas de televisão, e antenas do tipo dipolo, de maneira a formar um arranjo de antenas. O propósito da simulação desta antena é encontrar uma alternativa aos tradicionais cabos irradiantes, tanto do ponto de vista técnico, devido à característica de irradiação da energia eletromagnética que será buscada, quanto do ponto de vista econômico, pois o custo de fabricação da antena proposta será muito mais baixo do que o custo de um cabo irradiante.

Para a realização desta simulação serão utilizados dois *softwares*, o GiD e o MATLAB. O GiD, que é um programa CAD (*Computer Aided Design*), será utilizado para a modelagem dos dipolos. Nele, serão desenhados dipolos de diversos tamanhos e o meio que os circunda, bem como serão definidos os materiais de cada elemento, os locais onde serão aplicadas fontes de corrente, os locais onde serão medidas tensões e os dados da simulação, como a sua duração e outros parâmetros. Após toda a estrutura ter sido modelada, o programa gerará uma malha tetraédrica para a mesma e, a partir de um *plugin* desenvolvido no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná, criará arquivos que serão utilizados pelo MATLAB para o processamento dos dados, que será feito através do método numérico FETD (*Finite Element Time Domain*). Já o MATLAB, além de realizar o

processamento dos dados fornecidos pelo GiD para o cálculo da impedância dos diversos dipolos modelados, será utilizado para realizar a simulação eletromagnética dos arranjos de antenas, que compreenderá desde o cálculo da impedância de entrada até a construção do diagrama de irradiação dos mesmos.

2 CONCEITOS BÁSICOS

Nesta seção, serão apresentados conceitos básicos sobre antenas, casamento de impedâncias, parâmetros ABCD e parâmetros S, que serão utilizados ao longo da simulação. Também será explicado como são os arranjos de antenas que serão simulados.

2.1 Antenas

Uma antena é uma estrutura responsável pela irradiação, de forma eficiente, de ondas eletromagnéticas ao espaço. Além de irradiar estas ondas, as antenas também são responsáveis pela recepção delas. As ondas eletromagnéticas são produzidas por um gerador, como um transmissor de rádio, e são conduzidas até a antena através de linhas de transmissão, como cabos coaxiais e linhas bifilares, ou guias de onda. A antena faz, então, a transição entre os dispositivos gerador e condutor das ondas eletromagnéticas e o meio de propagação delas, conforme ilustrado na figura 1. [2], [3]

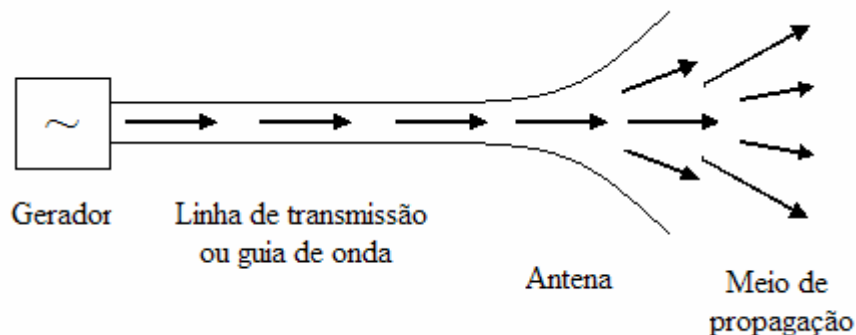


Figura 1 - Antena fazendo a transição entre o transmissor e o meio de propagação das ondas eletromagnéticas.

Entre os diversos tipos de antenas existentes, pode-se destacar as antenas de fio, como dipolos, antenas em anel e helicoidais, as antenas de abertura, como as cornetas piramidal e cônica, as antenas de microfitas, construídas sobre um substrato com tecnologia semelhante a de circuitos impressos, e as antenas refletoras, como o refletor parabólico. [2]

2.1.1 Dipolo de Meia Onda

Uma das antenas mais populares é o dipolo de meia onda, cujo nome advém do fato de que o comprimento desta antena é a metade do comprimento de onda na frequência em que ela será utilizada. Esta antena, ilustrada na figura 2, consiste de um fio condutor fino excitado em seu ponto central por uma fonte de tensão, conectada ao fio através de uma linha de transmissão. [3]

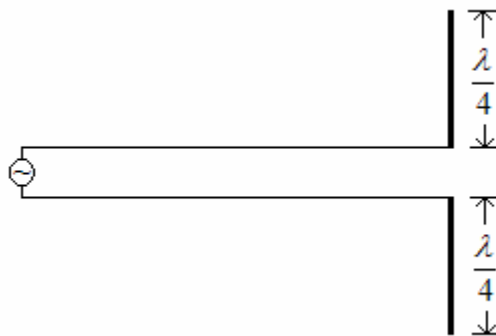


Figura 2 – Antena dipolo de meia onda.

2.1.2 Diagrama de Irradiação

O diagrama de irradiação de uma antena é um gráfico tridimensional de suas propriedades de irradiação, como a densidade de potência, a intensidade de irradiação e a intensidade de campo, em função de coordenadas espaciais, na maioria dos casos na região de campo distante (região do campo da antena onde a distribuição angular do campo independe da distância da antena). [2], [3]

Ao se construir um gráfico da amplitude do campo elétrico E da antena, elevada ao quadrado, tem-se o diagrama de potência da antena. Já o gráfico de uma das componentes do campo elétrico E é o diagrama de campo da antena. Os diagramas tridimensionais podem ser substituídos por diagramas bidimensionais construídos em função do ângulo θ , com o ângulo φ constante, ou em função do ângulo φ , com o ângulo θ constante e igual a 90° . Tais diagramas são chamados, respectivamente, de diagrama no plano E e de diagrama no plano H. A figura 3 ilustra os diagramas de potência normalizados no plano E e no plano H para um dipolo de meia onda. [3]

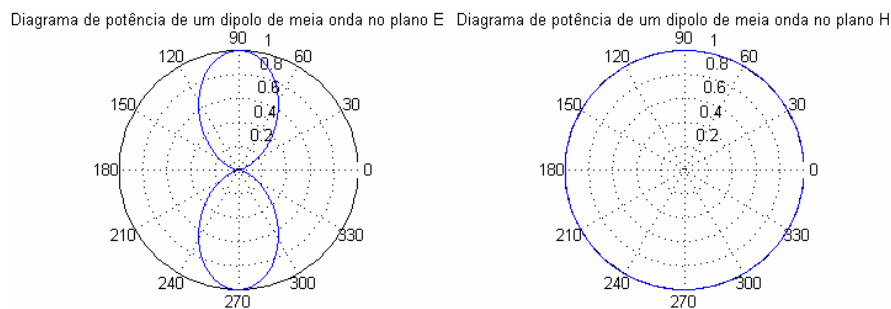


Figura 3 - Diagramas de potência normalizados no plano E e no plano H para um dipolo de meia onda.

2.1.3 Impedância de Entrada

A impedância de entrada de uma antena é a impedância que ela e seus terminais apresentam, podendo ser definida pela razão entre a tensão e a corrente nestes terminais. A impedância de entrada de um dipolo de meia onda, por exemplo, é igual a $73 + j42,5 \Omega$. É importante que a impedância de entrada da antena esteja casada com a impedância do transmissor, para que a máxima quantidade de potência possa ser transmitida dele à antena e para que não haja reflexões das ondas eletromagnéticas incidentes nos seus terminais. [2]

2.1.4 Arranjo de Antenas

Em diversas situações, é necessário direcionar a potência irradiada por uma antena em uma direção de interesse, ou seja, tornar o ganho da antena alto nesta direção. Para alcançar

tal objetivo, é necessário aumentar as dimensões elétricas da antena, o que pode ser feito aumentando-se o tamanho desta antena isolada ou agrupando-se diversas antenas, de tal maneira a atingir as características de irradiação desejadas. Este agrupamento de antenas, que na maioria dos casos utiliza antenas iguais, forma um conjunto ou arranjo de antenas. Tais arranjos podem ser unidimensionais, quando as antenas estão dispostas ao longo de uma única dimensão, ou bidimensionais, quando elas estão dispostas ao longo de duas dimensões. A figura 4 ilustra um arranjo unidimensional ao longo do eixo z . [2], [3]

Há cinco variáveis que influenciam na modelagem do diagrama de irradiação de um arranjo de antenas: a forma geométrica do arranjo, o espaçamento entre as antenas, a amplitude da corrente em cada antena, a fase da corrente em cada antena e o diagrama de irradiação de cada antena. [2]

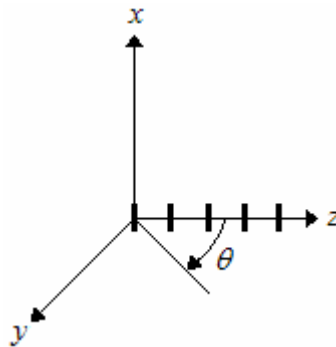


Figura 4 – Arranjos de antenas unidimensional ao longo do eixo z .

Considerando-se um arranjo de N antenas excitadas por correntes de mesma amplitude, o campo elétrico \mathbf{E} em um certo ponto P é dado pela soma dos campos elétricos neste ponto devido a cada uma das antenas do arranjo, ou seja,

$$\vec{E} = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 + \vec{E}_3 + \dots + \vec{E}_N, \quad (1)$$

ou pela multiplicação entre o campo elétrico \mathbf{E} de uma antena localizada na origem e um fator de arranjo AF , ou seja,

$$\mathbf{E}_{total} = \mathbf{E}_{antena\ localizada\ na\ origem} \cdot AF, \quad (2)$$

sendo o fator de arranjo AF dado pela equação

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\beta d \cos \theta} , \quad (3)$$

em que β é a constante de propagação da onda eletromagnética no espaço livre, d é a distância entre cada um dos elementos do arranjo e θ é a direção em que o campo elétrico E está sendo calculado, no plano yz a partir do eixo z , conforme ilustrado no arranjo da figura 4. Para o caso em que a corrente através de cada elemento do arranjo é diferente, deve-se ponderar a equação (3) pelo valor da corrente em cada um deles, sendo que assim ela assume a forma

$$AF = \sum_{n=1}^N i_n e^{j(n-1)\beta d \cos \theta} , \quad (4)$$

sendo i_n a corrente, no domínio da frequência, em cada antena do arranjo. [2], [3]

2.1.5 Antena a ser Simulada

A antena simulada neste trabalho é construída a partir de antenas do tipo dipolo, montadas sobre o mesmo plano de uma linha de transmissão bifilar, de forma a constituir um arranjo de antenas. Esta estrutura está ilustrada na figura 5.

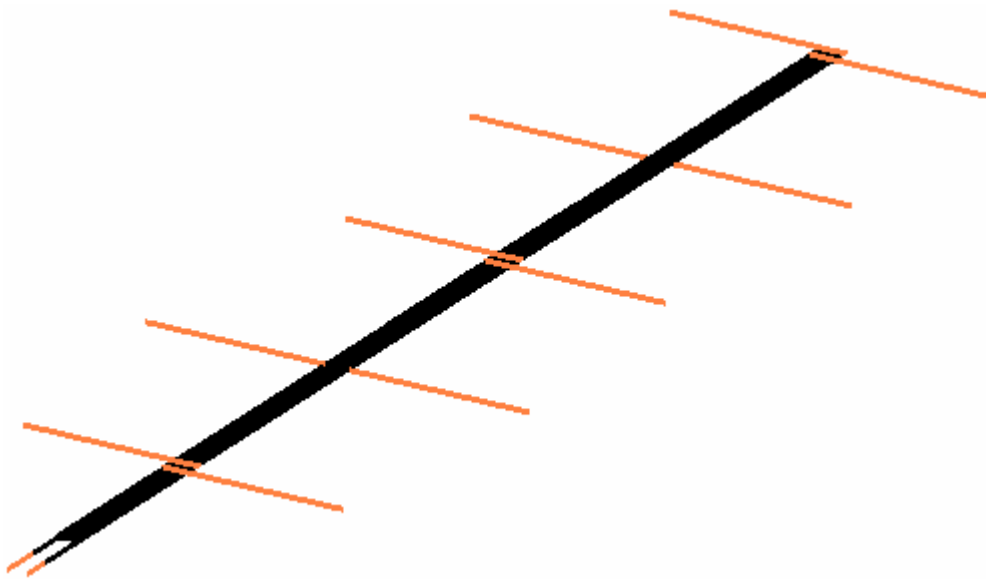


Figura 5 – Antena a ser simulada.

Nesta figura, observa-se que os dipolos ímpares são montados de maneira diferente dos pares, pois a metade do dipolo conectada ao condutor esquerdo da linha de transmissão aponta para o lado direito, enquanto a metade conectada ao condutor direito aponta para o lado esquerdo. Tal inversão foi feita para que o arranjo seja do tipo *broadside*, ou seja, a direção da sua máxima irradiação seja perpendicular ao eixo que contém seus elementos (θ igual a 90° na figura 4). Caso isto não seja feito, o arranjo será do tipo *end-fire* e a direção da sua máxima irradiação estará no mesmo eixo dos seus elementos (θ igual a 0° na figura 4). Tal modificação demanda uma alteração na equação (4), que passa a ser reescrita como

$$AF = \sum_{n=1}^N (-1)^n i_n e^{j(n-1)\beta d \cos \theta} . \quad (5)$$

A linha de transmissão a ser utilizada, popularmente conhecida como fita ôhmica, é muito utilizada na conexão de antenas de televisão. O espaçamento entre os condutores da linha de transmissão da simulação, cada um formado por cinco fios com raio igual a 0,1 mm, é igual a 4,54 mm, enquanto a impedância característica da linha, Z_0 , é igual a 300 Ω . Os dipolos a serem utilizados no arranjo terão o mesmo tamanho, podendo este ser igual a meio comprimento de onda, um quarto de comprimento de onda ou um oitavo de comprimento de onda, enquanto o espaçamento entre eles será uniforme e igual aos seus comprimentos. A escolha do tamanho dos dipolos a serem utilizados e a quantidade de elementos no arranjo será feita a partir da construção do diagrama de irradiação de diversos arranjos de antenas. Outros fatores que influenciarão na escolha serão o módulo do coeficiente de reflexão de entrada do arranjo, em um faixa de frequências centrada na frequência das simulações, e as amplitudes das correntes em cada dipolo do arranjo, o que indicará se todos eles estão irradiando a mesma quantidade de energia ou se os elementos mais próximos ao transmissor estarão irradiando a maior parte dela, enquanto os demais estarão irradiando pouca ou quase nenhuma.

2.2 Casamento de Impedâncias

O casamento de impedâncias pode ser visto como um processo que transforma o valor de uma dada impedância em outro valor desejado. Isto normalmente é feito para que o

gerador forneça a maior quantidade de potência à carga, ou, mais especificamente no caso deste trabalho, o transmissor forneça a maior quantidade de potência ao arranjo de antenas. O casamento de impedâncias também irá garantir que não haja reflexão das ondas eletromagnéticas que incidem no arranjo de volta ao transmissor. [4], [5]

Considerando-se o circuito ilustrado na figura 6, no qual v é a fonte de tensão que representa o transmissor, Z_T é a impedância do transmissor e Z_A é a impedância do arranjo de antenas, a máxima transferência de potência ocorre quando a impedância do arranjo é igual ao complexo conjugado da impedância do transmissor, ou seja,

$$Z_A = Z_T^*$$

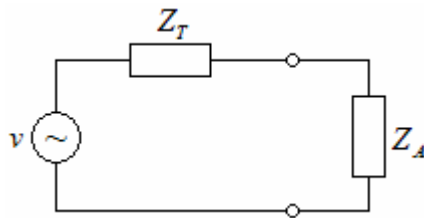


Figura 6 – Circuito para ilustrar o casamento de impedâncias.

Para realizar o casamento entre a impedância do transmissor e a do arranjo, duas topologias de redes de casamento serão utilizadas, conforme ilustrado nas figuras 7 e 8.

