



**UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM SISTEMAS DE
COMUNICAÇÃO E AUTOMAÇÃO**

JONAS RODRIGO DA SILVA SOUSA

**ESTUDO DE ANTENAS PARA COMUNICAÇÃO NA
FAIXA DE SUBTERAHERTZ**

MOSSORÓ – RN

2016

JONAS RODRIGO DA SILVA SOUSA

**ESTUDO DE ANTENAS PARA COMUNICAÇÃO NA
FAIXA DE SUBTERAHERTZ**

Dissertação de mestrado acadêmico apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação, como requisito para a obtenção do título de Mestre em Sistemas de Comunicação e Automação.

Orientador: Idalmir de Souza Queiroz Júnior, Prof.
Dr. - UFERSA

Coorientador: Humberto Dionísio de Andrade,
Prof. Dr. - UFERSA

MOSSORÓ – RN

2016

© Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei nº 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei nº 9.610/1998. O conteúdo desta obra tomar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográficos.

Se Sousa, Jonas Rodrigo da Silva.
ESTUDO DE ANTENAS PARA COMUNICAÇÃO NA FAIXA DE
SUBTERAHERTZ/ Jonas Rodrigo da Silva Sousa. -
2016.
111 f. : il.

Orientador: Idalmir de Souza Queiroz Júnior.
Coorientador: Humberto Dionísio de Andrade.
Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal
Rural do Semi-árido, Programa de Pós-graduação em
Sistemas de Comunicação e Automação, 2016.

1. Antenas de subterahertz. 2. antenas de
microfita. 3. terahertz. 4. nanoantenas. 5.
antena dipolo. I. Júnior, Idalmir de Souza
Queiroz , orient. II. de Andrade, Humberto Dionísio,
co-orient. III. Título.

O serviço de Geração Automática de Ficha Catalográfica para Trabalhos de Conclusão de Curso (TCC's) foi desenvolvido pelo Instituto de Ciências Matemáticas e de Computação da Universidade de São Paulo (USP) e gentilmente cedido para o Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal Rural do Semi-Árido (SISBI-UFERSA), sendo customizado pela Superintendência de Tecnologia da Informação e Comunicação (SUTIC) sob orientação dos bibliotecários da instituição para ser adaptado às necessidades dos alunos dos Cursos de Graduação e Programas de Pós-Graduação da Universidade.

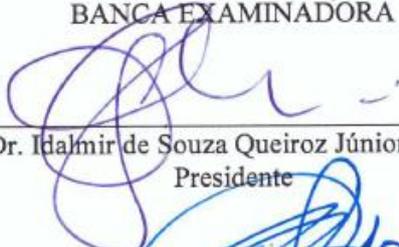
JONAS RODRIGO DA SILVA SOUSA

**ESTUDO DE ANTENAS PARA COMUNICAÇÃO NA
FAIXA DE SUBTERAHERTZ**

Dissertação de mestrado acadêmico apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação, como requisito para a obtenção do título de Mestre em Sistemas de Comunicação e Automação.

APROVADA EM: 02 / 12 / 2016.

BANCA EXAMINADORA



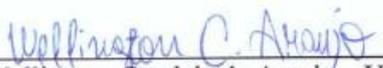
Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz Júnior – UFERSA
Presidente



Prof. Dr. Humberto Dionísio de Andrade – UFERSA
Primeiro Membro



Prof. Dr. André Pedro Fernandes Neto – UFERSA
Segundo Membro



Prof. Dr. Wellington Candeia de Araujo – UEPB
Terceiro Membro

Mossoró, 02 de Dezembro de 2016.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Francisco e Solange de Sousa, pela paciência, suporte e incentivo sempre que precisei, e total apoio em todas as decisões que tomei.

Aos Professores Idalmir de Souza e Humberto Dionísio pela oportunidade, paciência e confiança.

A minha futura esposa Diane Gomes pelo companheirismo, parceria e pelas palavras de conforto durante essa jornada, que foram de extrema importância para o alcance dos nossos objetivos pessoais.

Aos meus amigos, familiares, professores, colegas de estudo e a todos do grupo desse mestrado, que contribuíram com palavras de incentivo e conhecimentos, para que esse trabalho continuasse e fosse finalizado.

RESUMO

As antenas em escalas nanométrica fazem parte de uma linha de pesquisa que vem aumentando nos últimos anos, sendo alvo de inúmeros estudos e publicações. As nanoantenas caracterizam-se como um novo e promissor ramo no desenvolvimento de dispositivos capazes de ser aplicados em diferentes áreas, além da comunicação. Ocupando lugar de destaque na nova era das tecnologias, as nanoantenas, aqui restritas somente as de dipolo e microfita, geram enorme expectativas. Atualmente as comunicações sem fio requer que os dispositivos radiadores possuam uma ampla largura de banda e miniaturização para dispositivos móveis, assim, essa dissertação discute a aplicação potencial de antenas para comunicações na faixa de frequência em Terahertz. Nessas frequências existem inúmeras restrições na propagação de sinais, então antenas com alto rendimento são necessárias para permitir comunicação com perdas reduzidas. A proposta desse trabalho é estudar algumas configurações e tipos de antenas, tais como de antena de microfita e antena dipolo, com aplicação na faixa de frequência em subterahertz, que podem ser utilizadas, por exemplo, nas redes internas, medicina, na geração de energia fotovoltaica, espectroscopia, microscopia de campo próximo e obtenção de imagens de alta qualidade. Serão apresentadas algumas configurações de antenas e com diversos materiais para comunicações na faixa de frequência em questão, para verificar a viabilidade do uso de nanoantenas de dipolo e de antenas de microfita miniaturizadas neste tipo de aplicação. A metodologia adotada sugere a comparação dos resultados simulados, através dos softwares Ansoft HFSS ® e CST Microwave Studio ®, com os resultados de outros trabalhos publicados.

Palavras-Chave: Antenas de subterahertz, terahertz, nanoantenas, antenas de microfita, antena dipolo.

ABSTRACT

The antennas in nano-metric scales are part of a line of research that has been gaining strength in recent years, being the target of numerous studies and publications in several universities in Brazil and around the world. Nano antennas are characterized as a promising new branch in the development of devices capable of being applied in different areas, in addition to communication. Occupying a prominent place in the new era of technologies, the nano antennas, here restricted only to dipole and microstrip, generate enormous expectations about this new revolution, not only between researchers, but also in a part of society. Currently, wireless communications require that radiator devices have wide bandwidth and miniaturization for mobile devices, so this dissertation discusses the potential application of antennas for communications in the frequency range in Terahertz. At these frequencies, there are numerous restrictions on the propagation of signals, so high performance antenna are necessary to allow communication with reduced losses. The purpose of this work is to study some configurations and types of antennas, such as microstrip antenna and dipole antenna, with application in the subterahertz frequency, which can be used, for example, in internal networks, medicine, photovoltaic power generation, spectroscopy, near-field microscopy and high quality images. Some configurations of antennas with various materials for communications in the frequency range will be presented to verify the feasibility of the use of nano dipole antennas and miniaturized microstrip antennas in this type of application. The methodology adopted suggests the comparison of the simulated results, through the software Ansoft HFSS ® and CST Microwave Studio ®, with the results of other published works.

Keywords: Subterahertz Antennas, terahertz, nano-antennas, microstrip antennas, dipole antennas.

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Mobilidade do elétron, permissividade, massa efetiva do elétron e densidade de vários TCOMs.	63
Tabela 2 – Condutividade, diretividade, ganho, ganho realizado e eficiência total das antenas em função da condutividade dos materiais.....	70
Tabela 3 - Campo elétrico e Campo P em função da Condutividade Elétrica dos materiais.	74
Tabela 4 - Parâmetros das antenas com PEC em função da variação do comprimento.	77
Tabela 5 - Parâmetros das antenas com Prata em função da variação do comprimento.	79
Tabela 6 - Parâmetros das antenas com Ouro em função da variação do comprimento.	81
Tabela 7 - Parâmetros das antenas com grafeno em função da variação do comprimento.	83
Tabela 8 - Parâmetros das antenas com PEC em função da variação do raio.	86
Tabela 9 - Parâmetros das antenas com Prata em função da variação do raio.	88
Tabela 10 - Parâmetros das antenas com Ouro em função da variação do raio.	90
Tabela 11 - Parâmetros das antenas com grafeno em função da variação do raio.	92
Tabela 12 - Dimensões das nanoantenas de microfita.....	95
Tabela 13 - Resumo dos parâmetros das antenas de microfita.....	99

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Espectro de frequência.....	24
Figura 2 - Atenuação atmosférica nas bandas de IR e THz.....	25
Figura 3 - Antena de Microfita.....	27
Figura 4 - Padrão de Radiação para 300 GHz.....	28
Figura 5 - Sistema de coordenadas do Diagrama de Radiação.....	30
Figura 6 – Diagrama de Radiação 3D.....	31
Figura 7 - Diagrama de radiação 2D na forma Retangular.....	32
Figura 8 - Diagrama de radiação 2D na forma Polar.....	33
Figura 9 - Padrão de Potência $P(\theta, \phi)$ típico de um irradiador de alta diretividade.....	35
Figura 10 - Lóbulos principal e secundários de uma antena.....	38
Figura 11 - Eficiência de Radiação.....	39
Figura 12 - Antena Dipolo alimentada por uma linha de transmissão com impedância característica Z_0	40
Figura 13 - Esquema de conexão sem fio para nanosistemas.....	46
Figura 14 - Geometria da linha de transmissão de dois nanotubos excitada com modo diferencial.....	48
Figura 15 - Modelo de circuito para o modo diferencial de dois nanofios.....	49
Figura 16 - Modelo de circuito para o modo diferencial de dois nanotubos.....	50
Figura 17 – Geometria utilizada nos livros textos para antenas de fio fino.....	53
Figura 18 - Geometria de uma Antena Dipolo.....	55
Figura 19 – Distribuição de Corrente para uma antena excitada com 1V, 10-GHz e com comprimento de 300 μm	56
Figura 20 - Vista esquemática de uma antena de microfita.....	58
Figura 21 - Antena de Microfita retangular.....	60
Figura 22 - Vistas superior e lateral da antena.....	61
Figura 23 - Principais tipos de nanoantenas plasmônicas.....	65
Figura 24 - Modelo de uma antena dipolo simula no CST Studio.....	68
Figura 25 - Padrão de radiação 3D de diretividade das antenas dipolo.....	72
Figura 26 - Padrões de radiação 2D na forma polar das antenas dipolo.....	73
Figura 27 - Perda de Retorno das antenas com PEC, Prata e Ouro.....	75
Figura 28 - Perda de Retorno das antenas com grafeno.....	76
Figura 29 - Perda de Retorno das antenas de PEC com mudança de comprimento.....	78
Figura 30 - Perda de Retorno das antenas de Prata com mudança de comprimento.....	80
Figura 31 - Perda de Retorno das antenas de Ouro com mudança de comprimento.....	82
Figura 32 - Perda de Retorno das antenas 01 e 02 de grafeno com mudança de comprimento.....	84
Figura 33 - Perda de Retorno das antenas 03 e 04 de grafeno com mudança de comprimento.....	85

Figura 34 - Perda de Retorno das antenas de PEC com mudança de raio.....	87
Figura 35 - Perda de Retorno das antenas de Prata com mudança de raio.	89
Figura 36 - Perda de Retorno das antenas de Ouro com mudança de raio.	91
Figura 37 - Perda de Retorno das antenas 01 e 02 de grafeno com mudança de raio. ...	93
Figura 38 - Perda de Retorno das antenas 03, 04, 05 e 06 de grafeno com mudança de raio.	94
Figura 39 - Antena de microfita padrão: (a) Modelagem na plataforma computacional (b) Dimensões da nanoantena.....	95
Figura 40 - Resultados simulados dos diagramas de radiação em 2D e 3D do plano E e plano H.	96
Figura 41 - Resultados simulados dos diagramas de radiação em 2D e 3D do plano E e plano H.	97
Figura 42 – Gráfico comparativo das perdas de retorno das antenas Padrão e com grafeno.	98

NOMENCLATURA

Letras Latinas

c – Velocidade da onda no espaço livre;

dBd – Ganho referente ao dipolo;

dBi – Ganho referente ao radiador isotrópico;

e – Fator de eficiência;

G – Ganho;

D – Diretividade / Diâmetro;

h – Espessura do substrato;

\vec{E} – Intensidade de campo elétrico;

\vec{H} – Intensidade de campo magnético;

I – Corrente;

V – Tensão;

\vec{J} – Densidade de corrente;

k – Constante de propagação;

K_x – Numero de ondas ao longo da direção x ;

L – Comprimento do patch ou da antena dipolo;

l – Profundidade do cilindro;

L_m – Comprimento da linha de microfita;

m – Massa efetiva do elétron;

e - Mobilidade do elétron;

N_e – Densidade dos elétrons;

r – Raio dos cilindros;

S_{11} – Coeficiente de reflexão da tensão no acesso 1 do quadripolo;

U_{\max} - Valor máximo da densidade angular de potência irradiada;

W - Largura do patch;

W_0 - Largura da linha de microfita;

y_0 - Comprimento do inset feed;

y_m - Largura do inset feed;

Z_0 - Impedância característica;

Z_c - Impedância da carga;

P - Padrão de Potência;

S_{\max} - Densidade superficial de potência irradiada;

C - Capacitância;

V_f - Velocidade de Fermi;

L_k - Indutância cinética;

h -

Letras Gregas

θ - Ângulo theta;

ϕ - Ângulo phi;

Γ - Coeficiente de reflexão;

σ - Condutividade do material;

μ - Permeabilidade magnética;

μ_0 - Permeabilidade magnética no vácuo;

τ - fator de potência de transmissão;

ϵ_{pl} - eficiência na polarização de acoplamento

η_0 - Eficiência total;

η_c - Eficiência de condução;

η_{cd} - Eficiência de radiação;

η_d – Eficiência dielétrica;
 η_r – Eficiência de reflexão;
 μ_r – Permeabilidade relativa;
 Ω_A – Ângulo Solido do Feixe;
 ε – Permissividade elétrica;
 ε_0 – Permissividade elétrica no vácuo;
 ε_{eff} – Permissividade elétrica efetiva;
 ε_r – Permissividade elétrica relativa;
 θ_{HP} - Largura de feixe de meia potência no plano θ ;
 λ – Comprimento de onda;
 δ – Coeficiente de perdas
 λ_0 - Comprimento de onda no espaço livre;
 ϕ_{HP} – Largura de feixe de meia potência no plano ϕ ;
 $\gamma(r)$ – Função de onda;
 ω – Frequência angular;
 γ_p - Constante de propagação no plasma

Abreviações

THz – Terahertz

GHz - Gigahertz

WLAN - Wireless Local Area Network

WPAN - Wireless Personal Area Network

Gbps – Gigabit por Segundo

IR – Infrared (Infravermelho)

Km - Quilômetro

DNA - Ácido desoxirribonucleico

dB – Decibel

PEC – Perfect Electric Conductor (Condutor Elétrico Perfeito)

HFSS – High Frequency Structural Simulator (Simulador de Estruturas de Alta Frequência);

CST – Computer Simulation Technology (Tecnologia de simulação computacional)

PPGSCA – Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação;

RF – Radio Frequência;

TM – Transverse Magnetic (Magnético Transverso);

UFERSA – Universidade Federal Rural do Semiárido;

TCO – Transparent conductive oxides (Óxidos condutores transparentes);

TCM – Transparent conductive material (Material condutor transparente);

ITO - Indium tin oxide (Óxido de índio e estanho);

ATO - Antimony tin oxide (Óxido de estanho e antimônio);

TIO – Iltanium and índium oxide (Óxido de titânio e índio);

GZO - Gallium zinc oxide (Óxido de zinco e gálio);

BW – Bandwidht (Largura de Banda)

IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos)

SUMÁRIO

LISTA DE TABELAS	8
LISTA DE FIGURAS	9
NOMENCLATURA.....	11
1. INTRODUÇÃO	17
1.1. MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVAS	19
1.2. OBJETIVOS	20
1.2.1 GERAL.....	20
1.2.2. ESPECÍFICOS	20
1.3. ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	20
2. ANTENAS	22
2.1. COMUNICAÇÃO EM TERAHERTZ.....	23
2.2. ALTA DIRETIVIDADE DAS ANTENAS EM TERAHERTZ	26
2.3. PROPRIEDADES DE ANTENAS.....	29
2.3.1. Diagrama de Radiação.....	29
2.3.2. Intensidade de radiação	33
2.3.3. Ganho	35
2.3.4. Diretividade	36
2.3.5. Eficiência de uma antena.....	38
2.3.6. Impedância de entrada	39
2.3.7. Regiões de Campo.....	42
2.4. TEORIA DAS ANTENAS DE FIO	44
2.4.1. Aplicações de Nanoantenas de Fio.....	45
2.4.2. Propriedades da linha de transmissão de dois Nanofios.....	47
2.4.3. Distribuição de Corrente em uma antena de Nanofio	52
2.5. TEORIA DAS ANTENAS DE MICROFITA.....	56

2.5.1.	Estrutura básica de uma antena de Microfita.....	58
2.5.2.	Método de análise da linha de transmissão	59
2.5.3.	Análise do modelo da antena.....	61
2.6.	ANTENAS DE SUBTERAHERTZ	64
3.	ANTENA DIPOLO.....	68
3.1.	ANTENAS COM DIFERENTES MATERIAIS	68
3.2.	ANTENAS COM DIFERENTES COMPRIMENTOS	76
3.2.1.	Antena de Dipolo simulada com PEC	76
3.2.2.	Antena de Dipolo simulada com Prata	78
3.2.3.	Antena de Dipolo simulada com Ouro	80
3.2.4.	Antena de Dipolo simulada com grafeno	82
3.3.	ANTENAS COM DIFERENTES RAIOS.....	85
3.3.1.	Antena de Dipolo simulada com PEC	85
3.3.2.	Antena de Dipolo simulada com Prata	87
3.3.3.	Antena de Dipolo simulada com Ouro	89
3.3.4.	Antena de Dipolo simulada com grafeno	91
4.	ANTENA DE MICROFITA	94
4.1.	ANTENA DE MICROFITA PADRÃO	94
4.2.	ANTENA DE MICROFITA COM GRAFENO NO PACT	96
4.3.	RESULTADOS	98
5.	CONCLUSÕES.....	100
5.1.	CONSIDERAÇÕES FINAIS	100
5.2.	RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	100
6.	REFERÊNCIAS.....	102
	APÊNDICE A –Licença provisória para o uso do CST	112

1. INTRODUÇÃO

Em 1959, quando a nanociência ainda estava longe de ser uma realidade, Richard Feynman realizou uma palestra na reunião anual da Sociedade Americana de Física, com o seguinte título: “Há muito espaço na parte inferior”. Nesta palestra Feynman antecipou a maioria dos campos e questões de interesse que, passando-se mais de cinquenta anos, tornaram-se questões-chave na compreensão dos fenômenos em escala nanométrica. Enquanto falava sobre a possibilidade de construção de circuitos elétricos em nanoescala, ele também colocou a pergunta: “É possível, por exemplo, emitir luz a partir de um conjunto de antenas, como emitimos ondas de rádio, e nos comunicar com a Europa? A mesma questão foi levantada sobre irradiar a luz em uma direção definida, com alta intensidade”. Hoje, pode-se afirmar com segurança, que os questionamentos de Feynman já são realidades, com a pesquisa sobre nanoantenas, que funcionam em frequências ópticas, que tem desenvolvido um forte ramo da nanociência, a nano-óptica em particular, com muitas perspectivas excitantes (NOVOTNY, 2007).

Segundo Novotny, 2007, devido ao trabalho de Feynman, que permaneceu dividido com a comunidade científica de todo mundo por um longo tempo, surgiu um desenvolvimento sólido da óptica de campo próximo, isso trouxe amplo conhecimento na utilização de nanoestruturas, com aplicação no fluxo de luz, cujo comprimento de onda possui escalas reduzidas. Embora não seja a intenção desta dissertação fornecer um detalhado relato sobre a evolução cronológica do campo, é imprescindível mencionar algumas publicações que motivaram a entrada no campo das nanoantenas. Em primeiro lugar, há um capítulo do livro de Dieter W. Pohl, em 1999, na qual ele aponta as semelhanças entre moléculas fluorescentes e pequeno espalhamento de partículas, e antenas de telecomunicações, onde escreve sobre “teoria de antenas para conceitos aplicáveis e úteis na óptica de campo próximo”. Outra revelação surpreendente foi o artigo publicado por Grober et al., no ano de 1997, em que os autores discutem explicitamente o uso de nanoantenas para microscopia óptica de campo próximo e provam os experimentos utilizando radiação de microondas. Muitos outros esforços que lidam com nanoestruturas, remontam aos anos noventa e mesmo antes, impulsionados principalmente pela necessidade de obtenção de detectores infravermelhos eficientes (XAVIER, 2008).

Em termos comparativos, átomos têm dimensão típica entre 0,1 e 0,5 nm, ao passo que o diâmetro de um fio de cabelo é de cerca de 100 mil nm, e um vírus, 100 nm. Por sua vez, uma hélice de DNA tem diâmetro de 2 nm, uma célula sanguínea típica possui diâmetro de 8,4 μm e o diâmetro de um pequeno grão de areia é de cerca de 20 μm . Em um cubo de 1 nm, é possível se ter cerca de 125 átomos de carbono ou 15 átomos de hidrogênio, de acordo com Minoli, 2006.

A escala nanométrica, ou nanoescala possui uma característica intrigante. É nesta escala que os sistemas biológicos constroem seus componentes estruturais, tais como microtubos, microfilamentos e a cromatina. Uma propriedade chave de nanoestruturas biológicas é o reconhecimento molecular. Pesquisadores que desejam criar nanoestruturas almejam desenvolver sistemas que emulem esse comportamento (MINOLI, 2006, apud XAVIER, 2008).

Por outro lado, percebe-se que por meio de estudos da física e da química quântica que materiais em nanoescala apresentam propriedades diferentes dos materiais em macro escala. Condutividade, resistência, cor, elasticidade, e emissão de campo, dentre outras propriedades, podem sofrer mudanças significativas à medida que se reduz o tamanho do material. Pode-se citar o exemplo do cobre nanocristalino, que é cinco vezes mais duro que um cobre comum com sua estrutura cristalina em tamanho micrométrico (GIANNELIS, 2002).

Desenvolvimentos em nanotecnologia têm potencial para revolucionar muitos campos da ciência, e conduzir a uma nova base tecnológica que pode ter grande impacto em áreas como telecomunicações, computação e tecnologia da informação na forma de redes ópticas, nanofotônica, nanoeletrônica e nanoarmazenamento. Outras áreas que poderão ser afetadas são ciências da saúde, biotecnologia, meio ambiente, energia, transporte, e exploração espacial, dentre outros (LEFF, 2002).

Pode-se definir telecomunicações como a designação genérica das comunicações em longa distância que abrange a transmissão, emissão, ou recepção de sinais, sons, ou mensagens por fio, rádio, eletricidade, meios ópticos, ou qualquer outro processo eletromagnético (Dicionário Houaiss, 2008 apud XAVIER, 2008).

Reunindo os conceitos de nanotecnologia e telecomunicações, em um mundo no qual a demanda por largura de banda e miniaturização aumenta fortemente, serão discutidas as potenciais aplicações das nanoantenas para comunicações na faixa de frequência em THz.

Comunicações em THz têm potencial de aplicação nas redes emergentes WLANs, ou rede local sem fio, rede local que usa ondas de rádio para fazer uma conexão a Internet ou entre redes, WPANs, ou rede pessoal sem fio, muito associada à tecnologia Bluetooth, com pequenas distâncias (PIESIEWICZ et al., 2007).

Nessas frequências em THz, normalmente, as restrições de propagação são muito altas, apresentando grande atenuação, sendo necessária a disponibilidade de antenas de boa performance para que se obtenha comunicação em banda ultra larga.

Por outro lado, pesquisas têm sido feitas para desenvolver nanoantenas para as faixas de infravermelho e óptica com a utilização de nanotubos de carbono (NOVOTNY, 2006).

Serão analisadas algumas configurações de antenas e materiais com o objetivo de verificar a viabilidade de emprego de nanomateriais para aplicação em comunicações nessa faixa de frequência, e os resultados serão comparados com as referências citadas.

1.1.MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVAS

Devido ao elevado número de trabalhos realizados nos últimos anos na faixa de frequência em subterahertz, com o uso de inúmeros tipos de antenas e materiais já conhecidos, além de materiais em constante pesquisa, é que surgiu o real interesse pelo tema em questão.

O espectro de frequência está sendo utilizado por uma ampla gama de tecnologias, tais como rádio, TV, telefonia celular e comunicação via satélite, assim a faixa de frequência atualmente saturada se estende de 30 MHz até 30 GHz, faixas de VHF, UHF e SHF, pois a população mundial cresce constantemente e surge a demanda por bens e serviços de telecomunicações. O resultado natural desse uso extensivo do espectro de frequência é o crescimento do número de usuários, de equipamentos e empresas de telecomunicações, então surgem novas barreiras tecnológicas a serem quebradas nessa área.

O campo de estudos das nanoantenas aumenta a cada dia, assim a nanotecnologia encontra-se fortemente inclinada com aplicações em telecomunicações, computação quântica, biomedicina e conversão de luz em energia elétrica, assim esses dispositivos estarão operando em uma região do espectro ainda pouco explorada.

1.2. OBJETIVOS

1.2.1 GERAL

A proposta desse trabalho é o estudo de antenas dipolo e de microfita com aplicação nas faixas de frequências na ordem de subterahertz, para isso serão realizadas simulações com os softwares CST e HFSS.

1.2.2. ESPECÍFICOS

Para atingir o objetivo geral, os seguintes objetivos específicos serão propostos:

- Simular as antenas usando softwares comerciais e comparar os resultados com as referências;
- Analisar alguns parâmetros de qualidade das antenas, tais como frequência de ressonância, perda de retorno ($S_{1,1}$), largura de banda, diagrama de radiação 2D e 3D, ganho e diretividade;
- Analisar como as dimensões dos dispositivos influenciam no seu comportamento;
- Estudar materiais para a fabricação das antenas.

1.3. ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

O trabalho apresentado nesta dissertação visa estudar nanoantenas de dipolo e de microfita, operando na faixa de frequência em subterahertz.

O capítulo 1 irá apresentar uma visão geral e introdutória da dissertação, discutindo trabalhos relacionados ao tema prévio e introduzindo conceitos básicos que serão usados nos capítulos subsequentes.

O capítulo 2 apresenta alguns conhecimentos sobre a comunicação em Terahertz, as principais propriedades das antenas, além da teoria das antenas de dipolo e de microfita, e finaliza com as principais antenas usadas na faixa de frequência em estudo.

O capítulo 3 é dedicado às simulações com antenas de dipolo, onde são simuladas antenas com dimensões e materiais diferentes, a fim de se analisar a influência das mesmas nas propriedades das antenas.

No capítulo 4 são realizadas simulações com antenas de microfitas miniaturizadas, onde diversas configurações são analisadas.

O capítulo 5 apresenta as conclusões principais extraídas deste trabalho, assim como a direção para trabalhos futuros.

2. ANTENAS

A banda de Frequência em terahertz é definida como uma porção do espectro eletromagnético que se estende de 0,1 THz a 10 THz. Devido à indisponibilidade de poderosas fontes, detectores e ou hardwares que atuem nessas frequências, este regime do espectro permaneceu intocado por um longo tempo. Nas últimas duas décadas, algumas tecnologias têm crescido de forma exponencial e o seu efeito sobre a investigação nesta banda de frequência também foi notado. Com o progresso sustentável na pesquisa em THz, foram relatadas várias aplicações potenciais desse espectro no domínio da ciência e tecnologia. Surgiram novas linhas de pesquisas, além das aplicações convencionais. Além de aplicações convencionais, uma nova área de debate é a aplicação da banda em THz para o futuro dos sistemas de comunicações sem fio, tema desse trabalho (KOCH, 2007 e LASKAR et al., 2007).

Com os progressos das pesquisas na faixa de THz, inúmeras potenciais aplicações no espectro no campo da ciência e tecnologia foram surgindo. Nessa região do espectro encontram-se aplicações na ciência médica (SIEGEL, 2004 e FITZGERALD et al., 2002), imagiologia de itens escondidos (CHOI et al., 2002 e KIM et al., 2010), espectroscopia no domínio do tempo (SIEGEL, 2002), aplicações em defesa (WOOLARD et al., 2007) e ciência espacial e básica (RICHARD e POUL, 2006 e SIEGEL, 2007). Outras aplicações em uso são na agricultura, semicondutores e poluição atmosférica (TONOUCHI, 2007).

