

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ANÁLISE DE NANOENLACES ÓPTICOS SEM FIO COMPOSTOS POR
NANOANTENAS PLASMÔNICAS YAGI-UDA E DIPOLO

TIAGO DOS SANTOS GARCIA

DM 48/2019

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil
2019

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ANÁLISE DE NANOENLACES ÓPTICOS SEM FIO COMPOSTOS POR
NANOANTENAS PLASMÔNICAS YAGI-UDA E DIPOLO

TIAGO DOS SANTOS GARCIA

DM 48/2019

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil
2019

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

TIAGO DOS SANTOS GARCIA

ANÁLISE DE NANOENLACES ÓPTICOS SEM FIO COMPOSTOS POR
NANOANTENAS PLASMÔNICAS YAGI-UDA E DIPOLO

Dissertação submetida à Banca Examinadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPA para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica na área de Telecomunicações.

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil

2019

**Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP) de acordo com ISBD
Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal do Pará
Gerada automaticamente pelo módulo Ficat, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)**

G216a Garcia, Tiago dos Santos
Análise de nanoenlaces ópticos sem fio compostos por
nanoantenas plasmônicas Yagi-uda e dipolo / Tiago dos Santos
Garcia. — 2019.
105 f. : il. color.

Orientador(a): Prof. Dr. Karlo Queiroz da Costa
Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, Instituto de Tecnologia, Universidade Federal
do Pará, Belém, 2019.

1. Nanoplasmonica. 2. Nanoantenas. 3. Nanoenlace optico
sem fio. 4. Potencia de transmissao. I. Título.

CDD 384

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

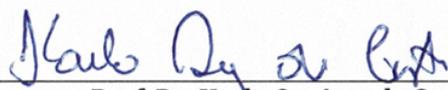
**“ANÁLISE DE NANOENLACES ÓPTICOS SEM FIO
COMPOSTOS POR NANOANTENAS PLASMONICAS YAGI-
UDA E DIPOLO”**

AUTOR: TIAGO DOS SANTOS GARCIA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA À BANCA EXAMINADORA APROVADA PELO
COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, SENDO
JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA
ELÉTRICA NA ÁREA DE TELECOMUNICAÇÕES.

APROVADA EM: 17/12/2019

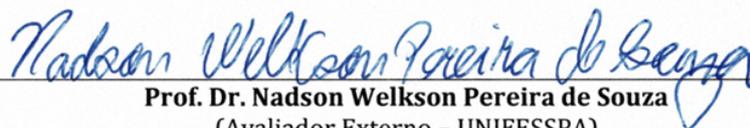
BANCA EXAMINADORA:



Prof. Dr. Karlo Queiroz da Costa
(Orientador - PPGE/UFPA)



Prof. Dr. Manoel Ribeiro Filho
(Avaliador Interno - PPGE/UFPA)



Prof. Dr. Nadson Welkson Pereira de Souza
(Avaliador Externo - UNIFESSPA)

VISTO:

Prof.ª Dr.ª Maria Emília de Lima Tostes
(Coordenadora do PPGE/ITEC/UFPA)

A minha amada Esposa e a minha querida Mãe pelo incentivo para que esta conquista se tornasse possível.

Agradecimentos

Acima de tudo agradeço a Deus pelas oportunidades e conquistas que tem me concedido.

Agradeço a minha mãe Maria das Dores e minha esposa Caroline Garcia, pelo apoio incondicional em todos os momentos de dificuldade e pelos incontáveis incentivos.

Ao Professor Dr. Karlo Queiroz da Costa, por toda ajuda e paciência na orientação, os quais tornaram possível este trabalho.

Aos meus amigos de pesquisa Paulo Amaral e Janilson Leão.

Aos meus queridos amigos Lucas e Maria, Dhonny e Thayanne, Idelvandro e Angeli, Vitor e Marcele e Amanda Mota, pela amizade e palavras de apoio.

Aos meus amigos da Secretaria de Infraestrutura da Unifesspa, em especial a toda equipe da Divisão de Obras e Projetos que direta ou indiretamente contribuíram para este momento.

Por fim agradeço a Unifesspa e a UFPA pelo programa Dinter/Minter que viabilizaram este estudo.

Resumo

Neste trabalho foi feita uma análise teórica comparativa de nanoenlaces ópticos sem fio formados por nanoantenas plasmônicas Yagi-Uda e dipolo. Os resultados da análise das antenas isoladas no modo de transmissão, tais como impedância de entrada, diretividade, ganho, eficiência de radiação, coeficiente de reflexão e diagrama de radiação foram obtidos pelo Método dos Momentos linear, além da análise do efeito de um substrato de dióxido de silício nas propriedades ressonantes da antena que foi obtido do Método dos Elementos Finitos através do *software* COMSOL Multiphysics. A análise numérica do nanoenlace foi realizada pelo Método dos Momentos linear, onde a potência de transmissão e o campo elétrico próximo são investigados e otimizados para os nanoenlaces dos tipos Yagi-Uda/Yagi-Uda, Yagi-Uda/dipolo e dipolo/dipolo. Os resultados mostram que o nanoenlace Yagi-Uda/Yagi-Uda oferece uma melhora na transmissão de potência, em alguns pontos de frequência, em relação aos nanoenlaces dipolo/dipolo e Yagi-Uda/dipolo. Além disso, os resultados demonstram que todos os três enlaces podem operar com boas potências de transmissão em diferentes pontos de frequência, variando a impedância da carga da antena receptora.

Palavras-Chave: Nanoplasmônica, Nanoantenas, Nanoenlace óptico sem fio, Potência de transmissão

Abstract

This work shows a comparative theoretical analysis of plasmonic nanoantennas Yagi-Uda and dipole wireless optical nanolinks. All results found from the isolated antennas at transmission mode such as, input impedance, directivity, gain, radiation efficiency, reflection coefficient and radiation diagram were obtained by the linear Method of Moments, additionally, the effect of a silicon dioxide substrate on antenna resonant properties were obtained by the Finite Element Method through COMSOL Multiphysics software. The numerical analysis of the nanolink is performed by the linear Method of Moments, with the transmission power and the near electric field are investigated and optimized for the nanolinks Yagi-Uda/Yagi-Uda, Yagi-Uda/dipole and dipole/dipole. The results show that the Yagi-Uda/Yagi-Uda nanolinks offers an improvement in power transmission at some frequency points over the nanolinks dipole/dipole and Yagi-Uda/dipole. In addition, the results demonstrate that all three links can operate at good transmit power at different frequency points, varying the load impedance of the receiving antenna.

Keywords: Nanoplasmonic, Nanoantennas, Wireless Optical Nanolink, Transmission Power.

Lista de Figuras

- Figura 1 - (a) Micrografia eletrônica de varredura de várias nanoantenas ópticas. (b) exemplo de aplicação de nanoantena Yagi-Uda no nanoenlace óptico sem fio, onde as nanoantenas realizam a transmissão potência elétrica e radiação óptica [5]. 15
- Figura 2- Esquema de acoplamento com o material usado. (A) LSPR- acoplamento com nanoesferas metálicas de tamanho menor que o comprimento de onda da luz. (B) SPPR- acoplamento do k da onda incidente com o filme metálico [26]. 19
- Figura 3 - Aglomerado de estruturas nanofotônicas artificiais. (a) Moléculas fortemente fluorescentes, (b) Nanoestruturas metálicas fabricadas por litografia de nanoesfera, (c) fontes localizadas de fótons, (d) ressonadores de microdiscos, (e) nanoestruturas semicondutoras, (f) plasmons de partícula, (g) cristais de bandgap fotônico, (h) materiais nanocompósitos, (i) microcavidades a laser, (j) fontes de fótons únicos, (k) guias de ondas de plasma de superfície [27]. 21
- Figura 4 - Exemplos de antenas ópticas fabricadas. a – d, várias antenas com gap abaixo de 10 nm, fabricadas por feixe de íons focalizados. e – g, antena Yagi – Uda (e), antenas de abertura (f) e guia de ondas plasmônico e ressonador de anel dividido (g), fabricados por litografia por feixe de elétrons [30]. 22
- Figura 5- Principal aplicação de nanoantenas (exemplificada por um dipolo). campo próximo (a) ou modo de guia de ondas (b) transformação em radiação óptica de propagação livre; (c, d) ilustrado o regime de recepção [34] 24
- Figura 6 - Professor Hidetsugu Yagi segurando uma antena Yagi-Uda [36]. 25
- Figura 7 - A antena Yagi – Uda. (a) esquema do princípio de operação da antena Yagi – Uda original para radiofrequências. (b) uma imagem de microscópio eletrônico de varredura das nanopartículas usadas na nanoantena Yagi – Uda de Kosako et al.4, operando a 662 nm [35]. 26
- Figura 8- Diagrama esquemático de uma antena óptica Yagi-Uda composta por nanorods de ouro usados para alimentação, refletor e diretores com as dimensões possíveis em comparação com o comprimento de onda incidente λ . No comprimento de onda de telecomunicações típico de $\lambda = 1550$ nm, a área ocupada pela nanoantena é de $\sim 400 \times 400$ nm e seu peso é de fem 70 femtoграмas [36]. 26

- Figura 9 - Comparação entre um enlace sem fio em nanoescala e um enlace com fio formado por um guia de ondas plasmônicas, ambos operando em 415 THz. Em (a) é mostrado a geometria dos enlaces sem fio (cima) e com fio (baixo). Onde, o nanoenlace é alimentado por um guia de ondas plasmônicas, que segundo os autores, o guia é excitado por uma fonte óptica qualquer de 415 THz. As antenas tem comprimento $l = 120$ nm, raio $2a = 20$ nm e gap $g = 9$ nm. As antenas e o guia são de ouro e o gap g de um material dielétrico não informado no artigo. O guia de onda em fita possui espessura $h = 20$ nm. Em (b) são apresentados os resultados das transmissões de potências dos enlaces com fio (linha tracejada) e sem fio (linha sólida) em função da distância [40].28
- Figura 10 - Nanoantenas ópticas plasmônicas utilizadas para enlace sem fio. (a) Enlace de nanoantenas ópticas plasmônicas, mostrando a transferência de potência através do espaço livre entre a antena transmissora e a antena receptora. (c) Comparação da transmissão de potência, em função da distância d , entre um enlace de nanoantenas (curva verde) e um guia de ondas plasmônicas (curva azul), além disso é mostrado a curva vermelha resultado de um enlace de nanoantenas com alta diretividade. Esse resultado mostra que a potência decai exponencialmente no guia de ondas plasmônicas. (b) Arranjo de nanoantenas, mostrando o endereçamento de energia para diferentes antenas receptoras [41].29
- Figura 11 -Modelo de geometria da estrutura proposta para coletar energia solar de forma mais eficiente [43]30
- Figura 12- Microscopia óptica de varredura de campo próximo. (a) Sonda em formato pontiagudo com uma pequena abertura de fibra de vidro, ao lado da abertura é inserida uma nanoantena monopolo. (b) Ilustração de um microscópio óptico de varredura de campo próximo, juntamente com uma amostra contendo moléculas fluorescente individuais isoladas [47].31
- Figura 13- Esquema da arquitetura híbrida para PICs de silício [54]32
- Figura 14 - (a) Processo de litografia coloidal usando colóides de poliestireno adsorvido como máscara para evaporação do ouro. (b) imagem SEM de um filme típico de 10 nm de espessura com nano furos de 105 nm de diâmetro.33
- Figura 15 - Esquema das principais etapas para a nanoestruturação EBL e FIB padrão de nanoantenas [52].34

Figura 16 - Sistema EBL típico de fabricação ligado a um sistema computacional automático [64].	35
Figura 17 - Esquema de um sistema de nanofabricação FIB [73].	36
Figura 18 - Permissividade complexa de ouro obtida pelo modelo de Lorentz-Drude de (1) e dados experimentais de Johnson-Christy [86].	41
Figura 19 – Exemplo de um condutor cilíndrico fino de comprimento l , adoidado de [78].	42
Figura 20 - Geometria do nanodipolo: problema original (a), modelo MoM (b).	45
Figura 21 – Elemento de corrente senoidal em um segmento [78].	46
Figura 22 – Corrente I_s no centro de um elemento de corrente senoidal em um segmento [78].	49
Figura 23 - Modelo do circuito equivalente.	49
Figura 24 - Geometrias típicas de elementos finitos em uma a três dimensões [93].	51
Figura 25 - Exemplo de discretização de um domínio contínuo, adaptada de [94].	52
Figura 26 – Interface do Software COMSOL.	53
Figura 27 – Exemplo de uma Camada Perfeitamente Absorvedora (PML) a uma esfera [92].	55
Figura 28 – (a) Estrutura esférica com malha muito grosseira definida pelo COMSOL. (b) Malha extremamente fina [92].	57
Figura 29 – Aplicação de uma lumped port (em vermelho) no nanodipolo, onde temos em azul a borda da estrutura que foi aplicada a condição de contorno perfeito.	59
Figura 30 – Condição de condutor eletricamente perfeito aplicado a uma superfície [96].	59
Figura 31 – Exemplo de aplicação de condição de espalhamento em uma esfera [92].	60
Figura 32 – Nanoantenas cilíndricas de ouro isoladas no modo de transmissão. (a) nanoantena Yagi-Uda e (b) nanoantena dipolo	61
Figura 33 - Impedância de entrada (Z_{in}) das antenas transmissoras Yagi-Uda e dipolo. (a) Yagi-Uda sem substrato, comparada com o FEM, e com substrato de SiO_2 . (b) Dipolo sem substrato, comparado com o FEM, e com substrato de SiO_2 .	62
Figura 34 – Simulação da nanoantena Yagi-Uda em modo de transmissão no COMSOL. (a) discretização da malha e seu entorno (espaço livre), (b) antena Yagi-Uda ampliada e (c) simulação da antena Yagi-Uda sobre um substrato de SiO_2 .	63
Figura 35 - Diretividade (D), ganho (G), eficiência de radiação (ϵ_r) e coeficiente de reflexão (Γ) das antenas (a) Yagi-Uda e (b) dipolo.	65

Figura 36 - Diagrama de radiação de ganho de campo distante 3D das antenas dipolo (a), para $F = 240$ THz, e Yagi-Uda (b), para $F = 240$ THz.....	66
Figura 37 - Geometria e modelos dos nanolink das antenas Yagi-Uda e Dipolo.	68
Figura 38 - Potência de transmissão versus frequência para os nanoenlaces dipolo/dipolo, Yagi-Uda/dipolo e Yagi-Uda/Yagi-Uda, para $Z C = 50$ (a) e 1250Ω (b).	70
Figura 39 - Distribuição do módulo e fase do campo elétrico próximo $E = 20\log_{10}(\text{Re}(E_x))$, no plano $z = 25$ nm, dos nanoenlaces dipolo/dipolo (a, b), Yagi-Uda/dipolo (c, d) e Yagi-Uda/Yagi-Uda (e, f). As antenas receptoras estão posicionadas a $5\mu\text{m}$ das antenas transmissoras, com $F = 170$ THz e $ZC = 50 \Omega$ para figuras (a), (c) e (e), e com $F = 240$ THz e $ZC = 1250 \Omega$ para as figuras (b), (d) e (f).....	71

Sumário

1 INTRODUÇÃO	14
2 NANOANTENAS ÓPTICAS	17
2.1 NANOFOTÔNICA.....	17
2.2 NANOPLASMÔNICA	18
2.3 NANO-ÓPTICA.....	19
2.4 NANOANTENAS ÓPTICAS	21
2.5 ANTENAS YAGI-UDA	24
2.6 APLICAÇÃO DE NANOANTENAS ÓPTICAS	27
2.6.1. <i>Nanoenlace sem Fio (Wireless Nanolink) para Circuitos Ópticos Plasmônicos Integrados</i>	27
2.6.2. <i>Células Fotovoltaicas Plasmônicas</i>	29
2.6.3 <i>Sonda para Microscopia Óptica de Alta Resolução</i>	30
2.7 TÉCNICAS DE FABRICAÇÃO DE NANOESTRUTURAS	32
3 MÉTODO DE ANÁLISE UTILIZADOS	37
3.1 MÉTODO DOS MOMENTOS - MOM	37
3.1.1 <i>Modelo de Lorentz-Drude para o Ouro</i>	39
3.1.2 <i>Equação Integral do Campo Elétrico</i>	41
3.1.3 <i>Solução Numérica pelo Método dos Momentos (Mom) Linear</i>	45
3.2 ANÁLISE NÚMERICA PELO MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS USANDO O SOFTWARE COMSOL MULTIPHYSICS	50
3.2.1 <i>Comsol Multiphysics</i>	52
4 ANÁLISE DAS NANOANTENAS YAGI-UDA E DIPOLO	61
4.1. ANTENAS ISOLADAS NO MODO DE TRANSMISSÃO	61
5 ANÁLISE DE NANOENLACE ÓPTICO	67
5.1 DESCRIÇÃO DO CÓDIGO DO PROGRAMA NO SOFTWARE MATLAB	67
5.2 NANOENLACES ANALISADOS	67
5.3 RESULTADOS NUMÉRICOS	69
6 CONCLUSÃO	72
7 REFERÊNCIAS	74
APÊNDICE A – CÓDIGOS DOS PROGRAMAS DESENVOLVIDOS EM MATLAB PARA ANÁLISE NUMÉRICA DAS NANOESTRUTURAS CILÍNDRICAS	83

1 Introdução

Neste trabalho apresentamos uma análise teórica de nanoenlace óptico sem fio formado por nanoantenas plasmônicas, onde as antenas consideradas são Yagi-Uda e nanodipolos cilíndricos feitos de ouro. A análise numérica é realizada pelo método dos momentos linear com alguns resultados também obtidos pelo método dos elementos finitos. A potência de transmissão e o campo elétrico próximo são investigados e otimizados para três nanoenlaces: Yagi-Uda/Yagi-Uda, Yagi-Uda/dipolo e dipolo/dipolo. Os resultados mostram que nesses casos todos podem operar com uma boa potência de transmissão em frequências diferentes, ajustando para isso a impedância correspondente nas antenas de transmissão e impedância da carga nas antenas receptoras.