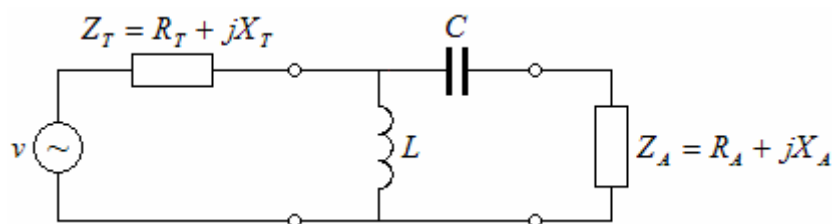


Figura 7 – Rede de casamento para situações em que R_T for maior que R_A .

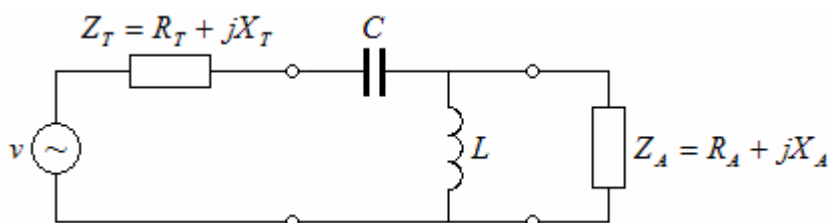


Figura 8 - Rede de casamento para situações em que R_T for menor que R_A .

A rede ilustrada na figura 7 é utilizada quando a parte real da impedância Z_T , ou seja, R_T , for maior que a parte real da impedância Z_A , ou seja, R_A . Caso isto não ocorra, isto é, R_T for menor que R_A , a rede ilustrada na figura 8 deverá ser utilizada. Devido à forma através da qual os componentes das redes de casamento são conectados, formando um L, estas redes são conhecidas como redes em L. [4]

Para a rede ilustrada na figura 7, a reatância do indutor, X_L , e a reatância do capacitor, X_C , são dadas pelas equações

$$X_L = \frac{X_T + R_T Q}{\frac{R_T}{R_A} - 1} \quad (6)$$

e

$$X_C = -(X_A + R_A Q), \quad (7)$$

sendo Q dado pela equação

$$Q = \sqrt{\frac{R_T}{R_A} - 1 + \frac{X_T^2}{R_T R_A}}. \quad (8)$$

Já para a rede ilustrada na figura 8, estas reatâncias são dadas pelas equações

$$X_L = \frac{X_A + R_A Q}{\frac{R_A}{R_T} - 1} \quad (9)$$

e

$$X_C = -(X_T + R_T Q), \quad (10)$$

sendo Q dado pela equação

$$Q = \sqrt{\frac{R_A}{R_T} - 1 + \frac{X_A^2}{R_T R_A}}. \quad (11)$$

Em ambos os casos, os valores do indutor e do capacitor podem ser obtidos das equações para a reatância destes componentes:

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} \quad (12)$$

e

$$C = -\frac{1}{2\pi f X_C}. \quad (13)$$

Em ambas as redes, utilizando-se um indutor e um capacitor cujos valores são os calculados por meio das equações (6) à (13), a impedância do arranjo de antenas é transformada para o complexo conjugado da impedância do transmissor, ou seja, a impedância vista pelo transmissor é igual ao complexo conjugado da sua impedância.

2.3 Parâmetros ABCD

Os parâmetros ABCD, ou parâmetros de transmissão, relacionam a tensão e a corrente na entrada de uma rede de duas portas, como a ilustrada na figura 9, com estas mesmas grandezas na saída da rede, de acordo com a relação

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2 \\ i_2 \end{bmatrix}, \quad (14)$$

que pode ser reescrita como

$$\begin{cases} v_1 = Av_2 + Bi_2 \\ i_1 = Cv_2 + Di_2 \end{cases} \quad (15)$$

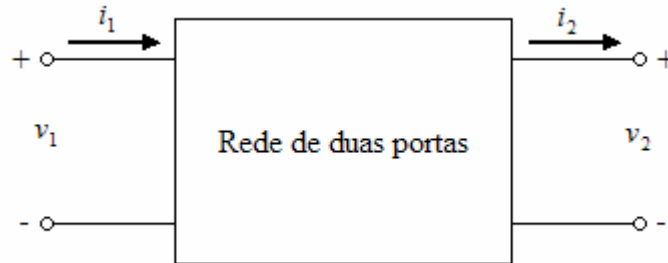


Figura 9 – Rede de duas portas utilizada para a determinação dos parâmetros ABCD.

A partir do sistema de equações (15), pode-se determinar os parâmetros ABCD de uma rede de duas portas a partir das seguintes equações:

$$A = \left. \frac{v_1}{v_2} \right|_{i_2=0}, \quad B = \left. \frac{v_1}{i_2} \right|_{v_2=0}, \quad C = \left. \frac{i_1}{v_2} \right|_{i_2=0} \quad \text{e} \quad D = \left. \frac{i_1}{i_2} \right|_{v_2=0}. \quad (16)$$

Os parâmetros de transmissão são muito úteis quando duas ou mais redes são conectadas em cascata, ou seja, quando a saída de uma delas é a entrada da outra, pois os parâmetros ABCD do conjunto formado pelas redes assim conectadas podem ser obtidos através da multiplicação das matrizes ABCD de cada rede, na ordem em que estão conectadas. A figura 10 ilustra esta situação para o caso de duas redes em cascata. [6]

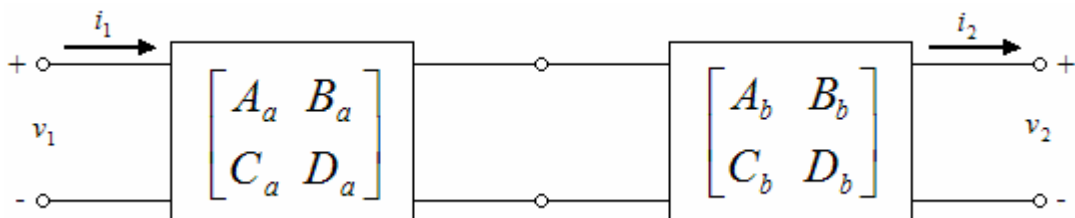


Figura 10 – Duas redes de duas portas conectadas em cascata.

Nela, a tensão e a corrente na entrada da primeira rede estão relacionadas à tensão e à corrente na saída da segunda rede pela equação

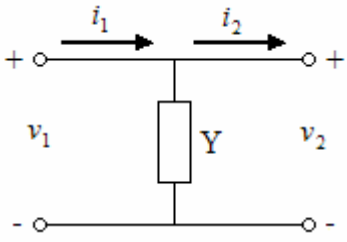
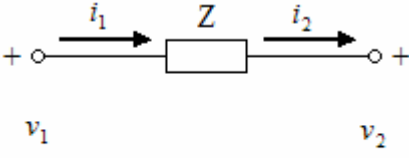
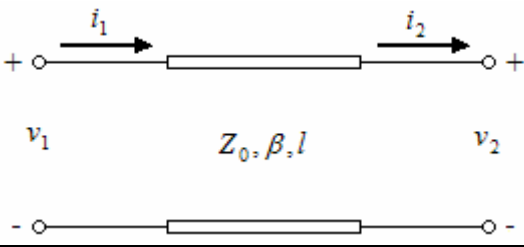
$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_a & B_a \\ C_a & D_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_b & B_b \\ C_b & D_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2 \\ i_2 \end{bmatrix}, \quad (17)$$

da qual se obtém os parâmetros ABCD do circuito completo pela equação

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_a & B_a \\ C_a & D_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_b & B_b \\ C_b & D_b \end{bmatrix}. \quad (18)$$

No decorrer deste trabalho, será necessário conhecer os parâmetros ABCD de uma admitância, de uma impedância e de uma linha de transmissão, caracterizada por sua impedância característica Z_0 , sua constante de propagação β e pelo seu comprimento l . Estas três redes, juntamente com seus parâmetros ABCD, estão ilustradas na tabela 1. [5]

Tabela 1 – Parâmetros ABCD de uma admitância, de uma impedância e de uma linha de transmissão.

Rede	Parâmetros ABCD
	$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta l) & jZ_0 \operatorname{sen}(\beta l) \\ \frac{j \operatorname{sen}(\beta l)}{Z_0} & \cos(\beta l) \end{bmatrix}$

2.4 Parâmetros S

Os parâmetros S, ou parâmetros de espalhamento, relacionam grandezas na entrada e na saída de uma rede de duas portas, semelhantemente aos parâmetros ABCD. Entretanto, diferentemente destes últimos, onde cada parâmetro era encontrado em função da tensão e da corrente nas portas de entrada e de saída da rede, os parâmetros S são obtidos a partir da razão entre ondas de potência incidentes e refletidas nestas portas, conforme ilustra a figura 11. [5]

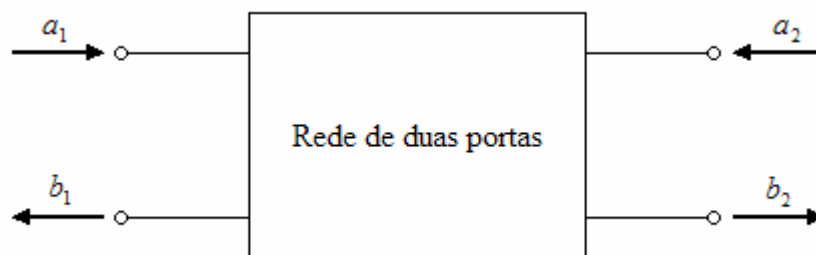


Figura 11 – Rede de duas portas utilizada para a determinação dos parâmetros S.

Nesta figura, a_1 e a_2 são, respectivamente, as ondas de potência incidentes nas portas 1 e 2 da rede, enquanto b_1 e b_2 são as ondas de potência refletidas por estas portas. Estas grandezas estão relacionadas pela equação

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad (19)$$

que pode ser reescrita como

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases}. \quad (20)$$

A partir do sistema de equações (20), os parâmetros S podem ser obtidos pelas seguintes equações:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}, \quad S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}, \quad S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{e} \quad S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}. \quad (21)$$

O parâmetro S_{11} é definido como a razão entre a onda refletida e a onda incidente na porta 1 da rede quando a_2 é igual a zero, ou seja, quando não há uma onda incidindo na porta 2. Esta condição é atendida terminando a linha de transmissão conectada na porta 2 da rede com uma impedância igual a sua impedância característica. A partir desta definição, S_{11} pode ser visto como o coeficiente de reflexão de entrada, Γ_{in} , da rede. Em uma situação ideal, este parâmetro deve ser nulo, ou seja, a onda que o gerador faz incidir sobre a rede não é refletida de volta a ele. Isto pode ser obtido casando-se a impedância da rede com a impedância do gerador.

No decorrer do trabalho, será necessário obter os parâmetros S do arranjo de antenas simulado a partir dos seus parâmetros ABCD, o que pode ser feito a partir da equação

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 - D}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} & \frac{2(AD - BC)}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} \\ \frac{2}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} & \frac{-A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 + D}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} \end{bmatrix}. \quad (22)$$

3 MODELAGEM DOS DIPOLOS

O primeiro passo para a simulação da antena foi a obtenção da impedância de dipolos de diversos comprimentos. Foram simulados dipolos de meio comprimento de onda, de um quarto de comprimento de onda e de um oitavo de comprimento de onda.

Inicialmente, a estrutura de um dipolo de meia onda foi desenhada, conforme ilustrado na figura 12.

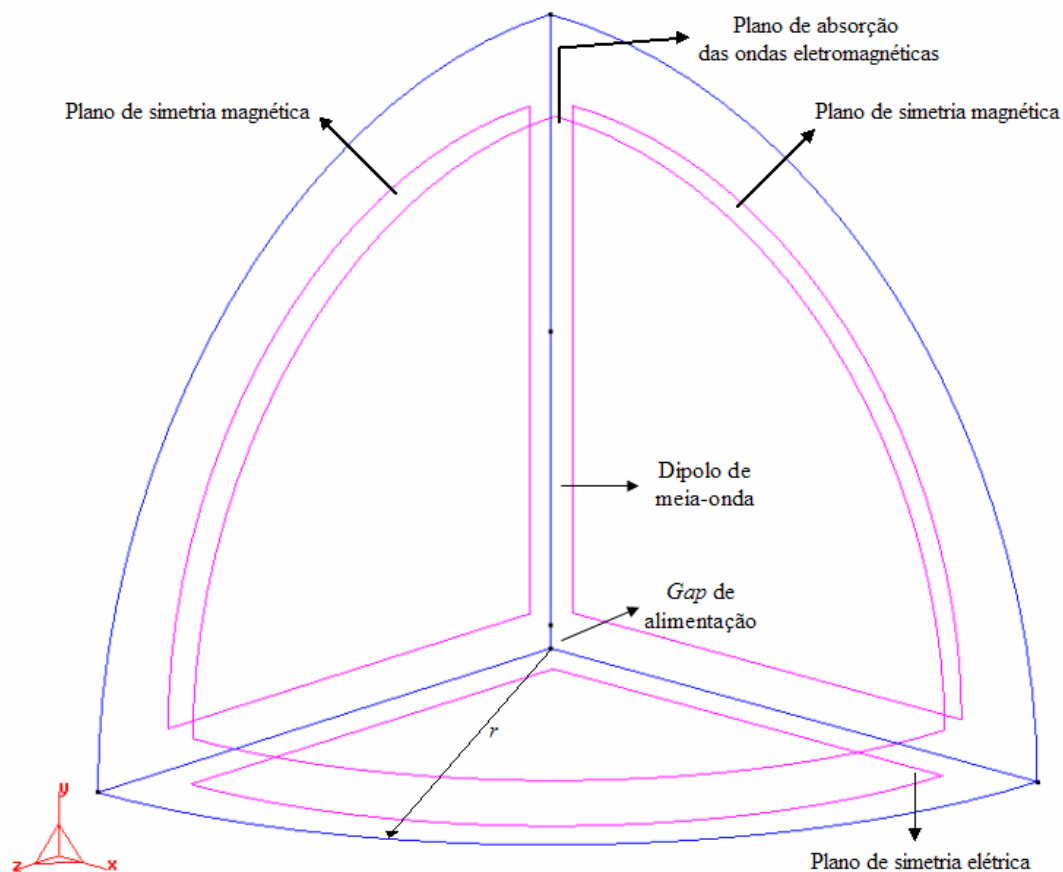


Figura 12 – Estrutura de um dipolo de meia onda.

O dipolo de meia onda está posicionado ortogonalmente ao plano xz . A superfície contida neste plano, que é composta do material PEC (*Perfect Electric Conductor*), é responsável pela simetria elétrica da estrutura e permite que apenas metade do dipolo seja simulada. Na figura 13, estão ilustrados um dipolo de meia onda e os seus planos de simetria elétrica e magnética, usados para que a estrutura a ser simulada seja a mostrada na figura 12.

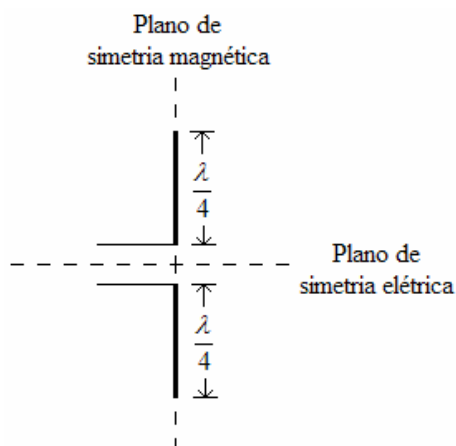


Figura 13 – Planos de simetria elétrica e magnética de um dipolo de meia onda.

Entre o plano de simetria elétrica e o dipolo de meia onda há um *gap* de alimentação, ou seja, um espaço onde será aplicada uma fonte de corrente e será medida a tensão resultante, para que, então, seja calculada a impedância do dipolo. Este *gap* possui 2,27 mm de comprimento, que é a metade da distância entre os dois fios condutores da linha transmissão bifilar que será utilizada na simulação, em função da simetria elétrica fornecida pela superfície condutora contida no plano xz . O dipolo de meia-onda, por ser uma estrutura condutora, também é composto pelo material PEC, enquanto o *gap* de alimentação é composto pelo material ABC (*Absorbing Boundary Condition*), o que faz com que haja uma resistência em paralelo com a fonte de corrente que será aplicada nele. A superfície curva que possui o formato de um oitavo de esfera também é composta pelo material ABC, o que faz com que a onda eletromagnética irradiada pelo dipolo de meia onda seja absorvida por ela, simulando um efeito de continuidade da propagação da onda no meio. Já o volume encerrado por estas duas superfícies e as que estão contidas nos planos xy e yz foi preenchido com ar, que é o meio de propagação das ondas. Para estas duas últimas superfícies não foi designado nenhum material, sendo que neste caso o GiD atribui para elas o material PMC (*Perfect Magnetic Conductor*). Elas são responsáveis pela simetria magnética da estrutura. O raio indicado na figura 12, r , é igual a 62,5 mm, ou meio comprimento de onda na frequência da simulação, que é igual a 2,4 GHz. Nesta distância já se está na região de campo distante da antena, o que torna este raio adequado para a simulação dos dipolos. As características elétricas dos materiais utilizados na modelagem dos dipolos são dadas na tabela 2.