Algumas características únicas da radiação, na banda em questão, tornam a aplicação em dispositivos tão interessantes, que são listadas abaixo:

- a) Penetração: A onda em THz pode atravessar por entre diversos materiais com baixo nível de atenuação.
- b) Resolução: A resolução de imagens aumenta com a redução do comprimento de onda, sendo assim, nessa faixa de frequência as imagens são melhores, se comparadas com o espectro de microondas.
- c) Espectroscopia: Inúmeros materiais sólidos e gasosos exibem assinatura entre 0.5 e 3 THz, e podem ser usados como detectores.
- d) Não ionização: Devido ao baixo nível de potência, o uso dessa banda tem poucos efeitos ionizantes em tecidos biológicos.

- e) Dispersão: A dispersão é inversamente proporcional ao comprimento de onda, e é baixa em THz se comparada à onda de luz visível.
- f) Intensidade: A observação da onda, por instrumentos, é mais fácil em THz se comparada às microondas.

As propriedades mencionadas acima indicam uma forte inclinação para o uso de dispositivos com aplicações das mais diversas (WOOLARD, 2005).

2.1.COMUNICAÇÃO EM TERAHERTZ

Além das aplicações convencionais, uma nova área de debate é a aplicação da banda de THz para o futuro dos sistemas de comunicação sem fios (KOCH, 2007 e LASKAR et al., 2007). Nos próximos anos, os sistemas de comunicação terão que aumentar a sua largura de banda para atender o crescente ritmo das telecomunicações, onde essas terão que atingir a taxa transmissão de dados de 40-100 Gbps para ambientes internos, e 100 Gbps para comunicação externa, e esse é o desafio em potencial para a comunidade científica (TONOUCHI, 2007). Existem duas possíveis maneiras para aumentar essa taxa. Em primeiro lugar, através do aumento da largura de banda dos sistemas de comunicações, mas os atuais sistemas possuem largura relativamente estreita e, na maioria dos casos, essa é apenas cerca de 10% da frequência dos dispositivos. A próxima solução é aumentar a frequência de operação dos dispositivos. Recentemente, para atender a alta exigência de largura de banda, sistemas sem fio com banda entre 60 e 90 GHz foram desenvolvidos, mas eles ainda são insuficientes para atender às exigências futuras (DANIELS et al., 2007; FRIGYES, 2009). A próxima solução para esse problema é mover a frequência de operação para o regime do espectro na frequência de THz, que está localizada entre as faixas de frequências de microondas e o infravermelho. No entanto, com o aumento significativo na frequência de operação, característica dos dispositivos também se altera e existe a necessidade de uma análise detalhada dos diversos componentes dos sistemas de comunicação sem fio em THz. Devido a sua localização no espectro, como esta banda está situada entre dois regimes já explorados, é possível usar a eletrônica, bem como a rota da fotônica para construir o caminho no espectro de THz, conforme mostra a Figura 1 (CHAMBERLAIN, 2004).

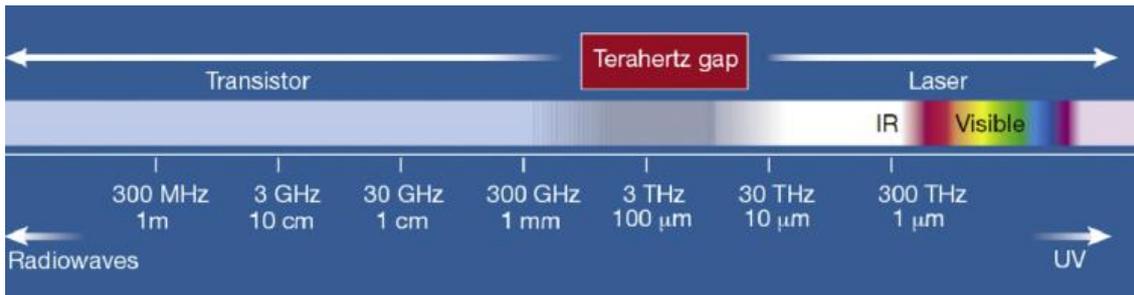


Figura 1 - Espectro de frequência

Fonte: KOCH, 2007

De acordo com Koch, 2007, a banda de microondas está quase toda ocupada por diferentes serviços e o comprimento dela é limitado. Por outro lado, a faixa de THz pode oferecer um comprimento de banda mais amplo.

No entanto, antes de explorar as características dos dispositivos nessa banda, é interessante notar que os sistemas em THz possuem inúmeras vantagens sobre as comunicações em microondas e ondas infravermelhas. Algumas dessas estão descritas abaixo, segundo Federici e Moeller, 2010.

- a) A difração das ondas em THz é menor que nas microondas, a qual configura-se uma vantagem na linha de visão nos links ponto a ponto.
- b) Essa banda é comparavelmente segura, especialmente em tecnologias de propagação do espectro.
- c) Em comparação ao infravermelho, as ondas em THz possuem baixa atenuação do sinal, em certas condições atmosféricas, como na neblina.
- d) O índice de refração variante com o tempo na atmosfera reduz o efeito da cintilação no link infravermelho, e pode ser reduzido nos links de comunicação em THz.
- e) O desenvolvimento para melhorar a taxa de dados em infravermelho sem fios é lento, devido à necessidade de avanço nos formatos dessa tecnologia.

Embora as comunicações em THz sejam promissoras, antes da comercialização em massa dos sistemas deve-se ser levado em consideração às limitações das mesmas, de acordo com a Figura 2.

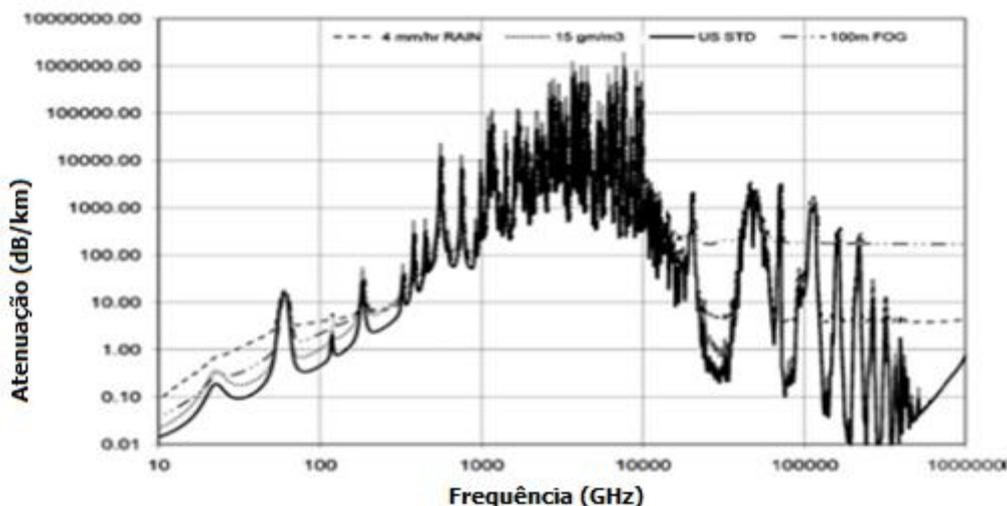


Figura 2 - Atenuação atmosférica nas bandas de IR e THz.

Fonte: Adaptado de KOCH, 2007

Perdas atmosféricas são os principais obstáculos para a implementação dos sistemas comerciais sem fio na ordem de THz. Essas perdas são influenciadas por várias condições atmosféricas, e seus efeitos na propagação das ondas eletromagnéticas sobre a banda larga de frequência é mostrada na Figura 2, a qual revela que com o aumento da frequência, a atenuação do sinal também cresce (WOOLARD et al., 2007). A quantidade de perdas do sinal de potência também depende das condições atmosféricas. As linhas tracejadas na figura indicam uma atenuação de 4mm/hr, sob condições de chuva e ao nível do mar. A linha pontilhada indica um nível de atenuação para 15 gm/m³ com ar contendo água. A linha sólida indica o padrão US nas condições atmosféricas (59% de humidade relativa) e a linha com ponto e linha indica 100m de visibilidade na neblina. Ainda sobre a figura, pode-se perceber que a maior atenuação é sob condições de humidade atmosféricas. Comparando as ondas em THz com as de IR, percebe-se que em 240 GHz a atenuação total, sob condições de neblina, para as ondas em THz é por volta de 8 dB/ Km, onde para os sinais de IR é 200 dB/Km (ROSKER e WALLACE, 2007). O gráfico revela também que as ondas em THz possuem altas perdas, se comparado com as comunicações em microondas. No entanto, isso pode ser uma boa opção contra as comunicações em IR sob condições adversas do tempo. Devido às pequenas partículas de neblina e poeira na atmosfera, comunicações em THz apresentam uma atenuação mínima por volta de 1 THz. Como pode ser visto na Figura

2, a propagação das ondas é amplamente influenciada pelas condições atmosféricas e o nível de atenuação muda com a mudança de altura e condições do tempo. Alguns autores indicam que é necessário um sistema de comunicação robusto para combater essas situações adversas, por outro lado, as comunicações em THz podem permanecer confinadas em ambientes indoors (PIESIEWICZ et al., 2007), ou somente em comunicação entre satélites (TOYOSHIMA, 2005). Felizmente há uma janela com baixas perdas por atenuação na região de THz, onde o sucesso das comunicações sem fio é possível e abaixo de 1 THz, essa janela existe por volta de 250 GHz, 300 GHz, 350 GHz, 410 GHz, 650 GHz e 850 GHz (KLEINE e NAGATSUMA, 2011), nessa janela, as perdas atmosféricas estão abaixo de 100 dB/Km, onde elas podem ser usadas em comunicações sem fio de baixo alcance. Em contrapartida, abaixo de 16 km de distância, onde o efeito da umidade é desconsiderado, a atenuação é também insignificante e para essa distância, as comunicações intersatélites podem ser estabelecidas (KOCH, 2007 e LASKAR et al., 2007).

2.2.ALTA DIRETIVIDADE DAS ANTENAS EM TERAHERTZ

Segundo Jha, 2011, como as perdas atmosféricas são os principais obstáculos para as comunicações em THz, há a necessidade de desenvolvimento de transmissores e receptores eficientes e de alta potência. No entanto, a potência dessas fontes pode ser aumentada até certo ponto, onde a saída da maioria das fontes é restrita à mW. Como as antenas são os componentes chave para as comunicações, essas vêm sendo estudadas amplamente, a equação de Friis, (KRAUS e MARHEFKA, 2002) e a análise de Bronw em 2003, mostram isso. A potência fornecida à carga pela antena é dada por;

$$P_{out} = P_{in} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_t G_r F_r(\theta_r, \phi_r) F_t(\theta_r, \phi_r), \tau \epsilon_{pl} \quad (1)$$

Onde P_{out} , P_{in} , λ , R , G_t , G_r , $F_r(\theta_r, \phi_r)$, $F_t(\theta_r, \phi_r)$, $\tau \epsilon_{pl}$ são a potência de saída, a potência de entrada transmitida pela antena, comprimento de onda, distância entre o transmissor e o receptor, ganho de transmissão da antena, ganho de recepção da antena, posição da antena receptora (em coordenadas esféricas), posição da antena transmissora,

fator de potência de transmissão e eficiência na polarização de acoplamento, respectivamente. Pela equação (1), pode-se perceber que a potência na carga é diretamente proporcional ao ganho de recepção e transmissão da antena. Com a ajuda do teorema da reciprocidade (BALANIS, 2001), a mesma antena pode ser usada para transmissão e recepção de sinais. Sob essas condições, a potência de saída é proporcional ao quadrado do ganho da antena, e inversamente proporcional ao quadrado da distância entre as duas antenas. Devido à limitação de fontes de potência (P_{in}), é necessário aumentar o ganho da antena nos sistemas em THz para poder propagar-se os sinais à longas distâncias. O ganho e diretividade das antenas são relacionados pela equação (2), onde os índices indicam condições de transmissão (KOCH, 2007).

$$G_t = \left(\frac{P_{rad}}{P_{in}} \right) D \quad (2)$$

Pela equação (2), percebe-se que a Diretividade é proporcional ao ganho da antena, onde o link em THz deve ser altamente direcional para vencer os efeitos hostis ambientais. É interessante notar que mesmo antes de conceber a ideia de usar a banda de THz em comunicações, várias antenas foram desenvolvidas para outras aplicações científicas, de acordo com Rebeiz, 1992.

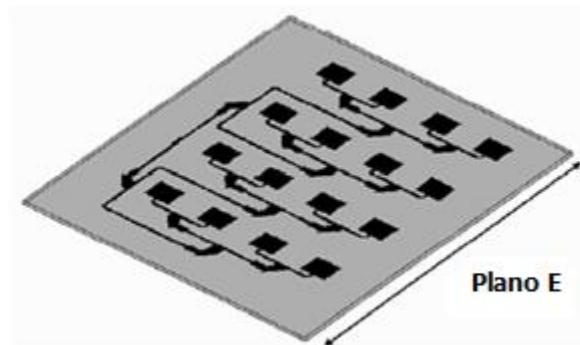


Figura 3 - Antena de Microfita.

Fonte: Adaptado de KOCH, 2007

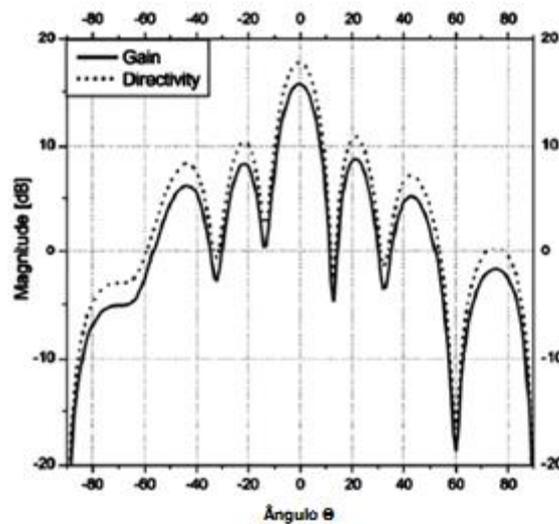


Figura 4 - Padrão de Radiação para 300 GHz

Fonte: Adaptado de KOCH, 2007

Apesar da existência de vários tipos de antena para a banda estudada, Koch, 2007, sugeriu o uso de um guia de onda alimentada por uma antena Horn e antenas planares para o futuro das comunicações sem fios em THz. O guia de onda alimentada por uma antena Horn oferece excelente performance e baixas perdas. Essas antenas foram estudadas por Kim et al., 2010, Kleub-Ostman et al., 2004 e Hirata et al., 2006. A antena planar oferece um bom potencial para se integrar a outros dispositivos planares. Um estudo simulou uma antena com array 4x4, frequência de 300 GHz e uma Diretividade de 18.1 dBi, conforme Piesiewicz, 2005. As Figuras 3 e 4 mostram o layout da antena e o padrão de radiação da mesma, a dimensão do substrato é de $54.17 \mu\text{m}$, onde o dielétrico usado é o pilopropileno ($\epsilon_r = 2.35$, $\tan\delta = 0.0005$), e as dimensões do *patch* são de $238 \times 360 \mu\text{m}^2$. O ganho da mesma é de 16 dBi, no entanto, a Diretividade e o ganho estão abaixo dos requeridos. O ganho das antenas pode ser aumentado para 31 dBi, aumentando também o número de elementos no array da mesma, por volta de 1000, segundo Koch, 2007, o qual indica a necessidade de uma técnica de alimentação complexa e com baixas perdas. No entanto, a simplicidade do design e baixo custo das antenas planares, motivam os pesquisadores e cientistas a irem além nas pesquisas. Além de encontrar aplicações nos sistemas sem fios, antenas de microfita também possuem aplicações em sistemas de vigilância. É um fato conhecido que alguns

materiais possuem assinatura na banda de THz devido aos diferentes níveis de absorção de potência em frequências diferentes, como é o caso do grafeno, prata e ouro.

O desempenho de uma antena pode ser melhorado reduzindo as perdas no substrato e no condutor, contudo, devido ao uso do radiador metálico, as perdas por condução persistem em todo tipo de antena, porém, as perdas no substrato podem ser reduzidas se forem selecionados materiais com permissividade relativa baixa (KOCH, 2007).

2.3. PROPRIEDADES DE ANTENAS

2.3.1. Diagrama de Radiação

O diagrama de radiação é a propriedade do elemento radiador que revela a sua capacidade de distribuir, por todo espaço livre, a energia aplicada nos seus terminais. É a representação gráfica da distribuição espacial das propriedades de radiação da antena, tomadas sobre a esfera de radiação, uma superfície imaginária no espaço, onde a antena em encontra-se disposta no seu centro (TRANS-TEL, 2016).

As principais propriedades de uma antena, que podem ser representadas através do diagrama de radiação são as seguintes;

- Potência
- Intensidade de campo
- Fase
- Polarização

Para cada uma das propriedades acima pode-se associar um diagrama de radiação espacial específico, também chamado de diagrama de radiação tridimensional (3D), que representará de forma gráfica como a potência, intensidade de campo, fase e polarização se distribui ao redor do dispositivo radiador.

Os diagramas de radiação podem ser na forma polar, cartesiana e retangular, além de sua unidade de medida poder estar em dB ou na forma linear (TRANS-TEL, 2016).

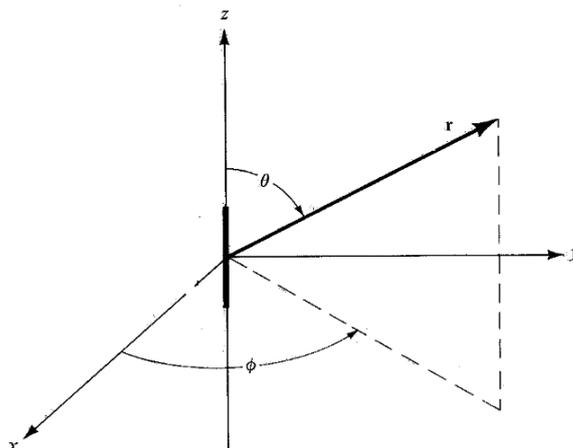


Figura 5 - Sistema de coordenadas do Diagrama de Radiação

Fonte: Autoria própria, 2016.

Observando a Figura 5, com a antena posicionada no centro de um sistema de coordenadas x , y e z , onde o eixo x está perpendicular ao plano da figura, pode-se definir dois cortes principais na esfera imaginária que envolve a antena, e associar cada um destes cortes ao sistema de coordenadas x , y , z , que são os seguintes:

- Corte de azimute; fatia da esfera onde os parâmetros de radiação da antena são verificadas no plano $x - y$, ou intuitivamente no plano horizontal.
- Corte de elevação; fatia da esfera onde as propriedades de radiação da antena são verificadas no plano $z - y$, ou intuitivamente no plano vertical.

Baseado na Figura 5, percebe-se que o ângulo theta (θ) faz fronteira com o eixo z e o vetor formado da origem do sistema de coordenadas x , y , z até um ponto qualquer sobre a esfera de radiação, e phi (ϕ) é o ângulo tomado entre o eixo x e o vetor formado da origem do sistema de coordenadas x , y , z até um ponto qualquer sobre a esfera de radiação, assim, o corte de azimute é qualquer corte da esfera de radiação onde o ângulo theta permanece fixo e o ângulo phi varia, analogamente, o corte de elevação é qualquer corte da esfera de radiação onde o ângulo phi permanece fixo e o ângulo theta varia (TRANS-TEL, 2016).

A representação gráfica em 3D é muito utilizada, pois ela, de uma maneira geral, mostra como o elemento radiador se comporta tridimensionalmente, como na figura abaixo. Há no mercado inúmeros softwares de simulação de antenas capazes de plotar esse diagrama.

Através dos diagramas de radiação, é possível perceber e analisar as direções onde a antena emite mais energia, assim como onde a energia é nula ou quase nula. Estes pontos são chamados de nulos e a zona entre eles são chamados de lobos (FERREIRA, 2012).

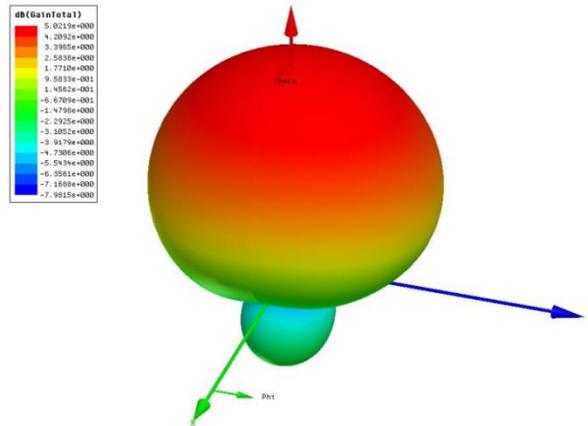


Figura 6 – Diagrama de Radiação 3D.

Fonte: Autoria própria, 2016.

As Figuras 7 e 8 mostram os diagramas 2D, também muito utilizados na análise de uma antena, esses podem estar na forma retangular e Polar, onde nada mais são que uma outra forma de se analisar o diagrama 3D, porém de maneira planar.

No formato retangular, o eixo vertical indica a intensidade de campo, e o eixo horizontal indica o valor do ângulo theta.

Observando este diagrama, pode-se verificar em quais ângulos a intensidade de campo é máxima ou mínima. Para o diagrama retangular abaixo, percebe-se que a máxima intensidade de campo está localizada onde o ângulo theta é zero, e as mínimas intensidades ocorrem em dois ângulos distintos, próximos à $+135^\circ$ e $+90^\circ$, além dos ângulos negativos.

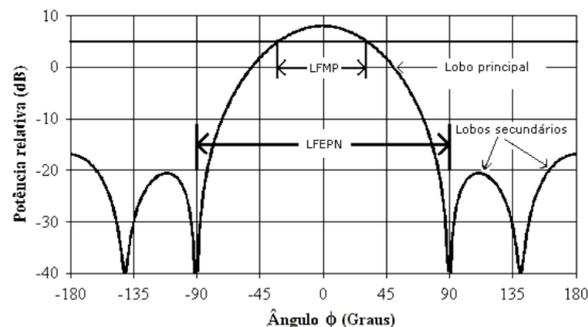


Figura 7 - Diagrama de radiação 2D na forma Retangular.

Fonte: TRANS-TEL, 2016.

Qualquer que seja o diagrama de radiação que se pretenda analisar, sempre é possível identificar os lóbulos de radiação do mesmo.

Na Figura 7, em que se encontra a representação de um diagrama em formato retangular, nota-se partes bem distintas das propriedades de radiação da antena, os lóbulos, que são classificados em principal, secundários e traseiros.

O lóbulo principal define o ângulo ou região de meia potência, pois é neste lóbulo onde a antena irá concentrar a maior parte de sua energia.

Os lóbulos secundários são os que a antena concentra menos energia, por isso a importância desses na verificação de como a antena está distribuindo a energia ao seu redor, fora da área de principal interesse de cobertura. Esses também são úteis na determinação dos nulos ou regiões do diagrama onde o elemento radiador terá intensidade de campo reduzida (TRANS-TEL, 2016).

Existem também os lóbulos traseiros, esse é um lóbulo secundário posicionado na direção oposta do lóbulo principal da antena, define o que se denomina de relação frente-costa, que consiste na razão entre o sinal recebido segundo o sentido de máximo e o sinal recebido no sentido oposto (FERREIRA, 2012).

O formato polar, onde as linhas radiais do centro da circunferência até o círculo externo representam o ângulo de análise e o raio associado, sendo o ponto de interseção da radial com o diagrama o ponto a ser analisado, também representa a intensidade de campo, sendo máximo o valor da intensidade associada ao círculo externo.

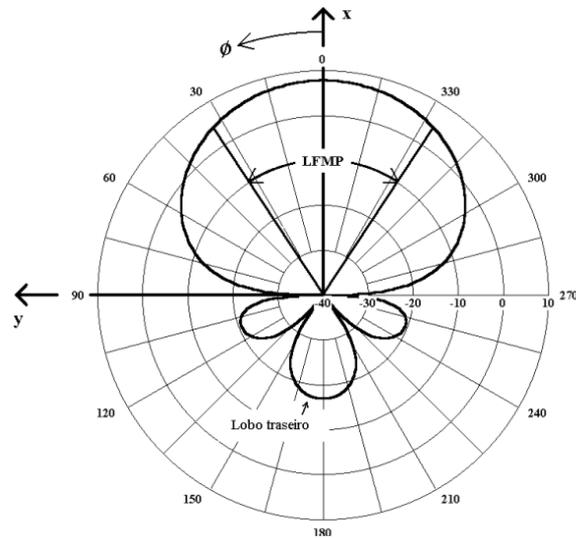


Figura 8 - Diagrama de radiação 2D na forma Polar.

Fonte: TRANS-TEL, 2016.

Os cortes retangular e polar traduzem com bastante fidelidade o comportamento das propriedades de radiação da antena, porém, qualquer análise mais minuciosa ou completa, que se deseje operar sobre as propriedades de radiação de uma antena, deve contemplar as características do seu diagrama 3D, não se deve concluir, portanto, que a antena estará completamente caracterizada quanto ao seu diagrama de radiação analisando-se somente um ou outro dos seus cortes, e sim o conjunto de todos eles (TRANS-TEL, 2016).

2.3.2. Intensidade de radiação

De acordo com Castro e Franco, 2015, a Intensidade de Radiação mede a potência irradiada pela antena por unidade de ângulo sólido ou a densidade sólido-angular de potência irradiada.

Assim, a Intensidade de Radiação $U(\theta, \phi)$ de uma antena é dada por:

$$U(\theta, \phi) = S(\theta, \phi) r^2 \quad [W/sr] \quad (3)$$

Para um dipolo curto, na Região de Campo Distante, os campos E e H gerados variam com o inverso da distância r, conforme equações abaixo, que serão descritas nas seções posteriores.

$$E_{\theta} = \frac{I_0 l e^{j(\omega t - \beta r + \frac{\pi}{2})} \text{sen} \theta}{2 \varepsilon_0 c \lambda r} \left[\frac{V}{m} \right] \quad (4)$$

$$H_{\phi} = \frac{I_0 l e^{j(\omega t - \beta r + \frac{\pi}{2})} \text{sen} \theta}{2 \lambda r} \left[\frac{A}{m} \right] \quad (5)$$

Substituindo (2) em (4), temos:

$$\begin{aligned} S(\theta, \phi) &= \frac{1}{2} \frac{E_0^2(\theta, \phi)}{Z_0} \\ &= \frac{1}{2} \frac{\left(\frac{I_0 l \text{sen} \theta}{2 \varepsilon_0 c \lambda r} \right)^2}{Z_0} = \frac{\left(\frac{Z_0 I_0 l \text{sen} \theta}{2 \lambda r} \right)^2}{2 Z_0} = \frac{\left(\frac{Z_0^2 I_0^2 l^2 \text{sen}^2 \theta}{4 \lambda^2 r^2} \right)}{2 Z_0} = \left(\frac{Z_0 I_0^2 l^2 \text{sen}^2 \theta}{8 \lambda^2 r^2} \right) \\ &S(\theta, \phi) = \frac{Z_0 I_0^2 \text{sen}^2 \theta}{8} \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2 \left(\frac{1}{r^2} \right) [W/m^2] \end{aligned} \quad (6)$$

Portanto, potência irradiada por unidade de ângulo sólido $U(\theta, \phi)$, isto é, a Intensidade de Radiação, é independente da distância r na Região de Campo Distante de um irradiador.

Observa-se que normalizando a Intensidade de Radiação $U(\theta, \phi)$, pelo seu valor máximo, U_{\max} , obtemos, com base em (4), o Padrão de Potência $P(\theta, \phi)$ do irradiador.

$$\begin{aligned} \frac{U(\theta, \phi)}{U_{\max}} &= \frac{S(\theta, \phi) r^2}{S_{\max}(\theta_{\max U}, \phi_{\max U}) r^2} = \frac{\frac{1}{2} \frac{E_0^2(\theta, \phi)}{Z_0}}{\frac{1}{2} \frac{E_{0\max}^2(\theta_{\max U}, \phi_{\max U})}{Z_0}} \\ &= \frac{E_0^2(\theta, \phi)}{E_{0\max}^2(\theta_{\max U}, \phi_{\max U})} = \left(\frac{E_0(\theta, \phi)}{E_0(\theta_{\max U}, \phi_{\max U})} \right)^2 \\ &= (|F(\theta, \phi)|)^2 = P(\theta, \phi) \end{aligned} \quad (7)$$

Em geral, a superfície que representa o Padrão de Potência $P(\theta, \phi)$ de um irradiador, em \mathbb{R}^3 , nem sempre é uma superfície simples. A Figura 9 mostra a superfície $P(\theta, \phi)$ típica para um irradiador com $(\theta_{\max P}, \phi_{\max P}) = (0^\circ, \forall \phi)$ (CASTRO e FRANCO, 2015).