A dispersão eletromagnética de metais na região da frequência óptica possui características especiais. Nessas frequências existem oscilações eletrônicas no metal chamada *plasmons* com frequências ressonantes distintas, que produzem forte melhoramento próximo dos campos de superfície do metal. Este efeito é analisado usando o modelo híbrido de Lorentz-Drude da constante dielétrica complexa do ouro. A resposta científica óptica eletromagnética de nanoestruturas metálicas é conhecida como plasmônica ou nanoplasmônica [1, 2].

Uma subárea da nanoplasmônica é o campo das nanoantenas ópticas, que são nanoestruturas metálicas usadas para transmitir ou receber campos ópticos [3, 4, 5]. Esta definição é semelhante ao das antenas de rádio frequência (RF) convencionais e de microondas. A principal diferença entre esses dois regimes (RF-microondas e ópticos) é devido as propriedades físicas dos metais em frequências ópticas, onde eles não podem ser considerados condutores perfeitos por causa dos efeitos plasmônicos [2]. Compreensivas revisões sobre nanoantenas ópticas foram apresentadas em [6, 7, 8, 9, 10, 11]. Nestes trabalhos foram desenvolvidos cálculos dessas nanoantenas, suas aplicações e desafios em seu design. Na figura 1, apresentamos alguns exemplos de nanoantenas fabricadas.

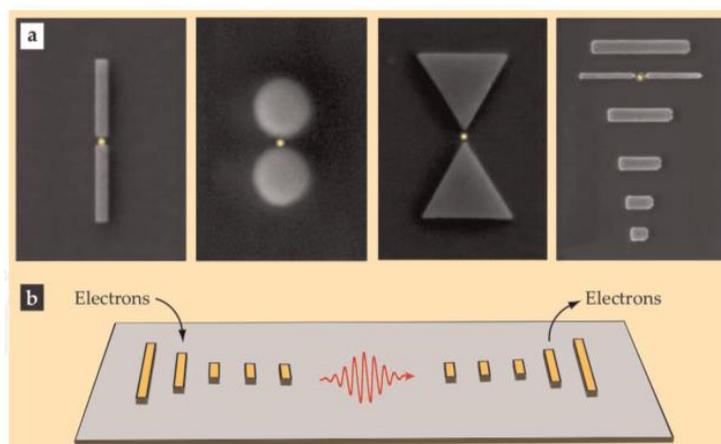


Figura 1 - (a) Micrografia eletrônica de varredura de várias nanoantenas ópticas. (b) exemplo de aplicação de nanoantena Yagi-Uda no nanoenlace óptico sem fio, onde as nanoantenas realizam a transmissão potência elétrica e radiação óptica [5].

As nanoantenas ópticas têm recebido grande interesse nos últimos anos na ciência devido a sua capacidade de amplificar e confinar campos ópticos além do limite de difração da luz [6]. Com essa característica é possível aplicar em várias áreas como nanofotônica, biologia, química, ciência da computação, óptica e engenharia, entre outros [6, 7, 12]. Além disso, esses estudos foram ampliados devido ao desenvolvimento de métodos numéricos computacionais e inovações em técnicas de nanofabricação, como litografia por feixe de elétrons, litografia coloidal e litografia por feixe de íons [9].

Nanoenlaces ópticos sem fio com nanoantenas podem ser usados para comunicação eficiente entre dispositivos, reduzindo significativamente as perdas que ocorrem na comunicação com fio. Nanoenlaces com diferentes geometrias de nanoantenas foram investigados na literatura [13, 14, 15, 16, 17]. Em [13] os autores propõem um nanoenlace de banda larga formado por antenas dipolo-loop. Os resultados mostraram que o uso desse nanoenlace com antenas dipolo-loop ao invés de dipolos convencionais, possibilita aumentar a capacidade operacional da largura de banda do sistema na faixa de 179,1 – 202,5 THz, que está dentro do gama de telecomunicações. Em [14] um nanoenlace sem fio formado por antenas dipolo é comparado a um nanoenlace com fio formado por um guia de ondas, o estudo mostrou que o link sem fio pode funcionar melhor do que um guia de ondas plasmônico no envio de sinal óptico em nanoescala de um ponto para outro, a uma determinada distância. Em [15] é proposto um nanoenlace formado a partir de nanoantenas Yagi-Uda diretivas em chip, os resultados mostram que o uso de antenas direcionais aumenta a transferência de energia (relação de potência) e a eficiência do enlace, minimizando a interferência com outras

partes do circuito. Em [16] é apresentado outro nanoenlace sem fio formado por uma nanoantena transmissora Vivaldi e outro receptor, a ser usado em chip, com esse nanoenlace foram obtidos um alto ganho e uma largura de banda que cobre amplamente todo o espectro da banda *C* das telecomunicações. Em [17] foram analisados os nanoenlaces de banda larga usando nanoantenas ópticas do tipo corneta e dipolo, onde a antena da corneta teve melhor desempenho, porque obteve melhor transferência de energia no nanoenlace e maior largura de banda em relação ao link dipolo. Esses estudos usaram antenas de transmissão e recepção idênticos e mostraram a viabilidade de usar comunicação sem fio na nanofotônica.

Contudo, neste trabalho apresentamos uma análise comparativa de nanoenlaces formados por diferentes e iguais nanoantenas transmissoras e receptoras. As antenas usadas são Yagi-Uda e dipolo. A análise numérica é realizada pelo Método de Momentos (MoM) [18], além de resultados obtidos através da análise com o Método dos Elementos Finitos (MEF) por meio do software COMSOL Multiphysics [19]. Nesta análise, a potência de transmissão e o campo elétrico próximo são investigados para três nanoenlaces: Yagi-Uda/dipolo, Yagi-Uda/Yagi-Uda e dipolo/dipolo.

2 Nanoantenas Ópticas

2.1 NANOFOTÔNICA

Nanofotônica pode ser descrita como o estudo do comportamento da luz em escalas abaixo do seu próprio comprimento de onda, ela pode ser definida também como a ciência e engenharia que representa a interação da luz com a matéria em escala nanométrica [20]-[21], interação esta determinada pela natureza física, química e estrutural da matéria, seja ela natural ou artificial. Além disso, pode-se definir nanofotônica como a ciência e a tecnologia de ondas de luz e elétrons confinados [20], tendo em vista o confinamento espacial de ondas de luz e ondas de elétrons em diversos sólidos nanoestruturados.

Vários fenômenos físicos na nanofotônica podem ser caracterizados em quatro abordagens: a primeira é o efeito do confinamento de elétrons sobre as propriedades ópticas da matéria, principalmente de semicondutores e materiais dielétricos. A segunda constitui fenômenos de confinamento de ondas de luz em dielétricos estruturados, incluindo o conceito de sólidos fotônicos em que a luz é controlada de uma maneira semelhante a ondas de elétrons em sólidos. A terceira trata-se da modificação da luz com a matéria modificada em nanoestruturas com ondas de luz confinada. Por fim a quarta trata-se da engenharia óptica baseada em nanoestruturas dielétricas de metal [20].

A nanofotônica engloba uma grande variedade de materiais e tecnologias com aplicações em diversos setores da indústria. Como por exemplo, a plasmônica que é uma tecnologia promissora que pode ser utilizada para permitir a interligação de componentes ópticos e eletrônicos, ou seja, a criação de nanoestruturas plasmônicas. Além também de aplicações em áreas como a energia fotovoltaica e de sensores [22].

Os significativos avanços em ferramentas computacionais de simulação e desenvolvimento de eletrônicos e eletromagnéticos, assim como a sua maior acessibilidade comercial, proporcionou o surgimento de novas técnicas de nanofabricação em alta resolução e o aperfeiçoamento de métodos para caracterizar estruturas ópticas.

2.2 NANOPLASMÔNICA

Nanoplasmônica é uma parte significativa do campo da nanofotônica, que analisa como o campo eletromagnético pode ser confinado através de dimensões menores ou iguais ao do comprimento de onda. É fundamentada no processo de interação entre a radiação eletromagnética e elétrons de condução nas interfaces metálicas ou em pequenas nanoestruturas metálicas, conduzindo a campo óptico próximo altamente amplificado com dimensão abaixo do comprimento de onda [23]. Logo, o estudo da nanoplasmônica tem o objetivo de investigar as propriedades únicas das estruturas nanometálicas para controlar e manipular a luz em nanoescala.

Ao realizar os estudos de nanoplasmônica observa-se na literatura que em frequências ópticas a interação de metais com a radiação eletromagnética é amplamente ditada pelos elétrons livres de condução do metal, esses elétrons livres oscilam fora de fase em relação ao campo elétrico de condução [24]. Como resultado disso a maioria dos metais tem reflexividade elevada por possuírem constante dielétrica negativa em frequências ópticas, além disso, nessas frequências os elétrons livres de gás do metal podem manter oscilações da superfície de densidade de volume de carga, o que caracteriza os chamados plásmons polaritons ou plásmons. A existência de plásmons é característica da interação de nanoestruturas de metal com a luz [22].

O metal é um componente importante da nanoplasmônica, visto que este suporta modos de propagação de plasmons de superfície (ou Surface Plasmons, SP). Plasmons de superfície resultam do acoplamento entre a onda eletromagnética e a oscilação coletiva dos elétrons livres (ou de condução) de um metal [25]. Quando esta oscilação é otimizada, ou seja, quando os parâmetros escolhidos fazem com que ela atinja a condição de ressonância, chamamos este tipo de oscilação de ressonância de plasmons de superfície (Surface Plasmons Resonance, SPR).

Existem dois tipos de SPs: o primeiro é obtido quando a onda eletromagnética incide em filmes metálicos e ela fica confinada na superfície deste filme, este SP é chamado de “Surface Plasmon Polariton” (SPP). O segundo é obtido quando o acoplamento é feito com uma nanopartícula metálica com diâmetro muito menor que o comprimento de onda incidente; este é chamado de “Localized Surface Plasmon” (LSP) [26]. Ambos os casos aceitam a condição de ressonância sendo classificados como SPPR e LSPR respectivamente.

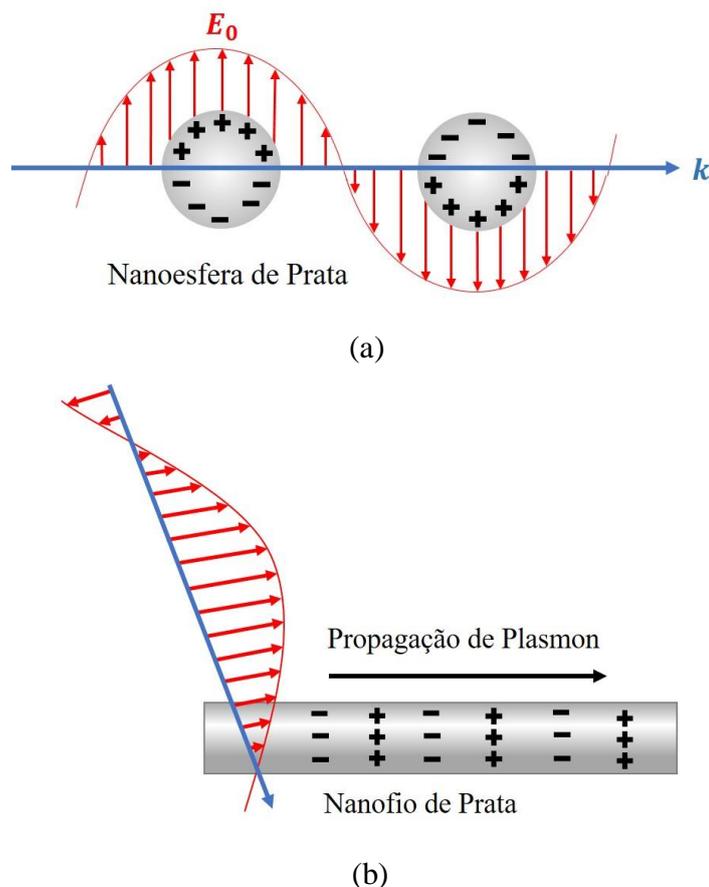


Figura 2- Esquema de acoplamento com o material usado. (A) LSPR- acoplamento com nanoesferas metálicas de tamanho menor que o comprimento de onda da luz. (B) SPPR- acoplamento do k da onda incidente com o filme metálico [26].

Alterando a superfície do metal, as propriedades dos SPPs podem ser manipuladas, em especial sua interação com a luz, possibilitando o desenvolvimento de novos tipos de dispositivos fotônicos em escalas nanométricas, o que não era possível devido à limitação imposta pela difração da luz nessa escala, ou seja, a luz propagante não podia ser confinada em uma seção transversal menor que meio comprimento de onda do material utilizado. Esses SPPs podem ser utilizados também para transportar sinais elétricos [22].

2.3 NANO-ÓPTICA

A Nano-óptica é o estudo de fenômenos ópticos e técnicas em escala nanométrica, isto é, perto ou além do limite de difração da luz. É um campo emergente de estudo, motivado pelo rápido avanço da nanociência e nanotecnologia que requer ferramentas e estratégias adequadas para fabricação, manipulação e caracterização nesta escala [27].

Tradicionalmente, o campo da óptica faz parte tanto das ciências quântica (por exemplo, óptica quântica) como das ciências aplicadas (por exemplo, comunicação óptica e computação). Portanto, nano-óptica também pode ser compreendida como o amplo espectro de óptica em escala nanométrica, variando de aplicações de nanotecnologia à nanociência fundamental [27].

A crescente tendência em direção à nanociência e à nanotecnologia torna inevitável o estudo de fenômenos ópticos em escala nanométrica. Desde o limite da difração da luz não nos é permitido concentrar a luz para dimensões menores do que cerca de metade do comprimento de onda (200 nm), tradicionalmente não era possível interagir seletivamente com recursos em nanoescala. No entanto, nos últimos anos, várias novas abordagens foram colocadas em práticas para “encolher” o limite de difração (microscopia confocal) ou para até superá-lo (microscopia de campo próximo) [27].

Apesar desta tendência ter sido originalmente impulsionada pelos benefícios da miniaturização e integração de circuitos eletrônicos para indústria de computadores, observa-se atualmente uma mudança de paradigma, uma vez que a nanociência e a tecnologia são cada vez mais impulsionadas pelo fato de que, à medida que nos movemos para escalas menores, novos efeitos físicos se tornam proeminentes que podem ser explorados em tecnologias futuras. Um exemplo disso, é o avanço da nanociência e da tecnologia devido nossa recente capacidade de fabricar, medir e manipular estruturas em escala nanométrica, usando técnicas de sonda de varredura, pinças ópticas, microscópios eletrônicos de alta resolução e ferramentas de litografia, feixe de íons focalizados, sistemas de moagem e outros [27].

Mas o campo da nanociência não se limita às aplicações tecnológicas de instrumentação. A nano-óptica abre novas portas para diferentes pesquisas, como o desenvolvimentos de moléculas individuais para sondas locais para campos eletromagnéticos e para processos biofísicos, nanoestruturas de metal ressonantes estão sendo exploradas como dispositivos sensores, fontes de fótons localizadas estão sendo desenvolvidas para microscopia óptica de alta resolução, *Q-fator* extremamente altos estão sendo gerados com ressonadores ópticos de microdiscos, materiais nanocompósitos estão sendo explorados para gerar aumento de não-linearidades e respostas coletivas, micro cavidades estão sendo construídas para fontes de fóton único, guias de onda de plasmons de superfície estão sendo implementados para redes ópticas planas e materiais de bandgap fotônico estão sendo desenvolvidos para suprimir a propagação da luz em janelas de frequência específicas [27].