Tabela 2 – Características elétricas dos materiais utilizados na modelagem dos dipolos.

Material	Permissividade relativa	Permeabilidade relativa	Condutividade (S/mm)
Ar	1	1	0
PEC	-	-	10^6
PMC	-	-	0
ABC	-	-	377^{-1}

A figura 14 ilustra esta mesma estrutura com os materiais aplicados. Nela, o ar e o material ABC da superfície que absorve a onda eletromagnética foram omitidos, para que os materiais do plano de simetria, do dipolo e do *gap* de alimentação possam ser visualizados. Já a figura 15 ilustra a estrutura com todos os materiais. Considerando-se que nas figuras 12 e 14 ela estava sendo vista de frente, na figura 15 ela está sendo vista de costas.

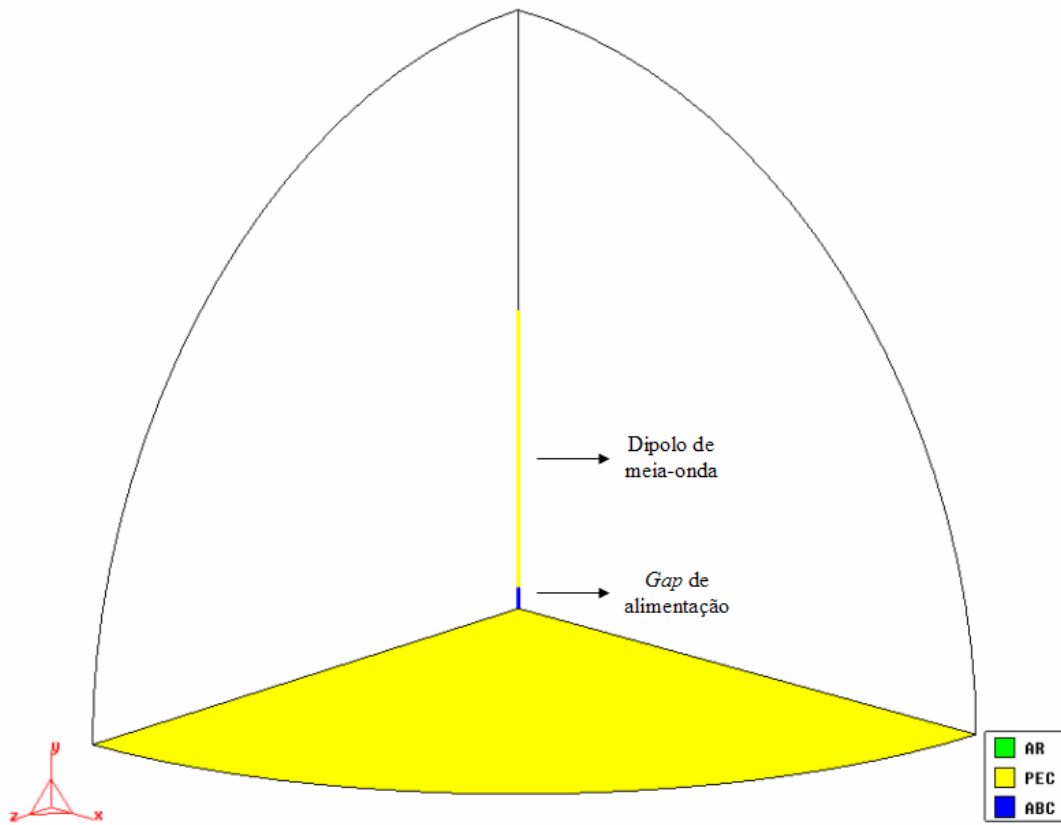


Figura 14 – Estrutura de um de um dipolo de meia onda com os materiais aplicados, na qual estão omitidos o ar e o material ABC da superfície que absorve a onda eletromagnética.

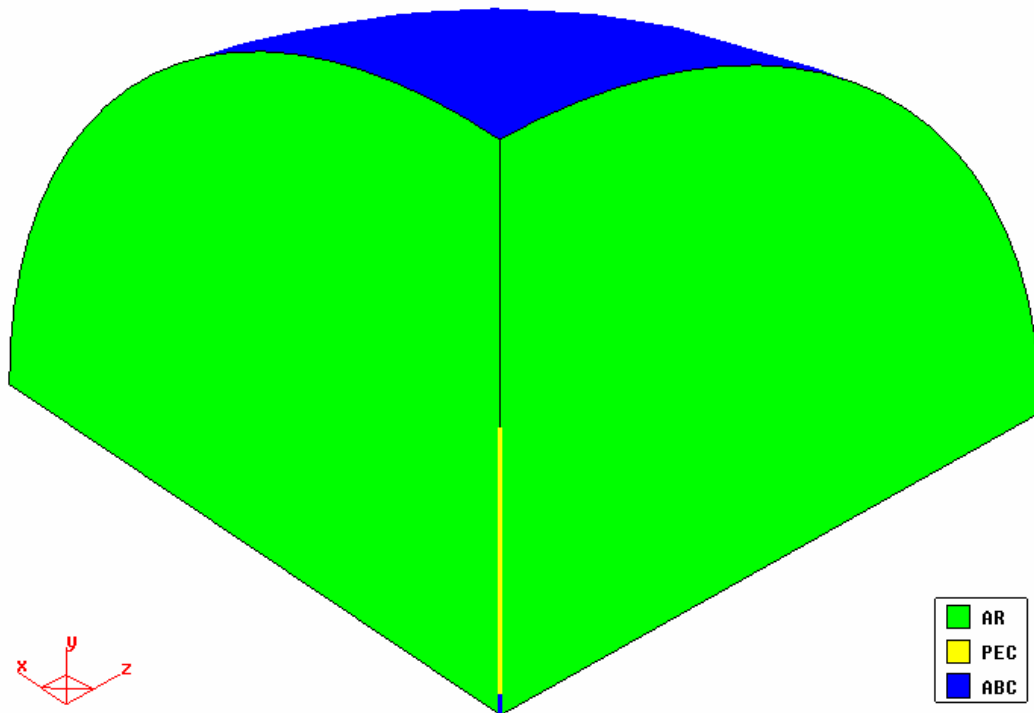


Figura 15 – Estrutura do dipolo de meia onda com todos os materiais.

Após a estrutura ter sido modelada e uma fonte de corrente ter sido aplicada no *gap* de alimentação, foi gerada uma malha tetraédrica da mesma, conforme ilustrado na figura 16, onde novamente o volume preenchido com ar foi omitido. O tamanho das arestas dos tetraedros nas superfícies e no volume foi definido como sendo igual a 5 mm, enquanto no dipolo de meia onda e no *gap* de alimentação foram utilizadas arestas de 1 mm.

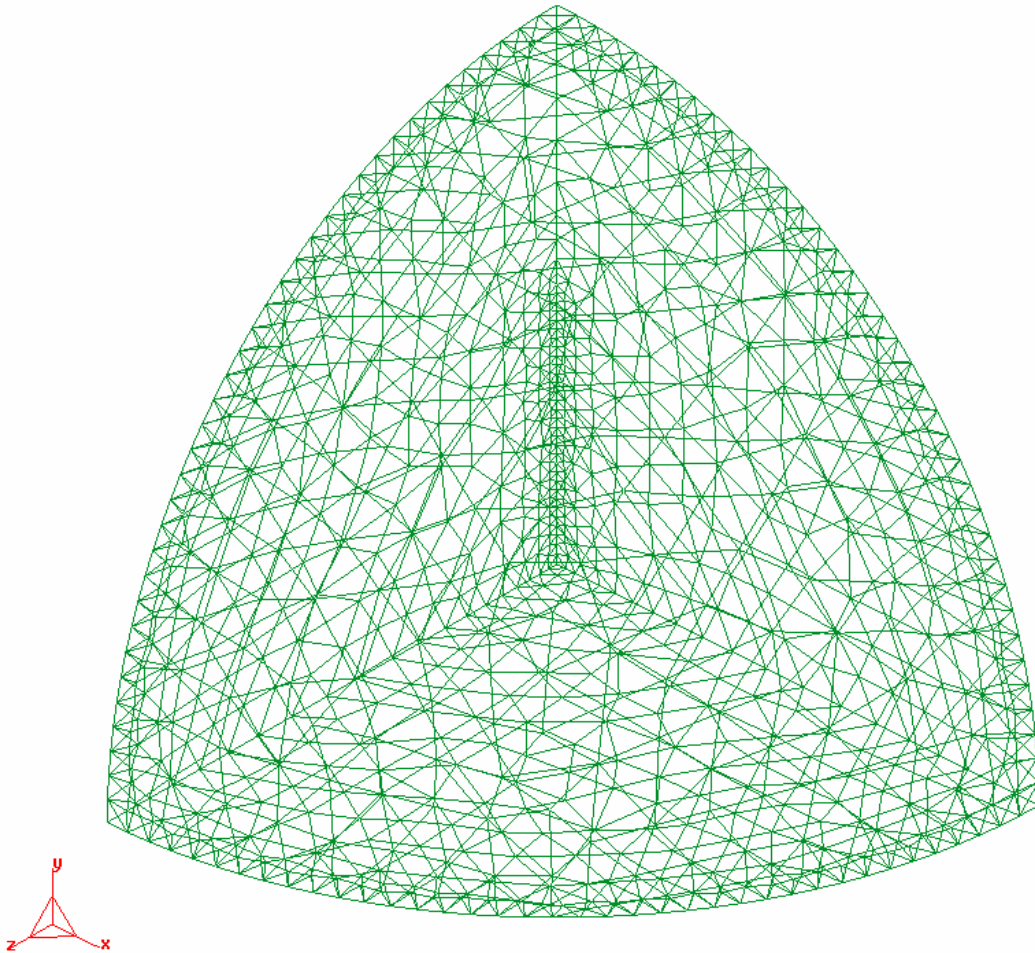


Figura 16 – Malha tetraédrica gerada para o dipolo de meia onda.

Após a criação da malha tetraédrica, foram gerados arquivos para o processamento dos dados no MATLAB, através do método numérico FETD. A execução destes arquivos no MATLAB gerou gráficos para o pulso de corrente aplicado no *gap* de alimentação, ilustrado na figura 17, e para a tensão medida nele, ilustrado na figura 19. Este pulso de corrente foi escolhido porque a partir de 4,5 GHz seu valor decai a zero, conforme mostra o gráfico da sua transformada discreta de Fourier, ilustrado na figura 18. Para os dipolos de quarto de onda e de oitavo de onda, as tensões medidas no *gap* de alimentação são as ilustradas nas figuras 20 e 21, respectivamente.

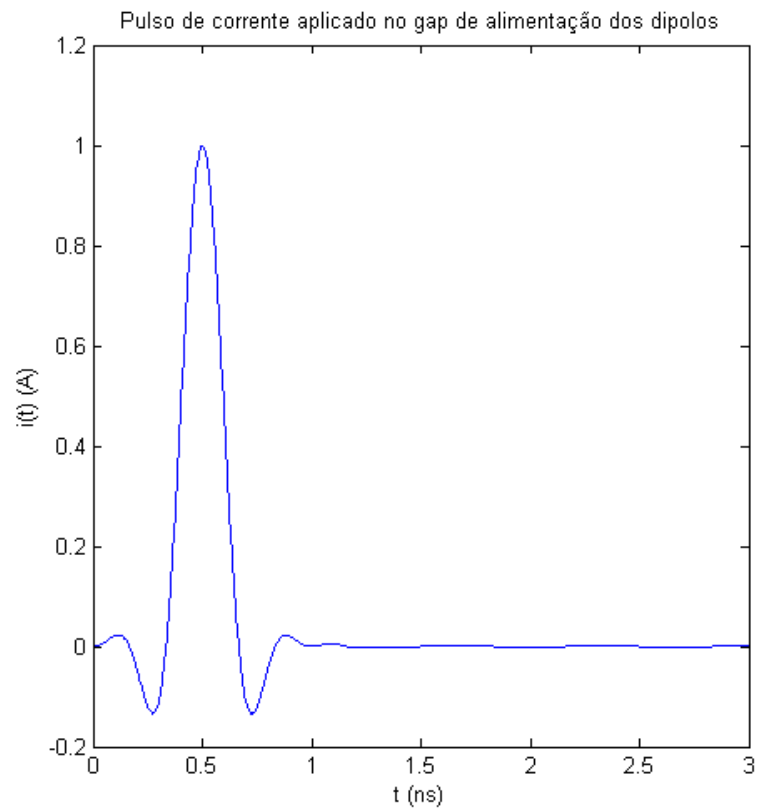


Figura 17 – Pulso de corrente aplicado no *gap* de alimentação dos dipolos.

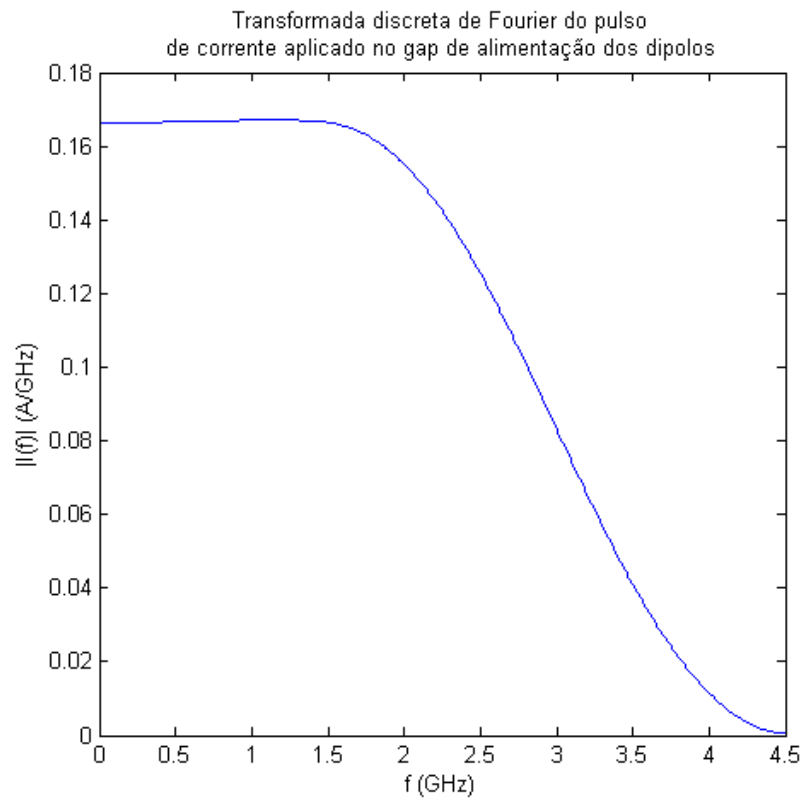


Figura 18 – Transformada discreta de Fourier do pulso de corrente aplicado no *gap* de alimentação dos dipolos.