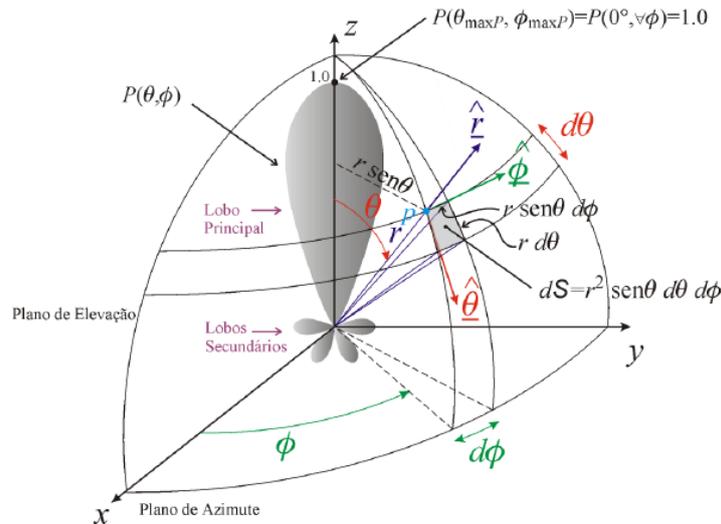


Figura 9 - Padrão de Potência $P(\theta, \phi)$ típico de um irradiador de alta diretividade.

Fonte: CASTRO e FRANCO, 2015.

2.3.3. Ganho

O ganho de Potência G , para uma antena com perdas, cuja potência irradiada é P_a , é definida como a razão entre a máxima densidade superficial de potência irradiada $S_{\max}(\theta_{\max P}, \phi_{\max P})$ pela antena e a densidade superficial de potência irradiada $S_{\text{med}} = P_e / 4r\pi^2$, caso a antena fosse um irradiador isotrópico com 100% de eficiência e alimentado por uma potência de entrada P_e .

$$G = \frac{S_{\max}(\theta_{\max P}, \phi_{\max P})}{\frac{P_e}{4r\pi^2}} \quad (8)$$

Como $\eta = P_a/P_e$ define a eficiência da antena não-isotrópica em questão, e temos que;

$$G = \frac{S_{max}(\theta_{maxP}, \phi_{maxP})}{\frac{P_a/\eta}{4r\pi^2}} = \eta \frac{S_{max}(\theta_{maxP}, \phi_{maxP})}{\frac{P_a}{4r\pi^2}} = \eta D \quad (9)$$

Pela equação 9, percebe-se que o ganho de potência G de uma antena será no máximo igual à sua Diretividade D , quando a mesma possuir um rendimento de cem por cento.

O ganho em dB de uma antena pode ser relacionado ao irradiador isotrópico, nesse caso temos $10\log G$, onde passa-se chamar o mesmo de dBi. Outra forma de definir esse parâmetro é calculá-lo em relação ao Dipolo de Meia-Onda, assim ganho de Potência G é medido em dBd (CASTRO e FRANCO, 2015).

2.3.4. Diretividade

Define-se diretividade como sendo um índice numérico que mede a habilidade de uma antena em concentrar a potência irradiada na direção de máxima irradiação $(\theta, \phi) = (\theta_{maxU}, \phi_{maxU})$, ou concentrar a absorção de potência incidente na direção $(\theta, \phi) = (\theta_{maxU}, \phi_{maxU})$, para o caso de antenas receptoras).

Especificamente, a diretividade D de uma antena mede até que ponto ela é capaz de concentrar energia dentro de um ângulo sólido. Quanto menor for o ângulo sólido do cone, dentro do qual a antena é capaz de concentrar a energia irradiada, maior a diretividade D . Este conceito pode ser matematicamente expresso pela equação abaixo (POZAR, 2011 apud CASTRO e FRANCO, 2015).

$$D = \frac{U_{max}}{U_{med}} \quad (10)$$

Onde:

- U_{\max} é o valor máximo da densidade angular de potência irradiada $U(\theta, \phi)$ [W/sr] que ocorre em $(\theta, \phi) = (\theta_{\max U}, \phi_{\max U})$. Ou seja, U_{\max} é o valor máximo da Intensidade de Radiação da antena.
- U_{med} é a densidade angular de potência irradiada, caso a potência P_a entregue à antena fosse uniformemente irradiada em todas as possíveis direções do espaço R^3 , isto é, caso a potência P_a fosse irradiada com densidade de potência constante através da superfície de uma esfera de área $4\pi r^2$, cujo ao centro encontra-se a antena. Ou seja, U_{med} é a Intensidade de Radiação resultante de um Irradiador Isotrópico, alimentado pela mesma potência P_a entregue à antena na condição anterior, ambas situadas nas mesmas coordenadas no espaço R^3 .

Utilizando (3), (7), (8) e (11), temos;

$$P_a = \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} S(\theta, \phi) r^2 \sin \theta \, d\theta \, d\phi \quad [W] \quad (11)$$

$$\begin{aligned} D &= \frac{U_{\max}}{U_{\text{med}}} = \frac{S_{\max}(\theta_{\max P}, \phi_{\max P}) r^2}{S_{\text{med}} r^2} = \frac{S_{\max}(\theta_{\max P}, \phi_{\max P})}{S_{\text{med}}} \\ &= \frac{S_{\max}(\theta_{\max P}, \phi_{\max P})}{\frac{P_a}{4\pi r^2}} = \frac{S_{\max}(\theta_{\max P}, \phi_{\max P})}{\frac{\int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} S(\theta, \phi) r^2 \sin \theta \, d\theta \, d\phi}{4\pi r^2}} \end{aligned}$$

$$\frac{S_{\max}(\theta_{\max P}, \phi_{\max P}) r^2}{\frac{1}{4\pi} \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} S(\theta, \phi) r^2 \sin \theta \, d\theta \, d\phi} = \frac{1}{\frac{1}{4\pi} \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} U(\theta, \phi) \sin \theta \, d\theta \, d\phi}$$

$$\frac{U_{\max}}{\frac{1}{4\pi} \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} U_{\max} P(\theta, \phi) \sin \theta \, d\theta \, d\phi} = \frac{1}{\frac{1}{4\pi} \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} P(\theta, \phi) \sin \theta \, d\theta \, d\phi}$$

$$D = \frac{1}{\frac{1}{4\pi} \Omega_a} = \frac{4\pi}{\Omega_a} \quad (12)$$

Portanto, a diretividade, $D = 4\pi/\Omega_a$, de uma antena é a razão entre o ângulo sólido total de uma esfera [4π (sr)] pelo Ângulo Sólido do Feixe Ω_a da antena.

Antenas de alta diretividade, em geral, apresentam lóbulo principal estreito e lóbulos secundários reduzidos, exemplo na Figura 10. Nesta situação a diretividade $D = 4\pi/\Omega_a$ pode ser determinada aproximando-se o Ângulo Sólido do Feixe Ω_a pelo produto dos Ângulos de Meia Potência $HPBW_\theta$ e $HPBW_\phi$, relativos a dois planos ortogonais, cuja interseção é a direção de máxima radiação (CASTRO e FRANCO, 2015).

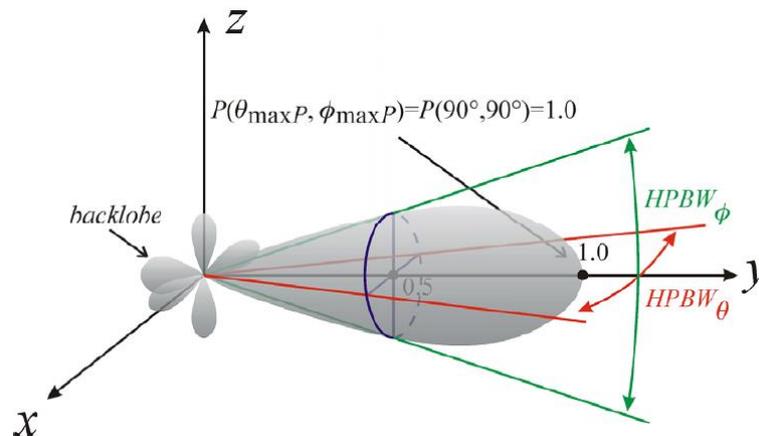


Figura 10 - Lóbulos principal e secundários de uma antena.

Fonte: CASTRO e FRANCO, 2015.

Portanto, para uma antena de alta diretividade é válida a seguinte relação, baseada na Figura 10;

$$D = \frac{4\pi}{HPBW_\theta \cdot HPBW_\phi} \quad (13)$$

2.3.5. Eficiência de uma antena

Pelo princípio da conservação de energia, percebe-se que, dada à natureza não ideal das antenas implementadas na prática, parte da energia aplicada em seus terminais se dissipará em forma de calor, representando portanto uma perda, e parte será transformada em ondas eletromagnéticas.

Se P_A é a potência aplicada aos terminais da antena e P_R é a potência radiada para o espaço livre, pode-se definir numericamente a Eficiência de Radiação como

sendo o quociente entre essas potências. Deduz-se que o rendimento será sempre menor que um (TRANS-TEL, 2016).

$$\eta = \frac{P_R}{P_A}, \quad \eta < 1 \quad (14)$$

A Figura 11 apresenta o conceito de rendimento de forma mais abrangente, aplicado na cadeia de transformação de energia desde a saída do transmissor até o espaço livre, onde os parâmetros α , β e η definem as eficiências nas várias etapas da cadeia. Verifica-se que o parâmetro η , Eficiência de Radiação, diz respeito somente à antena, existindo assim outras eficiências que devem ser conhecidas para se determinar com precisão a potência efetivamente radiada (TRANS-TEL, 2016).

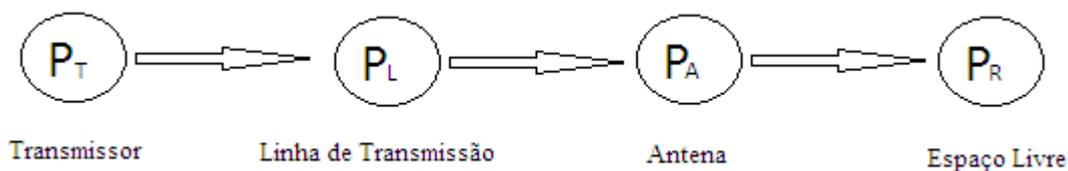


Figura 11 - Eficiência de Radiação

Fonte: Adaptada de TRANS-TEL, 2016.

2.3.6. Impedância de entrada

Determinar a impedância de entrada de um dispositivo radiador é fundamental, pois pode-se definir a eficiência da transferência de energia entre a linha e a antena, uma vez necessário, pode-se tomar providências para maximizar esta transferência de energia.

A impedância de entrada possui duas componentes, uma reativa e a outra resistiva, a máxima transferência de potência se dá somente quando a impedância de entrada da antena não apresenta componente reativa, e sua componente resistiva é igual à componente resistiva da linha de transmissão que a alimenta, de onde surge portanto a especificação universal de impedância de entrada para antenas como sendo 50 ohms, quando opera no modo transmissão, ou 75 ohms, quando no modo recepção. É prática

comum não se fazer menção à componente reativa, embora ela sempre exista e não permita se estar trabalhando na condição de máxima transferência de potência (TRANS-TEL, 2016).

De acordo com Castro e Franco, 2015, a Impedância de Entrada de uma antena, Z_A , é aquela apresentada à linha de transmissão que a alimenta ou à estrutura de acoplamento que a une à linha de transmissão.

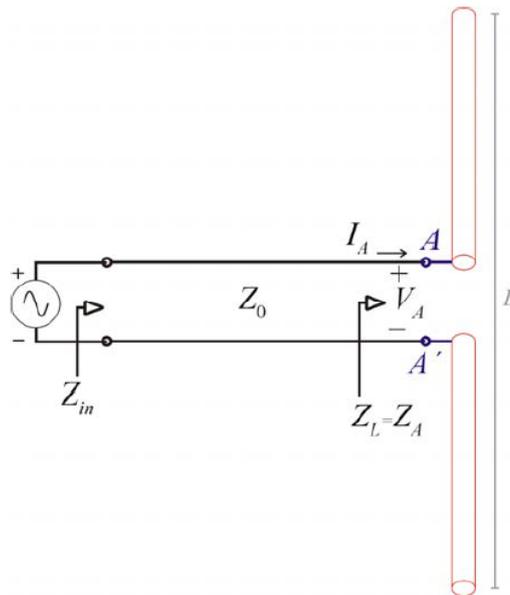


Figura 12 - Antena Dipolo alimentada por uma linha de transmissão com impedância característica Z_0 .

Fonte: CASTRO E FRANCO, 2015.

Esse parâmetro pode ser determinado por inúmeros fatores, tais como a frequência do sinal, geometria do dispositivo, método de alimentação, materiais utilizados, proximidade com o solo e com outras antenas ou materiais condutores.

Para modelar os efeitos de interação da antena com outros objetos em sua proximidade, define-se, mais genericamente, a impedância de entrada como a soma de duas componentes (TRANS-TEL, 2016).

$$Z_D = Z_A + Z_M \quad (15)$$

onde

Z_D = impedância da antena

Z_A = impedância da antena no espaço livre ou impedância própria

Z_M = impedância mútua entre a antena e outros objetos

Baseado na Figura 12 para se definir a impedância de entrada de uma antena, e caso as duas condições abaixo coexistam, então essa grandeza será igual a sua impedância própria referida aos terminais A e A';

A antena está isolada, isto é, afastada de qualquer objeto eletricamente condutor e de tamanho físico comparável ao da mesma.

- A antena é sem perdas, isto é, um dispositivo construído por condutores de alta condutividade e isoladores de material dielétrico de baixa tangente de perdas.

$$Z_A = \frac{V_A}{I_A} = R_A + jX_A \quad (16)$$

Onde R_A é a Resistência de Radiação e X_A é a Reatância Própria da antena, ambas referidas aos terminais A e A'.

Quando existir qualquer objeto condutor elétrico de tamanho físico comparável ao da antena próximo a ela, como outra antena, por exemplo, a sua impedância própria de entrada é alterada pela proximidade do mesmo, de modo a incluir as contribuições devidas a impedância mútua entre antena e objeto. A impedância mútua resulta das correntes induzidas no objeto pela antena e vice-versa.

Para uma antena isolada e com perdas, uma parte da potência P_A entregue corresponde à potência irradiada P_r , outra parte de P_A corresponde à potência P_p , dissipada sob a forma de calor devido as perdas ôhmicas e dielétricas existentes na antena, como pode ser verificada nas equações (17) e (18).

$$P_A = P_r + P_p = R_A \frac{I_{A \max}^2}{2} \quad (17)$$

$$P_A = \frac{P_r}{\frac{I_{A \max}^2}{2}} + \frac{P_p}{\frac{I_{A \max}^2}{2}} = R_r + R_p \quad (18)$$

Onde $I_{A \max}$ é valor instantâneo máximo de IA encontrado ao longo da antena, R_r é a resistência de radiação referida aos terminais A e A' e R_p é a resistência referente às perdas (CASTRO E FRANCO, 2015).

2.3.7. Regiões de Campo

Segundo Castro e Franco, 2015, os campos elétricos e magnéticos, $E(r, \theta, \phi, t)$ e $H(r, \theta, \phi, t)$ respectivamente, apresentam comportamento diferenciado em função da distância r , estes depende especificamente da relação entre r e o comprimento de onda λ , assim, pode-se definir duas regiões básicas no processo de irradiação, denominadas de Campo Próximo ($r \ll \lambda$) e Campo Distante ($r \gg \lambda$).

As equações (19) a (22) mostram todas as relações analíticas obtidas para os campos gerados, sem nenhuma restrição quanto a distância r , para um dipolo curto.

$$E_r = \frac{I_0 l e^{j(\omega t - \beta r)} \cos \theta}{2\pi \epsilon_0} \left[\frac{1}{cr^2} + \frac{1}{j\omega r^3} \right] \quad \left[\frac{V}{m} \right] \quad (19)$$

$$E_\theta = \frac{I_0 l e^{j(\omega t - \beta r)} \sin \theta}{4\pi \epsilon_0} \left[\frac{j\omega}{c^2 r} + \frac{1}{cr^2} + \frac{1}{j\omega r^3} \right] \quad \left[\frac{V}{m} \right] \quad (20)$$

$$H_\phi = \frac{I_0 l e^{j(\omega t - \beta r)} \sin \theta}{4\pi} \left[\frac{j\omega}{cr} + \frac{1}{r^2} \right] \quad \left[\frac{A}{m} \right] \quad (21)$$

$$E_\phi = H_r = H_\theta = 0 \quad (22)$$

A região de Campo Distante é a região do espaço R^3 na qual a distância r , entre um irradiador e qualquer ponto $p(r, \theta, \phi)$, pertencente à região é tal que $r \gg \lambda$. Na prática, isto é quantificado através da relação $r > 2D^2 / \lambda$, onde D é a maior dimensão física do irradiador. Esta relação é precisa apenas quando $D > \lambda$, situação que ocorre para antenas de abertura, como Refletores Parabólicos e Horns. Para o caso específico do dipolo curto adota-se a relação $r > \lambda/2\pi$ e para antenas lineares em geral vale a relação $r > 10\lambda$. As equações 23 a 26 mostram as relações analíticas para a região de Campo Distante, relações que são obtidas das equações anteriores, utilizando-se $r \rightarrow \infty$ (CASTRO e FRANCO, 2015).

$$E_r = 0 \quad (23)$$

$$E_\theta = \frac{I_0 l e^{j(\omega t - \beta r)} \sin\theta}{4\pi\epsilon_0} \left[\frac{j\omega}{c^2 r} \right] = \frac{I_0 l e^{j(\omega t - \beta r + \frac{\pi}{2})} \sin\theta}{2\epsilon_0 c \lambda r} \left[\frac{V}{m} \right] \quad (24)$$

$$H_\phi = \frac{I_0 l e^{j(\omega t - \beta r)} \sin\theta}{4\pi} \left[\frac{j\omega}{c r} \right] = \frac{I_0 l e^{j(\omega t - \beta r + \frac{\pi}{2})} \sin\theta}{2\lambda r} \left[\frac{A}{m} \right] \quad (25)$$

$$E_\phi = H_r = H_\theta = 0 \quad (26)$$

Algumas observações devem ser citadas sobre a região de Campo Distante, que são as seguintes;

- Na direção de propagação da onda, o campo elétrico é nulo ($E_r = 0$).
- A razão $\frac{E_\theta}{H_\phi}$ [Ω] resulta na impedância intrínseca do espaço livre, para o meio

de propagação sendo o vácuo;

$$\frac{E_\theta}{H_\phi} = \frac{\frac{I_0 l e^{j(\omega t - \beta r + \frac{\pi}{2})} \sin\theta}{2\epsilon_0 c \lambda r}}{\frac{I_0 l e^{j(\omega t - \beta r + \frac{\pi}{2})} \sin\theta}{2\lambda r}} = \frac{2\lambda r}{2\epsilon_0 c \lambda r} = \frac{1}{\epsilon_0 c} = \frac{1}{\frac{\epsilon_0}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}} = \frac{1}{\frac{\epsilon_0}{\sqrt{\epsilon_0}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\mu_0}}} \quad (27)$$

$$= \frac{1}{\frac{\sqrt{\epsilon_0}}{\sqrt{\mu_0}}} = \frac{\sqrt{\mu_0}}{\sqrt{\epsilon_0}} = Z_0 = 120\pi \text{ } [\Omega] \quad (28)$$

E_θ e H_ϕ estão em fase no tempo um em relação ao outro. Em outras palavras, na região de Campo Distante a onda eletromagnética irradiada possui seus campos E e H relacionados de mesma forma que os campos E e H de uma onda plana. Portanto, a energia eletromagnética é efetivamente irradiada através do espaço R^3 na região de Campo Distante, em consequência do alinhamento de fase entre E_θ e H_ϕ .

As amplitudes de E_θ e H_ϕ são ambas proporcionais ao $\sin\theta$ e variam de acordo com $1/r$.

A região de Campo Próximo é a região do espaço R^3 na qual a distância r entre um irradiador e qualquer ponto p (r, θ, ϕ) pertencente à região é tal que $r \ll \lambda$. Esta

relação é quantificada na prática através de $r < 0,62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$, onde D é a maior dimensão física do irradiador. Para o caso do dipolo curto e para antenas lineares em geral adota-se a relação $r < \lambda 2\pi$. As equações (29) a (32) mostram as relações analíticas para a região de Campo Próximo, relações que são obtidas das equações 1 a 4, fazendo-se $r \rightarrow 0$ (CASTRO e FRANCO, 2015).

$$E_r = \frac{I_0 l e^{j(wt-\beta r)} \cos\theta}{2\pi\epsilon_0} \left[\frac{1}{jwr^3} \right] = \frac{I_0 l e^{j(wt-\beta r-\pi/2)} \cos\theta}{2\pi\epsilon_0} \left[\frac{1}{wr^3} \right] \quad \left[\frac{V}{m} \right] \quad (29)$$

$$E_\theta = \frac{I_0 l e^{j(wt-\beta r)} \sin\theta}{4\pi\epsilon_0} \left[\frac{1}{jwr^3} \right] = \frac{I_0 l e^{j(wt-\beta r-\pi/2)} \sin\theta}{4\pi\epsilon_0} \left[\frac{1}{wr^3} \right] \quad \left[\frac{V}{m} \right] \quad (30)$$

$$H_\phi = \frac{I_0 l e^{j(wt-\beta r)} \sin\theta}{4\pi} \left[\frac{1}{r^2} \right] \quad \left[\frac{A}{m} \right] \quad (31)$$

$$E_\phi = H_r = H_\theta = 0 \quad (32)$$

Algumas observações também devem ser feitas sobre a região de Campo Próximo, que são as seguintes;

- O campo elétrico na direção de propagação da onda não é nulo ($E_r \neq 0$).
- E_r e E_θ estão em fase no tempo um em relação ao outro.
- E_r e E_θ encontram-se ambos simultaneamente defasados em 90° no tempo em relação a H_ϕ .

2.4. TEORIA DAS ANTENAS DE FIO

Em 2004, foi demonstrado o funcionamento de dispositivos ativos para a eletrônica fabricados com nanotubos, e operando na faixa de frequência de micro-ondas (LI et al., 2004). No entanto, as propriedades elétricas dos nanotubos como componentes de alta frequência não são totalmente compreendidas (YU e BURKE, 2005). Nos trabalhos de modelagem realizados por Burke, 2003, foram considerados os nanotubos como antenas, porém, não de maneira quantitativa para avaliar os seus desempenhos potenciais. Atualmente a indústria já é capaz de sintetizar o contato

elétrico de nanotubos de carbono com paredes simples, de até 1 cm. Esses nanotubos possuem a condutividade várias vezes maior do que o cobre, porém, como o diâmetro é pequeno a resistência será alta (YU e BURKE, 2005). Estes tubos são comparáveis em comprimento ao comprimento das microondas no espaço livre. Isso motiva os estudos da interação das microondas com nanotubos e a exploração das suas propriedades como antenas. Assim, o crescimento da tecnologia atual de nanotubos permite o uso como antenas com perdas severas. Apesar das grandes perdas, estas antenas podem permitir uma conexão sem fio entre dispositivos nanoeletrônicos e o mundo macroscópico. Se menores resistências dos nanotubos podem ser encontradas, pode-se prever que as propriedades das antenas são dramaticamente diferentes de antenas de fio fino convencionais (BURKE et al., 2006).

2.4.1. Aplicações de Nanoantenas de Fio

2.4.1.1 Solução para o problema da nano conexão

Até a data atual, o progresso da nanoeletrônica tem sido significativo. Essencialmente, todos os dispositivos necessários para realizar o equivalente de um circuito digital ou analógico moderno, com nanotubos e/ou nanofios, foram demonstrados em experimentos de protótipo (BACHTOLD, 2001 apud BURKE, 2006) e (HUANG, 2001 apud BURKE, 2006).

No entanto, um dos mais importantes problemas a ser resolvido em nanotecnologia é como realizar o contato elétrico entre os nanodispositivos eletrônicos com o mundo macroscópico, sem abrir mão da densidade de potência alcançável nos circuitos com nanoeletrônica. Ainda segundo Burke, 2006, todos os dispositivos de nanotubos e nanofios desenvolvidos até à data foram conectados por eletrodos fabricados com a litografia. Um tema de investigação corriqueira é a fabricação de um nanodispositivo em contato com eletrodos, fabricados com litografia por feixe de elétrons. Esta não é uma técnica possível para o processamento massivo de nano sistemas paralelos e integrados. O circuito de alta densidade de potência, com nanofios e nanotubos, não irá ser realizado se cada nanofio e/ou nanotubo for conectado litograficamente.

Uma possível solução para este problema é a utilização de conexões sem fio, que podem ser densamente compactas. Se cada interligação é feita a um nanotubo de um comprimento diferente (daí a diferente frequência de ressonância), então o problema de sinais de entrada / saída de multiplexagem pode ser traduzido a partir do domínio espacial para o domínio da frequência, por conseguinte, que diminui a necessidade de alta resolução (alto custo) para interconexões por litografia. Isto está em contraste com as abordagens anteriores, o qual, em última análise, depende de litografia e suas inerentes limitações para fazer contato elétrico com nano sistemas (BURKE et al., 2006). Esta ideia é indicada esquematicamente na Figura 13.

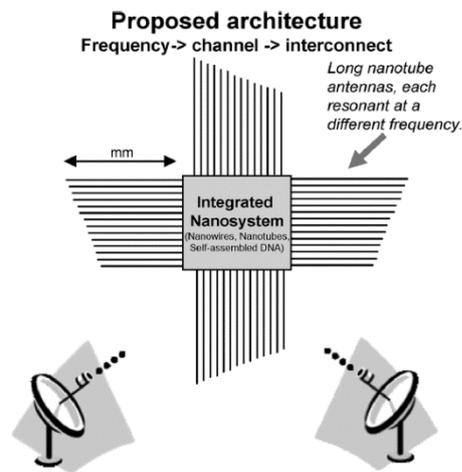


Figura 13 - Esquema de conexão sem fio para nanosistemas

Fonte: BURKE et al., 2006.

2.4.1.2 Interconexão sem fio para nanosensores

Outra aplicação é na área de detecção. Por exemplo, poderiam ser utilizados nanodispositivos como sensores químicos e biológicos, aplicáveis na medicina, sensíveis ao seu ambiente local. Um nanotubo poderia ser utilizado como uma antena para se acoplar a estes nanosensores, sem a necessidade de dispositivos eletrônicos litograficamente fabricados. Esta seria uma técnica de RFID, em que cada componente dos sistemas sem fios foi feito em escala nanoscópica, incluindo a antena, eliminando assim a necessidade de qualquer contato físico entre os mesmos. Tais dispositivos poderiam ser implantados em organismos vivos para monitorar a atividade biológica em tempo real (BURKE et al., 2006).

2.4.2. Propriedades da linha de transmissão de dois Nanofios

A fim de entender o desempenho de uma antena de nanotubo, segundo Burke, 2006, é preciso primeiro desenvolver um modelo de circuito RF para uma a linha de transmissão, que consiste em dois nanotubos paralelos. Primeiro deve-se rever o modelo de circuito de RF para um nanotubo individual, então discutir o circuito equivalente para dois fios, em seguida, então discutir o modelo mais adequado para circuito para nanotubos, levando o spin e a estrutura em conta.

Em pesquisas realizadas por Burke et al., 2006, considerou-se as propriedades elétricas de um SWNT (Single Wall Nano Tube) acima de um plano de terra. Lá, descobriu-se que, além da capacitância eletrostática e indutância magnética, haviam dois elementos de circuitos adicionais a serem considerados: a capacitância quântica e a indutância cinética. A origem física da capacitância quântica vem a densidade finita dos estados na energia de Fermi. Em uma partícula quântica em uma caixa, o espaçamento entre os níveis permitidos de energia é finito. Devido a isso adicionar um elétron extra para o sistema toma uma quantidade finita de energia acima da energia de Fermi. Em sistemas unidimensionais, isso pode ser equiparado à energia por unidade de comprimento. Da energia por unidade de comprimento, pode ser calculada uma capacitância por unidade de comprimento, dada pela seguinte expressão

$$C_Q = \frac{2e^2}{hv_F} \quad (33)$$

A velocidade de Fermi para grafeno e também para os nanotubos de carbono é geralmente tomada como $v_F = 8 \cdot 10^5$ m/s, de modo que numericamente:

$$C_Q = 100 \text{ F}/\mu\text{m} \quad (33.1)$$

A indutância cinética tem uma origem física simples. É devido a inércia do portador de carga, os elétrons não respondem instantaneamente à um campo elétrico aplicado, há algum atraso. Para campos elétricos periódicos, a velocidade do elétron

retarda o campo elétrico em fase, e por consequência, a corrente retarda a tensão na fase. Isto aparece como uma indutância. Foi demonstrado por Burke et al., 2006, que em sistemas unidimensionais esta indutância é dada por

$$L_K = \frac{h}{2e^2 v_F} \quad (34)$$

Sendo a indutância dada por

$$L_K = 16 \text{ nH}/\mu\text{m} \quad (34.1)$$

O próximo passo é conhecer os modos diferenciais de um sistema de linha de transmissão de dois nanotubos. Haverá uma diferença de potencial entre os nanotubos $V(x, t)$, e uma corrente diferencial $I(x, t)$. Para simplificar, o autor da referência em questão, considera os dois fios em apenas uma dimensão, diâmetro “d” e separados por uma distância “W”, como mostrado na Figura 14. Cada fio tem sua própria indutância cinética por unidade de comprimento, assim, foi desconsiderada indutância magnética porque a cinética domina.