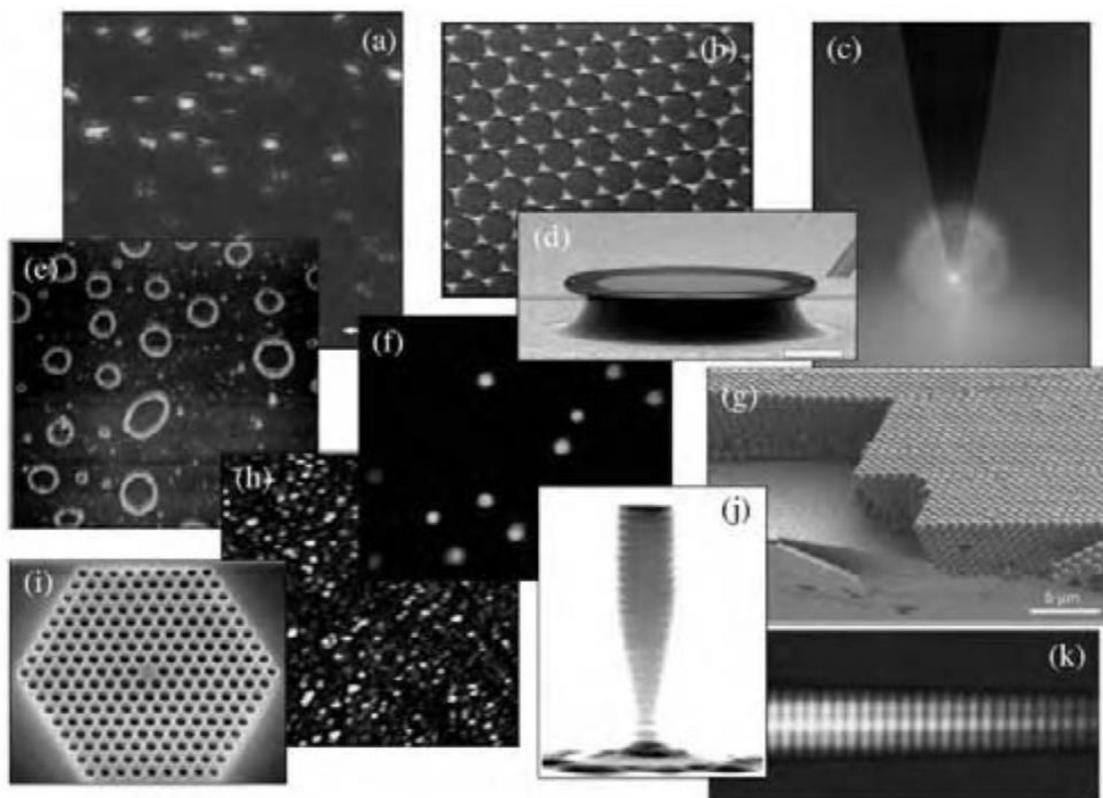


Figura 3 - Aglomerado de estruturas nanofotônicas artificiais. (a) Moléculas fortemente fluorescentes, (b) Nanoestruturas metálicas fabricadas por litografia de nanoesfera, (c) fontes localizadas de fótons, (d) ressonadores de microdiscos, (e) nanoestruturas semicondutoras, (f) plasmons de partícula, (g) cristais de bandgap fotônico, (h) materiais nanocompósitos, (i) microcavidades a laser, (j) fontes de fótons únicos, (k) guias de ondas de plasma de superfície [27].

2.4 NANOANTENAS ÓPTICAS

Na norma IEEE Definições Padronizadas de Termos para antena (*IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas – IEEE Std 145-1983*), uma antena é definida como “um dispositivo para a radiação ou a recepção de ondas de rádio” [28]. Sendo assim, uma antena é compreendida como o dispositivo intermediário entre o espaço livre e o dispositivo guia de onda ou linha de transmissão.

As antenas são usadas para criar ondas eletromagnéticas (EM) com um padrão de radiação bem definido, que pode viajar por grandes distâncias, ou para receber ondas EM de uma fonte remota, para extrair algumas informações codificadas, para mensurar alterações na intensidade de luz, exportar e transmitir potência [29].

Além da recepção ou transmissão de ondas de rádio, uma antena é um avançado sistema sem fio (wireless) e é frequentemente exigido que otimize ou reforce a energia de radiação em determinadas direções e que a elimine em outras. Logo, uma antena deve,

também, atuar como um dispositivo direcional, além de proporcionar recepção ou transmissão [29].

Para sistemas eficientes de comunicação sem fio, a antena é um dos componentes mais importantes, ou seja, um bom projeto de antena pode melhorar o desempenho global do sistema. Em um sistema de comunicação sem fio, a antena exerce a mesma função que os olhos e os óculos exercem em uma pessoa [29].

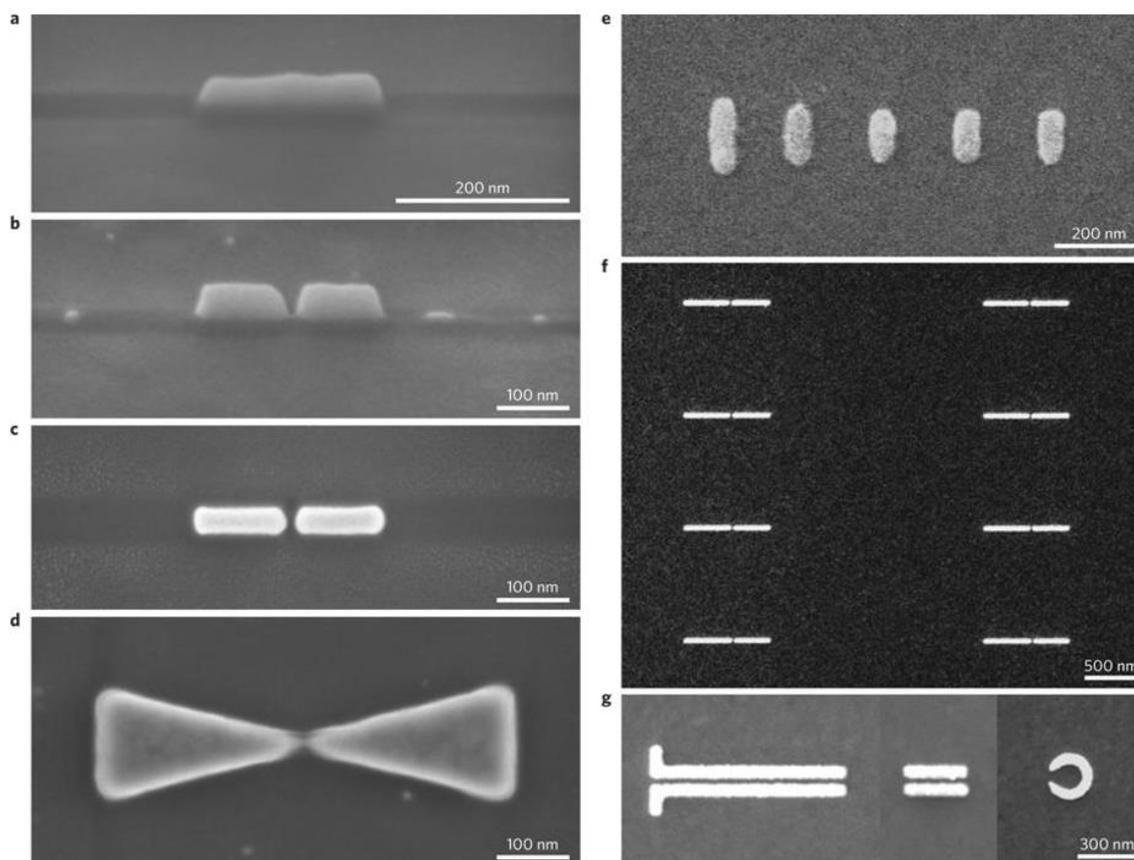


Figura 4 - Exemplos de antenas ópticas fabricadas. a – d, várias antenas com gap abaixo de 10 nm, fabricadas por feixe de íons focalizados. e – g, antena Yagi – Uda (e), antenas de abertura (f) e guia de ondas plasmônico e ressonador de anel dividido (g), fabricados por litografia por feixe de elétrons [30].

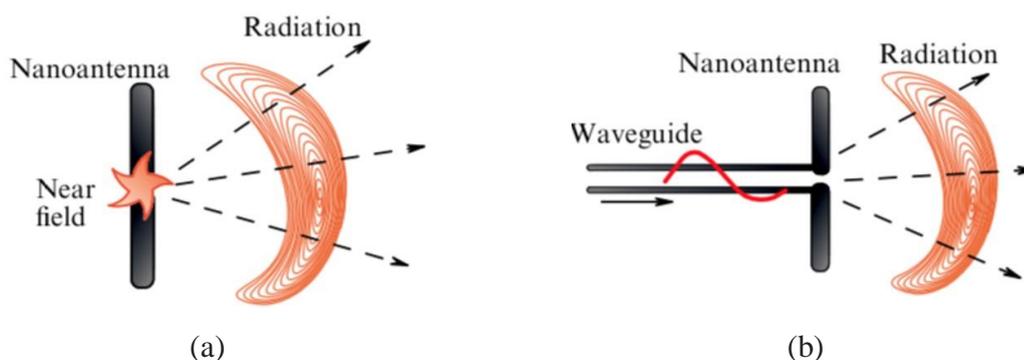
As nanoantenas ópticas são análogas às antenas de radiofrequência, são uma tecnologia que permite transmitir, receber, controlar e manipular a radiação óptica em uma escala nanométrica, com comprimentos característicos inferiores ao comprimento de onda [31]. No entanto, os princípios operacionais das nanoantenas plasmônicas e antenas RF são diferentes. A resposta das nanoantenas à luz incidente é ditada pelas oscilações coletivas de elétrons - plasmons de superfície [32].

Na figura 4 (de *a* até *d*) é mostrado exemplos de nanoantenas ópticas fabricadas por meio de litografia de feixe de íons focalizados, onde as nanoantenas possuem gap abaixo de

10 nm, com exceção da figura 4(a) que representa um monopolo. De (e) a (g) é apresentada nanoantenas fabricadas por meio de litografia por feixe de elétrons, em (e) mostrado uma nanoantena Yagi – Uda, em (f) uma nanoantenas de abertura, em (g) uma nanoantena guia de ondas plasmônico e ressonador de anel dividido [30].

De acordo com o princípio da reciprocidade [30, 33, 34], qualquer antena pode operar tanto como receptor quanto como transmissor. A figura 5(a) mostra esquematicamente a interação entre uma nanoantena e o campo próximo de um emissor. Neste caso, a nanoantena transforma o campo próximo em radiação óptica de propagação livre. Em outras palavras, é uma nanoantena transmissora. A figura 5(c) ilustra a operação de uma nanoantena receptora que converte a radiação incidente em um campo próximo fortemente confinado.

A energia é geralmente entregue a uma antena de microondas através de um guia de ondas. Essa antena converte os modos de guia de onda em propagação livre de radiação. No caso de antenas ópticas com tamanho suficientemente pequeno, o modo de guia de onda deve ter a seção transversal do comprimento de onda alcançável usando os chamados guias de onda plasmônicos. Os modos de guia de onda plasmônicos são caracterizados por um encurtamento enorme do comprimento de onda efetivo comparado com o comprimento de onda no espaço. Por esta razão, a energia do modo é concentrada em uma região com uma seção transversal muito pequena. Este tipo de alimentação com nanoantena é representado esquematicamente na figura 5(b). De acordo com o princípio da reciprocidade, essa nanoantena também é capaz de transformar a radiação incidente em modos de guia de ondas plasmônicos (figura 5(d)) [34]. A configuração da alimentação através de um guia de ondas plasmônico é de grande importância para aplicações práticas de nanoantenas, especialmente para o desenvolvimento de sistemas de comunicação sem fio ao nível nanométrico, isto é, para futuros chips totalmente ópticos.



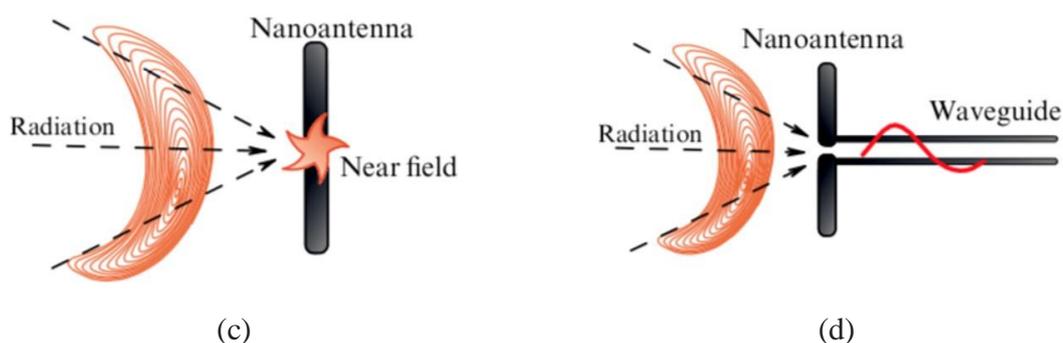


Figura 5- Principal aplicação de nanoantenas (exemplificada por um dipolo). Campo próximo (a) ou modo de guia de ondas (b) transformação em radiação óptica de propagação livre; (c, d) ilustrado o regime de recepção [34]

2.5 ANTENAS YAGI-UDA

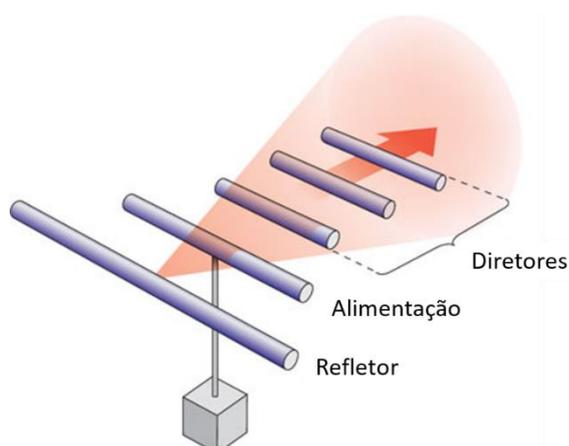
Em 1926, dois professores da Universidade Imperial de Tokyo no Japão - Hidetsugu Yagi (figura 6) e Shintaro Uda criaram a famosa antena Yagi-Uda, que é o principal projeto de antenas de televisão encontradas nas operações de cobertura em todo o mundo [35].

As antenas Yagi-Uda, conhecidas na literatura de língua Russa como antenas de canal de ondas, são o padrão de fato na faixa de frequência de rádio, devido à possibilidade de obtenção de um diagrama de diretividade estreita pelo próprio ajuste de seus elementos. A Figura 6 exhibe uma fotografia do professor Hidetsugu Yagi, um dos inventores da antena do canal de ondas. Ele segura em suas mãos uma antena composta por um refletor, dois diretores e um elemento de alimentação. O refletor apaga a radiação reversa por meio de interferência destrutiva do campo espalhado nele com o campo do vibrador. Os diretores executam a função oposta de fornecer interferência construtiva necessário para formar uma radiação mais direta [36].



Figura 6 - Professor Hidetsugu Yagi segurando uma antena Yagi-Uda [36].

A operação direcional de uma antena, para impulsionar a recepção ou a transmissão de um sinal, resulta do controle cuidadoso da fase de radiação incidente. Um fio metálico ressoa fortemente se seu comprimento corresponder a metade do comprimento de onda da onda incidente. Fios mais curtos tendem a ter oscilações que conduzem em fase (em relação ao campo de direção), enquanto campos que se acumulam em fios mais longos tendem a ficar lentos porque são indutivamente desligados. Yagi e Uda combinou esses princípios para criar um projeto de antena multielementar que demonstra forte interferência coerente em uma determinada direção, aumentando assim a transmissão ou a detecção. O projeto consiste em um elemento parasítico mais longo - o refletor - que é paralelo e à esquerda do elemento de alimentação, e elementos parasitas mais curtos - os diretores - à direita do elemento de alimentação [35], conforme figura 7(a).



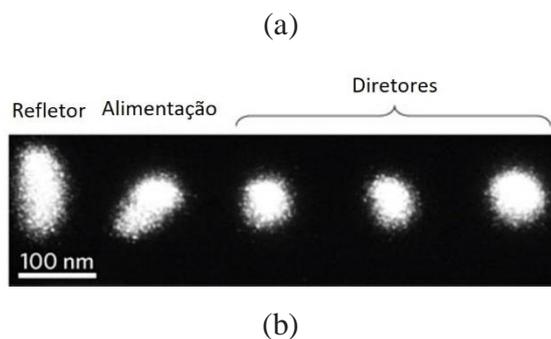


Figura 7 - A antenna Yagi – Uda. (a) esquema do princípio de operação da antenna Yagi – Uda original para radiofrequências. (b) uma imagem de microscópio eletrônico de varredura das nanopartículas usadas na nanoantenna Yagi – Uda de Kosako et al.4, operando a 662 nm [35].

Na era da nanofotônica moderna, as nanoantenas devem possuir um padrão de emissões estreitas, além de uma pequena estatura. Este último é necessário para a integração das nanoantenas com os outros componentes fotônicos em um chip óptico. Esse objetivo é prontamente obtido usando nanoantenas plasmônicas de Yagi-Uda, que receberam recentemente grande atenção difundida na literatura. Assim como nas antenas de Yagi-Uda de radiofrequência, consistem em um refletor e um ou vários diretores. Seu estreito diagrama de diretividade e alto fator de ganho, semelhantes aos de suas contrapartes clássicas, são alcançáveis devido à soma construtiva dos campos de diferentes elementos em uma determinada direção.

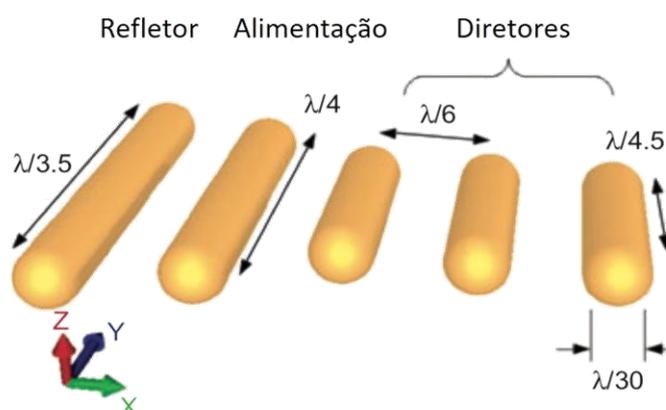


Figura 8- Diagrama esquemático de uma antenna óptica Yagi-Uda composta por nanorods de ouro usados para alimentação, refletor e diretores com as dimensões possíveis em comparação com o comprimento de onda incidente λ . No comprimento de onda de telecomunicações típico de $\lambda = 1550$ nm, a área ocupada pela nanoantenna é de $\sim 400 \times 400$ nm e seu peso é de fem 70 femtogramas [36].