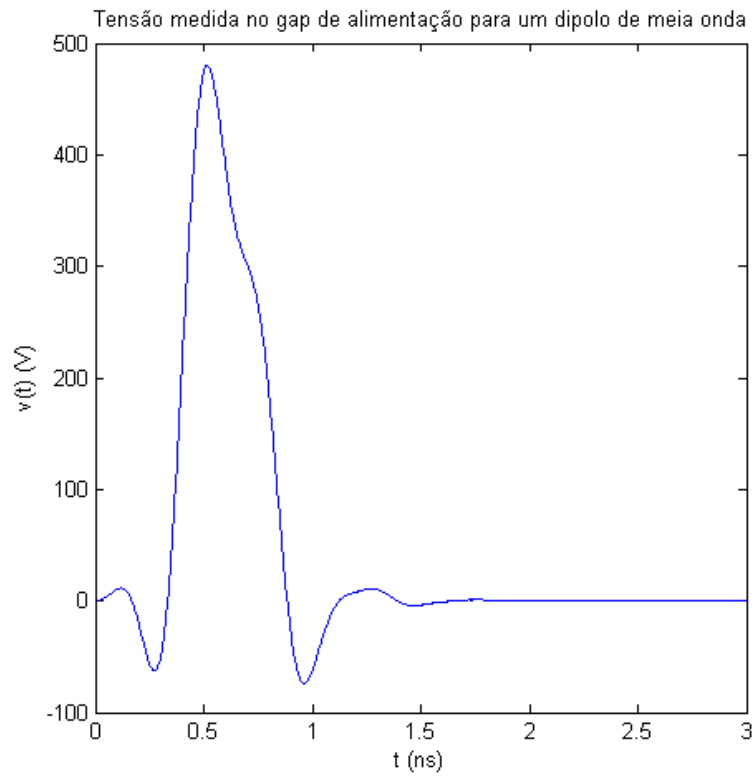


Figura 19 – Tensão medida no *gap* de alimentação para um dipolo de meia onda.

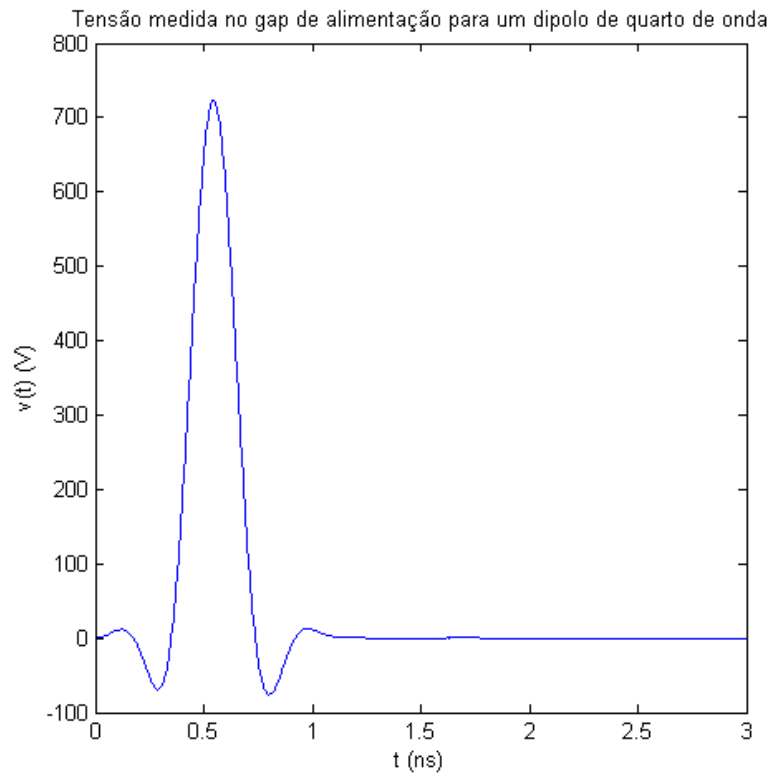


Figura 20 – Tensão medida no *gap* de alimentação para um dipolo de quarto de onda.

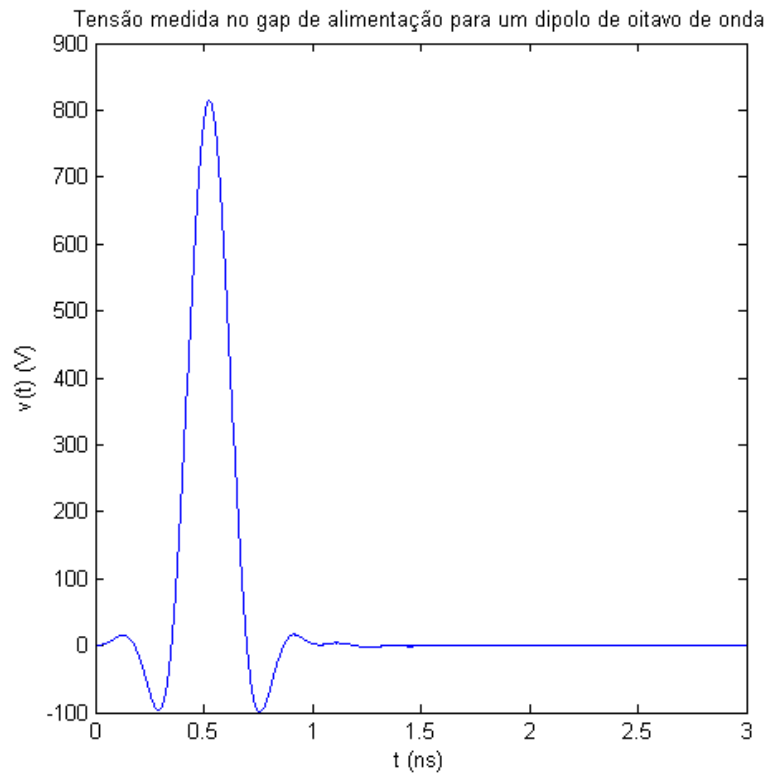


Figura 21 – Tensão medida no *gap* de alimentação para um dipolo de oitavo de onda.

Para o cálculo da condutância e da susceptância dos dipolos, primeiramente foi determinada a transformada discreta de Fourier da corrente aplicada ao *gap* de alimentação e da tensão medida nele, através das equações

$$I = \sum_{n=1}^N i_n e^{-j2\pi n \Delta t} \Delta t \quad (23)$$

e

$$V = \sum_{n=1}^N v_n e^{-j2\pi n \Delta t} \Delta t, \quad (24)$$

sendo I e V , respectivamente, as transformadas discretas de Fourier da corrente e da tensão, f um vetor contendo frequências entre zero e 4,5 GHz, faixa para a qual foram calculadas a condutância e a susceptância, Δt a diferença entre cada instante de um vetor t , que contém instantes entre zero e o tempo de duração do pulso de corrente aplicado ao *gap*, no caso desta simulação igual a 3 ns, e i e v , respectivamente, vetores que contém os valores da corrente e

da tensão no intervalo t . Após estes cálculos, a condutância, G , e a susceptância, B , foram determinadas através das equações

$$G = \operatorname{Re}\left(\frac{I}{V} - \frac{I(0)}{V(0)}\right) \cdot 2 \quad (25)$$

e

$$B = \operatorname{Im}\left(\frac{I}{V}\right) \cdot 2, \quad (26)$$

sendo $I(0)$ e $V(0)$ referentes à componente CC da corrente e da tensão e o fator 2 devido a simetria da estrutura mostrada na figura 12. As figuras 22 e 24 ilustram a condutância e a susceptância, respectivamente, dos dipolos de meia onda, de quarto de onda e de oitavo de onda. Já a figura 23 ilustra a condutância do dipolo de oitavo de onda em detalhes, pois a sua curva está pouco visível no gráfico da figura 22.

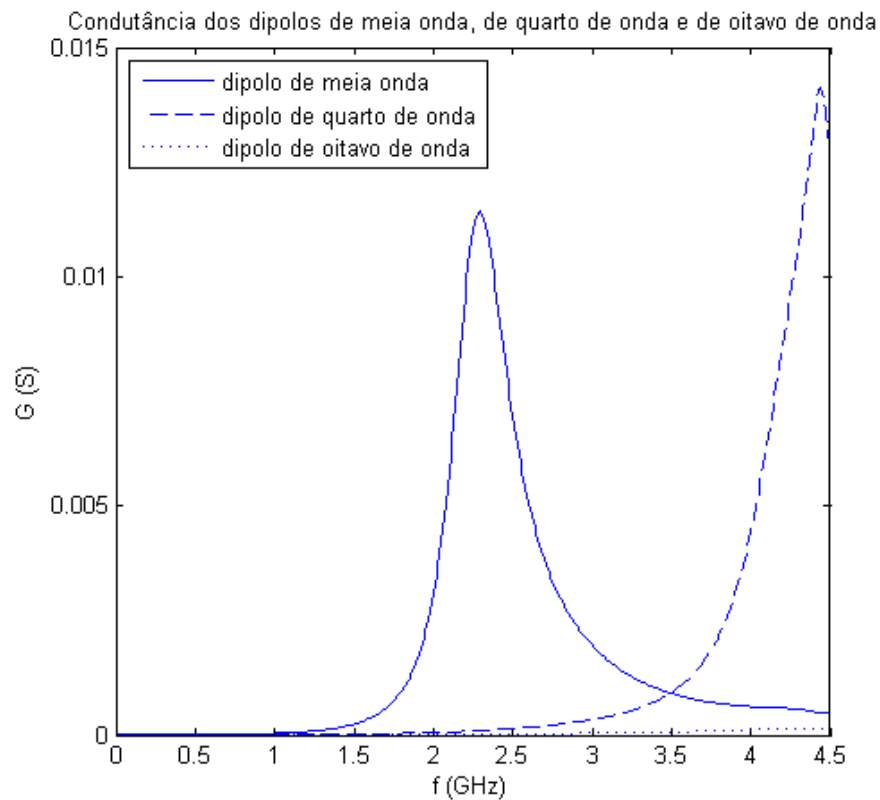


Figura 22 – Condutância dos dipolos de meia onda, de quarto de onda e de oitavo de onda.

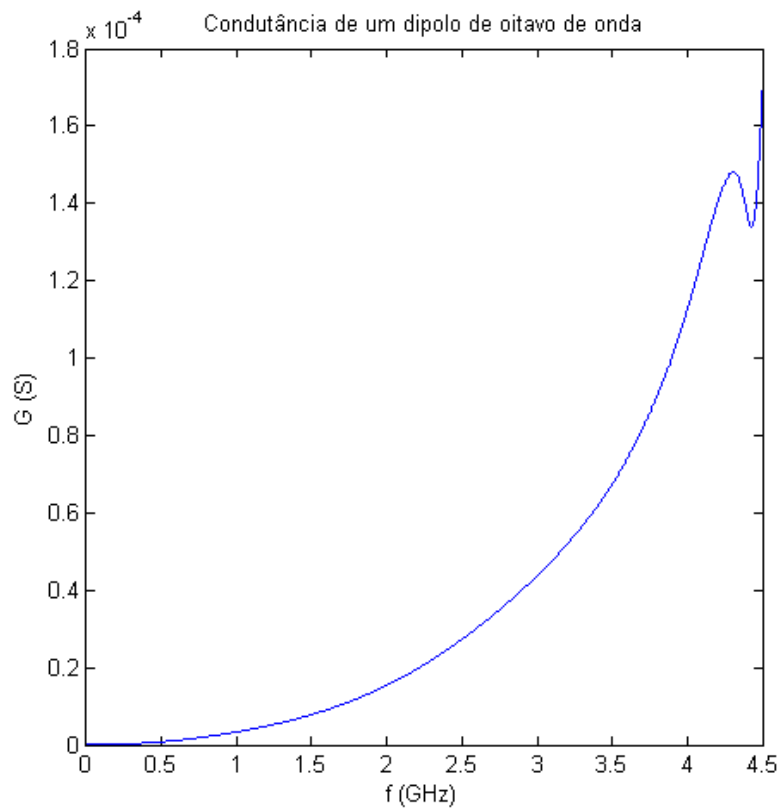


Figura 23 – Condutância de um dipolo de oitavo de onda.

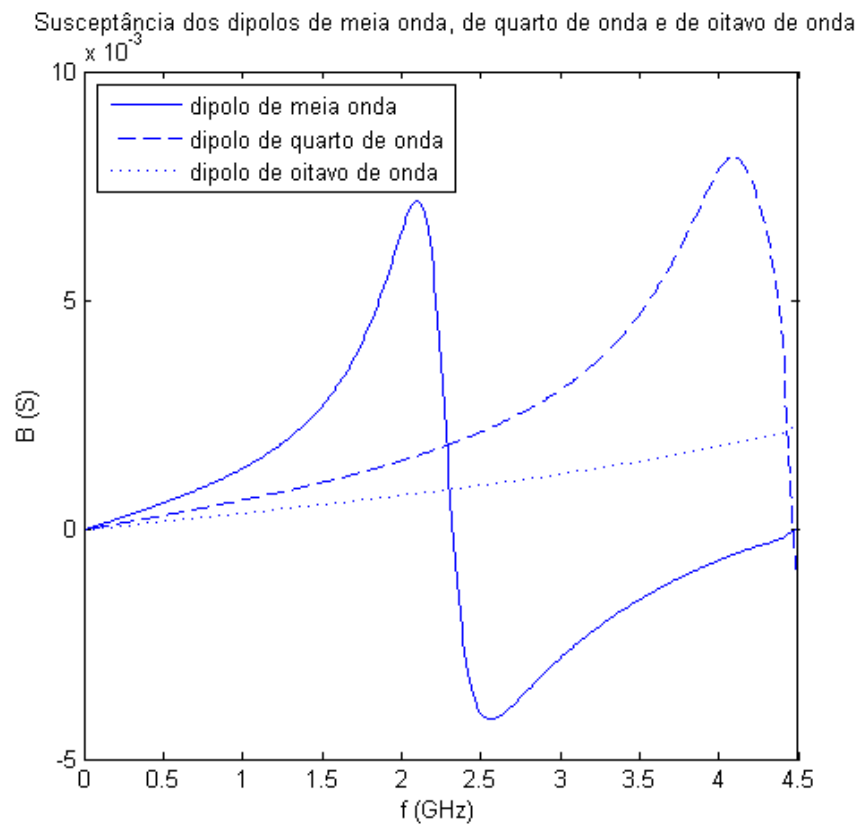


Figura 24 – Susceptância dos dipolos de meia onda, de quarto de onda e de oitavo de onda.

Com os valores da condutância e da susceptância dos dipolos conhecidos, foram obtidas a admitância e a impedância destes elementos. A tabela 3 ilustra os valores das impedâncias dos dipolos de meia onda, de quarto de onda e de oitavo de onda na frequência de 2,4 GHz, tanto para tetraedros com arestas de comprimento igual a 1 mm sobre os dipolos e sobre o *gap* de alimentação, quanto para arestas de comprimento igual a 0,2 mm e 0,1 mm.

Tabela 3 – Impedâncias dos dipolos de meia onda, quarto de onda e oitavo de onda na frequência de 2,4 GHz.

Comprimento do Dipolo	Tamanho das Arestas (mm)	Z (Ω)
$\frac{\lambda}{2}$	1	97,2 + j27,1
	0,2	89,1 + j19,4
	0,1	87,7 + j20,6
$\frac{\lambda}{4}$	1	29,9 – j500
	0,2	21,9 – j702
	0,1	19,8 – j782
$\frac{\lambda}{8}$	1	28,4 – j1077
	0,2	15,8 – j1731
	0,1	11,3 – j1951

A partir dos resultados ilustrados na tabela 3, verifica-se que quanto menor o comprimento do dipolo, menores são a sua resistência e a sua reatância, sendo que no dipolo de meia onda a impedância é indutiva e nos dipolos de quarto de onda e de oitavo de onda ela é capacitiva. Comparando-se dipolos de mesmo comprimento, o mesmo comportamento é observado diminuindo-se o tamanho das arestas dos tetraedros que recaem sobre o dipolo e sobre o *gap* de alimentação. Para a simulação dos arranjos de antenas, serão utilizados os valores de impedância obtidos com as arestas menores, pois quanto menores as arestas, haverá mais tetraedros na malha da estrutura a ser simulada e mais precisos serão os resultados, além dos valores obtidos estarem convergindo com a diminuição das arestas. Para arestas menores que 0,1 mm, o tempo de simulação é muito grande e não viabiliza os cálculos.

4 SIMULAÇÃO DOS ARRANJOS DE ANTENAS

Nesta seção, será demonstrado como foi feita a simulação dos arranjos de antenas, que envolveu a modelagem dos mesmos, o cálculo das suas impedâncias de entrada, o casamento destas impedâncias com a impedância do transmissor, a determinação das correntes nos elementos dos arranjos e a construção dos seus diagramas de irradiação.