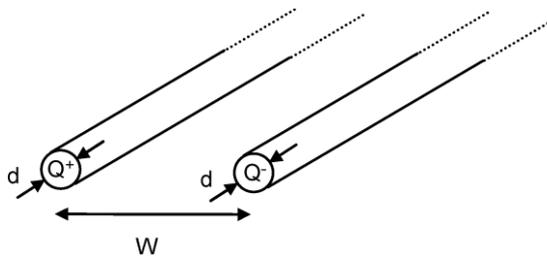


Figura 14 - Geometria da linha de transmissão de dois nanotubos excitada com modo diferencial.

Fonte: BURKE et al., 2006.

Haverá uma capacitância eletrostática transversal entre os fios, que é definida como a queda de tensão de um tubo para o outro, quando existe um excesso de carga em um tubo e uma diminuição da carga no outro. Esta pode ser calculada a partir da equação 5.

$$C_{ES} = \frac{\pi\epsilon}{\cosh^{-1}(W/d)} = \frac{\pi\epsilon}{\ln(W/d)} \quad (35)$$

Para a linha de transmissão com nanotubos, a capacitância quântica merece atenção. A maneira correta de incluir a capacitância quântica para o modo diferencial é mostrada na Figura 15.

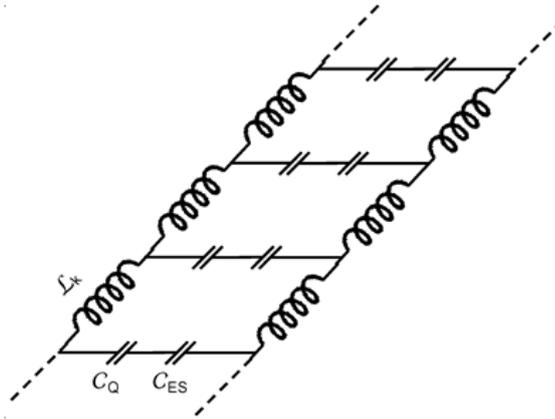


Figura 15 - Modelo de circuito para o modo diferencial de dois nanofios.

Fonte: BURKE et al., 2006.

O modelo de circuito para nanotubos de carbono é mais complicado, uma vez que cada nanotubo tem quatro canais (dois spin up, dois spin down), cada um com sua própria indutância cinética e capacitância quântica. Para a excitação no modo diferencial, considerados por Burke et al., 2006, o modelo de circuito eficaz é modificado. Há duas orientações de spin e dois canais com estrutura de banda que podem propagar corrente, ou seja, quatro canais quânticos unidimensionais em paralelo. Por conseguinte, a indutância cinética é quatro vezes menor que no caso de um canal, e a capacitância quântica é quatro vezes maior.

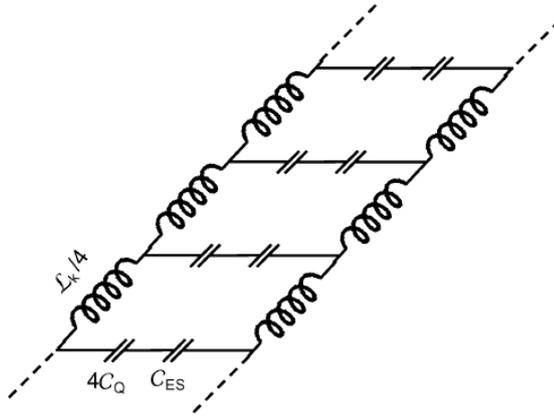


Figura 16 - Modelo de circuito para o modo diferencial de dois nanotubos

Fonte: BURKE et al., 2006.

O circuito real pode ser visto na Figura 16. Aplicando as leis de Kirchhoff, para tensão e corrente, pode-se encontrar as mesmas de forma diferencial. Define-se a tensão e corrente no tubo 1 como V_1 e I_1 , e no tubo 2 como V_2 e I_2 , assim temos as equações (36) e (37).

$$V_D \equiv V_1 - V_2 \quad (36)$$

$$I_D \equiv I_1 - I_2 \quad (37)$$

Então define-se a seguinte equação diferencial como:

$$\frac{\partial^2 V_D}{\partial x^2} - y_p^2 V_D = 0 \quad (38)$$

onde a constante de propagação é definida por

$$y_p^2 \equiv 2\left(R + \frac{i\omega L_K}{4}\right)(i\omega C_{Total}) \quad (39)$$

Na equação (39) a resistência por unidade de comprimento de um tubo é inserida. O termo sobescrito “p” é usado para definir o plasma, pois essas excitações são coletivas para a densidade de elétrons unidimensionais, que representa o plasma.

Burke et al., 2006, escreveu soluções gerais para os modos diferenciais de tensões e correntes:

$$V_D(x) = V_0^+ e^{-\gamma_p x} + V_0^- e^{-\gamma_p x} \quad (40)$$

$$I_D(x) = I_0^- e^{-\gamma_p x} + I_0^+ e^{-\gamma_p x} \quad (41)$$

$$= \frac{V_0^+}{Z_c} e^{-\gamma_p x} + \frac{V_0^-}{Z_c} e^{\gamma_p x} \quad (42)$$

Onde a impedância característica e a velocidade de onda são dadas por

$$Z_c \equiv \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{R + \frac{i\omega L_K}{4}}{i\omega C_{Total}}} \quad (43)$$

$$v_p \equiv \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{\frac{L_K}{4} C_{Total}}} \quad (44)$$

Com

$$C_{Total}^{-1} = (4C_Q)^{-1} + (C_{ES})^{-1} \quad (45)$$

A impedância característica é definida como a relação entre tensão e corrente, que é constante dada direção.

$$\frac{V_0^+}{I_0^+} = -\frac{V_0^-}{I_0^-} = Z_c \quad (46)$$

Numericamente, para casos típicos, tem-se

$$Z_c = \frac{h}{2e^2} = 12 \text{ k}\Omega \quad (47)$$

$$v = v_{Fermi} = 0.01c \quad (48)$$

Após definir algumas equações, Burke et al., 2006, fez algumas análises e conclusões. Primeiro desconsidera-se a indutância magnética, pois essa é muito menor que a cinética.

Segundo, a velocidade de onda para esses circuitos é em torno de 100 vezes menor que a velocidade da luz. Isso ocorre devido ao excesso de indutância cinética.

Terceiro, a existência de ondas excitadas por correntes está bem documentada na literatura da física teórica para sistemas quânticos unidimensionais (SAFI e SCHULZ, 1995) e (SABLIKOV e SHCHAMKHALOVA, 2000). Tais estruturas de ondas curtas foram confirmadas em frequências na ordem de Gigahertz, usando sistemas bidimensionais, com indutância cinética muito maior que a indutância magnética. (BURKE et al., 2000) (KANG et al., 2005).

Em quarto lugar, a impedância característica e a constante de propagação são expressões gerais que consideram as perdas. No caso com baixas perdas, reduzem-se a formas mais familiares. No entanto, as expressões anteriores são completamente gerais, incluindo o caso de perdas altas e baixas (BURKE et al., 2000).

2.4.3. Distribuição de Corrente em uma antena de Nanofio

A Figura 17 mostra o padrão geométrico dos livros textos para calcular a distribuição de corrente em uma antena clássica de fio fino (BALANIS, 2001). No entanto, nesse caso, devido à indutância cinética e capacitância quântica, a velocidade de onda é diferente das antenas clássicas de fio fino, onde somente a indutância magnética está presente. Ainda sobre mesma figura, deve-se considerar a excitação de dois nanotubos por linha de transmissão, onde a extremidade está aberta. Nesse caso, o padrão de onda estacionária é construído, como indicado, para correntes e tensões ao longo da linha de transmissão dos dois nanotubos. As correntes nos dois nanotubos são iguais, porém com direções opostas, o campo magnético distante e campo elétrico são gerados por cada um dos fios, onde se cancelam, assim, a potência irradiada é aproximadamente zero (BURKE et al., 2006).

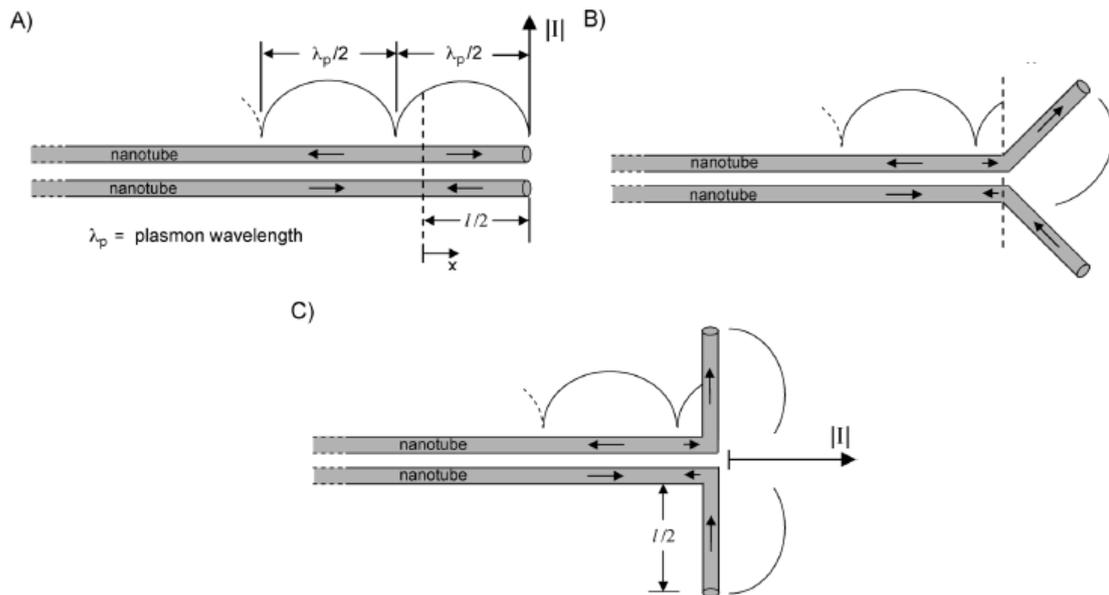


Figura 17 – Geometria utilizada nos livros textos para antenas de fio fino.

Fonte: BURKE et al., 2006.

Na Figura 17 (b), se o ângulo é pequeno, as propriedades de linha de transmissão são quase as mesmas, portanto, o padrão de onda estacionária na corrente é inalterado. No entanto, como os fios não são mais próximos uns dos outros nas extremidades, o campo elétrico distante e campo magnético gerado pelos fios, nas extremidades não se cancelam, daí o sistema irradia energia. Eventualmente, o ângulo torna-se 90° , geometria essa considerada em inúmeras pesquisas.

A velocidade de onda para linha de transmissão de dois fios paralelos tradicionais é independente da distância entre eles e igual à velocidade da luz. Devido a isso, é geralmente assumido que a corrente de distribuição para o sistema de dois nanotubos tem o mesmo comprimento de onda, como a linha de transmissão de dois fios.

Pode-se usar as equações da linha de transmissão para desenvolver expressões para a distribuição de corrente no fio, explícita e quantitativamente, incluindo o efeito de resistência ao longo do tubo, mas desconsiderando a resistência de radiação. Se houver uma tensão positiva de amplitude V_0+ , essa será refletida nas extremidades da linha de transmissão, com coeficiente de reflexão 1, desde que as extremidades sejam

um circuito aberto. Portanto, haverá uma tensão negativa em curso, V_0^- de igual amplitude. A constante de propagação é γ_p (BURKE et al., 2006).

A tensão ao longo da antena pode ser expressa como

$$V_D(x) = V_0^+ e^{-\gamma_p(x-l/2)} + V_0^- e^{\gamma_p(x-l/2)} \quad (49)$$

$$= V_0^+ e^{-\gamma_p(x-l/2)} + V_0^+ e^{\gamma_p(x-l/2)} \quad (50)$$

$$2V_0^+ \cosh[\gamma_p(x - \frac{l}{2})] \quad (51)$$

Observe que, nessa notação, a tensão nos terminais da antena, V terminal, está relacionada com a amplitude da onda da tensão positiva, dado por;

$$V_{Terminais} = 2V_0^+ \cosh[\gamma_p(\frac{l}{2})] \quad (52)$$

Utilizando a equação (37), pode-se encontrar a corrente diferencial na linha, que é escrita como abaixo;

$$I_D = \frac{V_0^+}{Z_c} e^{-\gamma_p(x-l/2)} - \frac{V_0^-}{Z_c} e^{\gamma_p(x-l/2)} \quad (53)$$

$$\frac{V_0^+}{Z_c} e^{-\gamma_p(x-l/2)} - \frac{V_0^+}{Z_c} e^{\gamma_p(x-l/2)} \quad (54)$$

$$= \frac{2V_0^+}{Z_c} \sinh[\gamma_p(\frac{l}{2} - x)] \quad (55)$$

A equação (55) refere-se à Figura 5, antes de curvar a antena. Após isso, a geometria detalhada é mostrada na Figura 18.

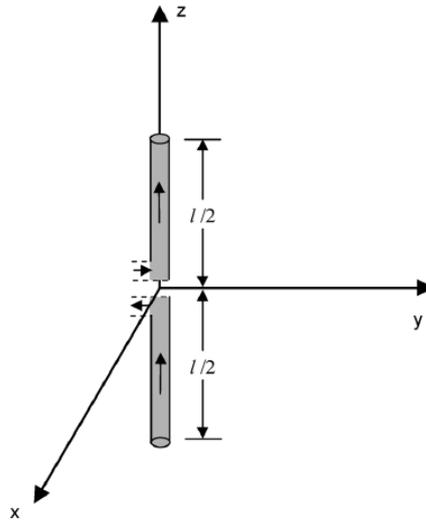


Figura 18 - Geometria de uma Antena Dipolo

Fonte: BURKE et al., 2006.

Fica evidente, a partir de inspeção, que ambas as correntes I_1 e I_2 estão na mesma direção, direção z positivo, e cada uma será igual a metade da corrente diferencial I_D , portanto, a corrente da antena pode ser escrita como

$$I(z) = \left\{ \begin{array}{ll} \frac{V_0^+}{Z_c} \sinh[y_p \left(\frac{1}{2} - z \right)], & 0 < z < \frac{1}{2} \\ \frac{V_0^+}{Z_c} \sinh[y_p \left(\frac{1}{2} - z \right)], & 0 > z > -\frac{1}{2} \end{array} \right\} \quad (56)$$

Essas equações descrevem a corrente de distribuição para antenas de nanotubo, para perdas arbitrárias, e desconsiderando a resistência de radiação. Na ausência de perdas, com $R=0$, a corrente pode ser escrita por;

$$I(z) = \left\{ \begin{array}{ll} I_0 \sin[k_p \left(\frac{1}{2} - z \right)], & 0 < z < \frac{1}{2} \\ I_0 \sin[k_p \left(z + \frac{1}{2} \right)], & 0 > z > -\frac{1}{2} \end{array} \right\} \quad (57)$$

Onde κp é real e igual a ω/vp , a velocidade do plasma é dada pela equação (14) e $I_0 = iV_{0+} / Zc$. Isto é o que distingue uma antena de nanotubo de uma antena tradicional, onde o vetor de onda para a corrente é o mesmo que o vetor de onda de espaço livre.

Na Figura 19, Burke et al., 2006, plotou a magnitude da corrente em função da distância entre os nanotubos, para diversos valores de R e para uma frequência de 10 GHz, tendo a antena 300 μm de comprimento, a tensão nos terminais é de 1V. Para pequenas resistências, a distribuição de corrente é aproximadamente senoidal. À medida que aumenta, o comportamento de ressonância dá origem a uma amplitude que decai exponencialmente com a distância dos terminais.

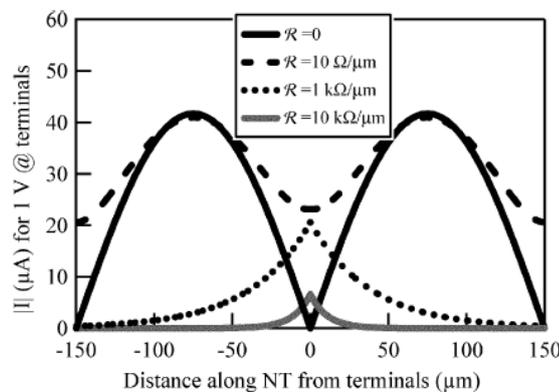


Figura 19 – Distribuição de Corrente para uma antena excitada com 1V, 10-GHz e com comprimento de 300 μm .

Fonte: BURKE et al., 2006.

Nos trabalhos realizados por Bachtold, e Derycke, 2001, os campos elétricos distantes, gerados pela distribuição de corrente, foram calculados. Ambos se relacionam através de um conjunto de equações integro-diferenciais, que só podem ser resolvidos numericamente. No entanto, de um modo geral, para antenas de fio fino a distribuição de corrente é apenas ligeiramente modificada pela radiação e é usualmente desconsiderada.

2.5. TEORIA DAS ANTENAS DE MICROFITA

Antenas de microfita são atraentes devido ao seu peso leve, conformabilidade e baixo custo. Estas antenas podem ser integradas a redes de alimentação impressa e a

dispositivos ativos. Esta é uma área relativamente nova da engenharia de antenas. As propriedades de radiação da estrutura de microfita são conhecidas desde meados dos anos 1950 (BANCROFT, 2007 apud RASHED, 2013). A aplicação deste tipo de antenas começou no início dos anos 1970 quando foram necessárias para utilização em mísseis.

Patches ressonantes retangulares e circulares foram extensivamente usadas em uma variedade de configurações de arranjos. O principal fator que contribuiu para avanços recentes das antenas de microfita é a atual revolução da miniaturização de circuitos eletrônicos, provocada pela evolução da integração em grande escala. Como antenas convencionais são frequentemente volumosas e ocupam parte de um sistema eletrônico, as mesmas, baseadas na tecnologia foto litográfica, são vistas como um avanço da engenharia (VOLAKIS, 2007 apud RASHED, 2013). Uma antena de microfita consiste em um *patch* condutor, um plano de terra e separados por substrato dielétrico. Este conceito foi pouco desenvolvido até a revolução na miniaturização dos circuitos eletrônicos em grande escala de integração, em 1970. Depois disso, muitos autores descreveram a radiação do plano de terra através de um substrato dielétrico para configurações diferentes (WONG, 2002 apud RASHED, 2013). Uma baixa constante dielétrica dos substratos é geralmente preferida, para uma máxima radiação. O *patch* de condução pode assumir qualquer forma, porém as configurações retangulares e circulares são mais comumente usadas. Outras configurações são complexas para analisar e exigem pesados cálculos numéricos. Uma antena de microfita é caracterizada pelo seu comprimento, largura, impedância de entrada e padrões de ganho e radiação (Pereira et al., 2008). Vários parâmetros dessas antenas e suas considerações sobre o projeto serão discutidos mais à frente. O comprimento da antena é próximo ao meio comprimento da onda no dielétrico; é um parâmetro crítico, que regula a frequência de ressonância da antena. Materiais condutores transparentes foram utilizados por alguns autores, como os óxidos de estanho, índio, zinco e cádmio (RAY et al., 2009). Estes óxidos de condução transparentes (TCOs) são empregados em inúmeras aplicações, tais como células solares, blindagem eletromagnética e controles de painel de toque (DESHMUKH et al., 2009).

Muitos pesquisadores afirmam uma incapacidade de atingir ganhos elevados (> 2 dB), além delas possuírem uma reduzida eficiência se comparadas com as antenas de dipolo no espaço livre (CHINTAKINDI et al., 2009). Pesquisas anteriores sobre antenas

transparentes apontam algumas características sobre o uso e as limitações das mesmas com substrato de TCO em geral, a gama de condutividade e transparência, que pode ser esperada de atuais materiais e como estas afetam o desempenho da antena em diferentes bandas de frequência (WONG e HSU, 1997). Este estudo investigou profundamente o efeito das dimensões da antena, tais como o comprimento (L), largura (W), espessura do *patch* (t), e os parâmetros do substrato como constante dielétrica relativa (ϵ_r) e espessura de substrato (h), nos parâmetros de eficiência de radiação, de largura de banda, resistência de radiação e coeficiente de transmissão óptica.

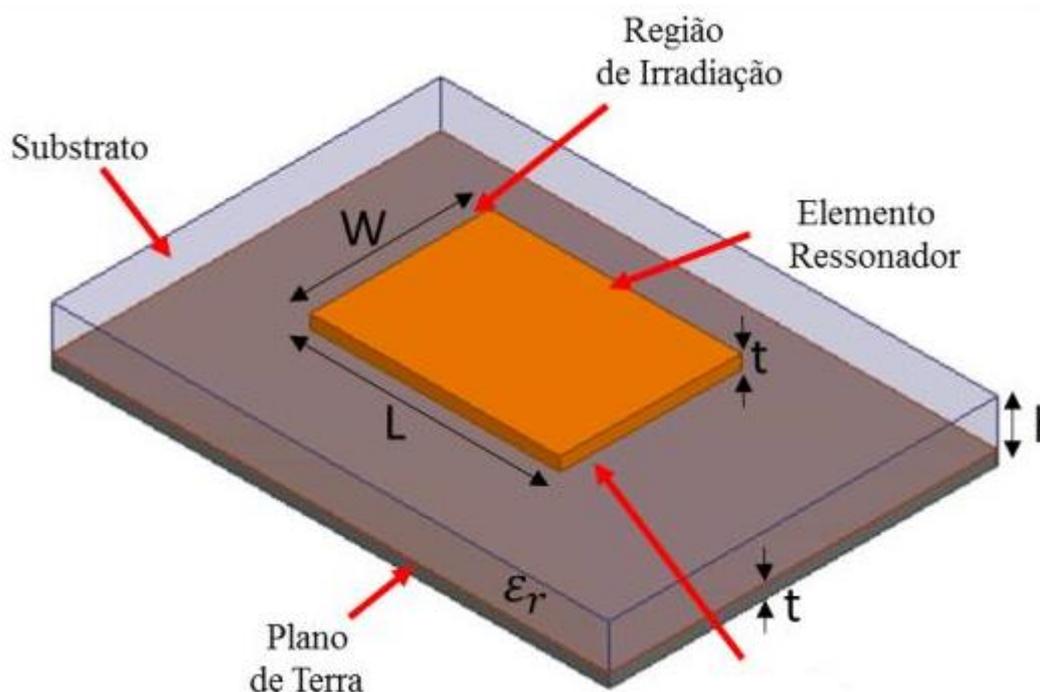


Figura 20 - Vista esquemática de uma antena de microfita.

Fonte: WONG et al., 2002.

2.5.1. Estrutura básica de uma antena de Microfita

Na sua forma mais fundamental, uma antena de microfita consiste de um *patch* radiante, um substrato dielétrico e um plano de terra, como mostrado na Figura 21. Para antenas de microfita nessa ordem de grandeza, com dimensões de μm , o *patch* é geralmente fabricado de materiais óxidos condutores e transparente (TCOMs), tais

como óxido de índio e estanho (ITO), óxido de estanho e antimônio (ATO), óxido de titânio e índio (TIO) e óxido de zinco e gálio (GZO), que podem tomar a forma das estruturas que estarão em contato. O *patch* radiante e a linha de alimentação são geralmente fotogravadas no substrato dielétrico (WONG e HSU, 1997). A fim de simplificar a análise das antenas de microfita, geralmente o *patch* é quadrado, retangular, circular, triangular, e elítica, ou de algumas outras formas comuns. Para uma antena de *patch* retangular, o comprimento do *patch* é descrito como L, a espessura do *patch* é t e a altura do substrato dielétrico h.

Antenas de microfita possuem campos de franjamento, que representam os campos que não são confinados no dielétrico, entre a borda do *patch* e o plano de terra (HAO et al., 2002). Para um bom desempenho da antena, um substrato tendo uma constante dielétrica baixa é desejável, uma vez que esta proporciona uma melhor eficiência, uma largura de banda maior e melhor radiação. No entanto, uma configuração desse tipo leva a antenas com maiores dimensões. A fim de criar um dispositivo compacto, substratos com constantes dielétricas mais altas devem ser usados, os quais serão menos eficientes e resultaram em uma largura de banda mais estreita. Daí deve-se ser traçada uma relação entre as dimensões da antena e o seu desempenho (Raul et al., 2008).

2.5.2. Método de análise da linha de transmissão

Este modelo representa a antena de microfita por suas dimensões básicas, a largura W e o comprimento L do *patch*, a altura h do substrato e ainda uma linha de transmissão que será especificada mais à frente nessa dissertação. O eixo de coordenadas é selecionado, tal que o comprimento está ao longo da direção x, a largura ao longo da direção y e a altura ao longo da direção z, Figura 21 (TONG et al., 2002).

A fim de operar no modo fundamental TM₁₀, o comprimento do *patch* deve ser ligeiramente menor que $\lambda/2$, onde λ é o comprimento de onda no meio dielétrico e é igual a $\frac{\lambda_{\text{visível}}}{(\epsilon_{\text{reff}})^{0,5}}$, onde $\lambda_{\text{visível}}$ é o comprimento de onda visível no espaço livre. O modo de TM₁₀ implica que o campo varia em um ciclo de $\lambda/2$ ao longo do comprimento do *patch*, e não há nenhuma variação ao longo da largura do mesmo.

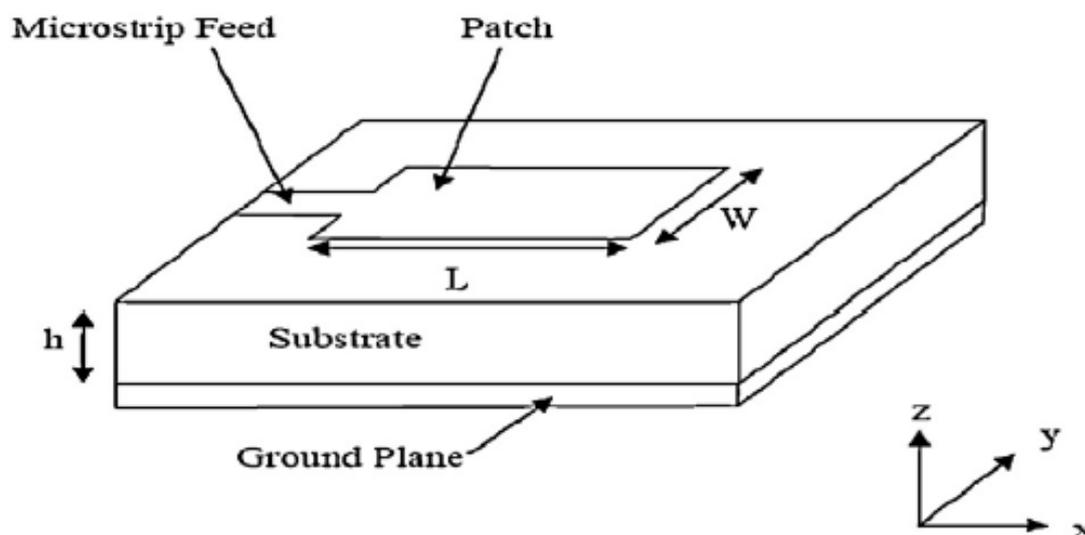


Figura 21 - Antena de Microfita retangular.

Fonte: WONG et al., 2002.

Na Figura 22, a antena de microfita é representada com dois slots de radiação, separados pelo *patch* de comprimento L e em circuito aberto em ambas as extremidades. Ao longo da largura do *patch*, a tensão é máxima e a corrente é mínima devido as extremidades abertas. Os campos nas bordas podem ser resolvidos por componentes normais e tangenciais quando a referência é o plano de terra (WONG et al., 2002).

Percebe-se que os componentes normais do campo elétrico nas duas extremidades, ao longo da dimensão L , estão em direções opostas, e, portanto, fora de fase, desde que o *patch* tenha comprimento L ligeiramente menor que $\lambda/2$, portanto, cancelam-se mutuamente. As componentes tangenciais estão em fase, significando que os campos resultantes se combinam para dar máxima irradiação ao campo normal na superfície da estrutura (PORCH et al., 2004).