Nas antenas de RF, o comprimento de penetração dos campos (efeito skin) é insignificante em comparação com as dimensões dos elementos da antenna. Nas antenas

ópticas, entretanto, a profundidade de penetração é da ordem de 10 nm e, portanto, é comparável com os elementos da nanoantena. Como consequências, as perdas em metais não são mais desprezíveis e dependem tanto do tipo de metal quanto do comprimento de onda da operação da aplicação da antena [36].

Na região RF, as antenas Yagi-Uda são alimentadas localmente, conectando eletricamente a alimentação, que é tipicamente um dipolo $\lambda/2$, a linha de alimentação. No entanto, a maioria das nanoantenas ópticas investigadas até agora foi retirada do campo distante [30]. Esse esquema de excitação não é ideal para o projeto Yagi-Uda porque a alimentação é cercada por outros elementos colocados a pequenas distâncias em comparação com o comprimento de onda operacional. Portanto, seria vantajoso colocar a fonte de luz na região do campo próximo do alimentado. Isso faz com que as nanoantenas ópticas de Yagi-Uda sejam candidatas perfeitas para controlar a emissão de nanoemissores quânticos isolados, tais como, por exemplo, pontos quânticos [37] e centros de cor em nanodiamantes [38].

2.6 APLICAÇÃO DE NANOANTENAS ÓPTICAS

2.6.1. Nanoenlace sem Fio (Wireless Nanolink) para Circuitos Ópticos Plasmônicos

Integrados

Uma aplicabilidade interessante e alternativa de nanoantenas é o potencial para gerar canais de comunicação sem fio ópticos ultrarrápidos e de banda larga, possibilitando assim, conexões sem fio eficazes entre componentes ópticos de nanocircuitos, diminuindo significativamente as perdas que ocorrem na comunicação com fio [39].

Em [40] foi realizado uma comparação entre um enlace sem fio (figura 9(a)), e um enlace com fio formado por um guia de ondas plasmônicas (figura 9(b)), ambos operando em 415 THz. Para tanto, foram comparados os resultados das transmissões de potências (ou função de transferência de potência) (figura 9(c)), entres pontos A e B, em ambos os cenários da figura 9(a) e (b), no qual a linha sólida é o resultado do enlace sem fio e a linha tracejada o resultado do enlace com fio. Podemos observar que o decaimento em função da distância é mais acentuado para o enlace com guia de ondas plasmônico, mostrando uma melhor eficiência na transmissão de potência para o enlace sem fio [40].

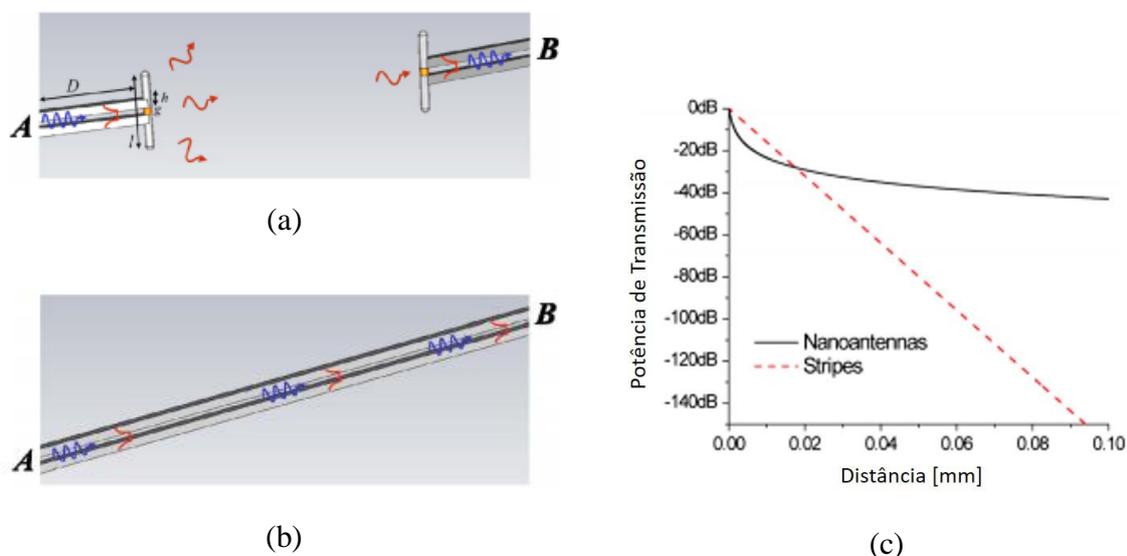


Figura 9 - Comparação entre um enlace sem fio em nanoescala e um enlace com fio formado por um guia de ondas plasmônicas, ambos operando em 415 THz. Em (a) é mostrado a geometria dos enlaces sem fio (cima) e com fio (baixo). Onde, o nanoenlace é alimentado por um guia de ondas plasmônicas, que segundo os autores, o guia é excitado por uma fonte óptica qualquer de 415 THz. As antenas tem comprimento $l = 120$ nm, raio $2a = 20$ nm e gap $g = 9$ nm. As antenas e o guia são de ouro e o gap g de um material dielétrico não informado no artigo. O guia de onda em fita possui espessura $h = 20$ nm. Em (b) são apresentados os resultados das transmissões de potências dos enlaces com fio (linha tracejada) e sem fio (linha sólida) em função da distância [40].

Em [41] foi mostrado uma observação experimental da transferência de energia no campo distante, através do espaço livre, entre nanoantenas plasmônicas transmissora e receptora operando em 785 nm. A alimentação da antena transmissora foi realizada por diodos laser de 785 nm (Spindler Hoyer and Roithner Lasertechnik) e as antenas de ouro foram confeccionadas pelo processo de litografia por feixe de elétrons, com os braços das antenas dipolos medindo 100 nm de comprimento e 50 nm de diâmetro. A Figura 10(a) apresenta o conceito de transferência de potência óptica através do espaço livre entre a antena transmissora e a antena receptora. A Figura 10(c) compara a transmissão de potência, em função da distância d , entre um enlace sem fio de nanoantenas (curva verde) e um guia de ondas plasmônicas (curva azul). A figura 10(b) mostra um arranjo de nanoantenas ópticas que permite o endereçamento de diferentes antenas receptoras. O enlace de antenas melhora a performance quando são utilizadas antenas plasmônicas com alta diretividade nos transmissores e receptores como mostra a curva em vermelho na figura 10(c). Neste estudo experimental foi mostrado um significativo aumento da diretividade ao utilizar arranjo de nanoantenas em vez de uma única nanoantena, e a dependência com a distância da transmissão de potência entre transmissor e receptor.

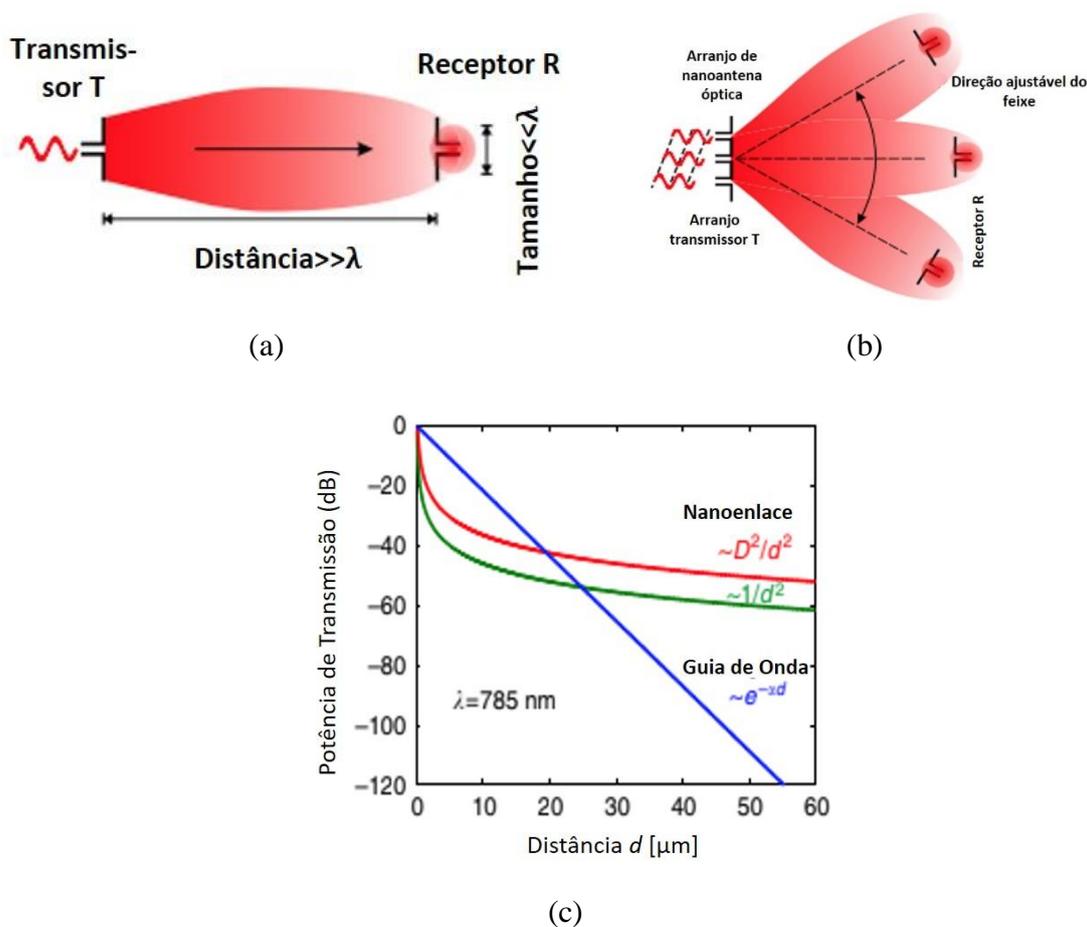


Figura 10 - Nanoantenas ópticas plasmônicas utilizadas para enlace sem fio. (a) Enlace de nanoantenas ópticas plasmônicas, mostrando a transferência de potência através do espaço livre entre a antena transmissora e a antena receptora. (c) Comparação da transmissão de potência, em função da distância d , entre um enlace de nanoantenas (curva verde) e um guia de ondas plasmônicas (curva azul), além disso é mostrado a curva vermelha resultado de um enlace de nanoantenas com alta diretividade. Esse resultado mostra que a potência decai exponencialmente no guia de ondas plasmônicas. (b) Arranjo de nanoantenas, mostrando o endereçamento de energia para diferentes antenas receptoras [41].

2.6.2. Células Fotovoltaicas Plasmônicas

O uso de nanoantenas plasmônicas pode diminuir a espessura física das camadas de absorção fotovoltaica mantendo a espessura óptica constante. Esses receptores de nanoantena plasmônica podem prender e acoplar livremente a luz solar em uma película fina semicondutora absorvente, aumentando a seção transversal de absorção efetiva [42].

As nanoantenas Yagi-Uda por exemplo, aumentam as vantagens das nanoantenas plasmônicas para dispositivos fotovoltaicos, pois podem ser projetadas para absorver a luz do sol em uma ampla faixa espectral [43]. Em virtude da alta eficiência de absorção de luz por estas estruturas, as nanoantenas se destacaram consideravelmente nos últimos anos, ganhando

especial atenção da engenharia de novos dispositivos fotovoltaicos em comprimentos de onda visível e infravermelho [43][44][45][46]. A Figura 11 apresenta um exemplo de geometria da estrutura proposta em [43], para capturar de forma mais eficiente a energia solar. O modelo consiste em um arranjo de nanoantenas de ouro em forma de nanodiscos que são utilizados para amplificar a intensidade do campo elétrico capturado no interior do dispositivo fotovoltaico baseado em silício.

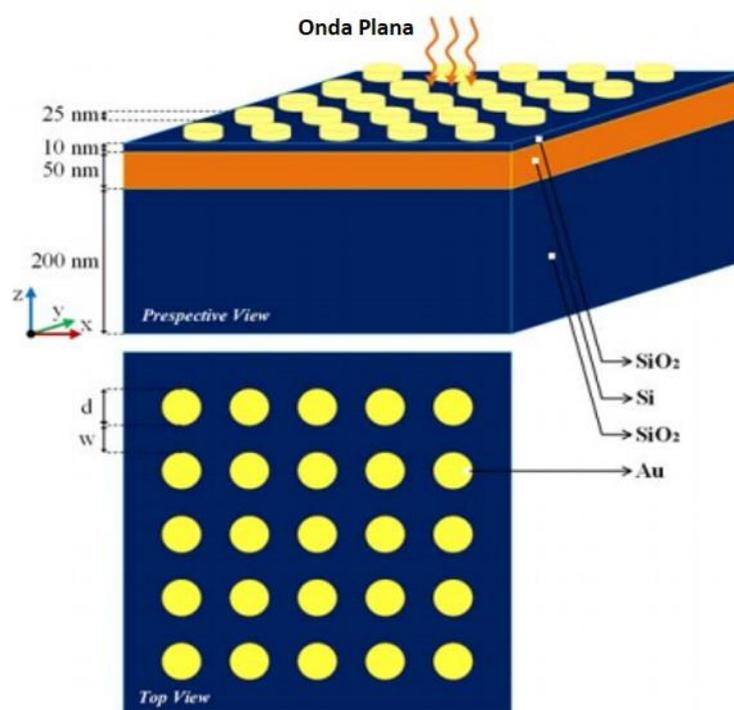


Figura 11 -Modelo de geometria da estrutura proposta para coletar energia solar de forma mais eficiente [43]

2.6.3 Sonda para Microscopia Óptica de Alta Resolução

Nanoantenas podem ser utilizadas em aplicações de sondas especializadas em microscopia de campo próximo [47] e espectroscopia [48, 49], pois estas antenas ópticas utilizadas em, por exemplo, microscopia óptica de varredura de campo próximo (NSOM - Near-Field Scanning Optical Microscope) (ver figura 12) permitem a superação do limite da difração ao capturar as ondas evanescentes que contêm detalhes finos para a reconstrução perfeita de imagens, o que não era possível devido ao limite de difração da luz [50].

Em [47] é mostrado uma sonda (ver figura 12) com abertura nanométrica que é capaz de capturar o reflexo da distribuição do posicionamento aleatório de moléculas individuais fluorescentes. A sonda (ver figura 12) tem formato pontiagudo com uma pequena abertura de

fibra de vidro. Ao lado da abertura é inserida uma nanoantena alongada (ver figura 12(a)) em formato de nanobarra (antena monopolo). Esta antena é colocada com o propósito de aumentar o acoplamento da luz no campo próximo, fornecer maior intensidade de excitação e redirecionar a emissão de fótons em direções favoráveis [47, 51, 52]. Para visualização das moléculas, é utilizada microscopia óptica de varredura de campo próximo, onde a luz emitida pelo laser é acoplada dentro da sonda depois de ter passado através do controlador óptico de polarização. Abaixo da sonda, tem-se uma amostra de moléculas individuais fluorescentes. A distância entre a sonda e a amostra é regulada por um sistema de realimentação. A fluorescência das moléculas é filtrada e detectada por um fotodiodo de avalanche de contagem de fótons. Assim, é capturado o reflexo da distribuição do posicionamento aleatório de moléculas individuais (ver figura 12(b)). É importante frisar que quanto menor é a abertura da sonda, melhor será a resolução da imagem. Além disso, podem ser utilizados outros formatos de antenas ópticas, como em [53] onde é usada uma nanoesfera metálica na extremidade de uma sonda de abertura.

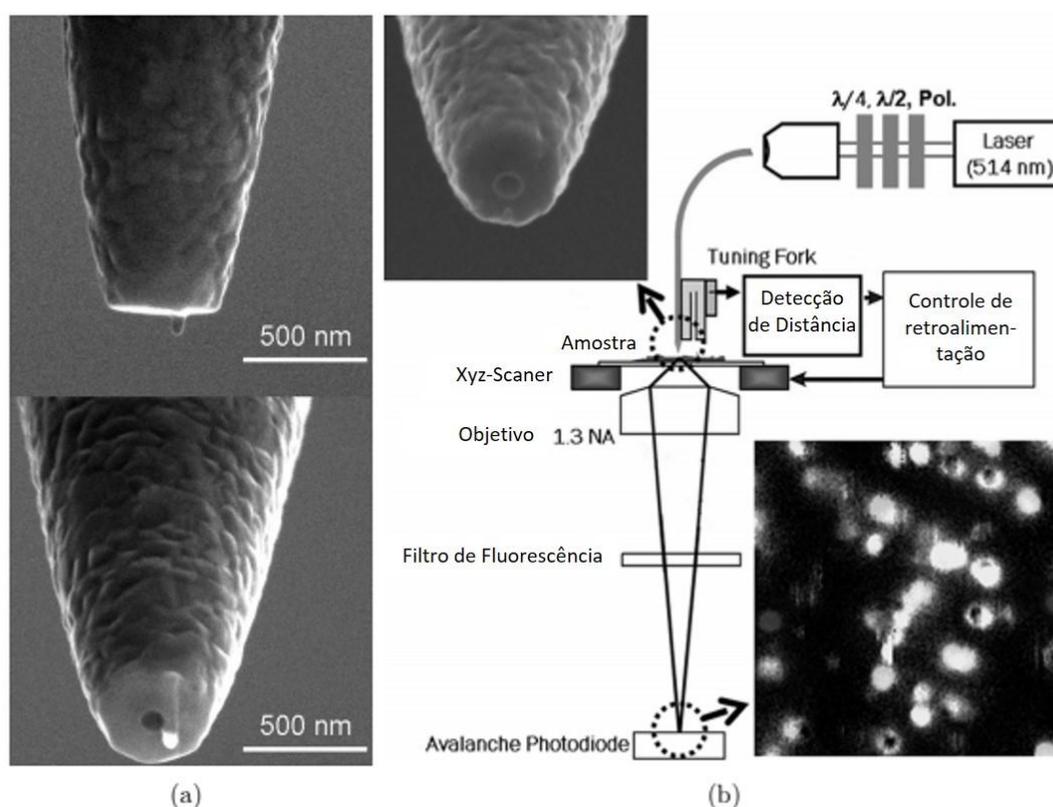


Figura 12- Microscopia óptica de varredura de campo próximo. (a) Sonda em formato pontiagudo com uma pequena abertura de fibra de vidro, ao lado da abertura é inserida uma nanoantena monopolo. (b) Ilustração de um microscópio óptico de varredura de campo próximo, juntamente com uma amostra contendo moléculas fluorescente individuais isoladas [47].