4.1 Modelagem dos Arranjos

Após a modelagem dos dipolos ter sido realizada e a impedância de cada um deles ter sido calculada, a etapa que se seguiu foi o cálculo da impedância de entrada de diversos arranjos de antenas. Esta grandeza foi computada em função do comprimento dos dipolos utilizados no arranjo, da distância entre eles, e do número de dipolos utilizados. O arranjo de antenas pode ser modelado pelo circuito ilustrado na figura 25, onde cada dipolo é representado por uma admitância e cada pedaço da linha bifilar por uma linha de transmissão caracterizada por Z_0, β, l , sendo l igual ao comprimento dos dipolos.

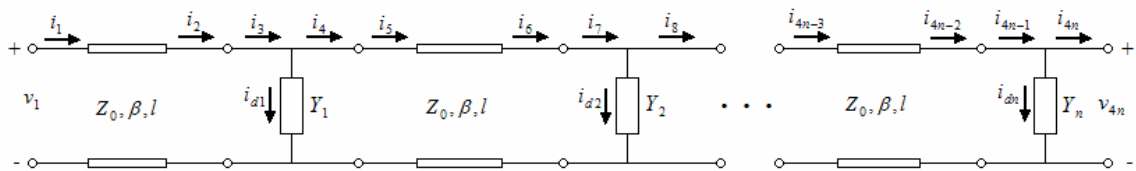


Figura 25 – Circuito que modela os arranjos de dipolos simulados.

Conhecendo-se os parâmetros ABCD de uma admitância e de uma linha de transmissão, dados na tabela 1, os parâmetros ABCD do arranjo podem ser obtidos pela multiplicação das matrizes ABCD de cada pedaço de linha de transmissão e de cada dipolo, conforme a propriedade da equação (18) e ilustrado na figura 26.

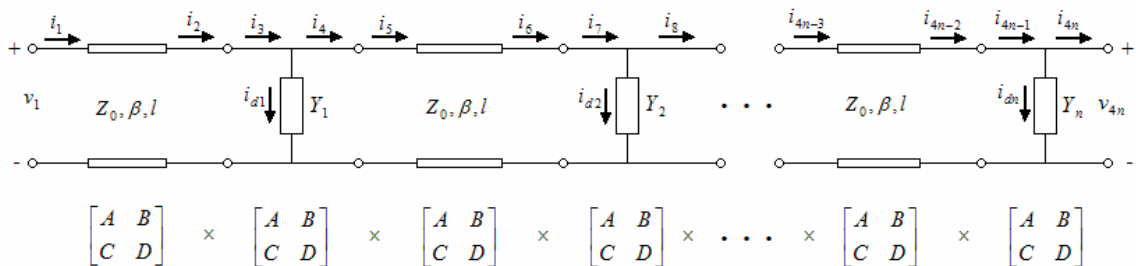


Figura 26 – Obtenção dos parâmetros ABCD dos arranjos de antenas.

Considerando-se que as matrizes ABCD de uma linha de transmissão e de um dipolo são, respectivamente,

$$LT = \begin{bmatrix} \cos(\beta l) & jZ_0 \operatorname{sen}(\beta l) \\ \frac{j \operatorname{sen}(\beta l)}{Z_0} & \cos(\beta l) \end{bmatrix} \quad (27)$$

e

$$DP = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \quad (28)$$

e que há n dipolos, e conseqüentemente linhas de transmissão, no arranjo, os parâmetros ABCD do arranjo, A , são dados pela equação

$$A = (LT \cdot DP)^n. \quad (29)$$

4.2 Impedância de Entrada dos Arranjos

O coeficiente de reflexão de entrada de uma rede de duas portas, que é igual ao parâmetro S_{11} , é dado pela equação

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}. \quad (30)$$

Substituindo-se Γ_{in} por S_{11} e isolando-se a impedância de entrada, Z_{in} , da equação (30), obtém-se que

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}, \quad (31)$$

o que torna necessário o conhecimento dos parâmetros S do arranjo, mais especificamente do parâmetro S_{11} , para o cálculo da sua impedância de entrada. Como os parâmetros ABCD do arranjo já são conhecidos, seu parâmetro S_{11} pode ser calculado, conforme a equação (22), pela equação

$$S_{11} = \frac{A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 - D}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D}, \quad (32)$$

que substituída na equação (31) fornecerá a impedância de entrada do arranjo de antenas. A tabela 4 mostra o valor da impedância de entrada de arranjos com dez, trinta, cinquenta, setenta e noventa dipolos de meia onda, quarto de onda ou oitavo de onda.

Tabela 4 – Impedância de entrada de diversos arranjos de antenas.

Número de Dipolos	$Z_{in,\lambda/2}$ (Ω)	$Z_{in,\lambda/4}$ (Ω)	$Z_{in,\lambda/8}$ (Ω)
10	8,53 + j1,94	320 + j106	295 + j44
30	2,9 + j0,67	337 + j38,4	266 – j3,45
50	1,74 + j0,41	285 + j25,3	285 + j46,7
70	1,25 + j0,29	269 + j61,2	274 – j6
90	0,97+j0,23	295 + j81,3	276 + j46

Como a impedância de entrada dos diversos arranjos não está casada com a impedância do transmissor, considerada igual a impedância característica da linha de transmissão bifilar, 300 Ω , é necessário projetar um circuito de casamento de impedâncias. Isto fará com que a máxima quantidade de potência seja transferida do transmissor ao arranjo e com que não haja reflexões das ondas eletromagnéticas que incidem no arranjo de volta ao transmissor. Para os casos em que a parte real da impedância do transmissor é maior do que a parte real da impedância do arranjo, a rede de casamento de impedâncias ilustrada na figura 7 será utilizada, sendo que os valores do indutor e do capacitor serão obtidos a partir das equações (6), (7), (8), (12) e (13). Caso contrário, a rede de casamento de impedâncias ilustrada na figura 8 será utilizada e os valores do indutor e do capacitor serão obtidos a partir das equações (9) à (13). A tabela 5 mostra os valores do indutor e do capacitor que farão o casamento de impedâncias dos arranjos cujas impedâncias de entrada são as dadas na tabela 4.

Tabela 5 – Valores dos indutores e capacitores para fazer o casamento de impedâncias dos arranjos simulados.

Número de Dipolos	$\lambda/2$		$\lambda/4$		$\lambda/8$	
	L (nH)	C (pF)	L (nH)	C (pF)	L (nH)	C (pF)
10	3,4	1,28	238	0,51	149	0,8
30	1,96	2,21	87,8	0,59	55,4	0,72
50	1,52	2,86	86,3	0,73	87,3	0,59
70	1,29	3,38	58,4	0,43	65,2	0,85
90	1,13	3,84	150	0,55	67,3	0,52

Os circuitos de casamento de impedâncias, no entanto, somente fornecem um casamento perfeito na frequência de operação para a qual foram projetados, no caso 2,4 GHz, na qual o módulo do coeficiente de reflexão de entrada, visto nos terminais de entrada da rede de casamento de impedâncias, é igual a zero. Mudando-se o valor da frequência de operação, tanto a impedância de entrada do arranjo de antenas, quanto a reatância do indutor e do capacitor da rede de casamento, se alteram, o que faz com que o módulo do coeficiente de reflexão de entrada também se modifique e deixe de ser nulo, comprometendo, assim, o funcionamento do arranjo em certas frequências.

Na figura 27, estão ilustrados os gráficos do módulo do coeficiente de reflexão de entrada para arranjos com dez, trinta, cinquenta, setenta e noventa dipolos de meia onda, em uma faixa de frequências entre 2,35 e 2,45 GHz. Neles, observa-se que na frequência de 2,4 GHz o módulo do coeficiente de reflexão de entrada é igual a zero, mas que este valor aumenta mudando-se a frequência de operação, tendendo à unidade. Quanto maior o número de dipolos utilizados no arranjo, mais rápido é este aumento, ou seja, uma mesma variação do módulo do coeficiente de reflexão de entrada necessita de uma variação de frequência menor para acontecer.

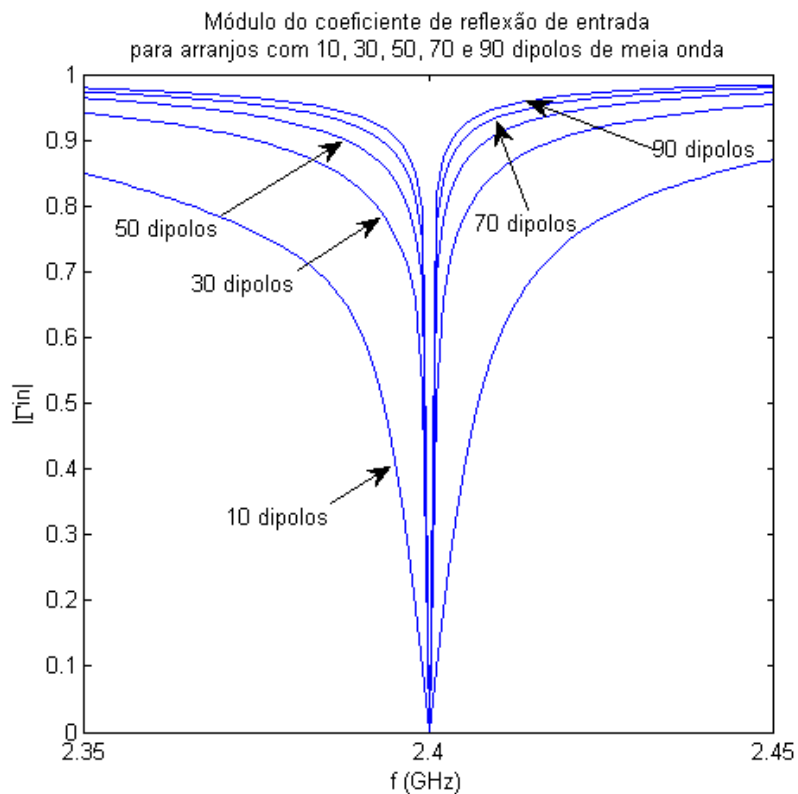


Figura 27 – Módulo do coeficiente de reflexão de entrada para arranjos com 10, 30, 50, 70 e 90 dipolos de meia onda.

Para o caso de arranjos utilizando dipolos de um quarto de comprimento de onda, os gráficos do módulo do coeficiente de reflexão de entrada para arranjos com dez, trinta, cinquenta, setenta e noventa elementos estão ilustrados na figura 28. Neles, pode-se observar que dentro da faixa de frequências analisada, o valor do módulo do coeficiente de reflexão de entrada não tendeu à unidade, sendo que o maior valor encontrado foi igual a 0,134, o que ocorreu na frequência de 2,35 GHz para o arranjo com 30 elementos. À medida que o número de dipolos no arranjo aumenta, observa-se um comportamento oscilatório do módulo do coeficiente de reflexão de entrada, pois o mesmo atinge um valor máximo em um certa frequência e passa a diminuir, embora não volte a ser nulo como em 2,4 GHz, e a aumentar com a sua variação.

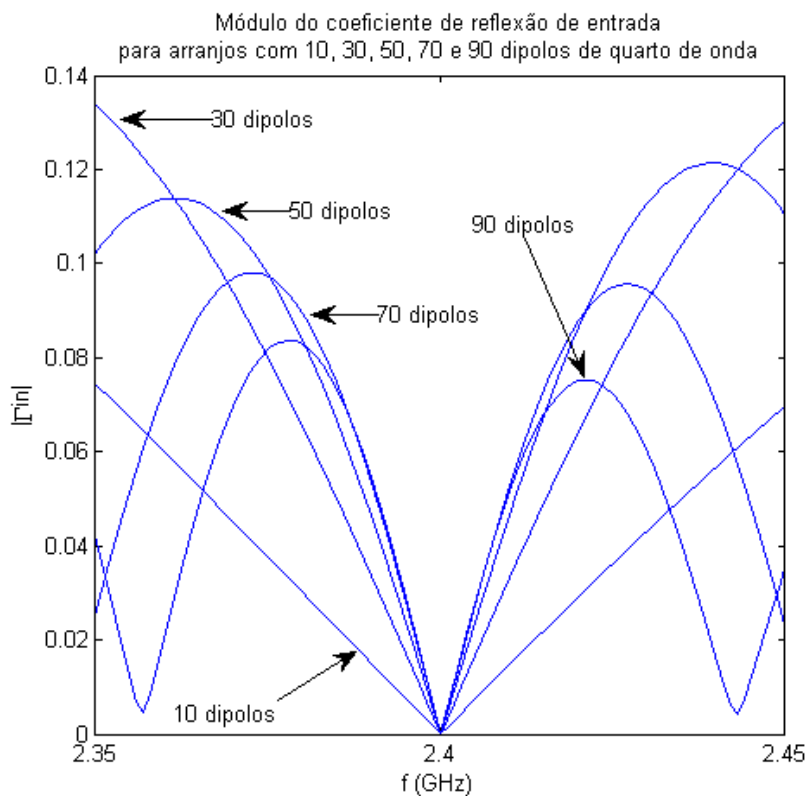


Figura 28 - Módulo do coeficiente de reflexão de entrada para arranjos com 10, 30, 50, 70 e 90 dipolos de quarto de onda.

Já os gráficos do módulo do coeficiente de reflexão de entrada para arranjos com dez, trinta, cinquenta, setenta e noventa dipolos de um oitavo de comprimento de onda, estão ilustrados na figura 29. O módulo do coeficiente de reflexão de entrada, assim como no caso anterior, não tendeu à unidade dentro da faixa de frequências analisada, sendo que o maior valor encontrado foi igual a 0,097, o que ocorreu na frequência de 2,351 GHz para o arranjo

com 90 elementos. Apenas neste último arranjo pode-se observar que o módulo do coeficiente de reflexão de entrada tende a diminuir após atingir seu valor máximo, o que pode ser visto nas frequências próximas a 2,35 GHz e 2,45 GHz.

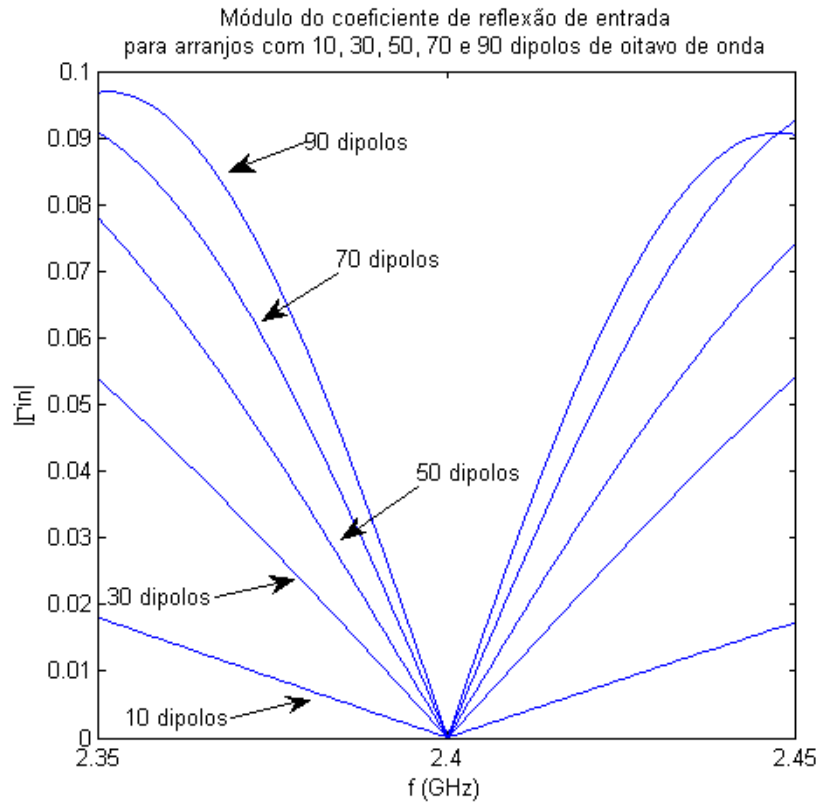


Figura 29 - Módulo do coeficiente de reflexão de entrada para arranjos com 10, 30, 50, 70 e 90 dipolos de oitavo de onda.