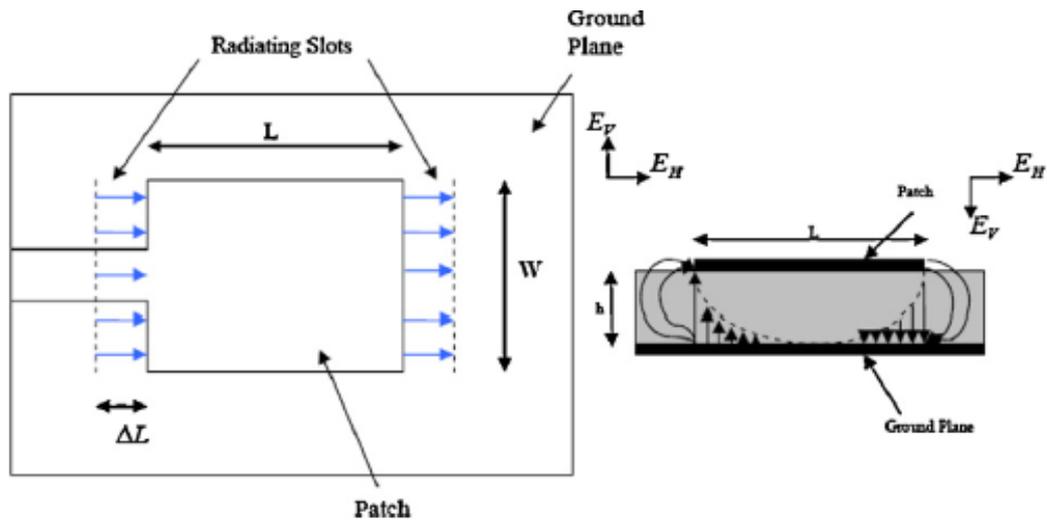


Figura 22 - Vistas superior e lateral da antena.

Fonte: WONG et al., 2002.

2.5.3. Análise do modelo da antena

Uma constante dielétrica efetiva (ϵ_{reff}) deve ser obtida para compensar o efeito de franjamento e a propagação de ondas na linha. O valor de ϵ_{reff} é ligeiramente inferior a ϵ_r , pois os campos de franjamento em torno da periferia do *patch* não se limitam ao substrato dielétrico, esses se espalham também no ar. A expressão de ϵ_{reff} é dada por (ABBASPOUR e ASSANI, 2008):

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{0.5} \quad (58)$$

onde W é a largura do *patch* da antena e h é a altura de substrato dielétrico. Os campos de franjamento ao longo do *patch* podem ser modelados baseados nos slots de radiação, assim, eletricamente o *patch* da antena parecerá ter maiores dimensões físicas. As dimensões do *patch* ao longo de seu comprimento agora foram estendidas em cada extremidade pela distância ΔL , que é calculado empiricamente por (Osman et al., 2008):

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{\text{eff}} + 0.3)\left(\left(\frac{W}{h}\right) + 0.264\right)}{(\epsilon_{\text{eff}} - 0.258)\left(\left(\frac{W}{h}\right) - 0.8\right)} \quad (59)$$

O comprimento eficaz do *patch* da antena de microfita, L_{eff} torna-se agora:

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L \quad (60)$$

Para uma antena de *patch* retangular, a frequência de ressonância para o modo fundamental TM_{10} é dada por (ANSARI e RAM, 2008):

$$f_0 = \frac{c}{2L_{\text{eff}}\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (61)$$

Para uma radiação eficiente, a largura efetiva do *patch* da antena de microfita, W_{eff} , pode ser expressa como (ANSARI, 2009):

$$W_{\text{eff}} = \frac{c}{2f_0\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (62)$$

onde c é a velocidade da luz (3×10^8 m/s). A mobilidade ($\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$) elétrica está listada na Tabela 1, a qual é constante para cada material baseadas nas antenas ópticas, onde m_e é a massa do elétron (9.1×10^{-31} kg). A condutividade do TCOMs em função do comprimento de onda visível eficaz pode ser expressa como (RAFI e SHAFAI, 2004):

$$|\sigma| = \frac{N_e(\text{TCM}) + N_e(\text{Cu})q(\mu_e(\text{TCM}) + \mu_e(\text{Cu}))\lambda_{\text{visível}}}{\sqrt{\lambda_{\text{visível}}^2 + 4\pi^2 c^2 \tau^2}} \quad (63)$$

Tabela 1 - Mobilidade do elétron, permissividade, massa efetiva do elétron e densidade de vários TCOMs.

Material transparente condutor (TCM)	Mobilidade μ_e (cm ² / V.s)	Densidade N_e (m ⁻³)	Massa efetiva do elétron (m*)	Permissividade ϵ_{TCM}
ITO [13]	45	$4 \cdot 10^{26}$	0.35m _e	4
ATO [10]	9.7	$1,26 \cdot 10^{26}$	0.11m _e	1.26
TIO [22]	80	$8 \cdot 10^{26}$	0.7m _e	8
GZO [20]	13	$1 \cdot 10^{26}$	0.0875m _e	1.1

Fonte: Osman et al., 2008.

onde N_e TCM é a densidade de elétrons para o material do condutor transparente, N_e Cu é a densidade de elétrons para material perfeito condutor de cobre, q é a carga do elétron, μ_e TCM é a mobilidade de elétrons para o material do condutor transparente, μ_e Cu é a mobilidade de elétrons para material condutor perfeito de cobre e τ é o tempo de relaxação eletrônico que é definido pela equação (74):

$$\tau = \frac{m^* (\mu_e(TCM) + \mu_e(Cu))}{q} \quad (74)$$

onde m^* é a massa eficaz elétron. A transmissão da luz através de TCOMs é bem aproximada por (CHAI et al., 2007):

$$T = e^{-\left(\frac{t}{2\delta}\right)} \quad (75)$$

onde t é a espessura do *patch*, e δ é o efeito pelicular, que é dado por (WI et al., 2008):

$$\delta = \frac{8\pi m^* c^2 (\mu_e(TCM) + \mu_e(Cu))}{Z_{TCM} q^3 \lambda_{visível} (N_e(TCM) + N_e(Cu))} \quad (76)$$

onde $Z_{TCM} = \frac{377}{(\epsilon_{TCM})^{0.5} \Omega}$. De acordo com o pressuposto de $W/h \gg 1$, neste caso, a resistência de superfície pode ser definida como (RAFI e SHAFAI, 2004):

$$R_s = \frac{2L}{\sigma \delta W (1 - e^{-\frac{0.5t}{\delta}})} \quad (77)$$

As antenas de microfita com *patch* retangular foram projetadas com impedância de entrada $R_A = 50$. Portanto, a eficiência de radiação neste caso é calculada como (SILVER et al., 1998):

$$\eta_r = \frac{R_A}{R_A + R_s} \quad (78)$$

2.6. ANTENAS DE SUBTERAHERTZ

2.6.1. Nanoantenas metálicas

A história do desenvolvimento das nanoantenas remonta ao trabalho de Edward Hutchinson Synge, que foi o primeiro a sugerir o uso de nanopartículas metálicas para o confinamento de campo ótico, em 1928. Em 1985, John Wessel mostrou que uma nanopartícula metálica se comporta como uma antena. Ele revelou que a presença de uma única partícula plasmônica torna possível a superação do limite de difração na resolução de dispositivos óticos (KRASNOK et al., 2013).

Com o passar dos anos, tornou-se claro que a intensidade do campo próximo no gap entre duas ou mais nanopartículas plasmônicas possui maior magnitude que nas extremidades de uma nanopartícula alongada. Isso ocorre, pois o confinamento de energia no gap ocorre em menores escalas espaciais. Descobriu-se que o realce do campo elétrico no gap entre as nanopartículas é altamente dependente do material utilizado, da geometria das nanopartículas, a largura gap, bem como do raio de curvatura da superfície da nanopartículas dentro do gap. O controle desses parâmetros, dentro de um determinado intervalo, torna possível projetar a amplitude da frequência de operação onde o máximo de campo confinado ocorre. Uma ampla gama de oportunidades para ajustar estas nanoantenas e aperfeiçoar seu desempenho a um

regime desejado, levou à criação de uma grande variedade de nanoantenas, tendo geometrias e princípios de operação semelhantes. A nanoantena Dimer, que consiste em duas nanopartículas, são de particular interesse. A essa classe de antena pode-se acrescentar o Dipolo e a Bowtie (KRASNOK et al., 2013).

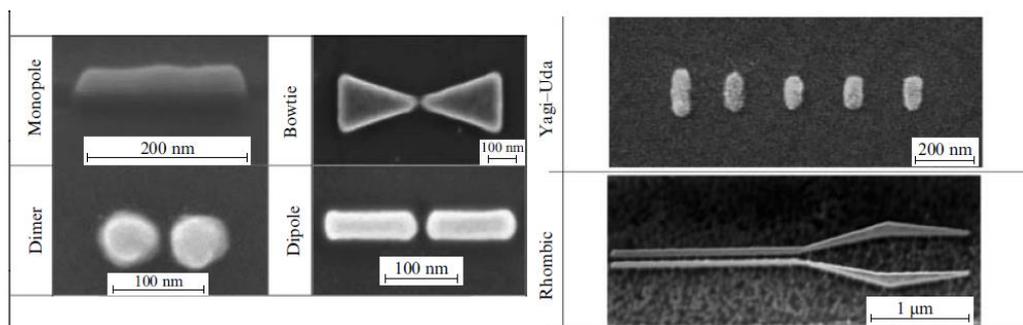


Figura 23 - Principais tipos de nanoantenas plasmônicas.

Fonte: KRASNOK, 2013.

Os problemas que a nanofotônica enfrentam frequentemente exigem que um determinado emissor possa irradiar na direção desejada. Este requisito é satisfeito usando nanoantenas Yagi-Uda. Estas nanoantenas se parecem e funcionam da mesma forma que antenas de rádio frequência Yagi-Uda convencionais (KRASNOK et al., 2013).

2.6.2. Nanoantenas dielétricas

Projetos com nanoantenas aproveitam a resposta óptica de partículas dielétricas e semicondutoras, onde nos últimos anos alguns autores fazem referência, tais como Cao et al. 2010 e Filonov et al., 2012. Segundo Krasnok et al., 2013, ao contrário das nanoantenas metálicas, compostas por materiais opacos, que possuem propriedades plasmônicas na faixa óptica, as nanoantenas dielétricas são fabricadas a partir de materiais opticamente transparentes. As antenas com base em partículas de semicondutores são também chamadas de nanoantenas dielétricas, porque

semicondutores são suficientemente transparentes na faixa de frequência visível. O número de publicações sobre nanoantenas dielétricas é muito menor que as antenas metálicas, assim, aquelas compõem uma nova direção nas pesquisas.

As nanoantenas dielétricas são de extremo interesse para os pesquisadores, pois os dielétricos e muitos materiais semicondutores caracterizam-se por possuir notavelmente baixas perdas dissipativas na faixa óptica. Em segundo lugar, há um intervalo de comprimento de onda no qual uma partícula dielétrica de silício, material com alta permissividade, exhibe simultaneamente respostas ressonantes elétricas e magnéticas (Kuznetsov et al., 2012 e Evlyukhin et al., 2010). Torna possível a criação do elemento de Huygens usando uma única partícula. Este efeito é de primordial importância à óptica. Devido às propriedades direcionais e baixas perdas, partículas de Huygens podem ser utilizadas para construir nanoantenas dielétricas compactas com altíssima diretividade, tais como, por exemplo, nanoantenas Yagi-Uda (MARKOV, 1975 e BALANIS, 2001).

Além disso, muitas nanoestruturas de interceptação de luz compreendem combinações ordenadas de nanoelementos dielétricos e semicondutores, que podem ser classificadas como dielétricas receptoras (FAHIM et al., 2012 e JEONG et al., 2012).

2.6.3. Não linearidade de nanoantenas

O trabalho e desenvolvimento com nanoantenas e dispositivos nano fotônicos implica na possibilidade de controlar suas características operacionais, tais como a largura de banda de trabalho e o fator de intensificação de campos confinados. Tal exigência segue-se, em primeiro lugar, do fato de que o processo de fabricação de nanoantenas e seus arranjos são repletos de erros resultantes, por exemplo, a frequência de operação pode estar fora da largura de banda da antena. Em segundo lugar, as condições de operação da nanoantena podem variar com o tempo, por exemplo, como resultado do aquecimento no dispositivo. Finalmente, a possibilidade de controlar as características de operação da nanoantena permite o desenvolvimento de vários dispositivos para nanofotônica, como dispositivos que permitem escolher a direção do lobo principal do diagrama de diretividade ou a frequência de trabalho do espectro de radiação (KRASNOK et al., 2013).

De acordo com Krasnok et al., 2013, as nanoantenas para aplicações práticas são projetadas para ser capazes de mudar suas características de funcionamento em certa faixa de frequência, e responder à ação externa da maneira desejada. Em outras palavras, as nanoantenas devem ser dispositivos ativos. Tendo em conta o seu tamanho extremamente pequeno e suas frequências de trabalho, o método mais evidente e racional para a fabricação de nanoantenas ativas parece ser a introdução de uma resposta óptica não linear na sua operação.

Investigações atuais sobre a não linearidade de nanoantenas ópticas, incluindo aqueles com parâmetros ajustáveis, são classificadas em dois grupos em termos do modo de alcançar a não linearidade. Alguns autores, como Noskov et al., 2012 e Marinica et al., 2010, fazem uso da resposta óptica não linear de metais como prata, ouro e alumínio. No segundo grupo, a dependência da corrente de condução em semicondutores com o campo elétrico é aplicado (Noskov et al., 2012, Chen, 2010).

3. ANTENA DIPOLO

As antenas do tipo dipolo foram simuladas utilizando o software comercial, na versão estudantil, CST Microwave Studio ® 2015, nele, e seguindo sugestões de alguns autores, foram usados como materiais o PEC, prata, grafeno e ouro, esses foram escolhidos, pois possuem assinatura no espectro de frequência em THz.

Os parâmetros a serem analisados no software são a diretividade, perda de retorno, $S_{1,1}$, ganho, ganho realizado, campo elétrico E, diagrama de potência, e eficiência de radiação.

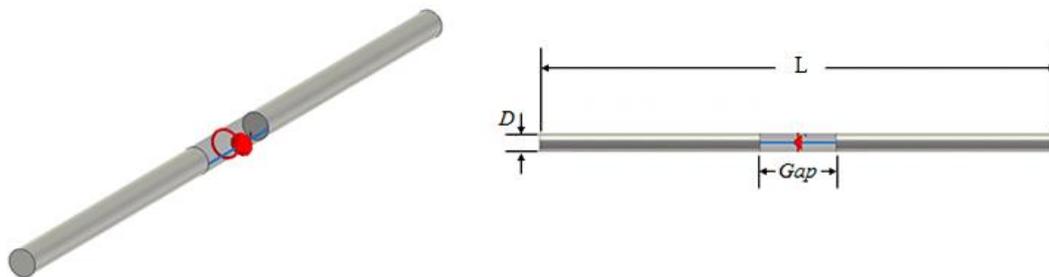


Figura 24 - Modelo de uma antena dipolo simulada no CST Studio.

Fonte: Autoria própria, 2016.

A Figura 24 mostra o modelo de uma antena dipolo simulada no CST Studio, onde L representa o comprimento total e D o diâmetro.

As simulações foram baseadas na variação das dimensões das antenas. O comprimento irá variar de 255 a 655 μm , o raio de 50 a 300 nm, e a frequência de operação será de 350 GHz.

O primeiro grupo de simulações será feito com as antenas nas mesmas dimensões, variando-se apenas os materiais que as compõem, com a finalidade de verificar como a condutividade elétrica de diferentes materiais influencia nos parâmetros de desempenho das antenas. As próximas simulações irão verificar a influência do diâmetro e do comprimento das mesmas nos parâmetros mencionados.

3.1. ANTENAS COM DIFERENTES MATERIAIS

As antenas do tipo dipolo foram simuladas com as mesmas dimensões, comprimento $L = 355 \mu\text{m}$, e raio $R = 50 \text{ nm}$, além de um gap de 50 nm , variando-se apenas o material constituinte da mesma, assim será avaliado como a condutividade elétrica do material influencia em cada uma de seus parâmetros analisados, os quais são parâmetros de qualidade das antenas em estudo.

Na Tabela 2 podemos verificar os resultados dos parâmetros das antenas simuladas, tais como diretividade, ganho, eficiência total e ganho realizado, assim podemos compará-las entre si.

Tabela 2 – Condutividade, diretividade, ganho, ganho realizado e eficiência total das antenas em função da condutividade dos materiais.

Material	Condutividade Elétrica (S/m)	Diretividade (dBi)	Diretividade (dBi) - Xavier, 2008.	Ganho (IEEE) (dB)	Ganho (dBi) - Xavier, 2008.	Ganho Realizado (dB)	Ganho Realizado (dB) - Xavier, 2008
PEC	--	2,417	1,821	2,459	1,794	1,238	1,582
PRATA	$6,17 \times 10^7$	2,431	--	-1,773	--	-8,619	--
OURO	$4,09 \times 10^7$	2,339	1,819	-1,18	-0,350	-2,11	-2,22
GRAFENO	$3,5 \times 10^{-4}$	1,933	-	-48,42	--	-69,94	--

Fonte: Autoria própria, 2016.

Observou-se que a diretividade das antenas é diretamente proporcional à condutividade, pois, à medida que uma se reduz a outra também diminui, porém, sem variações muito sensíveis, como percebe-se pelo valor de 1,933 dBi para a antena de grafeno, uma vez que sua condutividade é muito menor que as demais, assim, constata-se que a diretividade é um parâmetro pouco afetado pelo material constituinte da mesma. Pela Tabela 02 percebe-se que os valores da diretividade encontrados foram ligeiramente maiores que os da referência, Xavier, 2008.

Sobre o ganho (IEEE), percebe-se que a condutividade exerce grande influência sobre ele, já que quanto menor a condutividade, menor o ganho. Para materiais que não sejam bons condutores elétricos, caso do grafeno, o qual se enquadra como semicondutor, percebe-se que o ganho (IEEE) e o ganho realizado sofrem uma variação enorme com a redução da condutividade. A antena com grafeno requer atenção especial quando se refere aos ganhos, pois seus valores numéricos foram bem pequenos, uma vez que quanto maior os ganhos de um dispositivo radiador, melhor.

O software CST segue a definição do IEEE para o ganho, significando que esse não inclui perdas pelo não casamento de impedâncias. No cálculo do ganho realizado, sempre inferior ao ganho total, há a inclusão de termos que se referem às perdas por reflexões na entrada da antena.

Levando-se em consideração as perdas ôhmicas na antena, onde a condutividade do material influencia diretamente nas mesmas, utiliza-se o ganho de potência da antena, definido na equação 2.

A última propriedade a ser analisada, referente à Tabela 2, é a eficiência total das antenas. Percebe-se que a condutividade é um importante fator a se considerar, pois houve diferenças sensíveis entre as antenas, onde a de grafeno apresentou uma eficiência quase nula, já que esse material é tido como semicondutor. As antenas de prata e ouro apresentaram entre si uma variação na eficiência total de 10,8%. Como esperado, a antena com PEC possui maior eficiência, pois não há perdas devido à sua condutividade infinita.

Na figura abaixo, vê-se os gráficos 3D de diretividade das antenas dipolo simuladas. Para as quatro antenas, pode-se verificar que as mesmas são mais direcionais nas direções dos eixos X e Z, verificado pela cor vermelha, onde a maior diretividade é a da antena de Prata, com 2,431 dBi, e a menor é a da antena com grafeno, com 1,428 dBi. A região em que se tem uma menor diretividade, ou onde ela é quase nula, na cor verde, é a região em torno das extremidades da antena. Vale salientar que esses resultados já são esperados, baseados nas teorias das antenas dipolo, onde a maior diretividade é no sentido dos eixos X e Z, e a menor no eixo Y.

Em todas as simulações os dipolos estão dispostos verticalmente, no mesmo sentido do eixo Y.

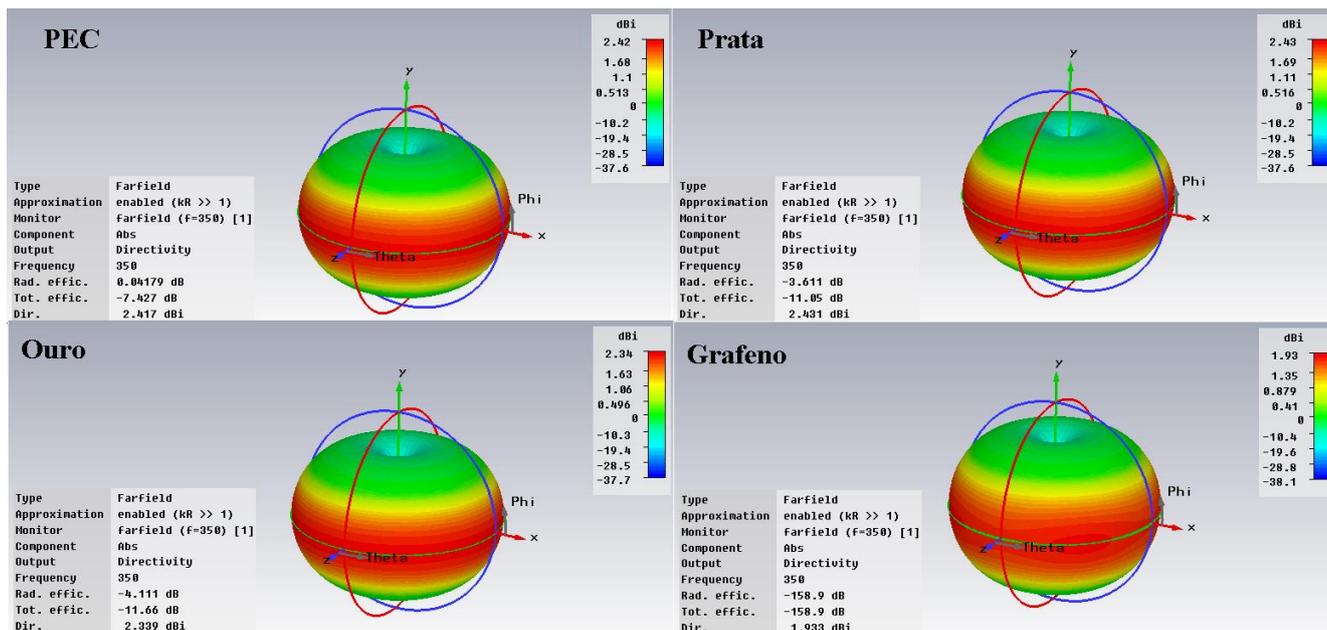


Figura 25 - Padrão de radiação 3D de diretividade das antenas dipolo.

Fonte: Autoria própria, 2016.

A Figura 26, onde os diagramas polares estão plotados, mostra a distribuição de campo elétrico das antenas com todos os quatro materiais. O gráfico 2D polar permite uma melhor visualização da diretividade da antena.

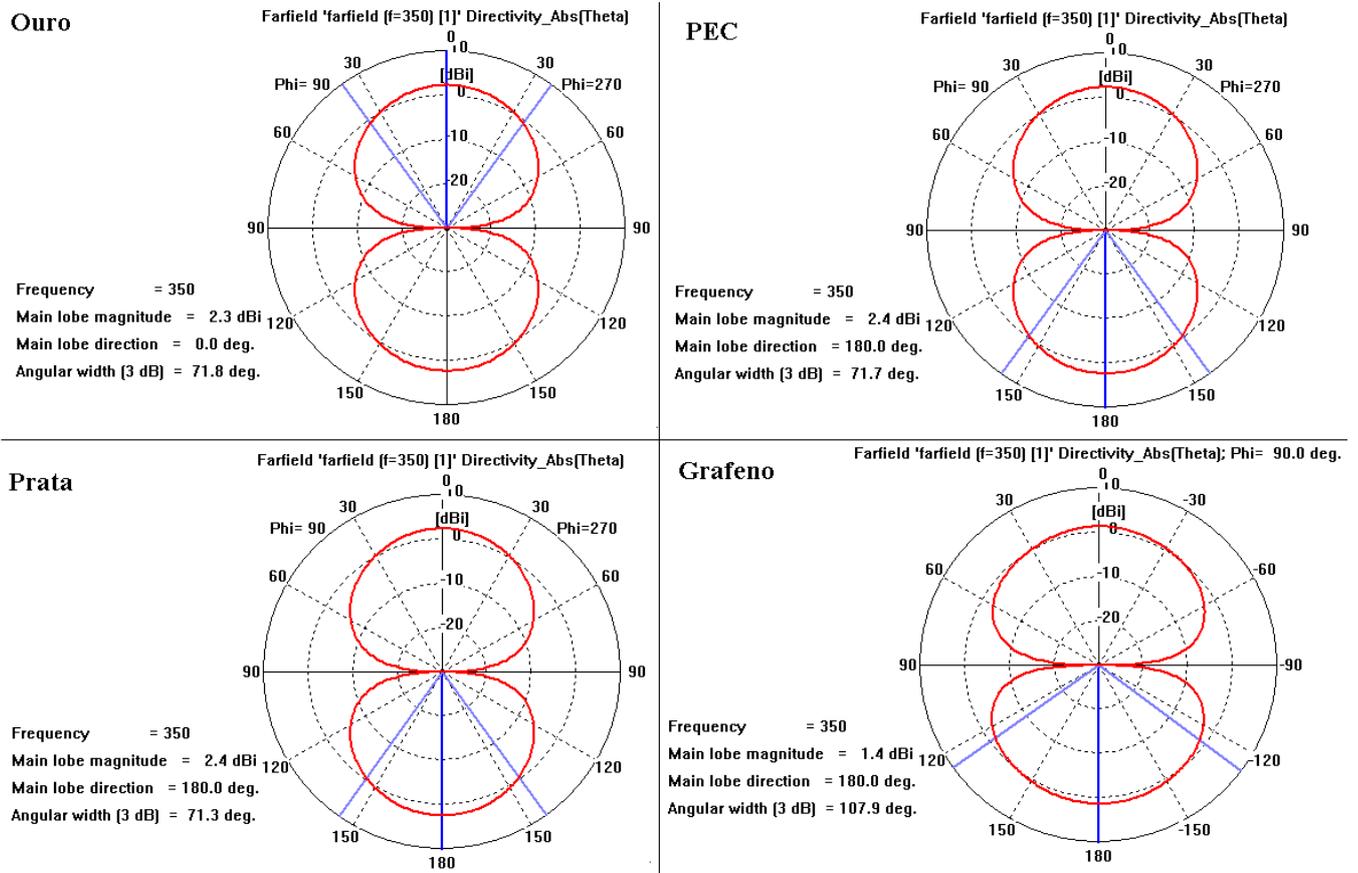


Figura 26 - Padrões de radiação 2D na forma polar das antenas dipolo.

Fonte: Autoria própria, 2016.

Em todas as antenas verifica-se que há uma maior intensidade de campo elétrico nas direções 0° e 180° , perpendicular ao eixo vertical, representado pela direção 90° e -90° com a qual a antena está alinhada, ao passo que nas extremidades da antena quase não há radiação, confirmando o que foi observado através dos diagramas 3D.

Baseado na Tabela 3 pode-se analisar os valores de campo elétrico e de potência. Constata-se que houve um decréscimo do campo E e da Potência à medida que a condutividade diminuía, com variações muito sensíveis nos seus valores, resultados condizentes com a referência. Novamente percebe-se que os resultados para a antena de grafeno estão muito abaixo das demais, devido o material possuir uma baixa condutividade elétrica.

Tabela 3 - Campo elétrico e Campo P em função da Condutividade Elétrica dos materiais.

Material	Condutividade Elétrica (S/m)	Campo elétrico (dBV/m)	Campo elétrico (dBV/m) - Xavier, 2008.	Potência (dBW/m²)	Potência - Xavier, 2008.
PEC	--	15,758	16,25	-10,6	-9,410
PRATA	$6,17 \times 10^7$	10,149	--	-19,61	--
OURO	$4,09 \times 10^7$	11,448	12,55	-15,13	-13,21
GRAFENO	$3,5 \times 10^{-4}$	-55,17	--	-80,93	--

Fonte: Autoria própria, 2016.

Pela análise da perda de retorno S_{1,1}, nas duas figuras a seguir, verifica-se que a alteração de material deslocou o ponto de ressonância da antena, reduzindo a sua frequência de ressonância com a redução da condutividade e variando-se a largura de banda.

A única antena que obteve o parâmetro S_{1,1} abaixo de -10 dB, foi a simulada com PEC, assim, para essas dimensões de comprimento, raio e gap das antenas, as demais estão descartadas, sendo necessário redimensioná-las para melhorar a perda de retorno. As antenas de prata, ouro e grafeno, com as dimensões especificadas anteriormente, possuem S_{1,1} de -5,17 dB, -4,56 dB e -1,28 dB, respectivamente.