As nanoantenas devido a sua capacidade de controle total da luz em campo distante são os elementos cruciais para a realização da próxima geração de circuitos integrados, ou seja, futuros circuitos integrados fotônicos em nanoescala (PICs - Photonic Integrated Circuits), que irão substituir os circuitos integrados convencionais, devido às suas vantagens inerentes em termos de maior velocidade, maior largura de banda operacional e baixo consumo de energia. Em [54] é mostrado um PIC híbrido de silício composto por nanoantena, metamaterias e elementos plasmônicos como é mostrado na figura 13. Na porta de entrada do PIC uma nanoantena Yagi-Uda plasmônica diretiva é colocada em um guia de onda plasmônico, permitindo acoplamento direcional entre os modos guiado e irradiado. Os guias de onda de silício utilizados são de baixa perda e servem para transportar luz entre diferentes regiões do chip e elementos plasmônicos, nanoantena ou metamateriais nos quais a luz é processada (por exemplo, biossensores ou comutação). Tais elementos são colocados próximos aos guias de onda para garantir uma interação eficiente entre eles e a luz guiada.

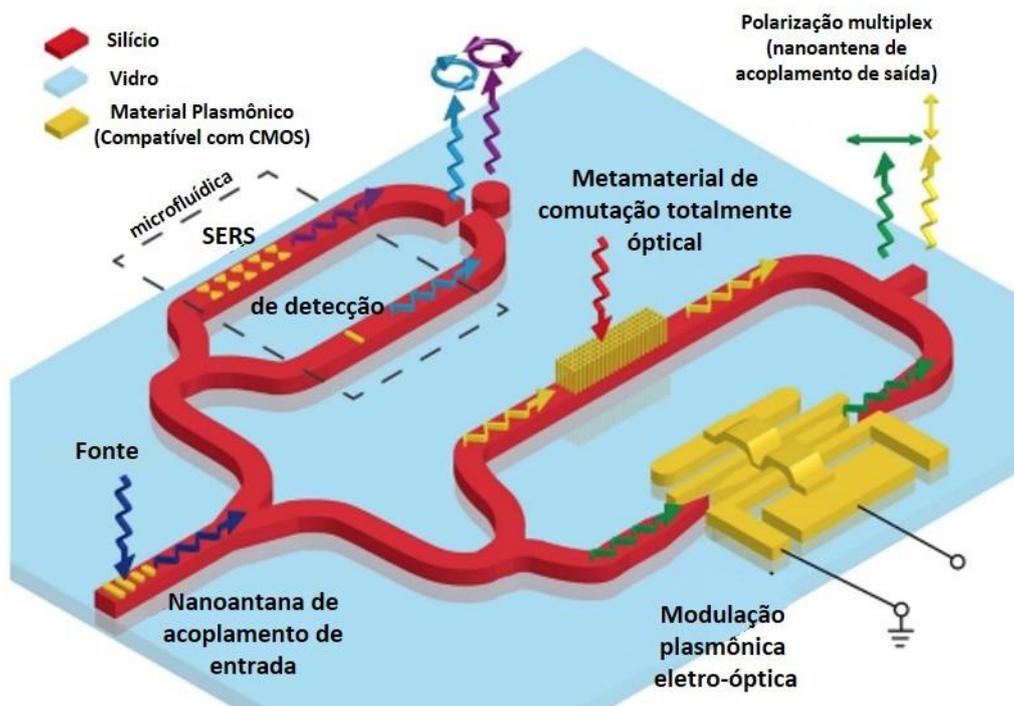


Figura 13- Esquema da arquitetura híbrida para PICs de silício [54]

2.7 TÉCNICAS DE FABRICAÇÃO DE NANOESTRUTURAS

A litografia é o principal processo associado a fabricação de nanoestrutura. A palavra litografia vem do grego lithos (pedra) e grafién (escrita), e no âmbito da nanofabricação

significa um processo no qual um padrão de escala nanométrica, previamente projetado, é transferido para um substrato. A passagem desse padrão para o substrato é realizada usando diversas técnicas como as técnicas de nanofabricação de cima para baixo (top-down nanofabrication) e de baixo para cima (bottom-up nanofabricação) [30, 33, 50, 55].

Na fabricação de baixo para cima, como a litografia coloidal (colloidal lithography) [55, 56, 57, 58, 59, 60, 61], envolve síntese química ou auto-montagem de nanopartículas de metal em solução com sintonia quase perfeita e cristalinidade que pode ser colocada em qualquer substrato (figura 14), dessa forma a nanoestrutura é constituída a partir de partes menores desta.

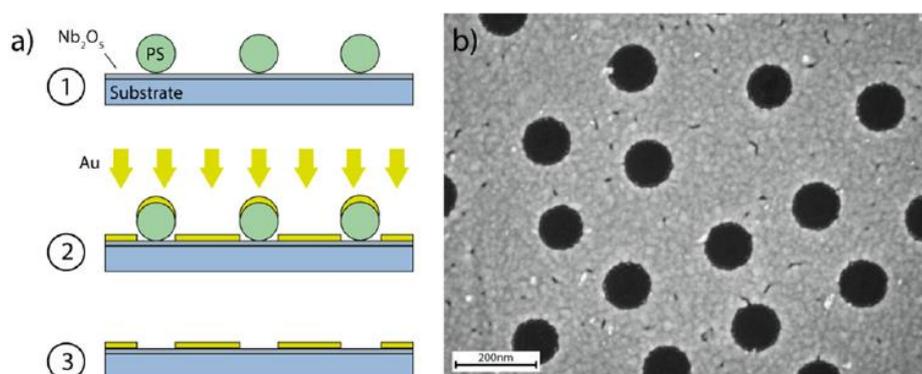


Figura 14 - (a) Processo de litografia coloidal usando colóides de poliestireno adsorvido como máscara para evaporação do ouro. (b) imagem SEM de um filme típico de 10 nm de espessura com nano furos de 105 nm de diâmetro [62].

Na fabricação de cima para baixo, partes do material da nanoestrutura são removidos do substrato para formar a mesma, como exemplos de nanofabricação de cima para baixo são a litografia por feixe de elétrons (EBL - Electron-Beam Lithography) figura 15 (a) e por feixe de íons focalizados (FIB-Focused-Ion Beam) figura 15 (b) [33, 50, 55].

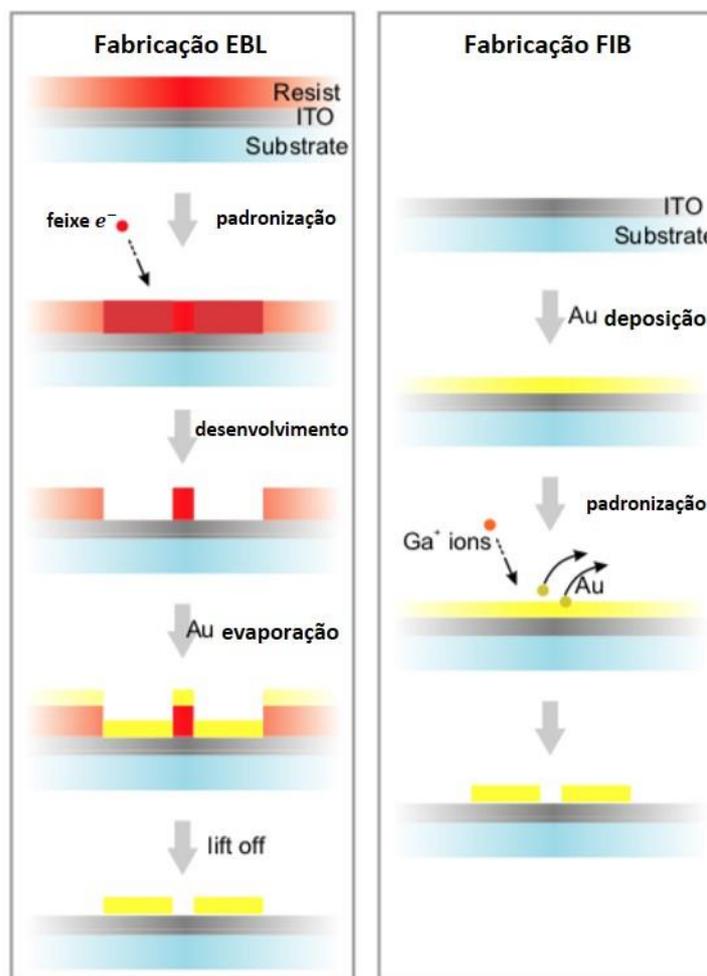


Figura 15 - Esquema das principais etapas para a nanoestruturação EBL e FIB padrão de nanoantenas [52].

A EBL [63, 64] é uma técnica que permite a transferência de um padrão arbitrário por meio da emissão de um feixe de elétrons concentrado em uma película fina conhecida como *resiste*, material que tem sua estrutura molecular modificada quando exposto a um feixe de elétrons. A técnica EBL foi originalmente desenvolvida a partir do microscópio eletrônico de varredura (SEM - Scanning Electron Microscope) [63, 64]. Na figura 16 é mostrado um sistema EBL típico composto basicamente por uma câmara de vácuo, uma fonte de elétrons e uma coluna contendo todos os elementos para a varredura do feixe, além do controle off/on do feixe de elétrons [65]. Um sistema automatizado faz a conexão entre a gravura do padrão e a varredura do feixe [65]. A resolução limite da técnica EBL e a qualidade do modelo fabricado depende de vários fatores incluindo qualidade da óptica que controla o feixe de elétrons, tipos de *resiste*, substrato, dose e energia do feixe e etc. [66]. O EBL foi utilizado em [67, 68, 69], para a fabricação de nanoantenas do tipo dipolos cilíndricos elípticos, *rod e*

dimer, respectivamente. Porém, o elevado custo da técnica representa um obstáculo para produzir em larga escala, limitando sua visibilidade na construção de nanoestruturas [70].

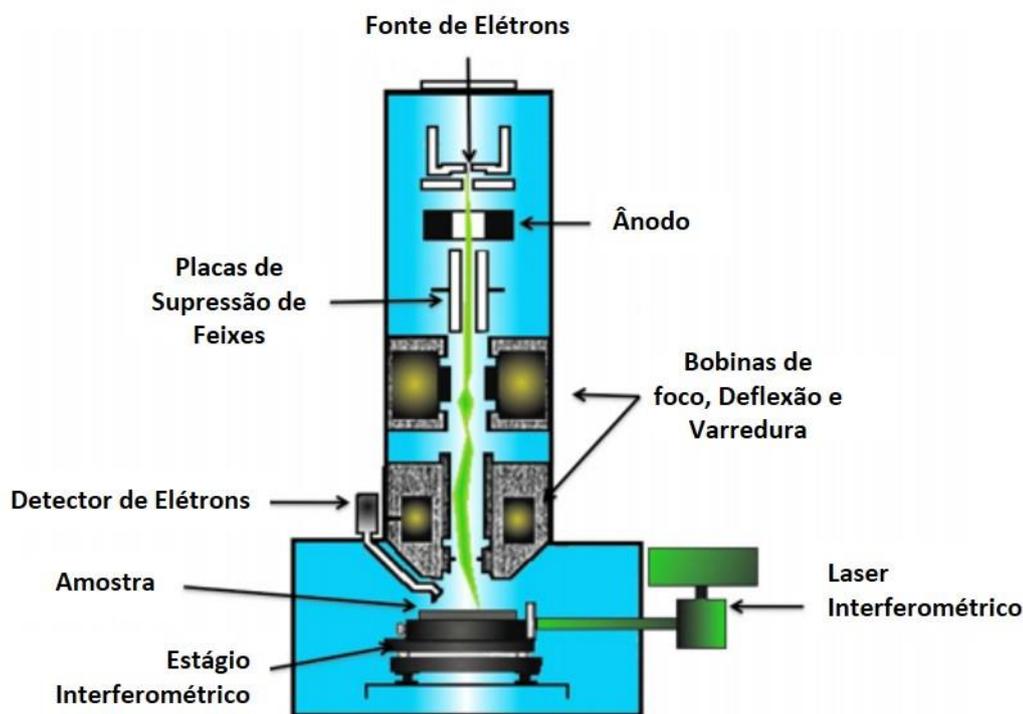


Figura 16 - Sistema EBL típico de fabricação ligado a um sistema computacional automático [65].

A FIB [71] é uma tecnologia que oferece um maior controle e qualidade na nanofabricação em uma única plataforma. Esta técnica, diferentemente da EBL, permite fabricar nanoestruturas diretamente sobre o substrato, ou seja, não é necessário o uso do *resist*. A técnica é baseada na pulverização catódica focalizada no material utilizando geralmente íons de Gálio (Ga) [72, 73]. Os íons são focalizados na camada do metal que está sobre um substrato condutor que produz o padrão desejado. A Figura 17 mostra um sistema FIB composto por sistemas de injeção de gás interno e externo. O controle de feixe é obtido por um software de litografia que endereça pixels dentro do campo de visão por um tempo de permanência definido [74]. O FIB foi aplicado em [75] para fabricação de antenas Yagi–Uda e em [76] para fabricação de antenas ópticas plasmônicas transmissora e receptora para comunicação sem fio. Apesar de a FIB ser uma ferramenta versátil e poderosa para análise de materiais e fabricação de dispositivos no campo da nanotecnologia, a velocidade relativamente lenta de remoção de material em comparação com a EBL impõe limitações quanto à aplicação dos feixes de íons focalizados como técnica de fabricação rápida. Sendo assim é geralmente destinada apenas a aplicações especializadas [77].

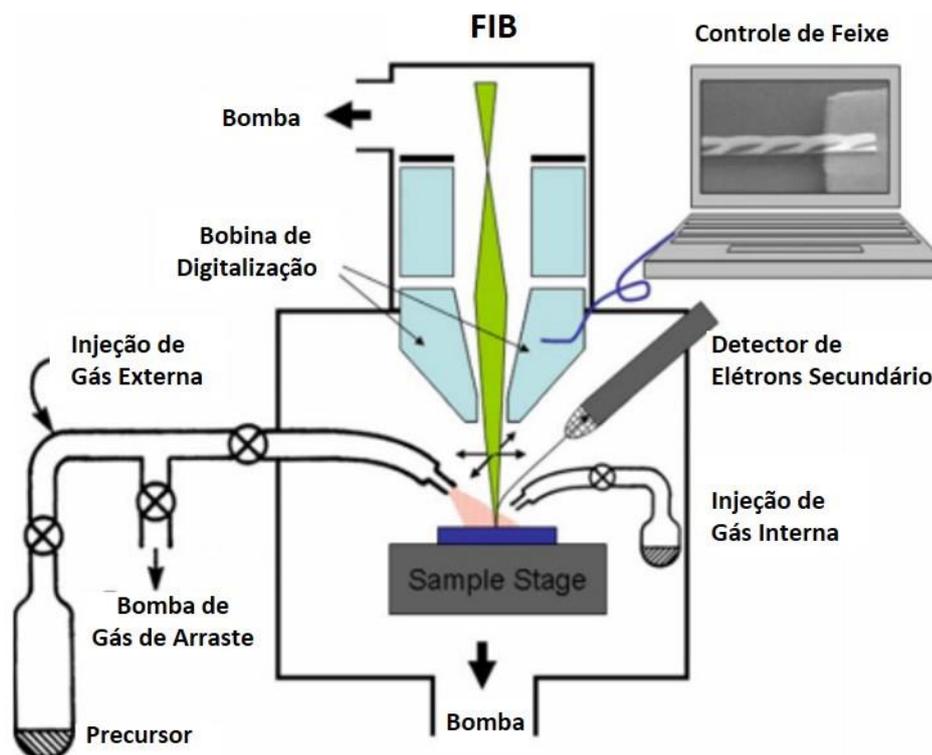


Figura 17 - Esquema de um sistema de nanofabricação FIB [74].

3 Método de Análise Utilizados

As equações de Maxwell, descrevem o comportamento do campo elétrico e magnético com a formação de relação entre cargas e correntes elétricas, campos eletromagnéticos com permeabilidade e permissividade do meio [78].

As equações de Maxwell descrevem de forma completa os fenômenos eletromagnéticos observados. No anetanto, as aplicações de suas equações em geometrias complexas são difícil solução, sendo em muitos casos é necessário recorrer a técnicas de cálculos numéricos para se encontrar resultados da distribuição dos campos resultantes [78]. Entre essas técnicas temos por exemplo o Método do Momentos (MoM), o Método dos Elementos Finitos (FEM), Método das Diferenças Finitas no Dominio do Tempo (FDTD) e métodos computacionais.