4.3 Corrente nos Dipolos dos Arranjos

Com o transmissor casado ao arranjo na frequência de interesse, o próximo passo da simulação é o cálculo da corrente que circula em cada dipolo, pois esta grandeza, além de indicar se os dipolos irradiam a mesma quantidade de energia ou não, é necessária para a construção do diagrama de irradiação dos arranjos. O primeiro passo para este cálculo é determinar a corrente e a tensão na entrada do arranjo. Para o caso em que a parte real da impedância do transmissor é maior do que a parte real da impedância da antena, o circuito ilustrado na figura 30, onde Z_A é a impedância de entrada do arranjo dada na tabela 4, é utilizado para encontrar o valor destas grandezas.

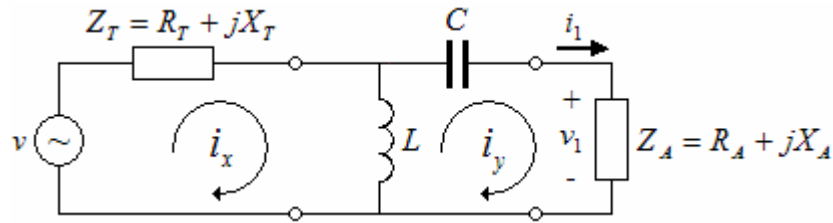


Figura 30 – Circuito para determinar a corrente e a tensão na entrada dos arranjos em que R_T é maior que R_A .

Através da aplicação da Lei das Tensões de Kirchhoff nas duas malhas deste circuito, obtém-se um sistema de duas equações e duas incógnitas, as correntes i_x e i_y , dado por

$$\begin{cases} (Z_T + j\omega L)i_x - j\omega Li_y = v \\ -j\omega Li_x + (j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + Z_A)i_y = 0 \end{cases} \quad (33)$$

Resolvendo o sistema para encontrar os valores de i_x e i_y , a tensão e a corrente na entrada do arranjo, dadas respectivamente por v_1 e i_1 , são obtidas pelas equações

$$i_1 = i_y \quad (34)$$

e

$$v_1 = Z_A i_1. \quad (35)$$

Já para o caso em que a parte real da impedância do transmissor é menor do que a parte real da impedância da antena, o circuito ilustrado na figura 31 é utilizado para encontrar o valor da tensão e da corrente na entrada do arranjo.

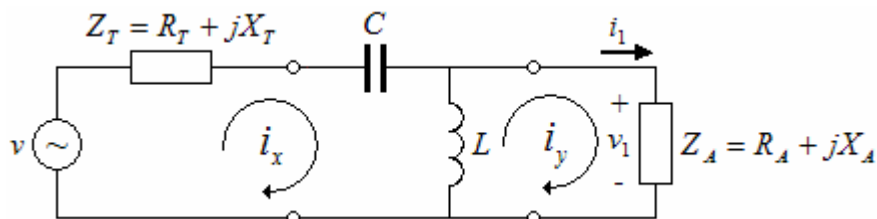


Figura 31 – Circuito para determinar a corrente e a tensão na entrada dos arranjos em que R_T é menor que R_A .

Para este circuito, a aplicação da Lei das Tensões de Kirchhoff resulta no sistema de equações

$$\begin{cases} (Z_T + \frac{1}{j\omega C} + j\omega L)i_x - j\omega Li_y = v \\ -j\omega Li_x + (j\omega L + Z_A)i_y = 0 \end{cases} \quad (36)$$

Neste caso, a tensão e a corrente na entrada do arranjo de antenas são encontradas da mesma maneira que no caso anterior, através das equações (34) e (35).

Conhecendo-se o valor da tensão e da corrente na entrada do arranjo, v_1 e i_1 , e a matriz ABCD do arranjo, A , a tensão e a corrente na sua saída, v_{4n} e i_{4n} , ilustradas na figura 26, são encontradas a partir da solução da equação que define os parâmetros ABCD, equação (14):

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{4n} \\ i_{4n} \end{bmatrix}.$$

Novamente utilizando-se a equação (14), a partir da multiplicação de v_{4n} e i_{4n} pela matriz ABCD do dipolo, DP , o valor de v_{4n-1} e i_{4n-1} é encontrado. A partir da aplicação da Lei das Correntes de Kirchhoff no circuito das figuras 25 ou 26, a corrente que circula pelo dipolo n , i_{dn} , é obtida pela equação

$$i_{dn} = i_{4n-1} - i_{4n}. \quad (37)$$

Seguindo este procedimento até a entrada do arranjo, é possível obter o valor da corrente que circula em todos os seus dipolos.

Nos arranjos que utilizam dipolos de meio comprimento de onda, o módulo da corrente em todos os dipolos do arranjo é igual, sendo que este valor decresce à medida que se aumenta o número de elementos do arranjo. As figuras 32 e 33 ilustram o módulo da corrente nos dipolos para arranjos com dez e cinquenta elementos, respectivamente.

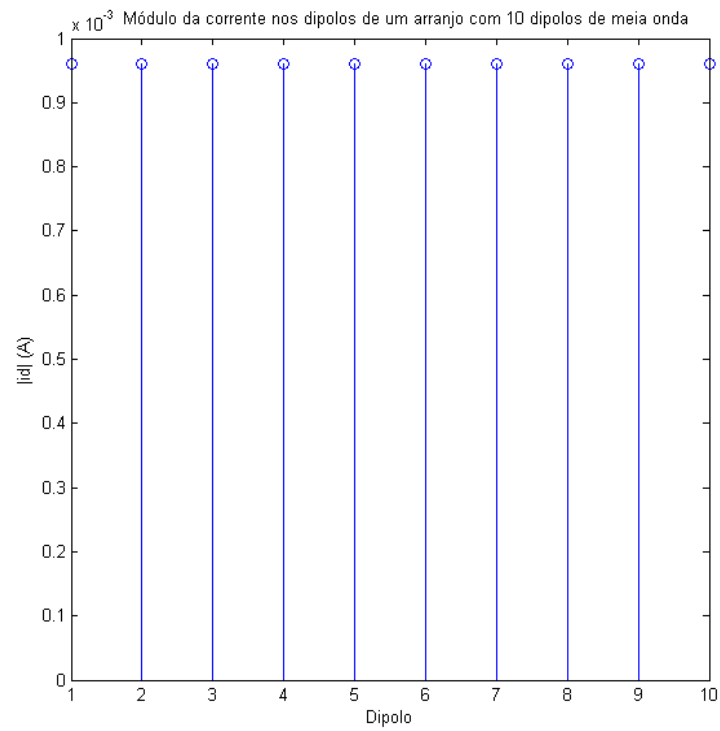


Figura 32 – Módulo da corrente nos dipolos de um arranjo com 10 dipolos de meia onda.

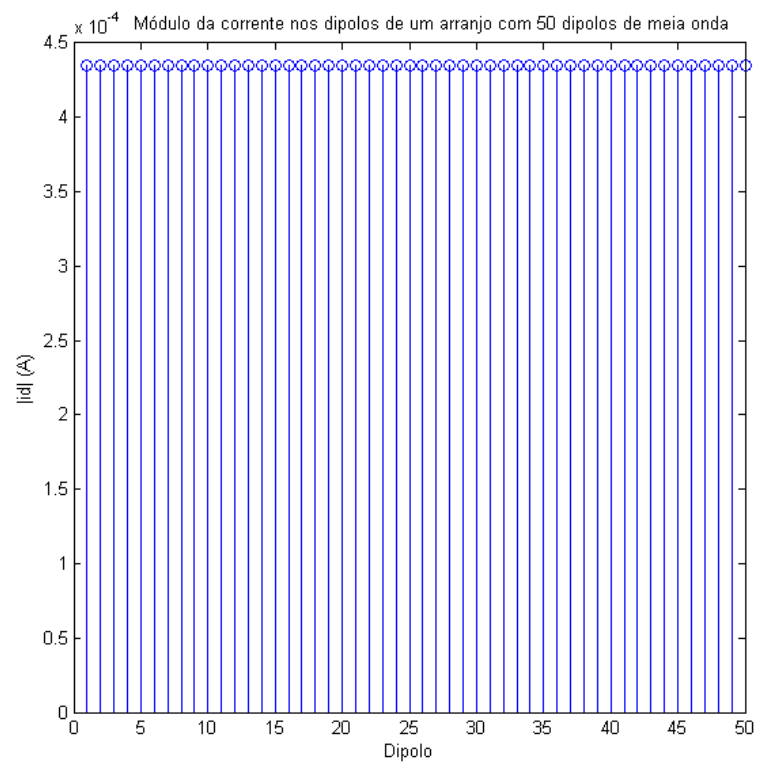


Figura 33 – Módulo da corrente nos dipolos de um arranjo com 50 dipolos de meia onda.

Nos arranjos que utilizam dipolos de um quarto de comprimento de onda, observa-se que nos dipolos mais próximos do transmissor, o módulo da corrente é maior do que naqueles mais afastados dele, embora este decréscimo não seja uniforme, pois em alguns dipolos mais afastados do transmissor o módulo da corrente é maior do que em alguns mais próximos a ele. As figuras 34 e 35 ilustram este comportamento para arranjos contendo cinquenta e noventa elementos, respectivamente.

Já nos arranjos que utilizam dipolos de um oitavo de comprimento de onda, o comportamento do módulo das correntes nos dipolos se assemelha ao observado nos arranjos com dipolos de meia onda. O módulo da corrente nos dipolos oscila entre um valor máximo e um valor mínimo, sendo estes valores próximos uns dos outros, embora alguns dipolos mais afastados do transmissor tenham o módulo da corrente maior do que em alguns que estão mais próximos a ele. Este comportamento é ilustrado nas figuras 36 e 37, para arranjos com trinta e setenta dipolos, respectivamente.

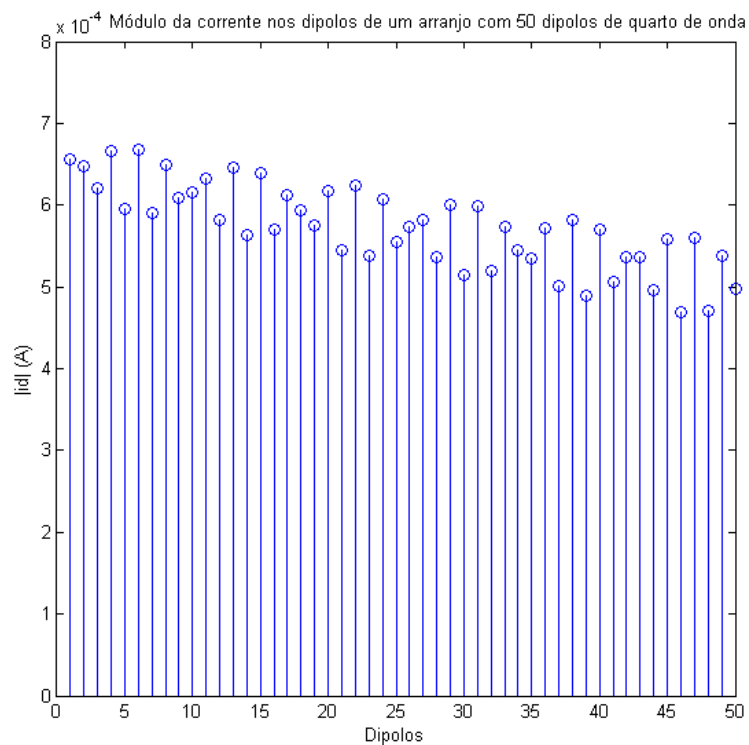


Figura 34 – Módulo da corrente nos dipolos de um arranjo com 50 dipolos de quarto de onda.

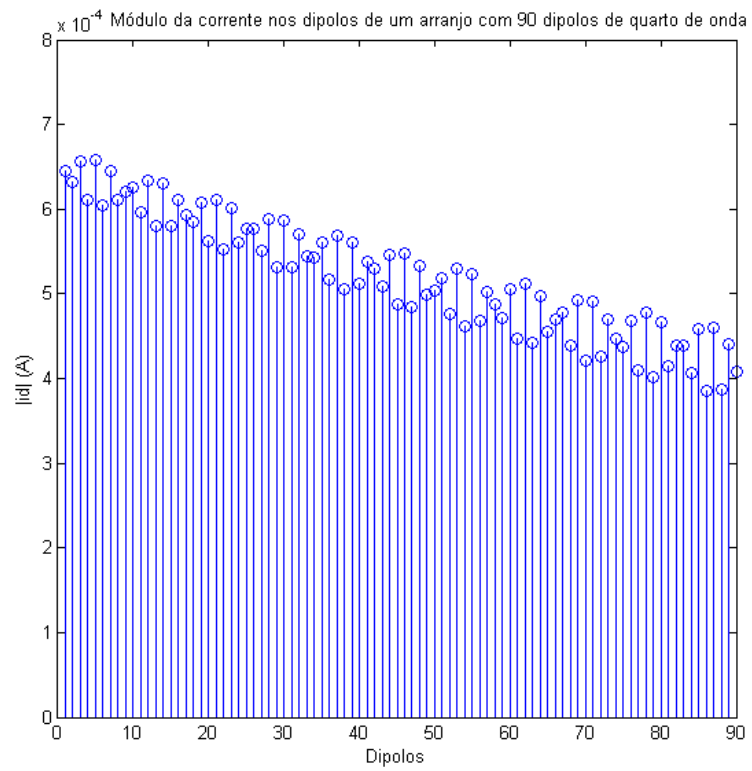


Figura 35 – Módulo da corrente nos dipolos de um arranjo com 90 dipolos de quarto de onda.

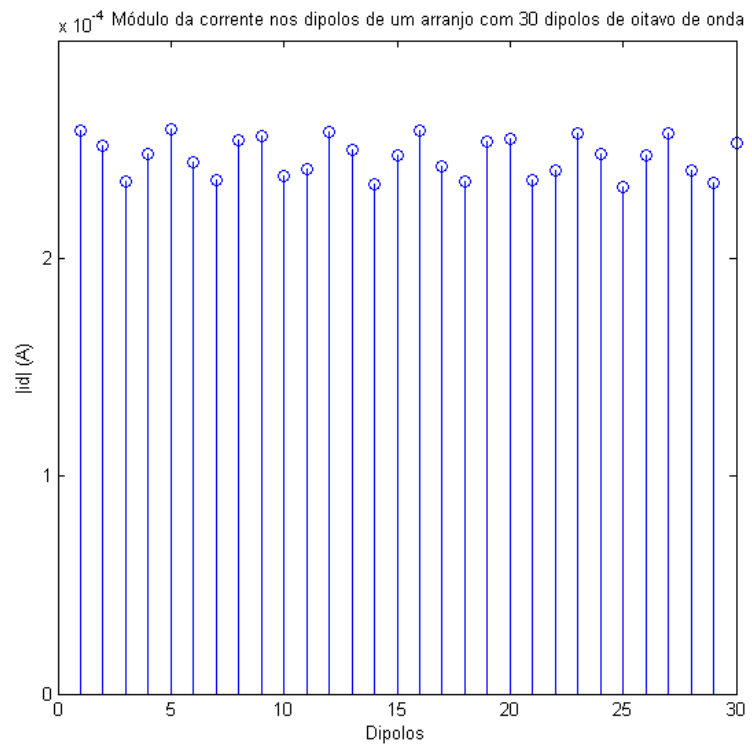


Figura 36 – Módulo da corrente nos dipolos de um arranjo com 30 dipolos de oitavo de onda.