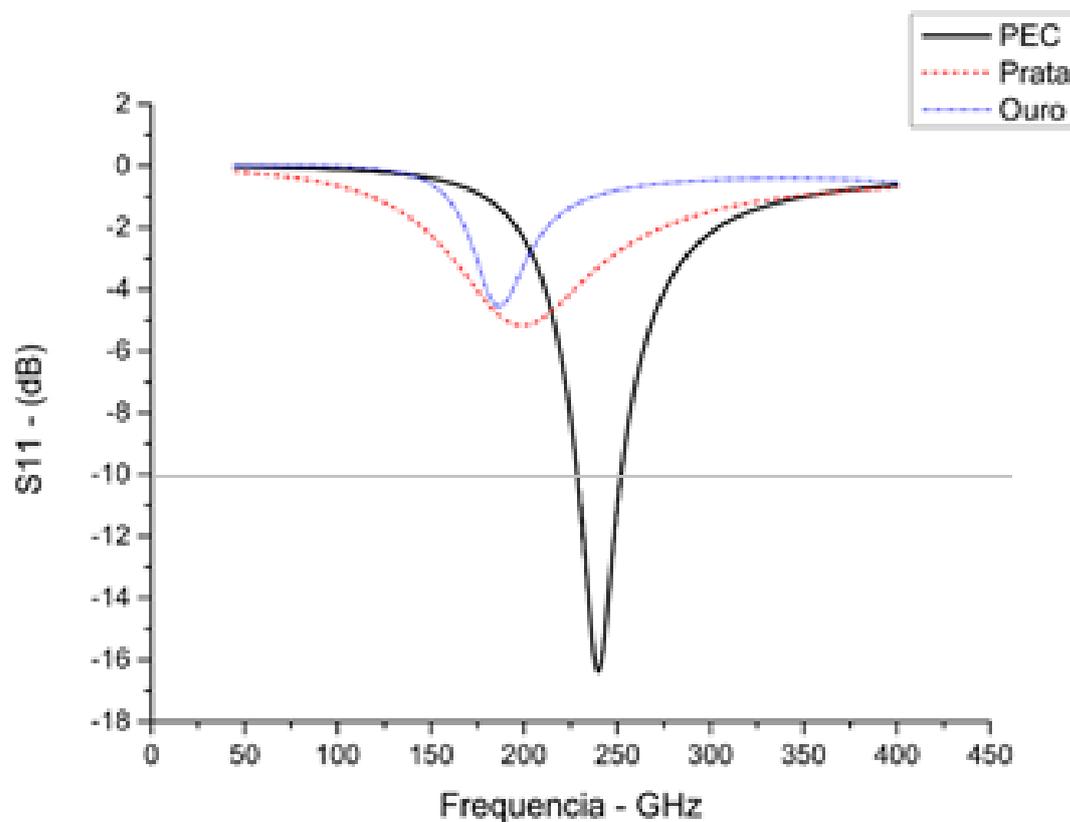


Figura 27 - Perda de Retorno das antenas com PEC, Prata e Ouro.

Fonte: Autoria própria, 2016.

A figura a seguir mostra a perda de retorno para a antena dipolo com grafeno, que foi plotado separadamente das demais, pois caso contrário, não teria precisão na visualização do mesmo, já que esse gráfico possui valores bem menores quando comparados às demais antenas, fato que pode ser comprovado pelos valores do eixo Y.

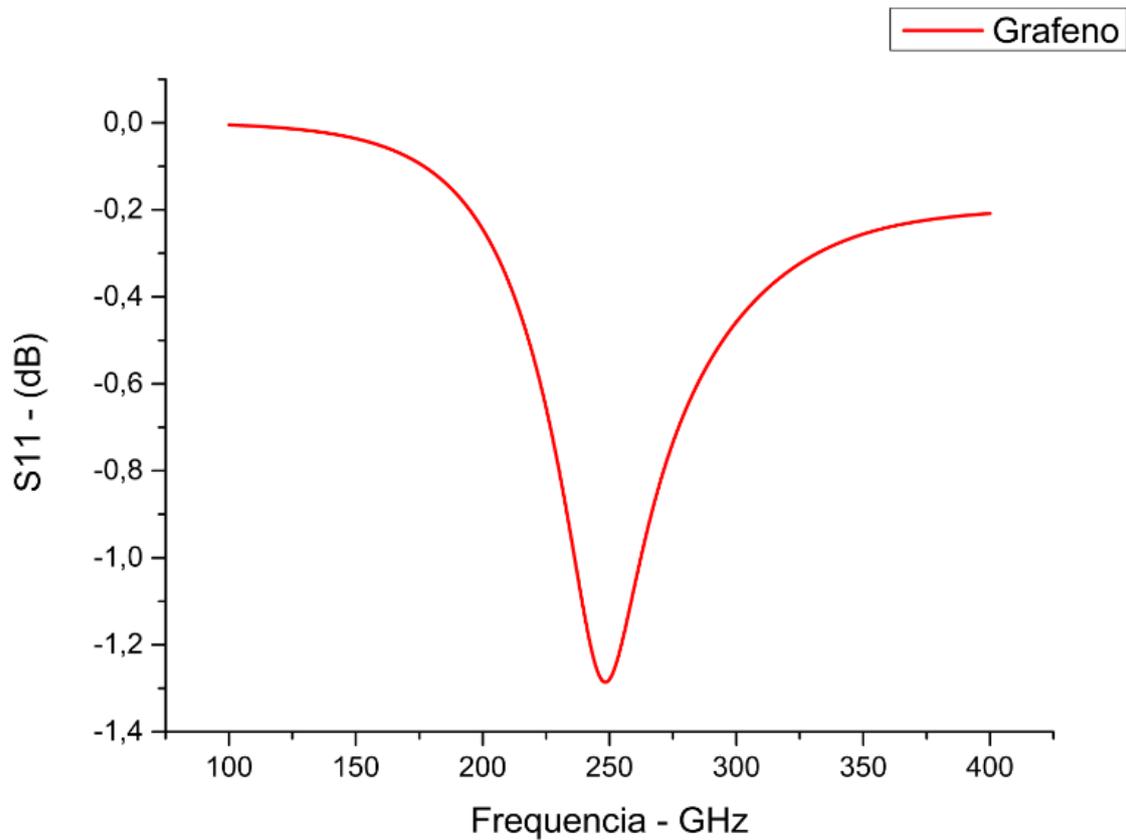


Figura 28 - Perda de Retorno das antenas com grafeno.

Fonte: Autoria própria, 2016.

3.2. ANTENAS COM DIFERENTES COMPRIMENTOS

Nessa segunda etapa de simulações com antenas dipolo, o comprimento das mesmas será variado, com L de 510 a 1310 μm , mantendo-se constante o raio e o gap, ambos com 50 nm. Nesse grupo de simulações será avaliado como o comprimento da antena influencia em cada uma de seus parâmetros, assim serão preenchidas as tabelas a seguir.

3.2.1. Antena de Dipolo simulada com PEC

Percebe-se que os parâmetros de diretividade, ganho, ganho realizado, campo elétrico e Potência sofreram alterações razoáveis com o aumento do comprimento das antenas, de acordo com a Tabela 4.

Tabela 4 - Parâmetros das antenas com PEC em função da variação do comprimento.

Dimensão L da antena	Diretividade (dBi)	Ganho (IEEE) (dB)	Ganho Realizado (dB)	Campo elétrico (dBV/m)	Potência (dBW/m²)	S1,1 (dB)
Antena 01 - L = 510 μm	2,435	0,32	-7,461	7,308	-18,45	-6,6
Antena 02 - L = 710 μm	3,232	3,286	-8,118	6,651	-19,11	-15,55
Antena 03 - L = 910 μm	4,401	4,468	-8,137	6,631	-19,13	-16,85
Antena 04 - L = 1110 μm	4,407	4,463	-3,635	11,13	-14,63	-17,89 e -10,8
Antena 05 - L = 1310 μm	3,529	3,575	-1,088	13,68	-12,08	-9,17

Fonte: Autoria própria, 2016.

De acordo com a Figura 28, percebe-se que para todos os comprimentos considerados, a perda de retorno na frequência de ressonância desejada manteve-se abaixo de -10 dB, com exceção das antenas 01 e 05, onde a antena 04 além de possuir o menor valor, de -17,89 dB, possui um segundo canal, apesar desse não estar abaixo do necessário, caso estivesse poderia ser usado para outra finalidade.

Por outro lado, percebe-se que ocorreu redução da largura de banda ao se aumentar o comprimento do dipolo, com exceção da antena 05.

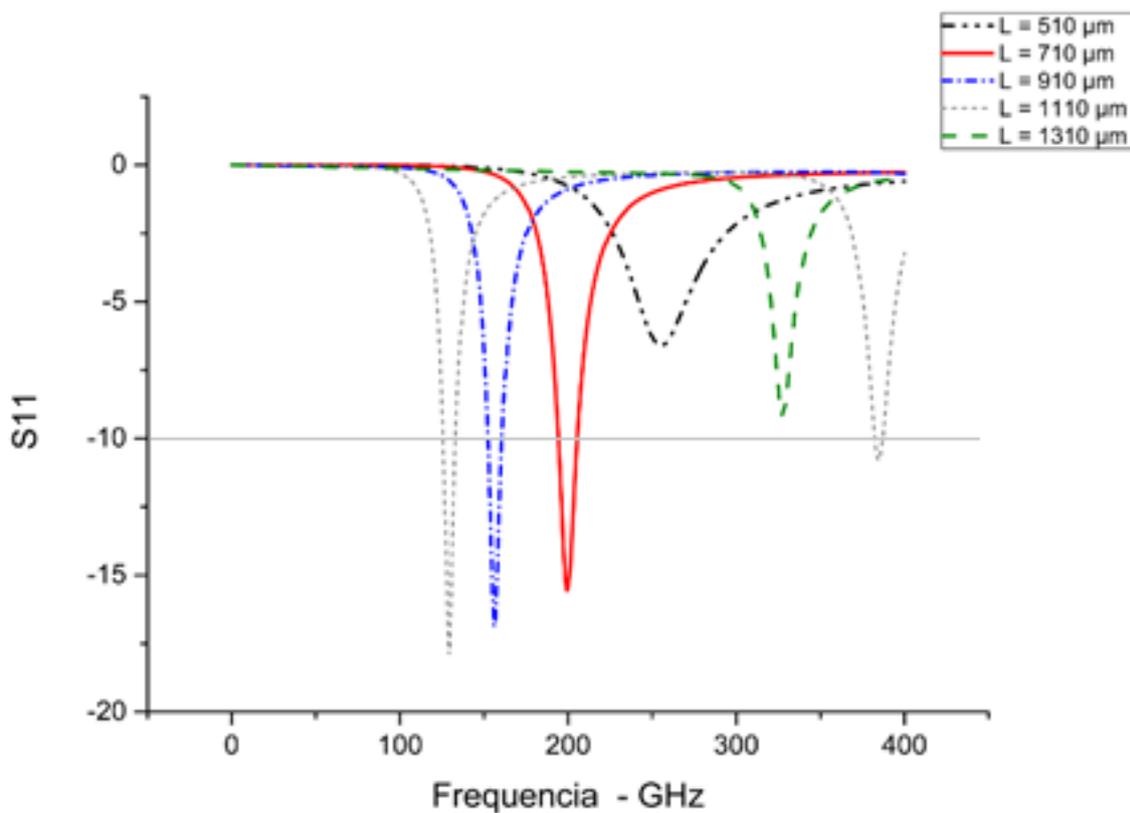


Figura 29 - Perda de Retorno das antenas de PEC com mudança de comprimento.

Fonte: Autoria própria, 2016.

3.2.2. Antena de Dipolo simulada com Prata

A parâmetros como de diretividade, ganho, ganho realizado, campo elétrico e Potência sofreram alterações não lineares com o aumento do comprimento das antenas, pois esses crescem e decrescem gradativamente, de acordo com a Tabela 5.

Tabela 5 - Parâmetros das antenas com Prata em função da variação do comprimento.

Dimensão L da antena	Diretividade (dBi)	Ganho (IEEE) (dB)	Ganho Realizado (dB)	Campo elétrico (dBV/m)	Potência (dBW/m²)	S1,1 (dB)
Antena 01 - L = 510 μm	2,431	-1,880	-8,619	6,149	-19,61	-25,85
Antena 02 - L = 710 μm	2,532	-4,610	-8,204	6,565	-19,20	- 9,7 e -12,55
Antena 03 - L = 910 μm	4,473	-0,3809	-9,616	5,152	-20,61	-21,75
Antena 04 - L = 1110 μm	3,310	-0,1652	-10,45	4,323	-21,44	-23
Antena 05 - L = 1310 μm	3,379	-2,033	-8,934	5,834	-19,93	-18,85 e -11,4

Fonte: Autoria própria, 2016.

De acordo com a Figura 30, percebe-se que para todas as antenas simuladas a perda de retorno na frequência de ressonância desejada manteve-se abaixo de -10 dB. Outro fato a ser considerado é que as antenas 02 e 05 possuem um segundo canal, apesar de que a antena 02 possui apenas um canal com valor de S1,1 aceitável.

Quanto à largura de banda, percebe-se que ocorreu uma redução considerável com o aumento do comprimento do dipolo.

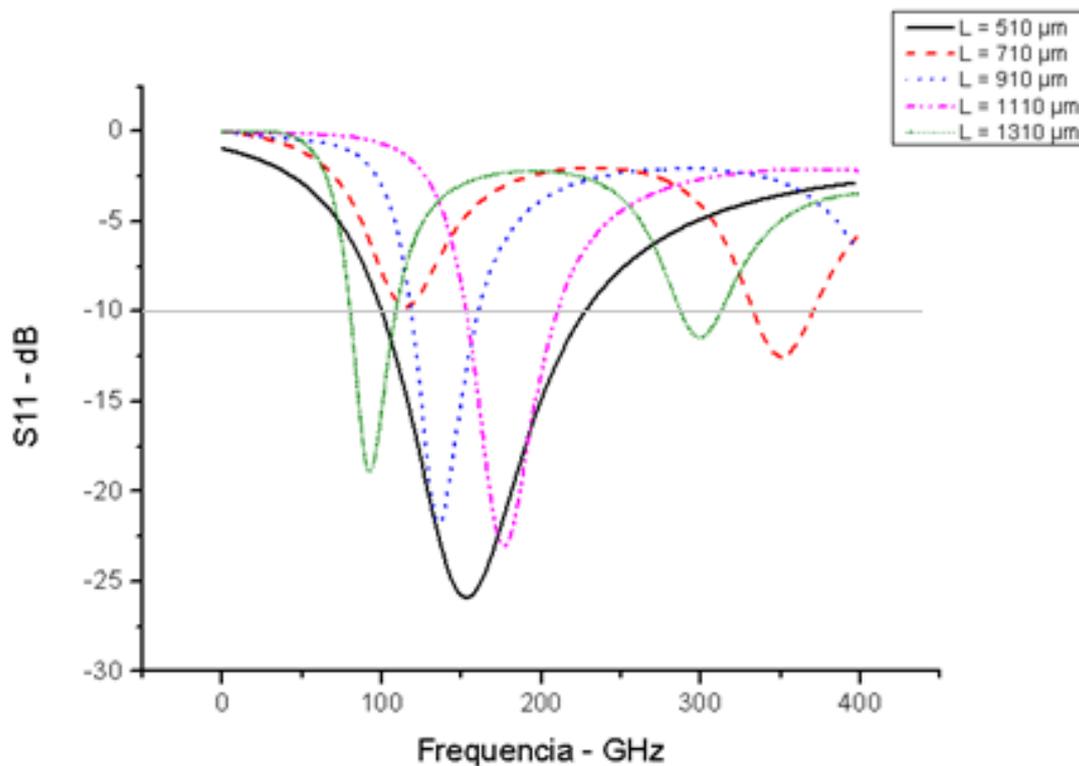


Figura 30 - Perda de Retorno das antenas de Prata com mudança de comprimento.

Fonte: Autoria própria, 2016.

3.2.3. Antena de Dipolo simulada com Ouro

A diretividade e a Potência não seguem uma linearidade com o aumento do comprimento. O ganho, Ganho Realizado e a perda de retorno são reduzidos à medida que o comprimento cresce, porém há uma exceção referente ao parâmetro $S_{1,1}$ da antena 03. O campo elétrico cresce junto com a dimensão L das antenas.

Tabela 6 - Parâmetros das antenas com Ouro em função da variação do comprimento.

Dimensão L da antena	Diretividade (dBi)	Ganho (IEEE) (dB)	Ganho Realizado (dB)	Campo elétrico (dBV/m)	Potência (dBW/m²)	S1,1 (dB)
Antena 01 - L = 510 μm	2,759	1,746	-8,037	3,903	-21,86	- 20,55 e -8,5
Antena 02 - L = 710 μm	3,325	-1,611	10,31	3,982	-21,78	-20,2
Antena 03 - L = 910 μm	4,199	-1,7562	-10,79-	4,459	-21,30	- 18 e - 11,85
Antena 04 - L = 1110 μm	1,908	-3,516	-10,87	6,731	-19,03	- 26,1
Antena 05 - L = 1310 μm	1,788	-5,145	-21,64	6,876	-32,64	- 30,45

Fonte: Autoria própria, 2016.

Assim como ocorreu com as antenas de Prata, percebe-se que para todas elas a perda de retorno na frequência de ressonância desejada manteve-se abaixo de -10 dB, onde a menor é a antena 05. Duas antenas possuem um segundo canal, que são a 01 e 03, apesar de que a antena 01 possui apenas um canal com valor de S1,1 aceitável.

Com o aumento do comprimento das antenas, há o deslocamento para direita dos gráficos de S1,1, no sentido do aumento da frequência de ressonância, com exceção da antena 03. A largura de banda também aumenta com o comprimento, sendo que a antena com maior valor é a 05.

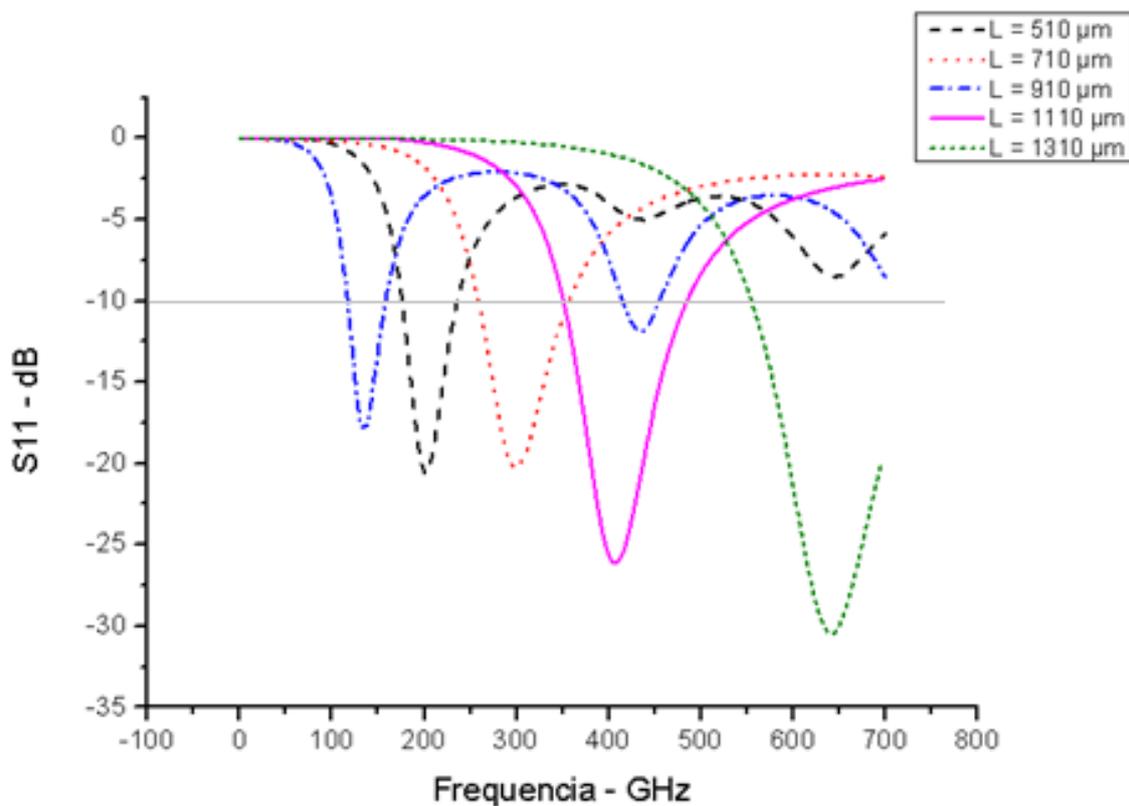


Figura 31 - Perda de Retorno das antenas de Ouro com mudança de comprimento.

Fonte: Autoria própria, 2016.

3.2.4. Antena de Dipolo simulada com grafeno

Pela Tabela 7, percebe-se valores muito baixos para as propriedades, o que significa que as antenas com grafeno estão descartadas para uma aplicação real.

Pelos resultados de $S_{1,1}$ na Tabela 07, pode ser visto que esse parâmetro é menor que -10 dB apenas no primeiro canal da antena 01.

Tabela 7 - Parâmetros das antenas com grafeno em função da variação do comprimento.

Dimensão L da antena	Diretividade (dBi)	Ganho (IEEE) (dB)	Ganho Realizado (dB)	Campo elétrico (dBV/m)	Potência (dBW/m²)	S_{1,1} (dB)
Antena 01 - L = 510 μm	1,933	-56,9	-56,9	-42,2	-67,9	-11,7 e -9,16
Antena 02 - L = 710 μm	1,344	-57,2	-57,2	-42,4	-68,2	-9,06 e -6,96
Antena 03 - L = 910 μm	1,313	-56,5	-56,5	-41,8	-67,5	-7,02 e -5,64
Antena 04 - L = 1110 μm	1,353	-157,3	-157,3	-142,5	-168,3	-6,5 e -5,74
Antena 05 - L = 1310 μm	1,876	-156,5	-156,5	-141,7	-167,5	-4,66 e -5,22

Fonte: Autoria própria, 2016.

As Figuras 32 e 33 representam as perdas de retorno para antenas de grafeno com variação de comprimento, onde foram plotadas separadamente para melhor interpretação dos resultados, pois todas elas possuem vários modos, o que dificulta a visualização dos dados.

Pela Figura 32, que representa as antenas 01 e 02, percebe-se que as frequências de ressonâncias foram deslocadas para esquerda, no sentido de redução da frequência de corte, além de reduzi-la em todos os modos. Também pode ser observado que a largura de banda para o primeiro canal não sofreu variação significativa.

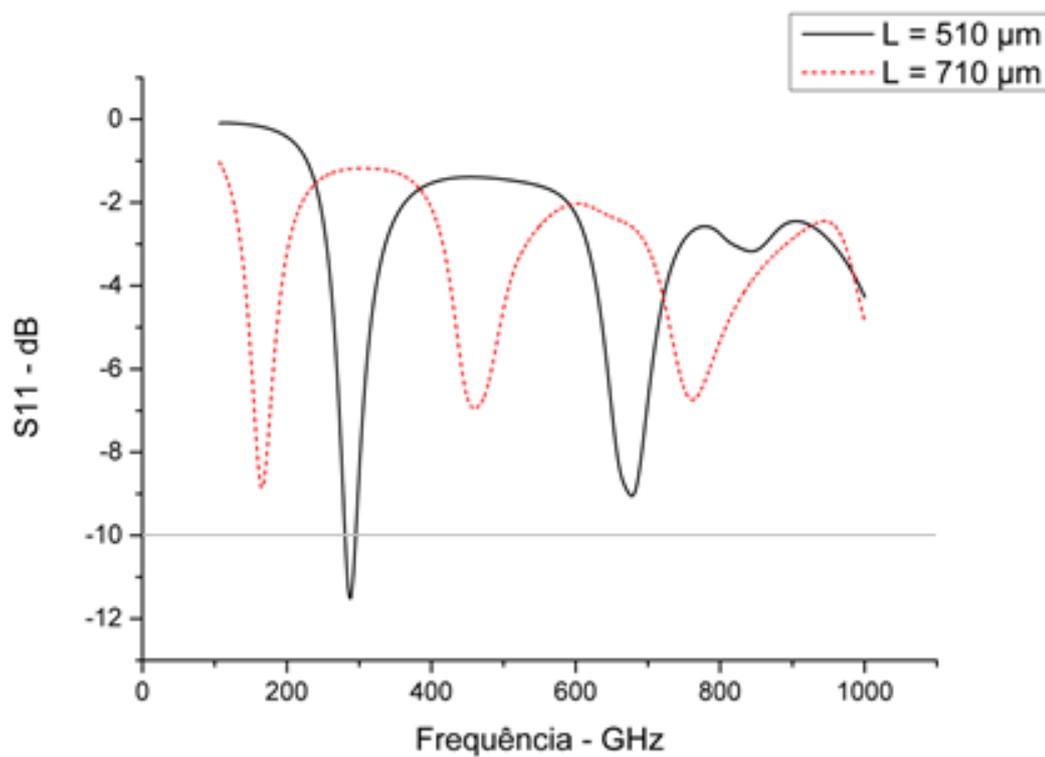


Figura 32 - Perda de Retorno das antenas 01 e 02 de grafeno com mudança de comprimento.

Fonte: Autoria própria, 2016.

Pela Figura 32 observa-se que as frequências de ressonâncias foram deslocadas para esquerda, da antena 05 em relação a 03, e para direita, da antena 04 em relação a 03. A frequência de corte, assim como a largura de banda de todos os modos, foi reduzida.

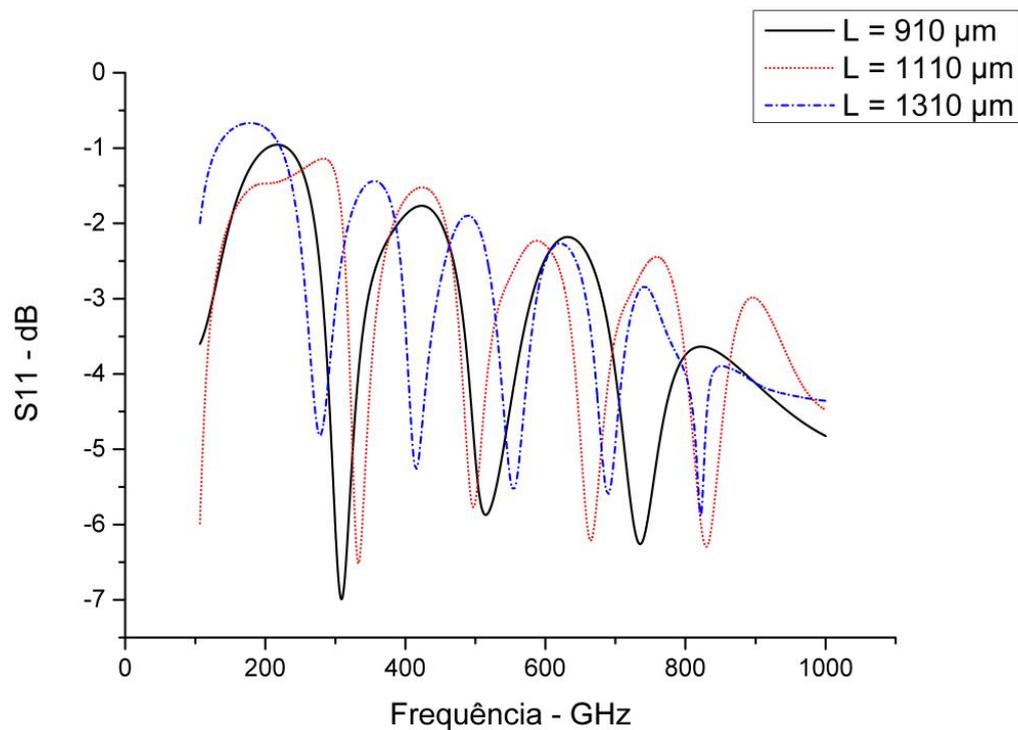


Figura 33 - Perda de Retorno das antenas 03 e 04 de grafeno com mudança de comprimento.

Fonte: Autoria própria, 2016.

3.3. ANTENAS COM DIFERENTES RAIOS

Na terceira etapa de simulações com antenas dipolo, o raio das mesmas será variado, com R de 50 a 300 nm, mantendo-se constante o comprimento e o gap, com $L = 255 \mu\text{m}$ e $g = 50 \text{ nm}$. Assim como nas outras simulações, nesse grupo será avaliado como o raio da antena influencia em cada uma de seus parâmetros.

3.3.1. Antena de Dipolo simulada com PEC

Baseado na Tabela 8 observa-se que a diretividade e o ganho (IEEE) não variam expressivamente com o aumento do raio, já o ganho realizado, campo elétrico, potência e $S_{1,1}$ não seguem nenhuma proporção de aumento ou redução com o crescimento do raio da antena.