Neste capítulo é apresentada a modelagem geral do Método dos Momentos (MoM) linear e do Método dos Elementos Finitos aplicado para análise de nanoantenas plasmônicas cilíndricas. O modelo de Lorentz-Drude é utilizado para representar a permissividade complexa do ouro, a qual é usada no cálculo da impedância superficial dos condutores cilíndricos da nanoantena.

3.1 MÉTODO DOS MOMENTOS - MOM

O Método dos Momentos ou método dos resíduos ponderados é uma técnica de resolução de equações integrais complexas por redução destas a um sistema de equações lineares simples que podem ser resolvidas numericamente utilizando ferramenta computacional [80] [81] [82] [83] [84] [85]. O MoM linear é utilizado para resolver a equação integral do campo elétrico, com aproximação linear da corrente longitudinal, funções base senoidal e funções teste pulso retangular [79].

O método consiste na determinação de uma função resposta de aproximação f , considerando um operador integro-diferencial linear L e uma função de excitação g , como pode ser observado pela equação não homogênea (2.1) [79].

$$L(f) = g \quad (2.1)$$

A função f pode ser encontrado através do MoM, por uma aproximação de f por \hat{f} como combinação linear de N termos, como mostra a equação (2.2).

$$f(z') \cong \hat{f}(z') = a_1 \hat{f}_1(z') + a_2 \hat{f}_2(z') + \cdots + a_n \hat{f}_n(z') = \sum_{n=1}^N a_n \hat{f}_n(z'), \quad (2.2)$$

onde a_n ($n = 1, 2, 3, \dots, N$) são constantes desconhecidas e $\hat{f}_n(z')$ são funções conhecida denominadas funções base ou funções de expansão que, em geral, conseguem representar com precisão a função desconhecida. Onde o domínio dessas funções é o mesmo de $f(z')$ [79].

Utilizando a linearidade de L , e substituindo (2.2) em (2.1), temos:

$$L(f(z')) \cong L(\hat{f}(z')) = \sum_{n=1}^N a_n L(\hat{f}_n(z')) \cong g \quad (2.3)$$

Analisando (2.3), podemos concluir que as incógnitas são agora os escalares a_n . Se considerarmos a solução aproximada, ou seja, com N funções de base, a resolução da equação não é possível, pois possui um maior número de incógnitas N do que equações [79].

Para a determinação das grandezas escalares a_n , efetua-se o produto interno com um conjunto de funções conhecidas ω_m denominadas por funções de teste ou peso, sendo que os elementos ω_m devem ser linearmente independentes, de forma que as N equações também o sejam. Assim, para cada função de teste ω_m tem-se [85].

$$\langle g, \omega_m \rangle = \left\langle \sum_n^N a_n L(\hat{f}_n), \omega_m \right\rangle = \sum_n^N a_n \langle L(\hat{f}_n), \omega_m \rangle \Leftrightarrow \sum_n^N a_n \langle \omega_m, L(\hat{f}_n) \rangle = \langle \omega_m, g \rangle, \quad (2.4)$$

onde $m = 1, 2, \dots, N$.

Desenvolvendo o somatório de (2.4), encontra-se um conjunto de equações escrito na forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} \langle \omega_1 L \hat{f}_1 \rangle & \langle \omega_1 L \hat{f}_2 \rangle & \cdots & \langle \omega_1 L \hat{f}_N \rangle \\ \langle \omega_2 L \hat{f}_1 \rangle & \langle \omega_2 L \hat{f}_2 \rangle & \cdots & \langle \omega_2 L \hat{f}_N \rangle \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \langle \omega_N L \hat{f}_1 \rangle & \langle \omega_N L \hat{f}_2 \rangle & \cdots & \langle \omega_N L \hat{f}_N \rangle \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle \omega_1, g \rangle \\ \langle \omega_2, g \rangle \\ \vdots \\ \langle \omega_N, g \rangle \end{bmatrix}, \text{ ou seja, } [Z_{mn}][I_n] = [V_m], \quad (2.5)$$

Onde $Z_{mn} = \langle \omega_m L \hat{f}_n \rangle$, $I_n = a_n$ e $V_m = \langle \omega_m, g \rangle$.

Se a matriz $[Z_{mn}]$ não for singular, a sua inversa $[Z_{mn}]^{-1}$ existe e os escalares I_n são dados por

$$[I_n] = [Z_{mn}]^{-1}[V_m], \quad (2.6)$$

E solução aproximada de \hat{f} dado por

$$\hat{f} = \sum_n a_n \hat{f}_n \quad (2.7)$$

Esta solução apresenta boa convergência, porém depende da escolha das funções base \hat{f}_n e das funções testes ω_m . Vale ressaltar que a definição dessas duas funções determina a complexidade encontrada para determinar os elementos da matriz Z_{mn} do MoM.

3.1.1 Modelo de Lorentz-Drude para o Ouro

O material definido para as nanoantenas cilíndricas consideradas neste estudo é o ouro, um metal nobre de baixa perda e que apresenta ressonância plasmônica na região visível do espectro magnético. Para o estudo ser mais próximo da realidade, torna-se necessário certificar-se que o modelo adotado para este material represente adequadamente seu comportamento físico. Neste trabalho foram adotados dois modelos distintos, sendo eles: o modelo de Drude e o modelo de Lorentz [27]. Antes de descrever os modelos, é importante lembrar que os metais são caracterizados por possuírem elétrons livres em sua banda de condução. Esta propriedade influencia fortemente a resposta desses materiais ao serem expostos a um campo eletromagnético [79].

O modelo de Drude [27] descreve a resposta da movimentação desses elétrons livres na presença de um campo elétrico variável no tempo, por exemplo, como ocorre em altas frequências. Quando submetido a frequências ópticas, os elétrons oscilam fora de fase em relação ao campo elétrico incidente, tornando a constante elétrica desses metais negativa. Tal característica é notada na alta refletividade que os metais apresentam [79]. O modelo de Drude é dado por

$$\epsilon_{Drude} = 1 - \frac{\omega_{p1}^2}{\omega^2 - j\Gamma_D\omega} \quad (2.8)$$

Sendo que ω_{p1} é a frequência de plasma ou a frequência de oscilações coletiva dos elétrons, Γ_D é o termo de amortecimento das oscilações ou frequência de colisão dos elétrons livres (ou perda do material), ω a frequência angular do campo elétrico aplicado e a parte imaginária de ϵ_{Drude} está relacionada à dissipação de energia.

No modelo de Drude, fótons de baixa energia são absorvidos pelas transições dentro da banda de condução do metal (transições intrabanda (elétrons livres)). Para energias menores que o correspondente à frequência de ressonância do plasmon, o metal é bom refletor, caso contrário, ou seja, para frequências acima da ressonância do plasmon, comporta-se como um dielétrico. O que justifica o fato de que o modelo é preciso e válido para constante dielétrica da maioria dos metais na região do infravermelho. No entanto, para o ouro com um

comprimento de onda menor do que 550 nm , a parte imaginária da permissividade aumenta com maior intensidade em valores reais, do que o previsto pela teoria de Drude, mostrando que dependendo da frequência que ocorra a transição interbanda o modelo se torna inválido [79].

Já o modelo de Lorentz, é uma extensão do modelo de Drude, inserindo um termo de frequência de oscilação natural dos elétrons (ω_0) no modelo de Drude. Por definição o modelo de Lorentz é um modelo semiquântico baseado na aproximação de amortecimento de oscilador harmônico descrevendo as transições de interbandas dos elétrons, ou seja, de orbitas mais internas para a banda de condução considerando que os elétrons no material estão confinados em um núcleo atômico iônico, e oscilam em torno dele. O termo inserido no modelo de Drude vai representar justamente o processo de transição interbanda (elétrons ligados), que ocorre na região do espectro visível da luz [79]. O modelo de Lorentz é dado por

$$\epsilon_{Lorentz} = 1 + \frac{\omega_{p2}^2}{\omega_0^2 - \omega^2 - j\gamma_L\omega}, \quad (2.9)$$

Em que ω_{p2} é a frequência de plasma, γ_L frequência de amortecimento ou frequência de colisão dos elétrons livres com características de ressonância do termo de interbanda dos elétrons ligados (ou perda do material), ω a frequência angular e ω_0 a frequência angular para um comprimento de onda específico.

Os dois modelos descritos têm contribuição direta para a constante dielétrica do metal, assim o modelo final a ser utilizado para este estudo é uma composição dos dois modelos. Em uma única equação leva-se em consideração o efeito das transições de interbanda de maior energia, e que não foram consideradas nos modelos de Drude e Lorentz [27]. O modelo híbrido de Lorentz–Drude com um termo de interbanda fornece uma função dielétrica que mais se aproxima com as funções dielétricas medidas experimentalmente por Johnson & Christy para o ouro [27] [86].

Este modelo da permissividade é uma boa aproximação para comprimentos de ondas maiores que 500 nm , como ilustrado na figura 18 ao comparado com o modelo experimental de Johnson & Christy [86]. O modelo de Lorentz–Drude da permissividade complexa pode ser escrito como,

$$\epsilon_{r1} = \epsilon_{Drude} + \epsilon_{Lorentz} + 6 \quad (2.10)$$

Logo temos que

$$\epsilon_{r1} = \epsilon_{\infty} - \frac{\omega_{p1}^2}{\omega^2 - j\Gamma_D\omega} + \frac{\omega_{p2}^2}{\omega_0^2 - \omega^2 - j\gamma_L\omega}, \quad (2.11)$$

onde ϵ_∞ (igual a 8) é a permissividade relativa para frequência infinita, que uma constante introduzida para responder ao efeito integrado de transições de interbanda de alta energia já levando em consideração um termo de interbanda que é um deslocamento constante igual a 6 [27]. Essa permissividade representa a condutividade finita do metal, além de levar em consideração mudança de camadas por parte dos elétrons devido a excitações ocasionadas por fótons. Como o material que compõe a estrutura é o ouro e as frequências utilizadas no problema serem nas regiões do infravermelho próximo e ópticos. Logo, as constantes de (2.11) são: $\epsilon_\infty = 8$, $\omega_{p1} = 13,8 \times 10^{15} s^{-1}$, $\omega_{p2} = 45 \times 10^{14} s^{-1}$, $\Gamma_D = 1,075 \times 10^{14} s^{-1}$, $\gamma_L = 9 \times 10^{14} s^{-1}$, $\omega_0 = 2\pi c/\lambda_0$, $\lambda_0 = 450 \text{ nm}$ e $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$, todos estes parâmetros foram retirados de [27].

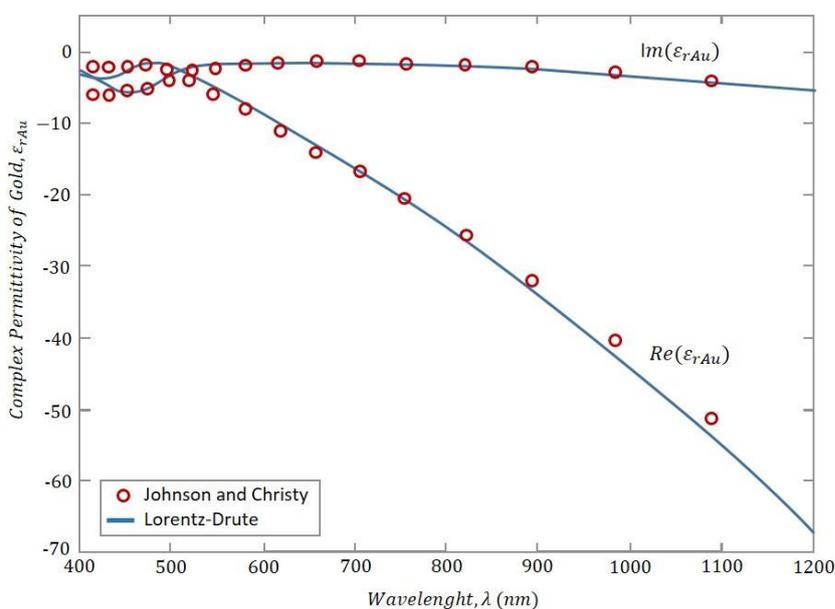


Figura 18 - Permissividade complexa de ouro obtida pelo modelo de Lorentz-Drude de (1) e dados experimentais de Johnson-Christy [87].

3.1.2 Equação Integral do Campo Elétrico

Considerando o exemplo apresentado na figura 19 de um condutor cilíndrico linear de ouro, de comprimento l e raio a situado no espaço livre, pode-se observar que um campo elétrico externo incidente \vec{E}_i incide sobre o condutor, que pode ser devido a uma onda plana, feixe Gaussiano, fonte de tensão e etc.. Este campo vai induzir uma corrente elétrica I no condutor e, conseqüentemente, esta corrente induzida irá radiar um campo elétrico espalhado

\bar{E}_s . Para o condutor com perdas, obtém-se a seguinte condição de contorno na superfície do condutor linear para o campo elétrico [79]

$$(\bar{E}_s + \bar{E}_i) \cdot \bar{a}_l = Z_s I, \quad (2.12)$$

onde \bar{a}_l é um vetor unitário tangencial a superfície do condutor e Z_s é a impedância superficial (ver figura 19) que descreve a permissividade relativa. Z_s é determinada de forma aproximada considerando o condutor como um guia de onda cilíndrico no modo TM_{01} [88] que é o modo principal do problema para faixa de frequência utilizada de 100–400 THz, desconsiderando os outros modos que não tem contribuição significativa [79]. Neste caso a impedância é dada por

$$Z_s = \frac{TJ_0(Ta)}{2\pi a j \omega \epsilon_1 J_1(Ta)}, T = k_0 \sqrt{\epsilon_{r1}}, k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}, \epsilon_1 = \epsilon_0 \epsilon_{r1}, \quad (2.13)$$

Sendo que J_0 e J_1 são as funções de Bessel de primeiro tipo de ordem zero e um, respectivamente, ω a frequência angular de operação, k_0 a constante de propagação no ar, μ_0 permeabilidade magnética do ar e ϵ_0 permissividade elétrica do ar.

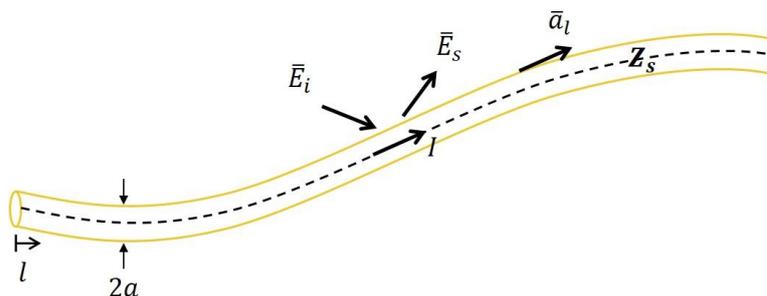


Figura 19 – Exemplo de um condutor cilíndrico fino de comprimento l , adoidado de [78].

O campo elétrico espalhado é encontrado através das equações de Maxwell na forma harmônica temporal [82],

$$\nabla \times \bar{E}_s = -j\omega \bar{B}_s, \quad (2.14a)$$

$$\nabla \times \bar{H}_s = \bar{J} + j\omega \bar{B}_s, \quad (2.14a)$$

$$\nabla \times \bar{D}_s = \rho, \quad (2.14c)$$

$$\nabla \times \bar{B}_s = 0, \quad (2.14c)$$

onde ρ é a densidade de carga elétrica e foi utilizado $e^{j\omega t}$ como fator temporal.

Para facilitar a resolução do problema, são utilizadas funções auxiliares, conhecidas como funções potencial elétrico Φ e magnético \bar{A} , para tanto são empregadas duas identidades vetoriais fundamentais,

$$\nabla \times (-\nabla\Phi) = 0, \quad (2.15a)$$

$$\nabla \cdot (\nabla \times \bar{A}) = 0, \quad (2.15b)$$

Como o fluxo magnético \bar{B}_s é sempre solenoidal (2.14d), logo \bar{B}_s pode ser representado como o rotacional de outro vetor a partir da identidade (2.15b), dessa forma \bar{B}_s é definido por

$$\bar{B}_s = \nabla \times \bar{A} \quad (2.16)$$

Substituindo (2.16) em (2.14a), a lei de Faraday pode ser reescrita como: $\nabla \times [\bar{E}_s + j\omega\bar{A}] = 0$. Utilizando a identidade (2.15a), \bar{E}_s resulta em

$$\bar{E}_s(\vec{r}) = -j\omega\bar{A}(\vec{r}) - \nabla\Phi(\vec{r}), \quad (2.17)$$

Segue abaixo o procedimento para determinar \bar{A} e Φ .