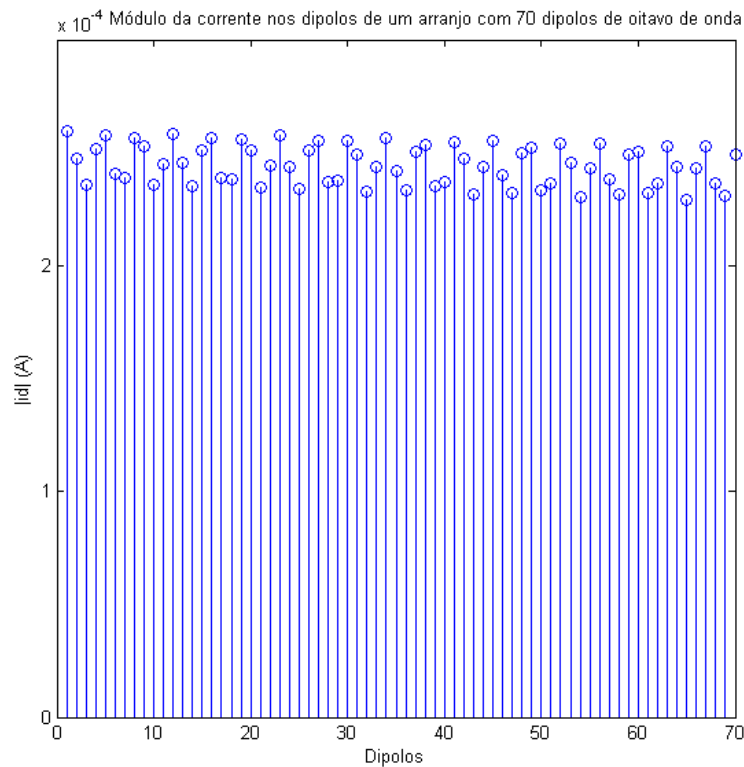


Figura 37 – Módulo da corrente nos dipolos de um arranjo com 70 dipolos de oitavo de onda.

4.4 Diagrama de Irradiação dos Arranjos

Com o valor da corrente em cada dipolo dos diversos arranjos conhecido, o passo final da simulação é a construção dos diagramas de irradiação destes arranjos. Os diagramas de irradiação serão normalizados e construídos a partir do módulo do fator de arranjo, dado pela equação (5), elevado ao quadrado, em função do ângulo θ .

Nas figuras 38, 39 e 40, estão ilustrados os diagramas de irradiação na forma polar para arranjos contendo dez, cinquenta e noventa dipolos de meia onda, respectivamente. Em todos eles, a irradiação máxima ocorre nas direções de 90° e 270° , perpendicularmente ao eixo em que estão os dipolos. Quanto maior o número de elementos no arranjo, mais estreitos ficam os feixes e mais a onda eletromagnética irradiada se aproxima de uma onda plana uniforme. A figura 41 ilustra estes mesmos gráficos na forma retangular, mas apenas na região em torno da direção de 90° , devido à simetria dos gráficos, o que fornece uma visualização com mais detalhes do estreitamento dos feixes.

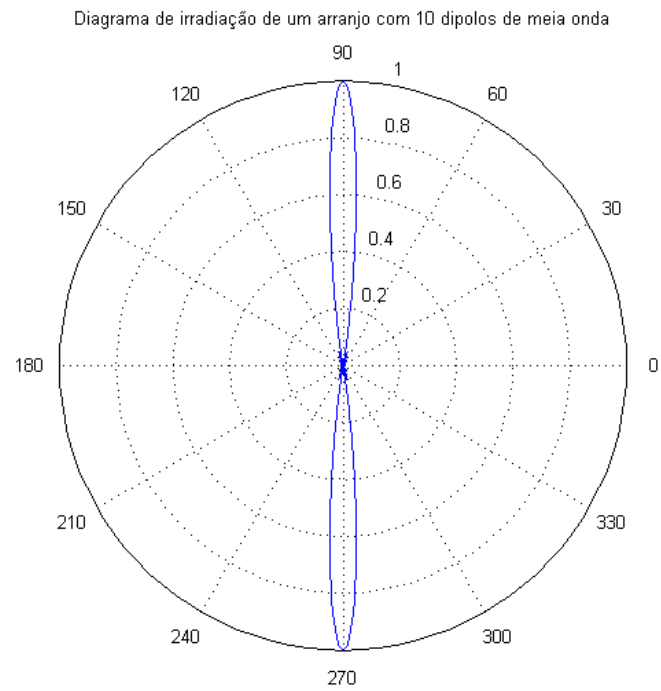


Figura 38 – Diagrama de irradiação polar para um arranjo com 10 dipolos de meia onda.

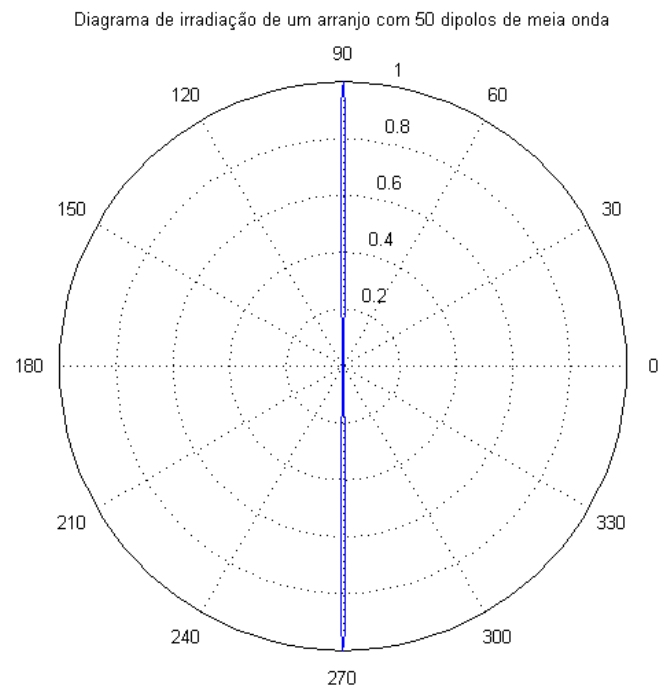


Figura 39 – Diagrama de irradiação polar para um arranjo com 50 dipolos de meia onda.

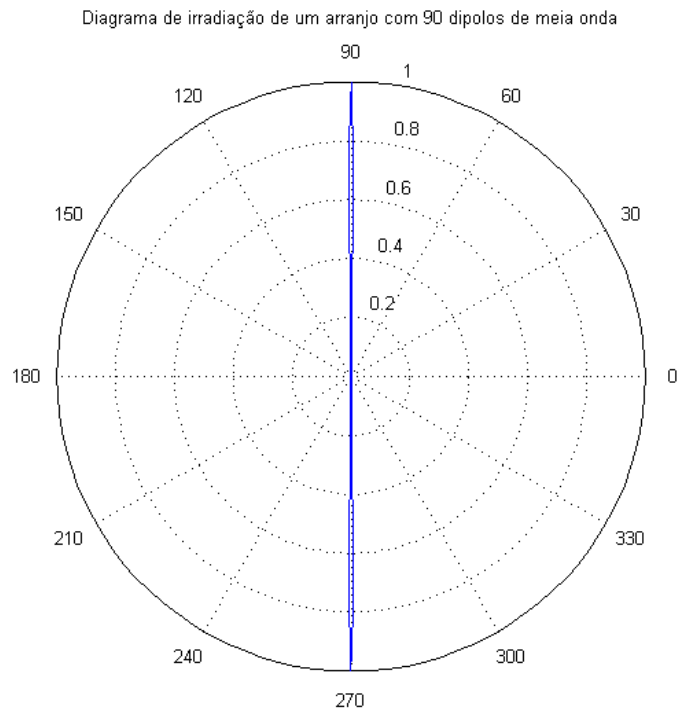


Figura 40 – Diagrama de irradiação polar para um arranjo com 90 dipolos de meia onda.

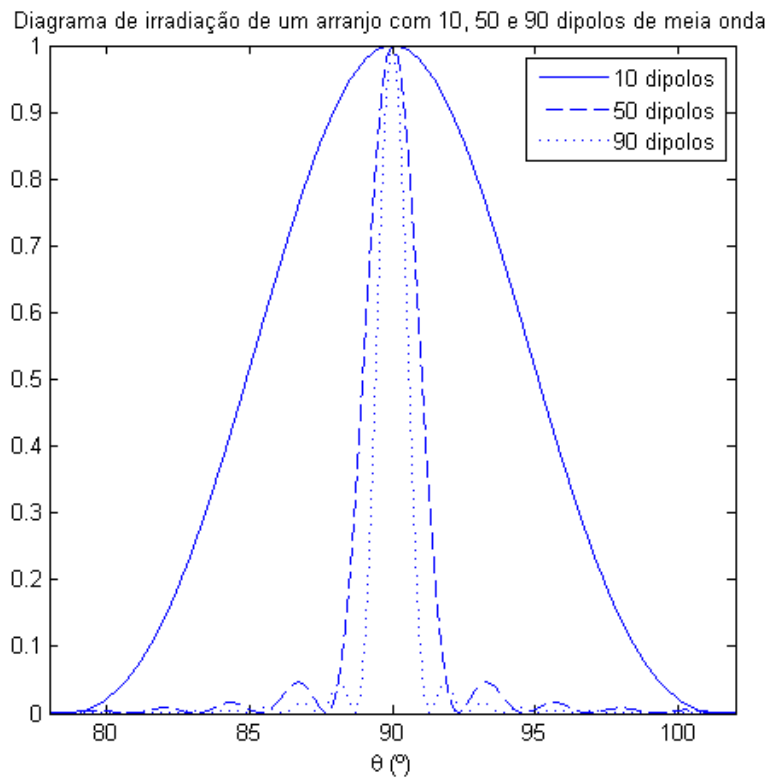


Figura 41 – Diagrama de irradiação retangular para arranjos com 10, 50 e 90 dipolos de meia onda.

Nas figuras 42, 43 e 44, estão representados os diagramas de irradiação na forma polar de arranjos com dez, cinquenta e noventa dipolos de um quarto de comprimento de onda, respectivamente. Para o arranjo com dez dipolos, observa-se que há um lóbulo principal entre as direções de 120° e 240° , cuja máxima irradiação ocorre em direções próximas a 151° e 209° . Com o aumento do número de elementos do arranjo, o lóbulo principal dá lugar a dois lóbulos principais com uma região de sombra entre eles. A direção da irradiação máxima permanece a mesma e os lóbulos principais ficam mais estreitos à medida que o número de dipolos aumenta.

Já as figuras 45, 46 e 47 ilustram os gráficos do diagrama de irradiação na forma polar para arranjos contendo dez, cinquenta e noventa dipolos de um oitavo de comprimento de onda, respectivamente. Para o arranjo com dez elementos, observa-se que há um lóbulo principal entre as direções de 120° e 240° , com irradiação máxima em 158° e 202° , e quatro lóbulos secundários. Com o aumento do número de dipolos, o número de lóbulos principais aumenta e depois diminui, pois no arranjo com cinquenta dipolos o lóbulo principal dá lugar a dois lóbulos principais, com uma região de sombra entre eles, e no arranjo com noventa dipolos novamente há apenas um, mais estreito que no arranjo com dez dipolos. Já o número de lóbulos secundários aumenta consideravelmente com o aumento do número de elementos.

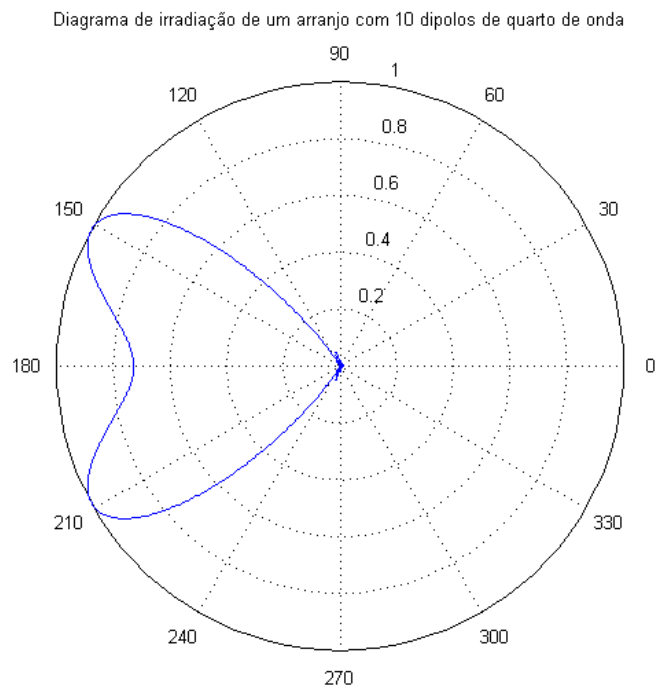


Figura 42 – Diagrama de irradiação polar para um arranjo com 10 dipolos de quarto de onda.

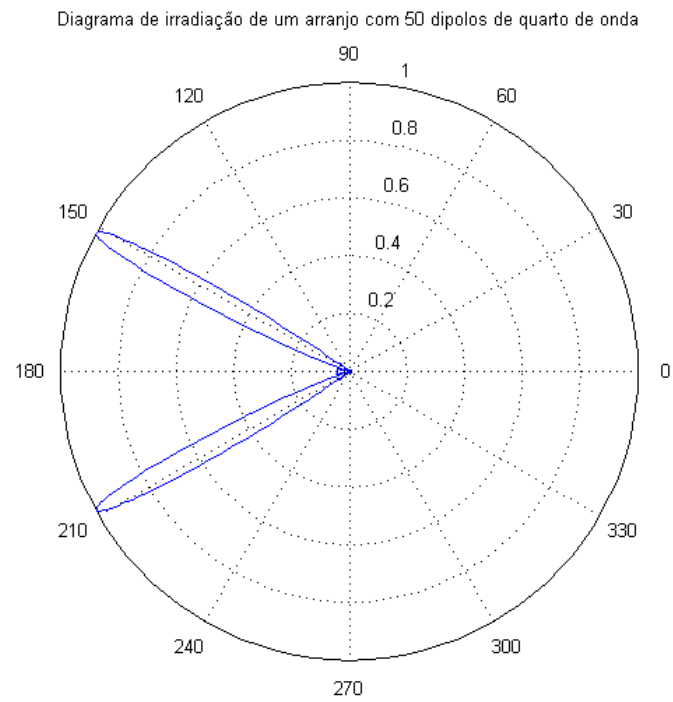


Figura 43 – Diagrama de irradiação polar para um arranjo com 50 dipolos de quarto de onda.

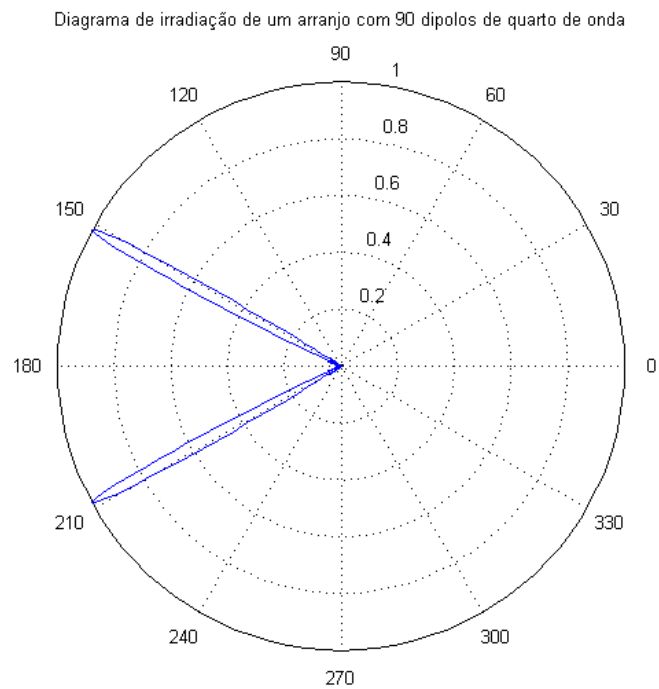


Figura 44 – Diagrama de irradiação polar para um arranjo com 90 dipolos de quarto de onda.