É fácil observar que os valores das perdas de retorno estão bem próximos uns dos outros, o que significa que o raio das antenas de PEC tem pouca influência sobre essa propriedade, para uma variação de raio de 50 a 300 nm.

Tabela 8 - Parâmetros das antenas com PEC em função da variação do raio.

Dimensão R da antena	Diretividade (dBi)	Ganho (IEEE) (dB)	Ganho Realizado (dB)	Campo elétrico (dBV/m)	Potência (dBW/m²)	S_{1,1} (dB)
Antena 01 - R = 50 nm	2,415	2,455	-4,604	10,16	-15,6	-16,21
Antena 02 - R = 100 nm	2,42	2,458	-4,694	10,07	-15,69	-16,15
Antena 03 - R = 150 nm	2,442	2,487	-5,842	8,926	-16,83	-18,76
Antena 04 - R = 200 nm	2,453	2,496	-5,94	8,828	-16,93	-18,38
Antena 05 - R = 250 nm	2,418	2,457	-3,806	10,96	-14,80	-15,52
Antena 06 - R = 300 nm	2,453	2,495	-5,656	9,113	-16,65	-18,04

Fonte: Autoria própria, 2016.

Pela Figura 34, percebe-se que as curvas S_{1,1} das antenas 01 e 02 encontram-se sobrepostas, o que significa que para uma variação no raio da antena de apenas 50 nm, não houve deslocamento na frequência de corte ou na largura de banda. A antena 05 possui gráfico da perda de retorno bem semelhante às antenas 01 e 02, e as antenas 03, 04 e 06 também estão sobrepostas. A variação mais significativa, em relação à frequência de ressonância e a largura de banda, foi entre as antenas 04 e 05, apesar de

haver um pequeno acréscimo no raio de uma em relação à outra, isso mostra que não houve uma linearidade no deslocamento do gráfico.

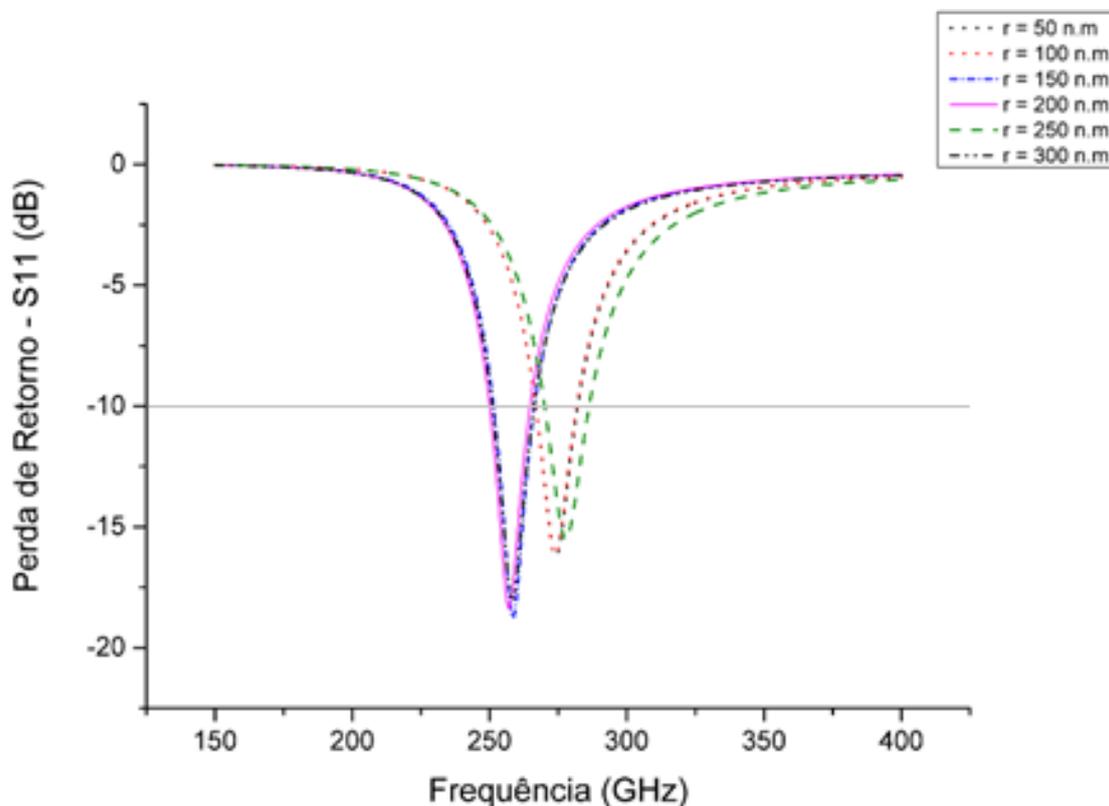


Figura 34 - Perda de Retorno das antenas de PEC com mudança de raio

Fonte: Autoria própria, 2016.

3.3.2. Antena de Dipolo simulada com Prata

Assim como para as antenas com PEC, e baseado na Tabela 9, observa-se que a diretividade não varia expressivamente com o aumento do raio, já o ganho (IEEE), ganho realizado, campo elétrico, potência e $S_{1,1}$ não seguem nenhuma proporção de aumento ou redução com o crescimento do raio da antena.

Com exceção da antena 05, nenhuma das demais teve perda de retorno abaixo de -10 dB, assim, para essas dimensões de comprimento, raio e gap, essas antenas de prata estão descartadas, sendo necessário redimensioná-las para melhorar o parâmetro $S_{1,1}$.

Tabela 9 - Parâmetros das antenas com Prata em função da variação do raio.

Dimensão R da antena	Diretividade (dBi)	Ganho (IEEE) (dB)	Ganho Realizado (dB)	Campo elétrico (dBV/m)	Potência (dBW/m²)	S_{1,1} (dB)
Antena 01 - R = 50 nm	2,431	-1,18	-8,619	6,149	-19,61	-5,175
Antena 02 - R = 100 nm	2,430	0,27	-6,776	7,992	-17,77	-7,53
Antena 03 - R = 150 nm	2,491	-0,942	-9,140	5,628	-20,13	-5,42
Antena 04 - R = 200 nm	2,471	-0,33	-8,49	6,271	-19,49	-6,46
Antena 05 - R = 250 nm	2,426	1,432	-4,893	9,875	-15,88	-10,6
Antena 06 - R = 300 nm	2,461	0,3748	-7,098	7,671	-18,09	-7,98

Fonte: Autoria própria, 2016.

As curvas das perdas de retornos das antenas de Prata variam de acordo com a mudança de raio, onde a frequência se desloca no sentido do aumento e redução da frequência de ressonância. A antena que traz resultados mais expressivos é a 05, pois tem a maior largura de banda e a menor frequência de ressonância, com S_{1,1} igual a -10,6 dB, o que não traduz-se em excelente resultado.

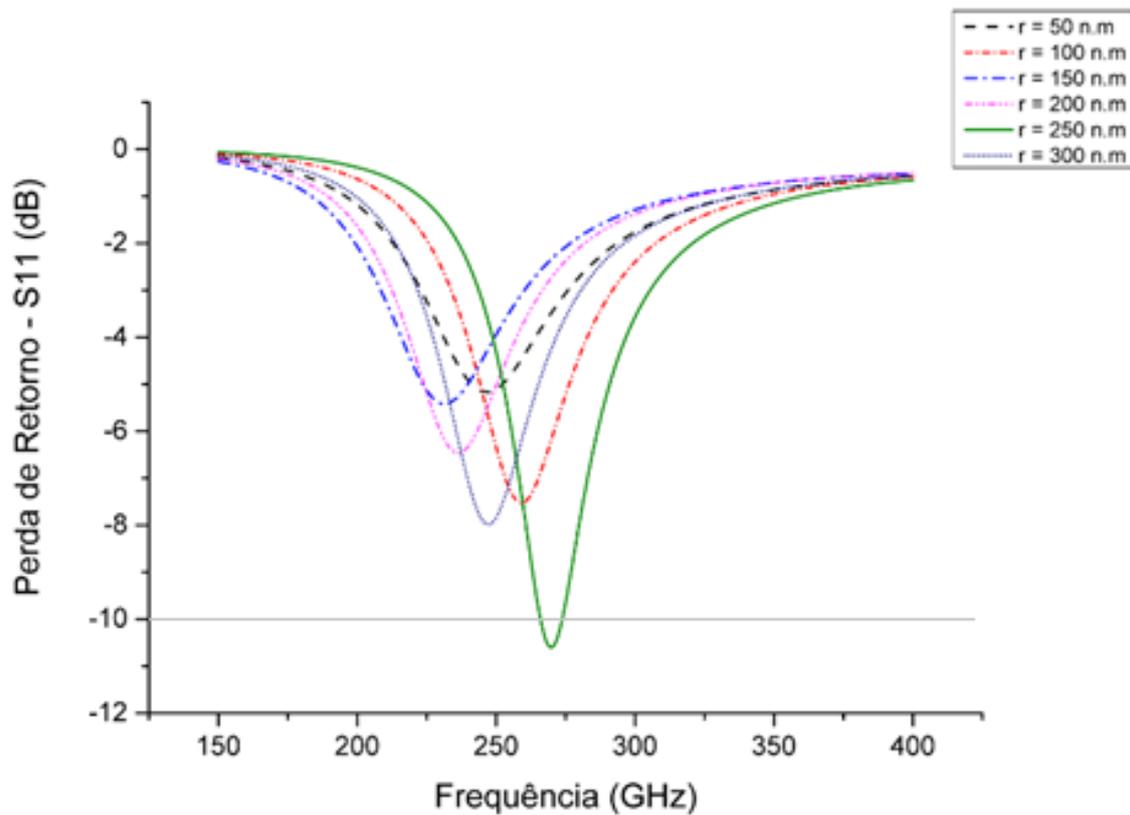


Figura 35 - Perda de Retorno das antenas de Prata com mudança de raio.

Fonte: Autoria própria, 2016.

3.3.3. Antena de Dipolo simulada com Ouro

Assim como para as antenas com PEC e Prata, e baseado na Tabela 10, observa-se que a diretividade não varia expressivamente com o aumento do raio, essa possui valores próximos a 2,4 dBi, já o ganho (IEEE), ganho realizado, campo elétrico, potência e $S_{1,1}$ crescem e decrescem arbitrariamente com o aumento do raio da antena.

A perda de retorno da antena 05 é exatamente -10 dB, apesar de não representar um excelente resultado, é a única desse grupo de simulações que atingiu esse valor, já que nenhuma das demais teve $S_{1,1}$ abaixo de -10 dB, assim, para essas dimensões de comprimento, raio e gap, essas antenas de ouro estão descartadas, sendo necessário redimensioná-las para melhorar o parâmetro $S_{1,1}$.

Tabela 10 - Parâmetros das antenas com Ouro em função da variação do raio.

Dimensão R da antena	Diretividade (dBi)	Ganho (IEEE) (dB)	Ganho Realizado (dB)	Campo elétrico (dBV/m)	Potência (dBW/m²)	S1,1 (dB)
Antena 01 - R = 50 nm	2,435	-1,711	-9,209	5,559	-20,2	-4,53
Antena 02 - R = 100 nm	2,43	-0,1038	-7,208	7,56	-18,20	-6,79
Antena 03 - R = 150 nm	2,489	-1,461	-9,719	5,049	-20,71	-4,76
Antena 04 - R = 200 nm	2,468	-0,7958	-8,944	5,824	-19,94	-5,72
Antena 05 - R = 250 nm	2,426	1,231	-5,167	9,601	-16,16	-10
Antena 06 - R = 300 nm	2,468	0,0255	-7,692	7,076	-18,68	-7,15

Fonte: Autoria própria, 2016.

Os resultados para a perda de retorno das antenas de Ouro foram semelhantes aos das antenas de Prata, onde a antena que também traz resultados mais expressivos é a 05, pois tem a maior largura de banda e a menor frequência de ressonância, com S1,1 igual a -10 dB, o que também não traduz-se em excelente resultado.

Como esses resultados não foram satisfatórios será necessário um aumento contínuo no raio, com R acima de 300 nm, para que a perda de retorno das antenas esteja abaixo de -10 dB.

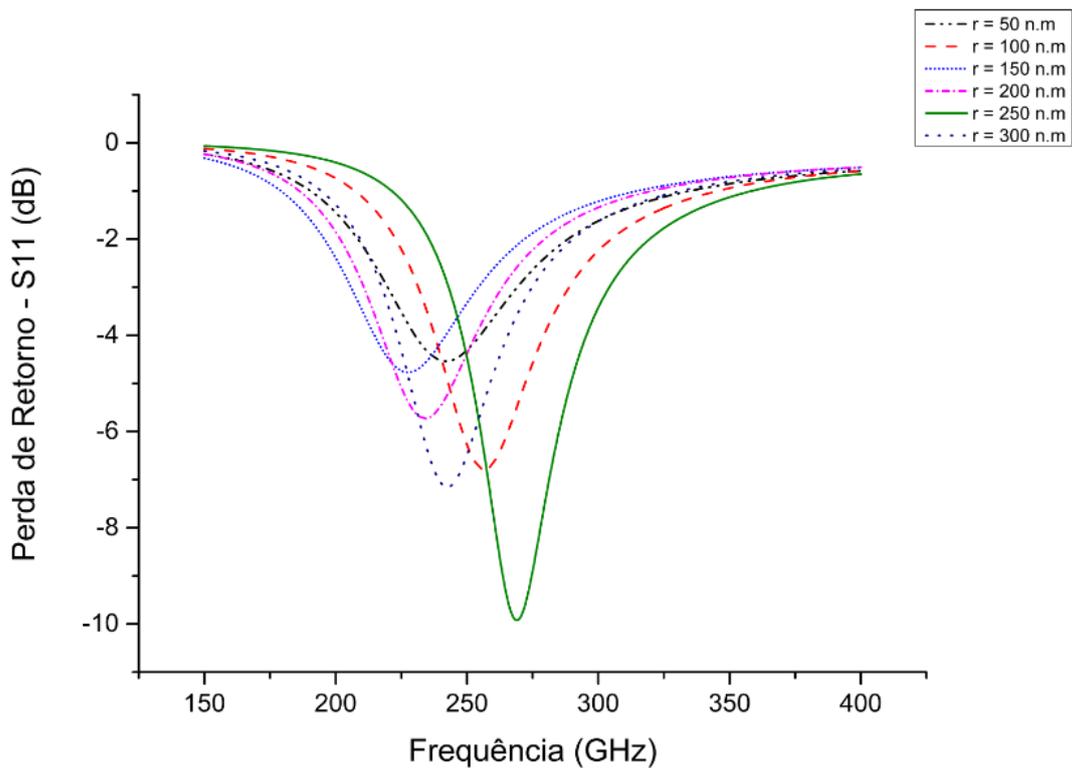


Figura 36 - Perda de Retorno das antenas de Ouro com mudança de raio.

Fonte: Autoria própria, 2016.

3.3.4. Antena de Dipolo simulada com grafeno

A Tabela 11 mostra que a diretividade das antenas varia pouco expressivamente com o aumento do raio, onde o valor máximo é 1,996 dBi e mínimo 1,369 dBi, para as antenas 04 e 05 respectivamente. Os valores para o ganho (IEEE), ganho realizado, campo elétrico e potência são todos muito pequenos, indicando que as antenas de dipolo com grafeno não possuem boas características para aplicação prática.

Pela Tabela 11, assim como nas simulações com grafeno para mudança de comprimento, percebe-se valores muito baixos para as propriedades.

Pelos resultados de $S_{1,1}$ na Tabela 11, pode ser visto que esse parâmetro é menor que -10 dB nos os dois modos da antena 03, no primeiro canal das antenas 04 e 05 e no segundo canal da antena 06.

O ganho (IEEE) é sempre maior que o ganho realizável, pois aquele não inclui perdas pelo não casamento de impedâncias.

Nessas simulações os valores dos ganhos são iguais, demonstrando que as antenas de dipolo com grafeno, que possui baixa condutividade elétrica, apresentam péssimos resultados para os parâmetros estudados.

Tabela 11 - Parâmetros das antenas com grafeno em função da variação do raio.

Dimensão R da antena	Diretividade (dBi)	Ganho (IEEE) (dB)	Ganho Realizado (dB)	Campo elétrico (dBV/m)	Potência (dBW/m²)	S_{1,1} (dB)
Antena 01 - R = 50 nm	1,88	-57,4	-57,4	-42,7	-68	-6,1 e -3,82
Antena 02 - R = 100 nm	1,498	-64,8	-64,8	-50,1	-75,8	-7,6 e -6,82
Antena 03 - R = 150 nm	1,847	-34,7	-34,7	-19,9	-45,7	-10,2 e -13,5
Antena 04 - R = 200 nm	1,996	-33,6	-33,6	-18,8	-44,6	-14,8 e -8,4
Antena 05 - R = 250 nm	1,369	-91,3	-91,3	-76,6	-100	-11,5 e 7,8
Antena 06 - R = 300 nm	1,801	-42,1	-42,1	-27,4	-53,1	-10 e -11,4

Fonte: Autoria própria, 2016.

As Figuras 37 e 38 representam as perdas de retorno para antenas de grafeno com variação de raio, onde novamente foram plotadas separadamente para melhor interpretação dos resultados.

Pela Figura 37, que representa as antenas 01 e 02, percebe-se que o primeiro canal possui largura de banda e frequência de ressonância próximas, havendo uma variação apenas no S_{1,1}, onde na antena 02 houve uma diminuição para -7,6 dB. Quanto ao segundo canal, houve variação maior na largura de banda, na frequência de ressonância e na perda de retorno, apesar de que nenhum dos modos possui S_{1,1} menor que -10 dB.

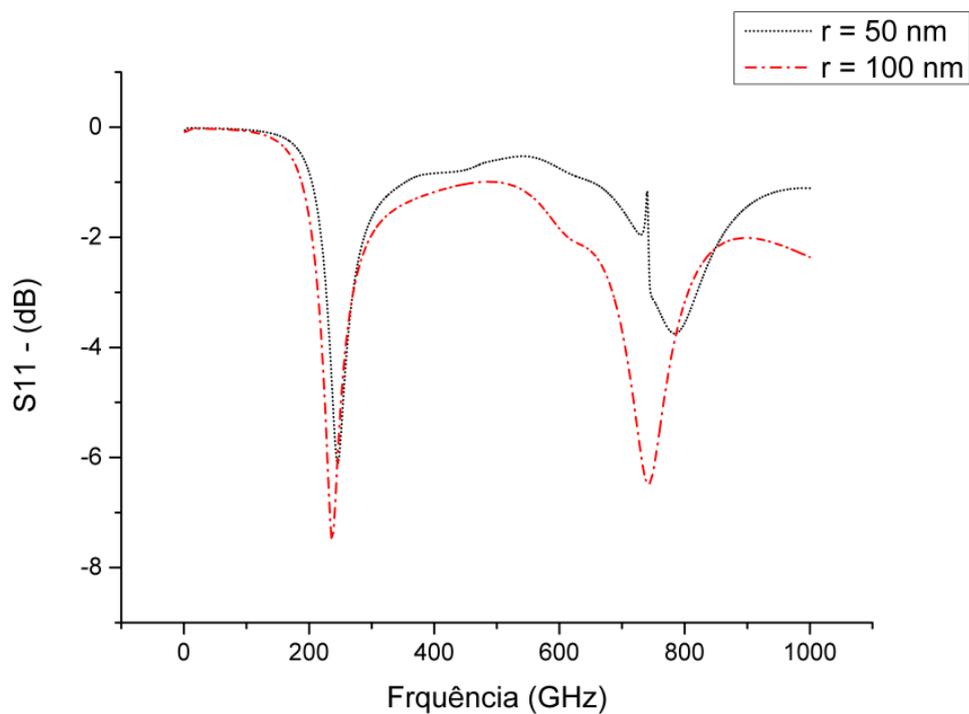


Figura 37 - Perda de Retorno das antenas 01 e 02 de grafeno com mudança de raio.

Fonte: Autoria própria, 2016.

Pela Figura 38 observa-se o primeiro canal das quatro antenas ressoa com uma frequência de ressonância bem próxima uma da outra, e no segundo há uma redução gradativa da mesma com o aumento do raio.

A largura de banda do primeiro canal das antenas não variou, porém no segundo, houve um aumento gradativo com o aumento do raio.

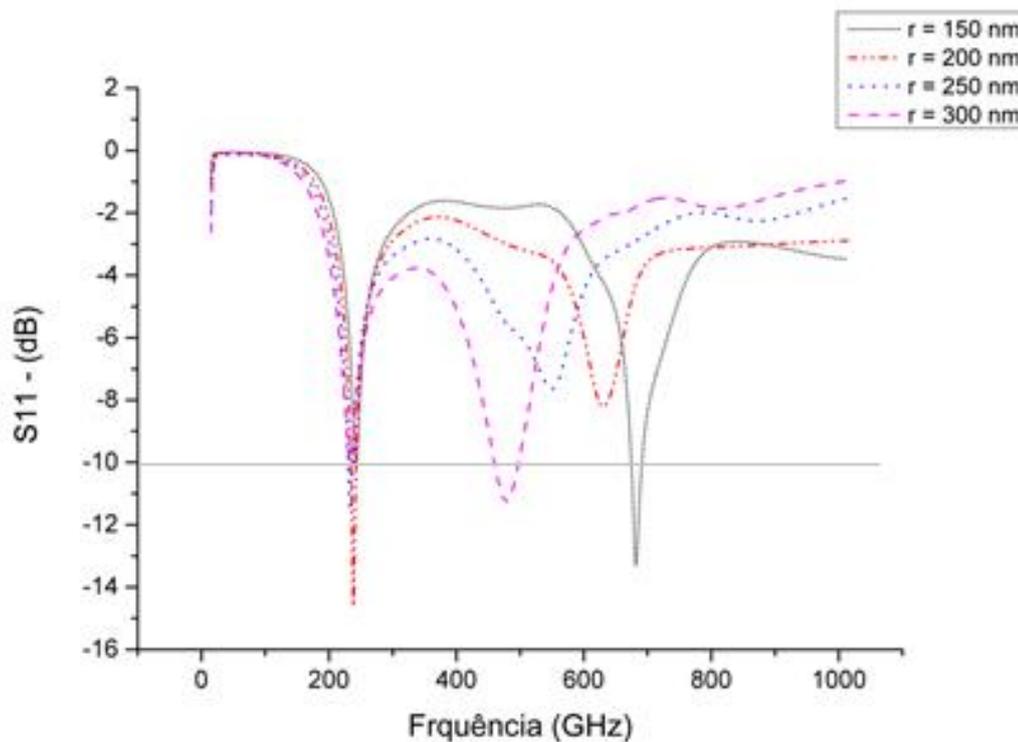


Figura 38 - Perda de Retorno das antenas 03, 04, 05 e 06 de grafeno com mudança de raio.

Fonte: Autoria própria, 2016.

4. ANTENA DE MICROFITA

4.1. ANTENA DE MICROFITA PADRÃO

Para antena de microfita padrão miniaturizada utilizada como primeira simulação, mostrada na Figura 39(a), foi adotada uma estrutura com *patch* retangular alimentada por linha de microfita, projetada para a frequência de 200 GHz. O substrato dielétrico utilizado foi o Rogers TMM 10, material cerâmico compósito muito utilizado nas antenas de microfita, com largura (W) e comprimento (L), onde a permissividade relativa (ϵ_r) é de 9.1 e tangente de perdas ($\text{tg } \delta$) de 0,0022, com altura (h). O *patch* possui largura (W_0) e comprimento (L_0). A linha de microfita possui comprimento (t) e largura (m), como pode ser visto na Figura 39(b). O material metálico adotado para o *patch*, plano de terra e linha de microfita foi o PEC, com espessura desprezível.

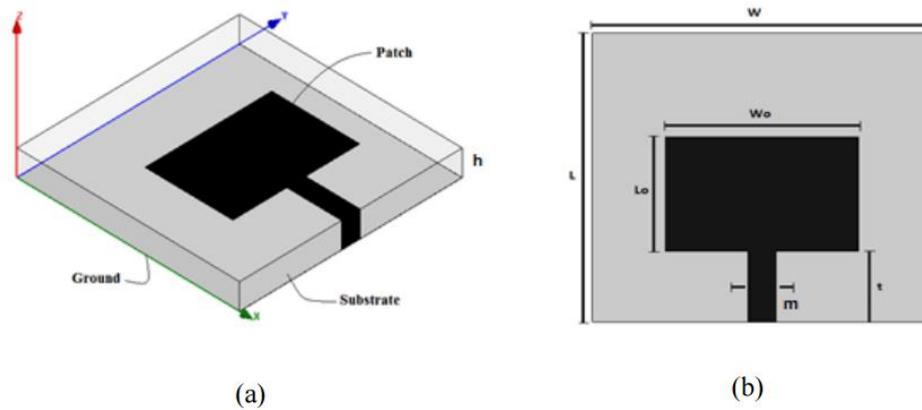


Figura 39 - Antena de microfita padrão: (a) Modelagem na plataforma computacional (b) Dimensões da nanoantena.

Fonte: SILVA, 2015.

A Tabela 12 mostra as dimensões das antenas a serem simuladas, onde nas mesmas será mudado o material do *patch*, utiliza-se o PEC e o grafeno, com a inserção de metamaterial no substrato, para as antenas 03 e 04.

Tabela 12 - Dimensões das nanoantenas de microfita.

Antena	Dimensão (μm)
Antena padrão com PEC no <i>patch</i>	$L = 1000$; $W = 1000$; $W_o = 500$;
	$L_o = 300$; $h = 200$; $t = 350$ e $m =$
Antena com grafeno no <i>patch</i>	30

Fonte: Autoria própria, 2016.

A Figura 40 mostra duas representações dos diagramas de radiação para campos distantes, 2D e 3D no plano E (plano y-z, vermelho) e plano H (plano x-z, azul).

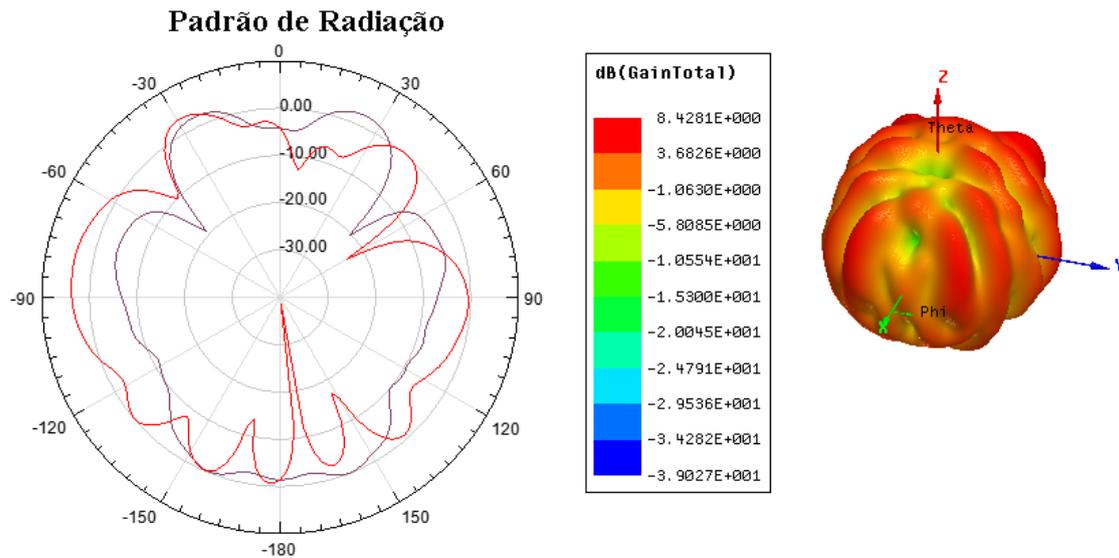


Figura 40 - Resultados simulados dos diagramas de radiação em 2D e 3D do plano E e plano H.

Fonte: Autoria própria, 2016.

O ganho total da antena padrão é de 8,4 dB, onde percebe-se pela Figura 40 que o padrão de radiação possui alguns ângulos com baixa distribuição de campo elétrico e magnético no espaço.

4.2. ANTENA DE MICROFITA COM GRAFENO NO PACHT

A modelagem da antena aqui proposta possui as mesmas dimensões da antena padrão, como mostrada na Tabela 2, entretanto, o *patch* será constituído por grafeno, visando analisar o comportamento eletromagnético da mesma comparada com a antena padrão.

As antenas de microfita miniaturizadas, com e sem grafeno no *patch*, vêm sendo estudadas por diversos autores, tais como Bala e Marwaha, 2016, e Singh, 2010, onde a possibilidade de se utilizar materiais dielétricos adequados para design das mesmas tem sido explorada, e seus efeitos sobre características de radiação, tais como perda de retorno, largura de banda, ganho, diretividade, eficiência de radiação, tem sido investigadas.