Substituindo (2.16) e (2.17) em (2.14b), temos

$$\nabla \times \nabla \times \bar{A} = \mu_0\bar{J} + \omega^2\mu_0\varepsilon_0\bar{A} - j\omega\mu_0\varepsilon_0\nabla\Phi, \quad (2.18a)$$

Utilizando a identidade vetorial $\nabla \times \nabla \times \bar{A} = \nabla(\nabla \cdot \bar{A}) - \nabla^2\bar{A}$, (2.18a) pode ser reescrita como

$$\nabla^2\bar{A} - \nabla(\nabla \cdot \bar{A}) = -\mu_0\bar{J} - \omega^2\mu_0\varepsilon_0\bar{A} + j\omega\mu_0\varepsilon_0\nabla\Phi, \quad (2.18b)$$

Substituindo (2.17) em (2.14c), temos

$$\nabla^2\Phi + j\omega\nabla \cdot \bar{A} = -\frac{\rho}{\varepsilon_0}, \quad (2.19)$$

Para desacoplar (2.18b) e (2.19) é utilizado a condição de Lorentz para potenciais (2.20). Substituindo (2.20) em (2.18b) e em (2.19), encontra-se duas equações diferenciais simétricas, conhecidas como equação não-homogênea de Helmholtz, onde as soluções dessas equações são as funções potenciais \bar{A} e Φ geradas, respectivamente por \bar{J} e ρ .

$$\nabla \cdot \bar{A} = -j\omega\mu_0\varepsilon_0\Phi \text{ ou } \Phi = -\frac{1}{j\omega\mu_0\varepsilon_0}\nabla \cdot \bar{A}, \quad (2.20)$$

$$\nabla^2 \cdot \bar{A} + k_0^2\bar{A} = -\mu_0\bar{J}, \quad k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}, \quad (2.21a)$$

$$\nabla^2 \cdot \Phi + k_0^2\Phi = -\frac{\rho}{\varepsilon_0}, \quad (2.21b)$$

Sendo (2.21a) e (2.21b) quatro equações escalares, onde todas as soluções tem a mesma forma. Assim a solução de (2.21a) e (2.21b), para o espaço livre, pois o meio que circunda o condutor é o vácuo, é encontrada calculando a função de Green $g(R)$ associada ao problema e, posteriormente os potenciais \bar{A} e Φ . Sabe-se que

$$\nabla^2 g(\vec{r}, \vec{r}') + k_0^2 g(\vec{r}, \vec{r}') = -\delta(\vec{r}, \vec{r}'), \quad (2.22a)$$

onde δ é a função delta de Dirac, que representa um impulso de magnitude unitária aplicado em \bar{r}' . A solução da função de Green em coordenadas esféricas para o espaço livre [85], é dada por

$$g(R) = \frac{e^{-jk_0R}}{4\pi R}, R = |\bar{r}, \bar{r}'|, \quad (2.22b)$$

sendo R a distância entre o ponto de observação \bar{r} (ponto de campo) e a fonte \bar{r}' (ponto da fonte, no eixo do condutor).

Logo, a solução para os potenciais, para a componente longitudinal do condutor é dada por:

$$\bar{A} = \mu_0 \int_v \bar{J} g(R) dv', \quad (2.23a)$$

$$\Phi = \frac{1}{\epsilon_0} \int_v \rho g(R) dv', \quad (2.23b)$$

onde para o caso de corrente linear \bar{I} temos as seguintes integrais ao longo do comprimento l da corrente linear

$$\bar{A}(\bar{r}) = \mu_0 \int_l \bar{I}(l') g(R) dl', \quad (2.23c)$$

$$\Phi = \frac{1}{\epsilon_0} \int_l x(l') g(R) dl', \quad (2.23d)$$

sendo que as coordenadas-linha representam a localização do ponto-fonte e as demais se referem à localização do ponto de interesse (ponto no qual os potenciais são calculados), A densidade de carga linear é dada pela equação da continuidade.

$$x(l') = -\frac{1}{j\omega} \frac{dI}{dl'} \quad (2.23e)$$

Substituindo (2.22b) e (2.23c), (2.23e) em (2.17), temos

$$\bar{E}_s(\bar{r}) = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \left[k_0^2 \int_l \bar{I} g(R) dl' + \int_l \frac{dI}{dl'} \nabla g(R) dl' \right] \quad (2.24)$$

Este é o campo elétrico espalhado ao longo do comprimento l do condutor cilíndrico. Substituindo (2.24) em (2.12), temos a equação integral do problema que será solucionado na próxima seção pelo MoM linear.

$$\left(\frac{1}{j\omega\epsilon_0} \left[k_0^2 \int_l \bar{I} g(R) dl' + \int_l \frac{dI}{dl'} \nabla g(R) dl' \right] + \bar{E}_i \right) \cdot \bar{a}_i = Z_s I \quad (2.25)$$

3.1.3 Solução Numérica pelo Método dos Momentos (MoM) Linear

O MoM linear mostrado aqui é baseado na aproximação de corrente linear com um modelo equivalente de impedância (2.13) de superfície dos condutores cilíndricos, com teste senoidal e funções de base [89]. A solução para a equação integral de (2.25) é realizada numericamente a partir da aplicação do método dos momentos linear, seguindo para tanto a formulação matemática demonstrada nas seções anteriores.

A aplicação do referido MoM é apresentado para um nanodipolo cilíndrico de ouro no espaço livre mostrado na figura 20, assim como a geometria do problema original.

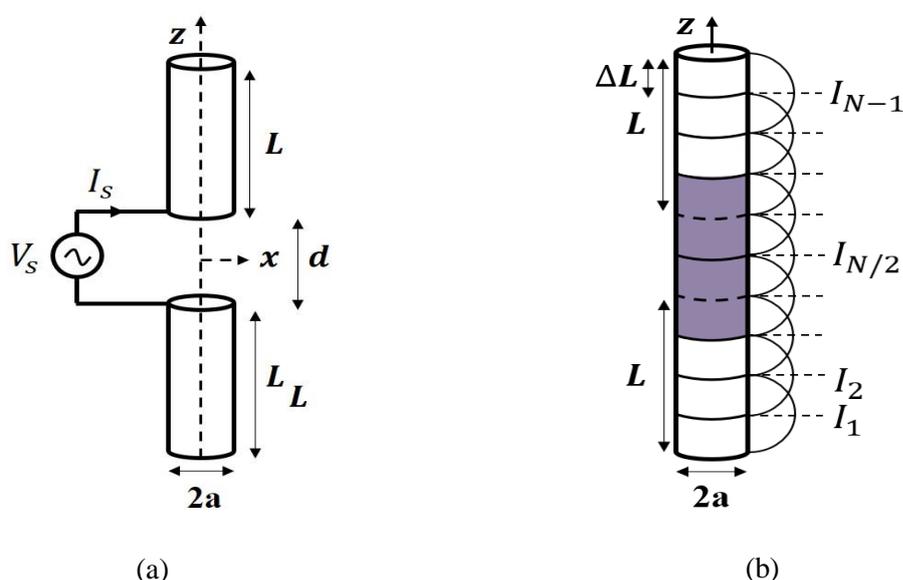


Figura 20 - Geometria do nanodipolo: problema original (a), modelo MoM (b).

O método será exemplificado para o caso particular de um único dipolo irradiando no espaço livre, composto por elementos cilíndricos plasmônicos feitos de ouro. A figura 20(b) mostra a geometria do problema original e o equivalente MoM. Na figura 20, L é o comprimento dos braços, d é o *gap* do nanodipolo e a é o raio do dipolo. O comprimento total desta antena é $L_t = 2L + d$. Nesta análise, não foi levado em consideração a capacitância gerado pelo *gap* de ar (C_{gap}) do nanodipolo. Nesse caso, nossa impedância de entrada é equivalente ao Z_a apresentado em [39] sem C_{gap} . A figura 20(b) mostra a discretização da nanoantena para aplicação do MoM linear, onde o comprimento total do nanodipolo L_t é dividido em $N_t = 2N_L + 2$ seguimentos retos totais, onde N_L é o número de seguimentos $L - 0,5d$ com comprimento $\Delta L = (L - 0,5d)/N_L$ seguimento em branco na figura 20(b). e dois seguimentos no meio com dimensões de $\Delta L = d$ seguimentos em cinza na figura 20(b). O

número total de funções base senoidal é $N = N_L - 1$, o critério de convergência (estabilidade) para escolha de N_L é o valor máximo tal que $\Delta L > 2_a$ seja satisfeito, com garantimos a estabilidade ao método para considerar a aproximação linear da corrente [79].

Em cada segmento a distribuição de corrente é aproximada por funções base senoidais que é a soma das duas funções seno hiperbólico (\sinh) como mostrado na figura 20, logo a corrente é dada por [79]:

$$I^n = \frac{1}{\sinh\gamma\Delta l_n} [I_{n1}\sinh\gamma(l_{2n} - l) + I_{n2}\sinh\gamma(l - l_{n1})], \gamma = jk_0,$$

$$\bar{I} = I\bar{a}_n = \sum_{n=1}^{N_t} \bar{I}^n = \sum_{n=1}^{N_t} I^n \bar{a}_n, \quad (2.26)$$

onde l é um ponto qualquer no eixo do condutor, l_{n1} e l_{n2} são pontos nas extremidade de cada segmento e \bar{a}_n é o vetor unitário tangencial a cada segmento de discretização do condutor (eixo do condutor). Os parâmetros I_{n1} e I_{n2} são as constantes de expansão de \bar{I} , e estes são os valores da corrente nas extremidades de cada segmento conforme mostra a figura 21.

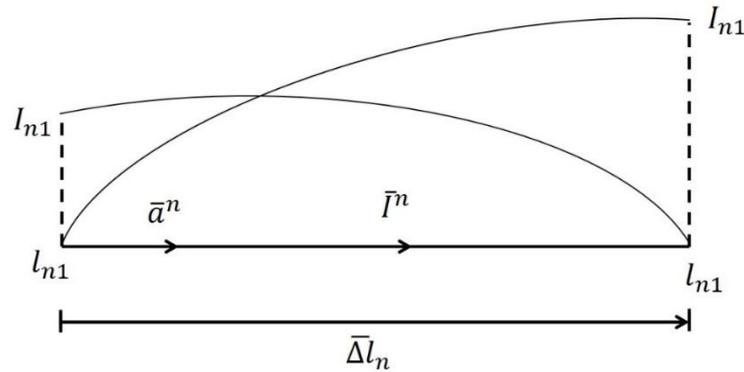


Figura 21 – Elemento de corrente senoidal em um segmento [78]

Ao substituir (2.26) em (2.24) temos a equação para o campo elétrico espalhado:

$$\bar{E}_s = \sum_{n=1}^{N_t} \left[\frac{1}{j\omega\epsilon_0} \left(-\gamma^2 \int_{l_{n1}}^{l_{n2}} \bar{I}^n(l') g(R) dl' + \int_{l_{n1}}^{l_{n2}} \frac{dl'(l')}{dl'} \nabla g(R) dl' \right) \right], \quad (2.27a)$$

Fazendo,

$$\frac{1}{j\omega\epsilon_0} \left(-\gamma^2 \int_{l_{n1}}^{l_{n2}} \bar{I}^n(l') g(R) dl' + \int_{l_{n1}}^{l_{n2}} \frac{dl'(l')}{dl'} \nabla g(R) dl' \right) = L\bar{I}^n, \quad (2.27b)$$

onde $-\gamma^2 = k_0^2 \Rightarrow jk_0$

Dessa forma (2.27a) torna-se

$$\bar{E}_s = \sum_{n=1}^{N_t} [L\bar{I}^n] \quad (2.27c)$$

A corrente de (2.27c) pode ser representada como

$$\bar{I}^n = I_{n1}\bar{f}_{n1} + I_{n2}\bar{f}_{n2} \quad (2.28a)$$

onde \bar{f}_{n1} e \bar{f}_{n2} são as funções de base senoidais hiperbólicas dadas por

$$\bar{f}_{n1} = \frac{\text{senh}\gamma(l_{n2} - l)}{\text{senh}\gamma\Delta l_n} \bar{a}_n \quad \text{e} \quad \bar{f}_{n2} = \frac{\text{senh}\gamma(l - l_{n1})}{\text{senh}\gamma\Delta l_n} \bar{a}_n \quad (2.28b)$$

E substituindo (2.28a) em (2.27c) temos que

$$\bar{E}_s = \sum_{n=1}^{N_t} \{L[I_{n1}\bar{f}_{n1} + I_{n2}\bar{f}_{n2}]\} \quad (2.29a)$$

Expandindo (2.29a)

$$\begin{aligned} \bar{E}_s = & I_{11}L\bar{f}_{11} + I_{12}L\bar{f}_{12} + I_{21}L\bar{f}_{21} + I_{22}L\bar{f}_{22} + I_{31}L\bar{f}_{31} + I_{32}L\bar{f}_{32} + I_{41}L\bar{f}_{41} + I_{42}L\bar{f}_{42} + \dots \\ & + I_{n1}L\bar{f}_{n1} + I_{n2}L\bar{f}_{n2} + \dots + I_{N_t1}L\bar{f}_{N_t1} + I_{N_t2}L\bar{f}_{N_t2}, \end{aligned} \quad (2.29b)$$

Utilizando a condição de $I_{12} = I_{21} = I_1, \dots, I_{n2} = I_{(n+1)1} = I_n, \dots, I_{(n+1)2} = I_{N_t1} = I_{(N_t+1)}$,

Logo

$$\begin{aligned} \bar{E}_s = & I_{11}L\bar{f}_{11} + (L\bar{f}_{12} + L\bar{f}_{21}) \cdot I_1 + (L\bar{f}_{22} + L\bar{f}_{31}) \cdot I_2 + (L\bar{f}_{32} + L\bar{f}_{41}) \cdot I_3 + \dots + I_{42}L\bar{f}_{42} \\ & + I_{n1}L\bar{f}_{n1} + I_{N_t2}L\bar{f}_{N_t2} \end{aligned} \quad (2.29c)$$

Fazendo a aproximação de que nas extremidades do condutor $I_{11} = I_{N_t2} = 0$. O campo elétrico espalhado (2.29c) pode ser escrito da seguinte forma

$$\bar{E}_s = \sum_{n=1}^N (L\bar{f}_{n2} + L\bar{f}_{(n+1)1}) I_n \quad (2.29a)$$

Substituindo (2.30) em (2.12)

$$\left[\bar{E}_s = \sum_{n=1}^N (L\bar{f}_{n2} + L\bar{f}_{(n+1)1}) I_n \cdot \bar{a}_l \right] = Z_s I \quad (2.31)$$

Para determinar as constantes de expansão I_n mostrada na figura 20(b) onde cada constante define uma corrente senoidal triangular, escolhe-se um conjunto de $N = N_t - 1$ funções conhecidas P_m denominadas por funções de teste ou peso. Serão utilizadas as seguintes funções pulso retangular, com amplitude unitária

$$P_m(l) = \begin{cases} 1, & \text{para } l_{mc} < l < l_{(m+1)c}, \quad m = 1, 2, 3, \dots, N, \\ 0, & \text{fora} \end{cases} \quad (2.32)$$

Onde l_{mc} é o ponto médio entre os pontos l_{m1} e l_{m2} de cada segmento de m na figura 21. Fazendo o produto interno (integração) com P_m em ambos os lados de (2.31), obtém-se

$$\left[\int_{l_{mc}}^{l_{(m+1)c}} \bar{E}_i \cdot \bar{a}_l dl + \int_{l_{mc}}^{l_{(m+1)c}} \sum_{n=1}^N (L\bar{f}_{n2} + L\bar{f}_{(n+1)1}) I_n \cdot \bar{a}_l dl \right] = \int_{l_{mc}}^{l_{(m+1)c}} Z_s I dl, \quad (2.33)$$

Onde \bar{a}_l é o vetor unitário tangencial a superfície do condutor l no intervalo $l_{mc} < l < l_{(m+1)c}$. Fazendo.

$$Z_{mn} = \int_{l_{mc}}^{l_{(m+1)c}} [L\bar{f}_{n2} + L\bar{f}_{(n+1)1}] \bar{a}_l dl, \quad (2.34)$$

onde os elementos de Z_{mn} representam a impedância mútua entre os elementos de corrente senoidal m e n . Substituindo (2.34) em (2.33) tem-se que

$$\int_{l_{mc}}^{l_{(m+1)c}} \bar{E}_i \cdot \bar{a}_l dl + \sum_{n=1}^N Z_{mn} I_n = \int_{l_{mc}}^{l_{(m+1)c}} Z_s I_m dl \quad (2.35)$$

Aproximando a integral do lado direito (2.35) pela área no centro do intervalo de integração, ou seja, $Z_s I_m \Delta_m$, temos

$$\int_{l_{mc}}^{l_{(m+1)c}} \bar{E}_i \cdot \bar{a}_l dl = Z_s I_m \Delta_m - \sum_{n=1}^N Z_{mn} I_n, \text{ onde: } \Delta_m = 1/2 (\Delta l_m + \Delta l_{m+1}) \quad (2.36)$$

Para $m = 1, 2, \dots, N$, obtemos o seguinte sistema linear compacto

$$V_m = Z_s I_m \Delta_m - \sum_{n=1}^N Z_{mn} I_n, \quad m = 1, 2, \dots, N, \text{ sendo } V_m = \int_{l_{mc}}^{l_{(m+1)c}} \bar{E}_i \cdot \bar{a}_l dl, \quad (2.37)$$

onde N é o número de correntes senoidais triangulares, sendo $N = N_t - 1$ e N_m é a tensão devido a fonte \bar{E}_i em cada segmento m , no entanto é diferente de zero apenas na posição da fonte de tensão localizada em $m = (N + 1)/2$ (centro do dipolo) com valor $V_{(N+1)/2} = V_s$.

$$[V] = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ V_{(N+1)/2} \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

O sistema (2.38) pode ser posto na seguinte forma matricial

$$\begin{bmatrix} -Z_{11} + Z_s \Delta_1 & -Z_{12} & \cdots & -Z_{1N} \\ -Z_{21} & -Z_{11} + Z_s \Delta_1 & \cdots & -Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -Z_{N1} & -Z_{N2} & \cdots & -Z_{NN} + Z_s \Delta_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix}, [Z][I] = [V] \quad (2.39)$$

A solução do sistema (2.37) produz a corrente ao longo do nanodipolo.