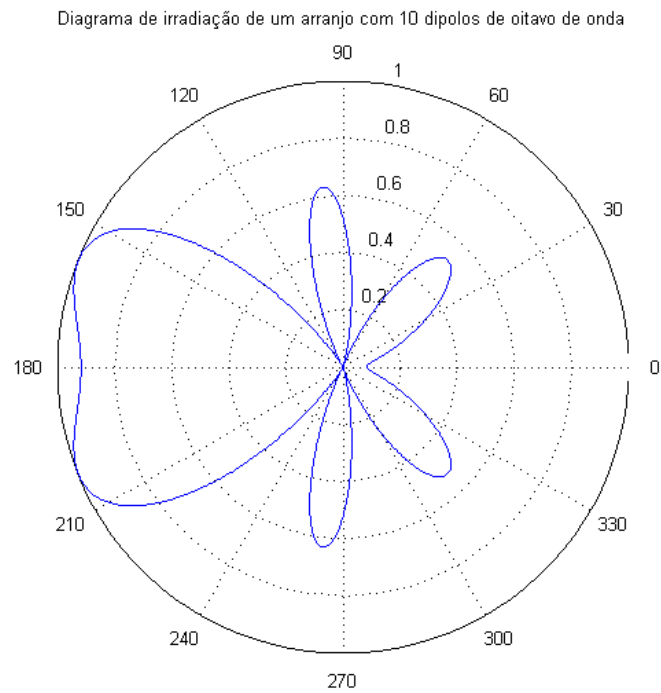


Figura 45 – Diagrama de irradiação polar para um arranjo com 10 dipolos de oitavo de onda.

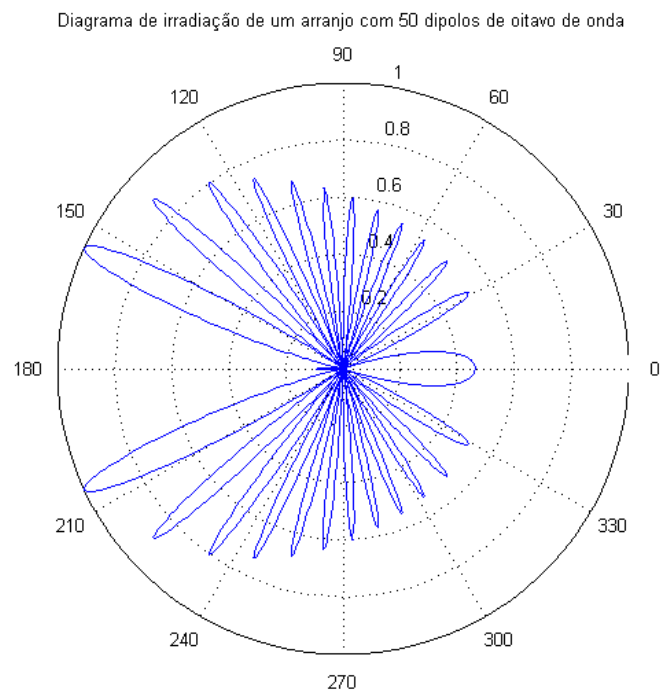


Figura 46 – Diagrama de irradiação polar para um arranjo com 50 dipolos de oitavo de onda.

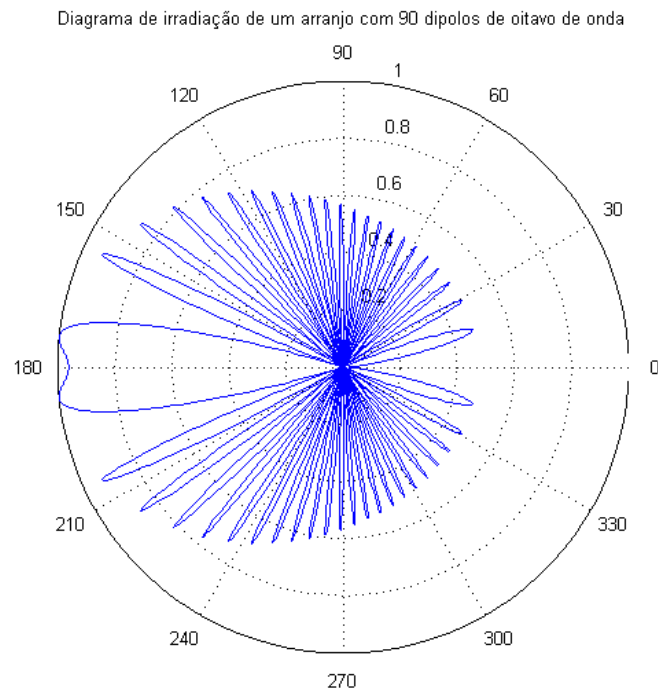


Figura 47 – Diagrama de irradiação polar para um arranjo com 90 dipolos de oitavo de onda.

4.5 Discussão dos Resultados e Escolha do Arranjo

Para os arranjos que utilizam dipolos de meio comprimento de onda, as simulações mostraram que a impedância de entrada do arranjo diminui à medida que se aumenta o número de dipolos, tanto na resistência, ou sua parte real, quanto na reatância, ou sua parte imaginária. Este comportamento da impedância facilita o projeto de uma rede para casá-la com a impedância do transmissor, pois a mesma topologia pode ser utilizada independentemente do número de elementos do arranjo. Os valores dos componentes para a rede projetada também são adequados, pois a ordem de grandeza dos indutores é de poucos nanohenries e dos capacitores de poucos picofarads. Entretanto, a rede de casamento de impedâncias para os arranjos formados por dipolos de meia onda é eficaz apenas na frequência para a qual foi projetada, no caso 2,4 GHz, na qual o módulo do coeficiente de reflexão de entrada é zero. Variando-se a frequência, esta grandeza deixa de ser nula e passa a se aproximar da unidade, sendo que o casamento de impedâncias torna-se crítico à medida que o número de dipolos do arranjo se torna maior. Isto, além de fazer com que a impedância

de entrada dos arranjos deixe de estar casada com a do transmissor, restringe a faixa de frequências na qual estes arranjos podem operar. As simulações também mostraram que o valor da corrente elétrica em cada dipolo dos arranjos é igual, o que faz com que cada um irradie a mesma quantidade de energia, independentemente de ele ser o elemento mais próximo ou mais afastado do transmissor. Já a análise dos diagramas de irradiação de cada arranjo simulado mostrou que sempre há dois lóbulos principais, perpendiculares ao eixo sobre o qual estão dispostos os dipolos, e que quanto maior o número de dipolos presentes, mais estes lóbulos se tornam estreitos e mais a onda eletromagnética irradiada se aproxima de uma onda plana uniforme.

As simulações realizadas para os arranjos formados por dipolos de um quarto de comprimento de onda mostraram que não há um padrão definido para o comportamento da impedância de entrada destes arranjos, pois o aumento do número de elementos ora provocava um aumento, ora provocava uma diminuição, tanto da sua parte real quanto da sua parte imaginária. Esta falta de padrão faz com que uma única topologia de rede de casamento de impedâncias não seja suficiente, pois o aumento do número de dipolos do arranjo demanda uma mudança na rede de casamento de impedâncias. Os valores dos capacitores das redes de casamento propostas eram adequados, sempre menores que 1 pF, entretanto a ordem de grandeza dos indutores era de algumas dezenas ou até mesmo centenas de nanohenries. Em contrapartida, para estes arranjos as redes de casamento projetadas são eficazes em toda a faixa de frequências analisada, pois em nenhum caso o módulo do coeficiente de reflexão de entrada tendeu à unidade, sendo o máximo valor encontrado igual a 0,134, o que faz com que, diferentemente dos arranjos utilizando dipolos de meia onda, os arranjos utilizando dipolos de quarto de onda possam ser utilizados em toda a faixa de frequências Wi-Fi. Em alguns arranjos, inclusive, esta grandeza voltava a se aproximar de zero em algumas frequências. A análise das correntes nos dipolos mostrou que o valor desta grandeza diminui nos elementos mais afastados do transmissor, embora isto só passe a ser significativo em arranjos com noventa elementos. Tal fenômeno faz com que a energia irradiada pelos dipolos não seja igual, sendo esta maior nos dipolos mais próximos ao transmissor. Já a análise dos diagramas de irradiação dos arranjos simulados mostrou que para arranjos com dez elementos, há um grande lóbulo principal na direção do eixo em que estão os dipolos. Com o aumento do número de elementos do arranjo, este grande lóbulo se divide em dois, com uma região de sombra entre eles, e se torna cada vez mais estreito, embora a direção da máxima irradiação seja mantida.

Nos arranjos que utilizam dipolos de um oitavo de comprimento de onda, assim como no caso anterior, não foi observado um padrão para o comportamento da impedância de entrada dos arranjos. Com o aumento do número de elementos, em algumas situações tanto a parte real quanto a parte imaginária da impedância do arranjo aumentavam, enquanto em outras ambas diminuía, sendo que em alguns casos a impedância de entrada deixava de ser indutiva e passava a ser capacitiva. Apesar disso, apenas uma topologia de rede de casamento de impedâncias foi necessária para casar a impedância do arranjo com a do transmissor, embora os valores dos indutores da rede projetada fossem da ordem de dezenas ou centenas de nanohenries. O valor dos capacitores, assim como nos arranjos com outros dipolos, permaneceu pequeno e abaixo de 1 pF. Semelhantemente aos arranjos que utilizam dipolos de quarto de onda, esta rede de casamento não provocou alterações significativas no módulo do coeficiente de reflexão de entrada para variações de frequência dentro da faixa analisada, o que torna estes arranjos adequados para serem utilizados em toda a faixa de frequências Wi-Fi. Novamente esta grandeza não tendeu à unidade e o maior valor encontrado para ela foi igual a 0,097. Já a análise das correntes nos dipolos mostrou que elas oscilam entre um valor mínimo e um valor máximo, não havendo decréscimo na sua magnitude nos dipolos mais afastados do transmissor. Isto faz com que os dipolos irradie quantidades de energia semelhantes, que apesar de não serem iguais como nos arranjos com dipolos de meia onda, não decaem nos dipolos mais afastados do transmissor como nos arranjos com dipolos de quarto de onda. Quanto aos diagramas de irradiação, observou-se que sempre há um ou dois lóbulos principais na direção do eixo em que estão dispostos os elementos do arranjo e que o número de lóbulos secundários aumenta proporcionalmente com o aumento do número de dipolos. Isto faz com que estes arranjos irradie energia em todas as direções, porém de forma não uniforme.

A escolha do arranjo mais adequado para ser utilizado como antena para Wi-Fi deve levar em conta a distribuição das correntes nos dipolos, a variação do módulo do coeficiente de reflexão de entrada em função da frequência e o diagrama de irradiação do arranjo. Analisando as correntes nos dipolos, os arranjos com dipolos de meia onda ou de oitavo de onda são os mais adequados, pois a corrente nos elementos ou é igual ou oscila entre valores próximos. Os arranjos com dipolos de quarto de onda apresentam um decréscimo da corrente nos dipolos mais afastados do transmissor, embora isto só passe a ser significativo em arranjos com noventa elementos e não chegue a ser um empecilho ao seu uso. A análise do módulo do coeficiente de reflexão de entrada revela que os arranjos com dipolos de um quarto de comprimento de onda ou um oitavo de comprimento de onda podem ser utilizados em uma

larga faixa de frequências, enquanto os arranjos com dipolos de meio comprimento de onda só podem ser utilizados na frequência na qual a rede de casamento de impedâncias foi projetada. O comportamento do módulo do coeficiente de reflexão de entrada dos arranjos com dipolos de meia onda os tornam inadequados para serem utilizados como antena para Wi-Fi, embora estes arranjos possuam os diagramas de irradiação mais adequados, pois o fato de a onda eletromagnética irradiada se aproximar de uma onda plana uniforme à medida que se aumenta o número de elementos do arranjo faz com que computadores em qualquer direção ao redor do arranjo possam receber o sinal irradiado, pois esta onda varrerá todo o ambiente. Os diagramas de irradiação dos arranjos com dipolos de quarto de onda não são adequados à aplicação desejada e os tornam impróprios ao uso, pois a energia é irradiada em uma pequena faixa ao redor do arranjo, que se torna mais estreita à medida que se aumenta o número de dipolos, e há muitas regiões de sombra, apesar do comportamento adequado que o módulo do coeficiente de reflexão de entrada destes arranjos apresentam. Já os arranjos com dipolos de oitavo de onda possuem diagramas de irradiação que mostram que a energia é irradiada em diversas direções, apesar da sua intensidade não ser uniforme em todas elas e de existirem regiões de sombra. Entretanto, como os arranjos de antenas simulados são destinados ao uso em ambientes fechados, as reflexões das ondas eletromagnéticas nas paredes do ambiente reduzem estas regiões de sombra e fazem com que ele seja inteiramente coberto pelo sinal, de acordo com a ilustração da figura 48.

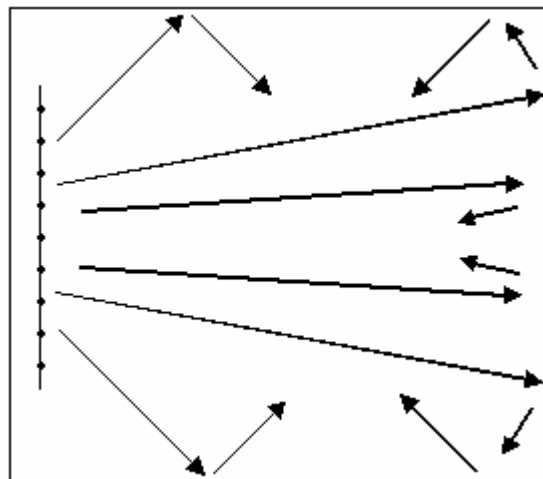


Figura 48 – Reflexões que diminuem as regiões de sombra para os arranjos com dipolos de oitavo de onda.

Este fato, em conjunto com o comportamento do módulo do coeficiente de reflexão de entrada em função da frequência, torna os arranjos com dipolos de um oitavo de comprimento

de onda os mais adequados ao uso como antena para Wi-Fi. O arranjo a ser escolhido deve ser aquele com o maior número de dipolos, que no caso deste trabalho é o com noventa elementos, pois é ele que irradia energia em mais direções ao seu redor e que propicia menos regiões de sombra no ambiente em que for usado.

5 CONCLUSÕES

As simulações realizadas no decorrer deste trabalho demonstraram que um arranjo de antenas formado por antenas do tipo dipolo, dispostas sobre o mesmo plano de uma linha de transmissão a dois fios, pode ser usado como antena para Wi-Fi. Os dipolos que constituirão este arranjo devem possuir um oitavo de comprimento de onda e devem ser espaçados por este mesmo comprimento, que no caso das simulações realizadas é igual a 15,625 mm. Isto foi decidido com base nos diagramas de irradiação dos arranjos com dipolos deste comprimento e no comportamento do módulo do coeficiente de reflexão de entrada em função da frequência. As simulações também demonstraram que o arranjo com o maior número de dipolos, no caso deste trabalho noventa, apresenta características de irradiação mais adequadas para o uso como antena para Wi-Fi do que os demais arranjos com menos elementos, pois a energia será irradiada em mais direções e, conseqüentemente, haverá menos regiões de sombra. Também se concluiu que os arranjos que utilizam dipolos de meio comprimento de onda e de um quarto de comprimento de onda não são adequados para esta aplicação, devido, respectivamente, ao comportamento do módulo do coeficiente de reflexão de entrada em função da frequência e aos diagramas de irradiação obtidos.

5.1 Perspectivas para Trabalhos Futuros

Em trabalhos futuros, pode-se realizar a simulação eletromagnética para arranjos cujos dipolos não estão espaçados por uma distância igual aos seus comprimentos e também construir o arranjo mais adequado ao uso como antena para Wi-Fi, com o objetivo de analisar o seu comportamento em uma situação real de uso.

REFERÊNCIAS

- 1 KUROSE, F. J.; ROSS, W. K. **Redes de computadores e a Internet**: Uma abordagem top-down. 3. ed. São Paulo: Pearson Addison Wesley, 2006.
- 2 BALANIS, A. C. **Antenna Theory**: Analysis and Design. 2. ed. John Wiley & Sons, Inc., 1996.
- 3 SADIKU, N. O. M. **Elementos de Eletromagnetismo**. 3. ed. Porto Alegre: Bookman, 2004.
- 4 ORFANIDIS, J. S. **Electromagnetic Waves and Antennas**. Disponível em: <<http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>>. Acesso em: 10 nov. 2008.
- 5 LUDWIG, R.; BRETCHKO, P. **RF Circuit Design**: Theory and Applications. 1. ed. Prentice-Hall, Inc., 2000.
- 6 ALEXANDER, K. C.; SADIKU, N. O. M. **Fundamentos de Circuitos Elétricos**. 1. ed. Porto Alegre: Bookman, 2003.