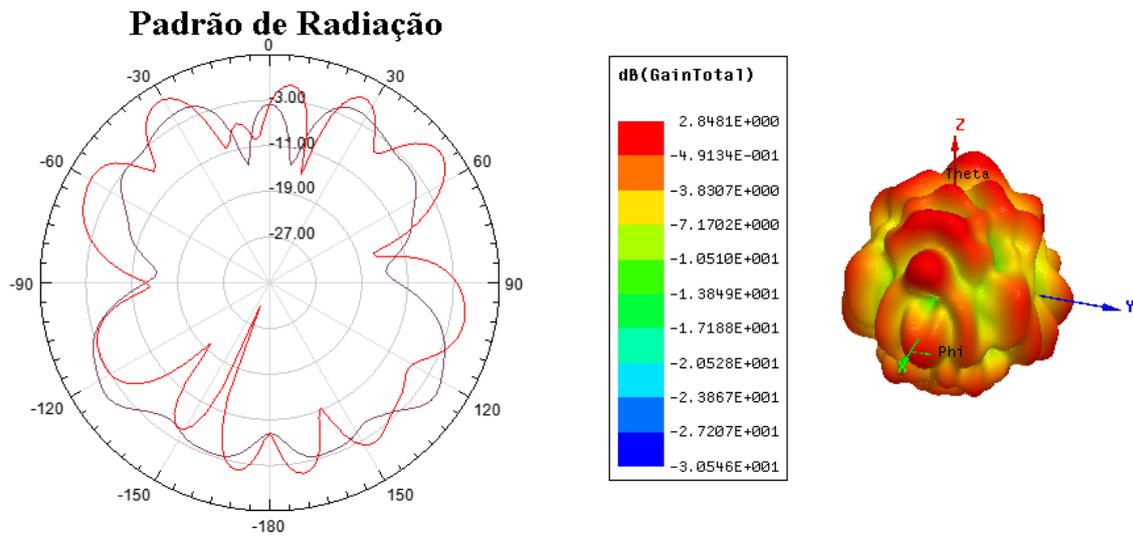


Figura 41 - Resultados simulados dos diagramas de radiação em 2D e 3D do plano E e plano H.

Fonte: Autoria própria, 2016.

Com a troca do PEC pelo grafeno no patch, percebe-se que o ganho total foi reduzido para 2,48 dB. Assim como para antena anterior, o padrão de radiação possui alguns ângulos com baixa distribuição de campo elétrico e magnético no espaço.

A figura 42 mostra as perdas de retorno para as duas primeiras antenas simuladas, com PEC e grafeno no *patch*, onde características como frequência de ressonância, perda de retorno e largura de banda podem ser comparadas.

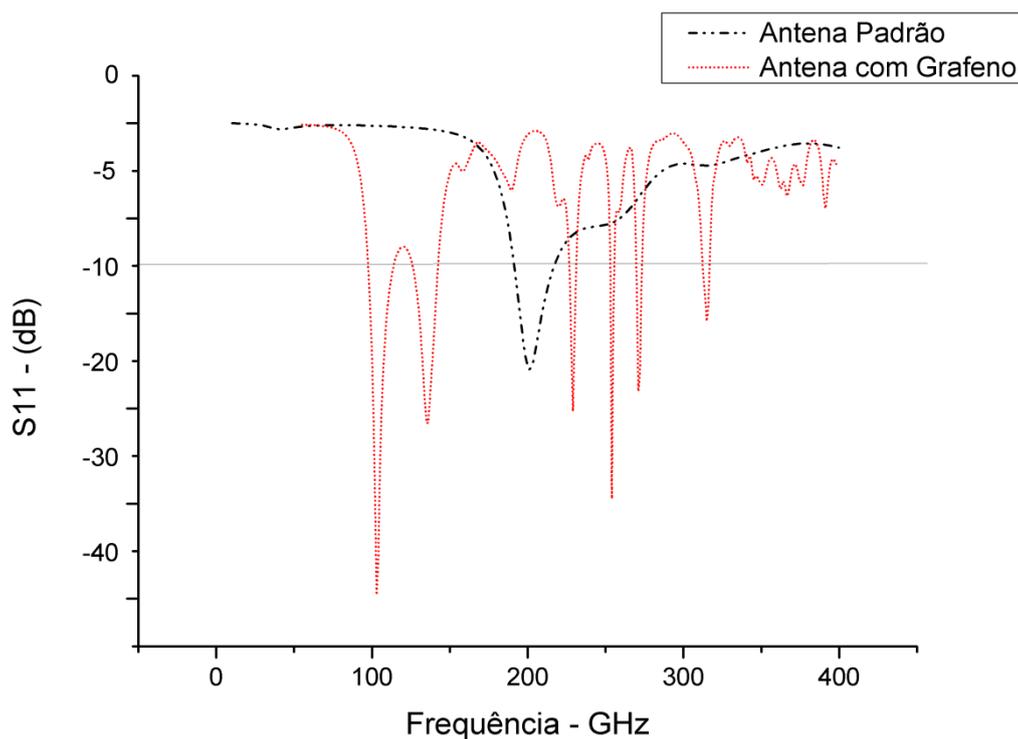


Figura 42 – Gráfico comparativo das perdas de retorno das antenas Padrão e com grafeno.

Fonte: Autoria própria, 2016.

Para a antena padrão, com PEC no patch, a frequência de ressonância é de 200 GHz, onde a mesma apresenta apenas um canal. Para a antena com grafeno no patch surgiram inúmeros modos, onde para os dois primeiros a frequência de ressonância é de 105 e 140 GHz, respectivamente, o que mostra uma redução da frequência de trabalho.

A primeira antena simulada possui maior largura de banda, 50 GHz, já na segunda, nos seus dois primeiros modos o valor foi reduzido para 15 e 18 GHz.

4.3.RESULTADOS

A Tabela 13 mostra os resultados das simulações com as antenas de microfita miniaturizadas, com as configurações mostradas anteriormente, assim pode-se avaliar a

frequência de ressonância, perda de retorno, ganho, diretividade, largura de banda e porcentagem de BW em relação à frequência de ressonância.

Tabela 13 - Resumo dos parâmetros das antenas de microfita.

Antena	Frequência de ressonância - GHz	S_{1,1} (dB)	Ganho	Diretividade (dB)	Largura de Banda (BW) - GHz	Porcentagem de BW em relação à frequência de ressonância
Antena Padrão	200	-23	8,42	8,6	50	25%
Grafeno no Patch	105 e 140	-48 e -26	2,84	6,91	15 e 18	14,3% e 12,8%

Fonte: Autoria própria, 2016.

Neste grupo de simulações foram analisadas quatro configurações de antenas de microfita, com o patch formado por PEC e grafeno, o substrato é formado pelo Rogers TMM 10, material com alta permissividade elétrica relativa.

As antenas propostas apresentaram frequência de trabalho em torno de 200 GHz, onde a menor delas é de 105 GHz para as antenas com grafeno no Patch, e a maior foi de 200 GHz, para a antena padrão.

As perdas de retornos das quatro antenas possuem valores bem significativos, sendo o menor de -48 dB e o maior com -23 dB, onde apenas a antena padrão não possui diversos modos.

Segundo Daniels et al. 2007 e Frigyes, 2009, as antenas na faixa de terahertz precisam possuir largura de banda acima de 10% em relação à frequência de ressonância. Pode ser visualizado na Tabela 13 que para todas as quatro antenas de microfita simuladas, a largura de banda atende a esse requisito, mesmo quando se referindo ao segundo canal de cada dispositivo, assim as simulações encontram base nas referências consultadas.

5. CONCLUSÕES

5.1. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nessa dissertação o emprego de nanoantenas foi analisado, com a finalidade de avaliar as propriedades dos dispositivos na faixa de frequência de subterahertz. Os softwares utilizados foram o CST Microwave Studio 2015 ® e o Ansoft HFSS ®.

Entre as antenas de dipolo com diferentes materiais o grafeno se destacou por ter resultados abaixo das demais, esse fato se justifica pelo material possuir condutividade elétrica muito baixa. A antena com PEC, para as configurações propostas, foi a única que mostrou boa largura de banda e perda de retorno, as demais precisam ser redimensionadas. Os resultados nas Tabelas 2 e 3 mostram que esses estão bem próximos à referência consultada, em algumas simulações até superiores.

Quando o comprimento e o raio das antenas foram variados, para se averiguar sua influência, percebe-se que essa é uma alternativa para a sintonização da perda de retorno, largura de banda e frequência de ressonância.

Foram analisados os parâmetros para nanoantenas retangulares à base de grafeno e de PEC. De acordo com algumas referências, tal como Llatser, 2012 e Bala, 2016 as antenas mostram um comportamento ressonante na banda de frequência em terahertz. Além disso, os resultados das simulações demonstram que uma antena com *patch* de grafeno tem potencial para ser usada como tal, podendo ser sintonizável de forma que a frequência de ressonância possa ser alterada com a mudança do material dielétrico ou da altura do substrato. Os resultados das simulações mostraram-se de acordo com as literaturas, deixando clara a importância dos estudos com antenas na faixa de frequência em THZ, sejam elas dipolo ou de microfita.

5.2. RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Para dar continuidade a este trabalho, seguem as seguintes sugestões:

- Simular as antenas de Dipolo no HFSS e comparar com os resultados do CST;

- Simular as antenas de microfita no CST e comparar com os resultados do HFSS;
- Utilizar outros materiais para as antenas de dipolo;
- Utilizar arranjos de antena dipolo e microfita para analisar as propriedades do conjunto;
- Análise de antenas de microfita sobre substrato metamaterial com cilindros tendo diferentes diâmetros e profundidade;
- Análise de antenas de microfita sobre substrato metamaterial com EBG.
- Análise de antenas de microfita com diversos outros substratos.
- Análise de antenas de microfita com outras formas de patch;
- Construir as antenas simuladas por meio de deposição com plasma.

6. REFERÊNCIAS

A Hirata, T. Kosugi, H. takahashi, R. Yamaguchi, F. nakajima, T. Furuca, H. Ito, H. Sugahara, Y. Sato, and T. Nagatsuma, "120 GHz band millimeter-wave photonic wireless link for 10- Gb/2 data transmission," *IEEE Trans. Microw. Theo. Tech.*, Vol. 54, n° 5, pp 1937-1944, 2006.

A. N. Z. Rasheda, H. A. Sharsharb, Optical microstrip patch antennas design and analysis, *Int. J. Optics*, 2013. 4331– 4335.

A. Porch, D. Morgan, R. Perks, M. Jones, P.P. Edwards, Electromagnetic absorption in transparent conducting films, *J. Appl. Phys.* 95 (May (9)) (2004).

A.A. Deshmukh, K.P. Ray, A. Mainkar, J. Gohil, P. Mahale, Dual polarized stubloaded compact microstrip antennas, *Int. J. Microw. Opt. Technol.* May (2009)153–159.

A.T. Silver, A. Sanchez-Juarez, A. Avila-Garcia, Properties of gallium-doped ZnO deposited onto glass by spray pyrolysis, *Int. Symp. H-Fuel Cell PhotovoltaicSyst.* 55 (1998) 1–2.

Bachtold, P. Hadley, T. Nakanishi, and C. Dekker, "Logic circuits with carbon nanotube transistors," *Science*, vol. 294, no. 5545, pp. 1317–1320, 2001.

Burke, "An RF circuit model for carbon nanotubes," *IEEE Trans. Nanotechnol.*, vol. 2, no. 1, pp. 55–58, Jan. 2003.

Burke, I. B. Spielman, J. P. Eisenstein, L. N. Pfeiffer, and K. W. West, "High frequency conductivity of the high-mobility two-dimensional electron gas," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 76, no. 6, pp. 745–747, 2000.

Burke, S. Li, and Z. Yu, "Quantitative Theory of Nanowire and Nanotube Antenna Performance", IEEE Transactions on Nanotechnology, vol. 5, no. 4, pp 314-334, July 2006.

BALA, Rajni; MARWAHA, Anupma. Investigation of graphene based miniaturized terahertz antenna for novel substrate materials. Engineering Science and Technology, an International Journal, v. 19, n. 1, p. 531-537, 2016.

CASTRO, Fernando; FRANCO, Paulo. Antenas. Rio Grande do Sul, 2015. (Apostila).

C. A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design," John Wiley and Sons: New York, 2001.

Cao, L., Fan, P., Vasudev, A. P., White, J. S., Yu, Z., Cai, W. & Brongersma, M. L. Semiconductor nanowire optical antenna solar absorbers. Nano letters, v. 10, n. 2, p. 439-445, 2010.

CHEN, Pai-Yen; ALÙ, Andrea. Optical nanoantenna arrays loaded with nonlinear materials. Physical Review B, v. 82, n. 23, p. 235405, 2010.

D. Leff, "The truth about nanotechnology, ZDNet Austrália, www.zdnet.com.au, Dec. 6, (2002).

D. Minoli, "Nanotechnology applications to telecommunications and networking", J. D. W. Pohl. Near field optics seen as an antenna problem. In Near-field optics: principles and applications - The second Asia-Pacific workshop on near field optics, 1999.

D.L. Woolard, J. O. Jensen, R.J. Hwu, and M. S. Shur, (eds.), "Terahertz science and technology for military and security applications," World Scientific, Singapore, 2007.

D.L. Woolard, R. Brown, M. Pepper, and M. Kemp, "Terahertz frequency sensing and imaging: at time of reckoning future applications?," Proc. IEEE, vol 93, n° 10, pp. 1722-1743, 2005.

Dicionário Houaiss da Língua Portuguesa, online, (2008).

E. C. Richard and C.S.Poul, "Design and Field-of-view calibration of 114-660 GHz optics of the earth observing system microwave limb sounder," IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 44, n° 5, pp. 1166-1181, 2006.

E. Giannelis, "Discovering materials science and engineering", Department of materials science and engineering, Cornell University, Ithaca, NY, ww.mse.cornell.edu (2002).

E. Oesterschulze, G. Georgiev, M. Muller-Wiegand, A. Vollkopf, and O. Rudow. Transmission line probe based on a bow-tie antenna. J. Microscopy, 202:39, 2001.

E. R. Bronw, "Fundamentals of terrestrial millimeter-wave and THz remote sensing, " Int. J. High Speed Electron. Systems, vol. 13, n° 4, pp. 995-1097, 2003.

FERREIRA, S. C. Antenas de rádio frequências para o VORSat. 2012. 111 f. Dissertação (Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores) – Repositório Aberto da Universidade do Porto, Porto. 2012.

Frigyes, J.Bito,B.Hedler, and L. C.-Horvath, "applicability of 50-90 GHz frequency bands in feeder networks," Proc. Eur. Antennas Propag. Conf. Berlin, Germany, March 23-27, 2009, pp. 336-340.

Filonov, D. S., Krasnok, A. E., Slobozhanyuk, A. P., Kapitanova, P. V., Nenasheva, E. A., Kivshar, Y. S., & Belov, P. A. Experimental verification of the concept of all-dielectric nanoantennas. Applied Physics Letters, v. 100, n. 20, p. 201113, 2012.

Fahim, N. F., Jia, B., Shi, Z., & Gu, M. Simultaneous broadband light trapping and fill factor enhancement in crystalline silicon solar cells induced by Ag nanoparticles and nanoshells. *Optics express*, v. 20, n. 105, p. A694-A705, 2012.

G. J Kim, W. K. Han, J. II Kim, and G. Jeon, "High Resolution Terahertz imaging (T-ray) with a horn antenna " Proc. 35th Int. Conf. On Infrared Milli. And Terahertz Waves, Rome, Italy, Sep. 05/08/2010, pp. 1-2.

G. M. Rebeiz, "Millimeter-wave and Terahertz integrated circuit antennas," Proc. IEEE, vol. 80, n° 11. Pp. 1748-1770, 1992.

G. Rafi, L. Shafai, Broadband microstrip patch antenna with V-slot, *IEE Proc.Microw. Antennas Prop.* 151 (2004) 435–440.

G.Z. Rafi, L. Shafai, A perturbed E-shaped patch antenna for wideband WLAN applications, *Electron. Lett.* 40 (19) (2004) 1166–1167.

H. Osman, E.A. Aballah, A.A. Abdel Rhim, A novel broadband compact circular disk microstrip antenna for wireless applications, *PIERS Online* 4 (7) (2008)761–766.

I. Safi and H. J. Schulz, "Transport in an inhomogeneous interacting one-dimensional system," *Phys. Rev. B*, vol. 52, no. 24, pp. 17 040–17 043, 1995.

J. Ansari, P. Singh, S.K. Dubey, R.U. Khan, B.R. Vishwakarma, Analysis of stacked V-slot loaded patch antenna for wideband application, *Microw. Opt. Technol.Lett.* 51 (2) (2009) 324–330.

J. Ansari, R.B. Ram, Broadband stacked U-slot microstrip patch antenna, *Prog.Electromagn. Res. Lett.* 4 (2008) 17–24.

J. D. Kraus and R. J. Marhefka, "Antennas for all applications," McGraw Hill, New York, 2002.

J. Federici and L. Moeller, "Review of Terahertz and subTerahertz wireless communications" *J. Appl. Phys.*, vol. 107, n° 11, pp. 111101-1-21, 2010.

J. Fitzgerald, E. Berry, N. N. Zinoviev, G. C. Walker, M. A. Smith, and J.M. Chamberlain, "An introduction to medical imaging with coherent Terahertz frequency radiation," *Phys. Med. Biol.*, vol. 47, pp. R67-R84, 2002.

J. Laskar, S. Princl, D. Dawn, S. Sarkar, B. Perumana, and P. Sen, "The next wireless wave in millimeter wave," *Microw. J.*, vol. 50, pp. 23-36, 2007.

J.L. Volakis, *Antenna Engineering Handbook*, Wiley publisher, 2007.

J.M. Chamberlain, "Where optics meets electronics: recent progress in decreasing the Terahertz gap," *Phil. Trans. R. Soc. Lond. A*, vol. 362, n° 1815, pp. 199-213, 2004.

JEONG, Sangmoo; MCGEHEE, Michael D.; CUI, Yi. All-back-contact ultra-thin silicon nanocone solar cells with 13.7% power conversion efficiency. *Nature communications*, v. 4, 2013.

JHA, Kumud Ranjan; SINGH, G. Analysis and design of enhanced directivity microstrip antenna at terahertz frequency by using electromagnetic bandgap material. *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, v. 24, n. 5, p. 410-424, 2011.

KRASNOK, A. E. MAKSYMOW, I. S. DENISYUK, A. I. BELOV, P. A. MIROSHNICHENKO, A. E. SIMOVSKI, C. R. KIVSHAR, Y. S. Optical nanoantennas. *IOP Science, Uspekhi Fizicheskikh Nauk, Russian Academy of Sciences, Physics Uspekhi* 56 (6) 539 – 564. 2013. <iopscience.iop.org>. Data de acesso: 16/02/2015.

K.F. Tong, K.M. Luk, K.F. Lee, R.Q. Lee, A broad-band U-slot rectangular patchantenna on a microwave substrate, *IEEE Trans. Antennas Prop. AP-48* (June (6))(2000) 954–960.

K.L. Wong, C.L. Tang, J.Y. Chiou, Broad band probe-fed patch antenna with aW-shaped ground plane, *IEEE Trans. Antennas Prop. AP-50* (June (6)) (2002)827–831.

K.L. Wong, *Compact and Broadband Microstrip Antennas*, John Wiley and Sons Inc., New York, NY, 2002.

K.L. Wong, W.H. Hsu, Broadband triangular microstrip antenna with U-shapedslot, *Electron. Lett.* 33 (1997) 2085–2087.

K.P. Ray, S. Nikhil, A. Nair, Compact tunable and dual band circular microstripantenna for GSM and bluetooth applications, *Int. J. Microw. Opt. Technol.* July(2009) 205–210.

Kuznetsov, A. I., Miroshnichenko, A. E., Fu, Y. H., Zhang, J., & Luk'Yanchuk, B. (2012). Magnetic light. *arXiv preprint arXiv:1205.1610*, 2012.

L. Novotny, B. Hecht, *Principles of Nano-optics*, Cambridge University Press, Cambridge, 2006.

L. Novotny. *Progress in Optics*, chapter 5, page 137. Elsevier, 2007.

Llatser, I., Kremers, C., Cabellos-Aparicio, A., Jornet, J. M., Alarcón, E., & Chigrin, D. N. Graphene-based nano-patch antenna for terahertz radiation. *Photonics and Nanostructures-Fundamentals and Applications*, v. 10, n. 4, p. 353-358, 2012.

M. Abbaspour, H.R. Hassani, Wideband star-shaped microstrip patch antenna,*Prog. Electromagn. Res. Lett.* 1 (2008) 61–68.

M. J. Rosker and H. B. Wallace, "Imaging through the atmosphere at Terahertz frequencies" Proc. IEEE Int. MTT-S Symp. Honolulu, Hawaii, Jun 3-8, 2007, pp. 773-776.

M. K. Choi, K. Taylor, A. Bettermann and D.W. Vander Weide, "Broadband 10-300 GHz stimulus response sensing for chemical and biological entities", Phys. Med. Biol., vol 47, pp. 3777-3797, 2002.

KOCH, Martin. Terahertz communications: A 2020 vision. In: Terahertz Frequency Detection and Identification of Materials and Objects. Springer Netherlands, 2007. p. 325-338.

M. Tonouchi, "Cutting-edge Terahertz technology," Nature Photonics, vol. 1, n° 2, pp. 97-105, 2007.

M. Toyoshima, "Trends in satellite communications and the role of optical free-space communications," J. Opt. Networking, vol. 4, n° 6, pp. 300-311, 2005.

Markov G T, Sazonov D M Antenny (Antennas) (Moscow: Energiya, 1975)

Marinica, D. C., Kazansky, A. K., Nordlander, P., Aizpurua, J., & Borisov, A. G. Quantum plasmonics: nonlinear effects in the field enhancement of a plasmonic nanoparticle dimer. Nano letters, v. 12, n. 3, p. 1333-1339, 2012. APA

Noskov R E, Krasnok A E, Kivshar Yu S New J. Phys. 14 093005 (2012)

POZAR, 2011. Microwave Engineering 4th; JohnWiley & Sons.

P. H. Siegel, "Terahertz Tecnology," IEEE Tans. Microwave Theory and Tech., vol. 50, n°. 3, pp. 910-928,2002.

P. H. Siegel, "THz technology in bilogy and medicine," IEEE Trans. Microwave Theory and Technique, vol. 52, n° 10, pp. 2238-2448, 2004

P.H. Siegel, "THz instruments for space," *IEEE Trans. on Antennas Propag.* vol 55, n° 11, pp. 2957-2965, 2007.

R. Bancroft, *Microstrip and Printed Antenna Design*, second ed., Science technology publishing (Taylor's and Francis Publisher), 2009.

R. D. Grober, R. J. Schoelkopf, and D. E. Prober. Optical antenna: towards a unity efficiency near-eld optical probe. *Appl. Phys. Lett.*, 70:1354, 1997.

R. Feynman. There's plenty of room at the bottom. *Eng. Sci. Mag.*, 23:22, 1960.

R. Pant, P. Kalal, S.S. Pattnaik, R.C. Saraswat, A circularly polarized rectangular patch antenna on a cylindrical surface, *Int. J. Microw. Opt. Technol.* (2008)443–444.

R. Piesiewicz, M. N. Islam, M. Koch and T. Kurner, "Towards short-range Terahertz communications system: basic considerations," *Proc. 18th Int. Conf. Appl. Electromagnetics Commn. Dubrovnik, Croatia, Oct. 12-14, 2005*, pp. 1-5.

R. Piesiewicz, T. Kelvin-Ostmann, N. Krumbholz, D. Mittleman, M. Kock, J. Schoebel, and T. Kuner, "Short-range ultra broadband Terahertz communication: concept and perspectives," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 49, n° 6, pp. 24-39, 2007.

R.C. Daniels and R.W. Heath, "60 GHz wireless communications: immerging requirements and design recommendations," *IEEE Veh. Tech. Mag.*, vol.2, n° 3, pp. 41-50, 2007.

S. Li, Z. Yu, S. F. Yen, W. C. Tang, and Burke, "Carbon nanotube transistor operation at 2.6 GHz," *Nano Lett.*, vol. 4, no. 4, pp. 753–756, 2004.

S. M. Kang, Burke, L. N. Pfeiffer, and K. W. West, "AC ballistic transport in a two-dimensional electron gas measured in gaas/algaas heterostructures," *Phys. Rev. B*, vol. 72, no. 16, p. 165312, 2005.

S. Raghavan, D. Sriram Kumar, M.S. Kishore Kumar, Reconfigurable patch slot antenna for circular polarization diversity, *Int. J. Microw. Opt. Technol.* (2008)419–425.

S. Raghavan, T. Shanmuganatham, M.S. Kishore Kumar, Reconfigurable patch antenna with switchable L-shaped slots for circular polarization diversity, *Microw. Opt. Technol. Lett.* 50 (2008).

S. Wi, Y.-S. Lee, J.-G. Yook, Wideband microstrip patch antenna with U-shaped parasitic elements, *IEEE Trans. Antennas Prop.* 55 (2008) 1196–1199.

SILVA, J. L. Estudo do comportamento de antena de microfita com substrato metamaterial. 2015. 80f. . Dissertação (Mestrado em Sistema de Comunicação e Automação) – Universidade Federal Rural do Semi-árido, Mossoró, 2015.

SINGH, G. Design considerations for rectangular microstrip patch antenna on electromagnetic crystal substrate at terahertz frequency. *Infrared Physics & Technology*, v. 53, n. 1, p. 17-22, 2010.

T. Kleine and T. Nagatsuma, “ A review on Terahertz communications research,” *J. Infrared milli. Terahz Waves*, vol. 32, n° 2, pp. 143-171, 2001.

TRANS-TEL. Curso de Antenas: Utilização de Antenas de Transmissão. Disponível em:< <http://www.transtelconti.com.br/cursoAntenas.html>>. Acesso em: 20 de mar. 2016.

T. Kleub-Ostman, K. Pierz, G. Hein, P. Dawson, and M. Koch, "Audio signal transmission over THz communication channeling using semiconductor modulator," *Electron Lett.*, vol. 40, n° 2, pp. 124-125, 2004.

V. A. Sablikov and B. S. Shchamkhalova, “Dynamic transport of interacting electrons in a mesoscopic quantum wire,” *J. Low Temperature Phys.*, vol. 118, no. 5–6, pp. 485–494, 2000.

V. Derycke, R. Martel, J. Appenzeller, and P. Avouris, “Carbon nanotube inter- and intramolecular logic gates,” *Nano Lett.*, vol. 1, no. 9, pp. 453–456, 2001.

V.S. Chintakindi, S.S. Pattnaik, O.P. Bajpai, S. Devi, P.K. Patra, K.M. Bakwad, PSOdriven RBF NN to calculate Microstrip patch Antenna parameter, *Int. J. Microw.Opt. Technol.* March (2009) 90–94.

W. Chai, X. Zhang, J. Liu, Broadband microstrip antenna fed by a novel coupling device, *PIERS Online* 3 (7) (2007) 1064–1066. Wiley and Sons, (2006).

WESSEL, John. Surface-enhanced optical microscopy. *JOSA B*, v. 2, n. 9, p. 1538-1541, 1985.

X. Hao, J. Ma, D. Zhang, X. Xu, Y. Yang, H. Ma, S. Ai, Transparent conduct-ing antimony-doped indium oxide films deposited on exible substrates by r.f.magnetron sputtering, *Appl. Phys. A* 75 (7) (2002) 397–399.

XAVIER JUNIOR, J. B. Contribuição ao Estudo de Nanoantenas para a Faixa de SubTerahertz. 2008. 68 f. Dissertação (Mestrado em Nanotecnologia) – Universidade de Campinas, São Paulo 2008.

Z. Yu and Burke, “Microwave transport in metallic single-walled carbon nanotubes,” *Nano Lett.*, vol. 5, no. 7, pp. 1403–1406, 2005.

APÊNDICE A – Licença provisória para o uso do CST

De: Enjiu, Rodrigo

Enviado: sexta-feira, 27 de março de 2015 07:05

Para: Jonas Rodrigo S. Sousa

Dear Mr. Da Silva Sousa,

Please find attached an evaluation license file for your CST STUDIO SUITE™ installation.

In case of a floating (network) license you may install it on your server using the “CST License Manager” tool. In case of a node-locked license you can choose it directly from the File-Menu (File... License...) of your CST STUDIO SUITE™ installation.

Please note that this license file contains many features which do not belong to a basic standard license. We want to give you the opportunity to explore the enormous versatility of the CST STUDIO SUITE™. Your CST contact partner will be happy to give advice which feature can be useful for you.

Please do not hesitate to contact us if you experience any problems after installing your new license file. Any queries should be directed by email to info@cst.com.

With kind regards

Your CST team