Ao encontrar o vetor coluna $[I]$, pode-se por meio da Lei de Ohm calcular a impedância de entrada da nanoantena, $Z_{in} = V_{(N+1)/2}/I_s$, onde

$$I_s = \frac{1}{\sinh \gamma d} \left[I_{(N+1)/2} \sinh \frac{\gamma d}{2} + I_{(N+1)/2+1} \sinh \frac{\gamma d}{2} \right], \gamma = jk_0, \quad (2.40)$$

Sendo que I_s é dado por (2.25), onde esta corrente é localizada no centro entre as correntes $I_{(N+1)/2}$ e $I_{(N+1)/2+1}$, de acordo com a figura 22.

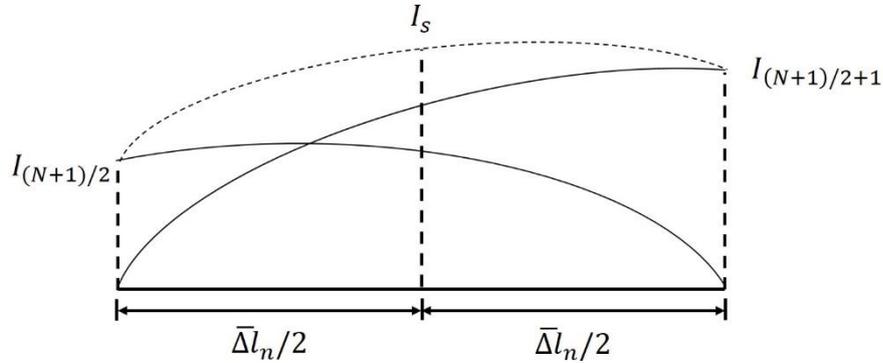


Figura 22 – Corrente I_s no centro de um elemento de corrente senoidal em um segmento [78].

O circuito equivalente do dipolo da figura 20 é mostrado na figura 23 abaixo, onde R_r e R_L são as resistências radiada e dissipada da nanoantena respectivamente, e X_{in} é a reatância de entrada. Para uma fonte $V_s = 1$ Volt, a impedância de entrada é $Z_{in} = \frac{1}{I_s} = (R_r + R_L) + jX_{in} = R_{in} + jX_{in}$. A potência total de entrada do dipolo é dada $P_{in} = 0,5R_e(V_s I_s^*) = 0,5(R_r + R_L)|I_s|^2 = P_r + P_L$, sendo P_r a potência radiada e P_L é a potência dissipada na superfície da nanoestrutura devido a antena ser feita com condutor de condutividade infinita [79]. P_L é encontrado numericamente da seguinte forma.

$$P_L = 0,5R_e(Z_s) \sum_{n=1}^N |I_n|^2 \Delta_n \quad (2.41)$$

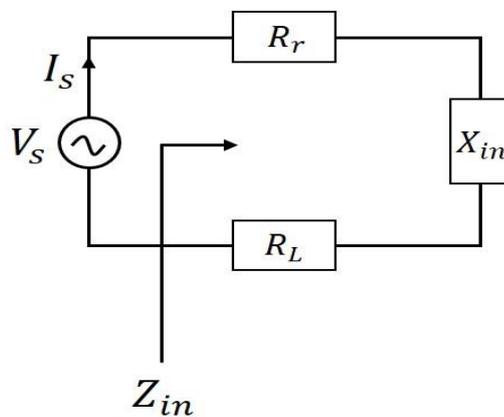


Figura 23 - Modelo do circuito equivalente.

As resistências de radiação e dissipada são calculadas através de $R_r = 2P_r/|I_2|^2$ e $R_L = 2P_L/|I_2|^2$ respectivamente. Após serem determinadas as potências, podemos obter a eficiência de radiação do dipolo por $e_r = P_r/P_{in} = P_r/(P_r + P_L) = R_r/(R_r + R_L)$.

3.2 ANÁLISE NÚMERICA PELO MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS USANDO O SOFTWARE COMSOL MULTIPHYSICS

A técnica dos Método dos Elementos Finitos (FEM) iniciou no final do século XVIII, quando Gauss propôs a utilização de funções de aproximação para soluções de problemas matemáticos com grandes sistemas de equações lineares, porém, o seu uso se tornou viável apenas por volta de 1950, em consequência do avanço da tecnologia computacional, facilitando a resolução de enormes equações algébricas [90].

A publicação mais antiga que faz referência ao Método dos Elementos Finitos se dá em um artigo [91] datado de 1960 com autoria de Ray Clough. Porém, o grande salto para o desenvolvimento do FEM como o conhecemos hoje foi realizado na década de 60 e início da década de 70, quando o formato apresentou maior aceitação na comunidade científica. Por se tratar de um método que exige grande quantidade de cálculos matemático, normalmente para solução de grandes sistemas de equações lineares, o FEM só tem utilidade prática quando se faz uso de um computador digital. Por esse motivo o rápido desenvolvimento do FEM praticamente coincidiu com a generalização da utilização de computadores nos centros de pesquisas, ocorrida nas décadas de 80 e 90, quando finalmente passou a ser utilizados pelos projetistas estruturais [92].

O FEM se aplica a inúmeros problemas relativos aos diversos fenômenos físicos, submetidos a uma grande variedade de interações com o meio onde eles ocorrem. Outrossim, a precisão e estabilidade do método já estão bem desenvolvidas e fortemente amparadas em teorias matemáticas, o que garante a robustez da técnica. Daí seu enorme emprego como ferramenta no estudo dos diversos campos da ciência e da engenharia.

A formulação do FEM requer a existência de uma equação integral, de modo que seja possível substituir uma integral sobre um domínio complexo (de volume V) por um somatório de integrais estendidos a sub domínios de geometria simples (de volume V_i). Esta técnica é ilustrada com o seguinte exemplo, que corresponde a integral de volume de uma função f [92].

$$\int_v f dV = \sum_{i=1}^n \int_{V_i} f dV \quad (2.42)$$

em que pressupõe-se,

$$V = \sum_{i=1}^n V_i \quad (2.43)$$

Se for possível calcular toda a integrais estendida aos sub domínios V_i , basta efectuar o somatório correspondente ao segundo membro de (2.42) para se obter a integral estendida a todo o domínio. Cada sub domínio V_i corresponde a um elemento finito de geometria simples (e.g., segmento de reta, triangulo, quadrilátero, tetraedro, paralelepípedo). O somatório indicado em (2.42) vai dar origem à operação designada de assemblagem, que apresenta muitas semelhanças com a que é efetuada nas estruturas reticuladas [92].

Geometricamente falando, o princípio desse método consiste em discretizar o domínio do problema, dividindo uma estrutura em várias outras menores de geometria mais simples formando uma malha [93]. Inicialmente os elementos finitos mais comuns eram os triangulares e os tetraédricos, passando-se mais tarde a dar preferência aos quadriláteros e aos hexaedros, e diversos outros, dependendo de sua dimensão do qual o problema está sendo analisado (unidimensional, bidimensional ou tridimensional) [94]. A figura 24 ilustra diversos tipos de geometrias de elementos.

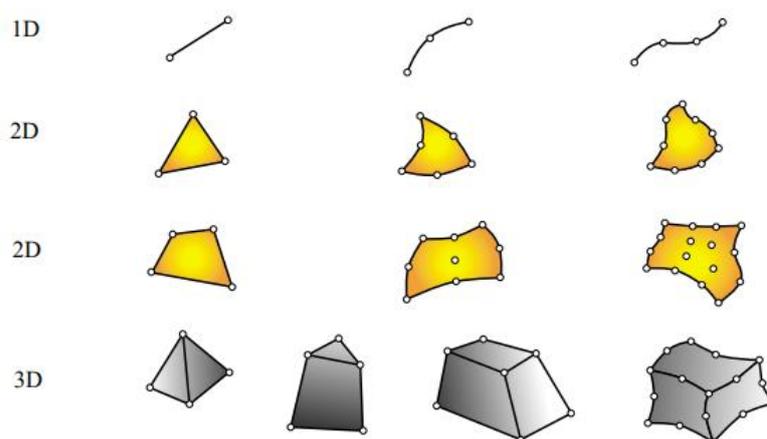


Figura 24 - Geometrias típicas de elementos finitos em uma a três dimensões [94].

É apresentado na figura 25 um exemplo de uma estrutura discretizada. Observa-se na figura um domínio com contorno e aspecto irregular, o que a torna extremamente difícil de analisar de forma inteira. No entanto, para a análise é possível dividi-la em diversos

subdomínios menores, tornando o processo de cálculo mais simples. Na figura 25 (não colorido) verifica-se a estrutura discretizada em diversos elementos tridimensionais de tamanhos formas diferentes, os quais não se sobrepõe um ao outro. Os elementos são interligados entre si por nós ou pontos nodais os quais são utilizados para o cálculo do problema. Ao conjunto de pontos nodais e elementos se dá o nome de malha de elementos finitos. Essa malha é um ponto chave na análise dos resultados provenientes dos cálculos realizados, pois a precisão do método depende de quão “fina” é a malha utilizada, ou seja, de forma que quanto mais elementos, mais próximo do modelo contínuo e maior é o recurso computacional necessário [93].

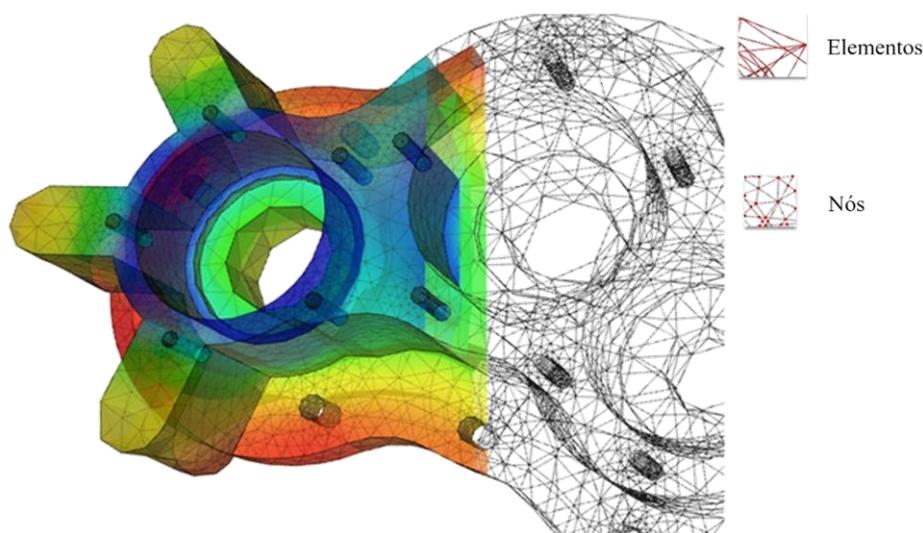


Figura 25 - Exemplo de discretização de um domínio contínuo, adaptada de [95]

Por ser criado uma malha com milhares de nós, ou seja, uma malha de elementos finitos, a resolução das equações manualmente torna-se inviável, o que nos leva a utilizar software especialmente desenvolvidos para resolução de problemas de geometria complexa dos fenômenos físicos a serem estudados. Neste trabalho será abordado o software Comsol Multiphysics.

3.2.1 Comsol Multiphysics

Consiste em um Software que utiliza o método dos elementos finitos para solução das equações diferenciais parciais de várias áreas da física, podendo ainda fazer o estudo paralelo

entre seus módulos de física para um mesmo problema. Possui uma interface preparada para realizar todas as etapas da modelagem, definições, computação numérica e resultados de forma intuitiva. Há uma grande compatibilidade com outros softwares de modelagem de estruturas, de modo que objetos complexos desenhados em outros programas podem ser importados para serem utilizados na modelagem, além da interface com softwares de processamento de dados como o Matlab. Tem-se presente, modelos físicos de eletromagnetismo, acústica, 25 semicondutores, mecânica estrutural, transferência de calor, reações químicas, geomecânica, de otimização, entre outros. Tendo também a opção de análise de problemas em 1D, 2D e 3D [96].

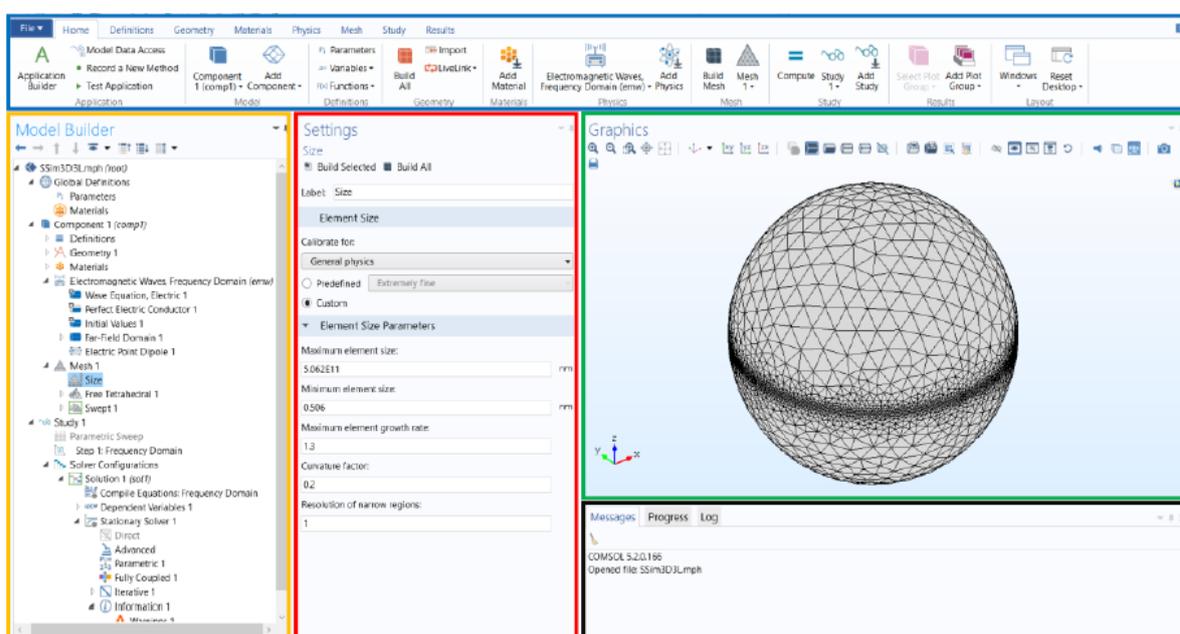


Figura 26 – Interface do Software COMSOL.

A interface do software é dada através de cinco regiões (ver figura 26). Em amarelo, é localizado o *Model Builder* (Modelador), onde todas as definições do modelo são localizadas e organizadas em árvore, na qual o modelo é dividido em definições globais, componentes, estudo e resultados. Adentrando essas divisões, é possível definir parâmetro, geometria, materiais, condições de contorno, entradas do sistema, malha, métodos de computação numérica, entre outros. Esses itens também podem ser encontrados de forma intuitiva na barra de navegação sinalizada em azul [96].

No campo em vermelho se encontra as configurações referentes ao item selecionado no Model Builder ou na barra de navegação, onde é definido todos os parâmetros relacionados a esse

componente do modelo, podendo ser por exemplo: dimensão e tipos da geometria, propriedades do material, tamanho dos elementos da malha, definições dos valores de contorno, definições dos resultados gráficos [96].

Em verde é localizada a janela gráfica do COMSOL, onde é visualizado o modelo, a geometria, as subdivisões do objeto, definir as regiões de valor de contorno e os resultados gráficos definidos. Essa tela também é dividida em abas durante o processamento do resultado para visualização da curva de convergência do método. Logo abaixo (em preto) se encontra a janelas de mensagens, onde são divididas em abas por mensagens, progresso e logs. Essas mensagens são importantes para visualização de dados como tempo de simulação, etapas de processamento, arquivos abertos, número de elementos da malha, número de graus de liberdade, mensagens de erro, entre outros [96].

3.2.1.1 Definições globais

Para modelagem do problema em estudo dentro do software COMSOL, é necessário a definição de alguns parâmetros do problema a ser analisado. É nessa etapa que se defini as constantes dos parâmetros geométricos como o raio da esfera (espaço de simulação) e a dimensão da antena, além das variáveis como o pulso retângulas, pulso gaussiano rampa e etc.

3.2.1.2 Componente

As configurações do objeto de estudo da simulação ficam agrupados no item do COMSOL definida como “*Componente 1*”. Onde é possível definir as características da simulação, como, os materiais, a estruturas do objeto, a física a ser simulada e o arranjo de malha que se deseja trabalhar. A seguir serão apresentadas as cinco configurações necessária:

3.2.1.3 Definições

Local onde são definidas as variáveis internas e funções como os sistemas de coordenadas, a camada *Perfectly Matched Layer* (PML), vistas geométricas agrupamento de componentes, entre outros recursos matemáticos.

Nesta simulação no COMSOL foi escolhida uma esfera para a determinação do meio em que está inserido a nanoantena. Essa esfera é uma espécie de parede para as ondas incidentes, causando um erro em seus resultados, devido as condições de espalhamento não levarem em consideração as ondas ortogonais incidentes, onde há uma parcela de ondas oblíquas incidentes. Par evitar tal erro torna-se necessário a definição de uma camada perfeitamente absorvedora (figura 27), do inglês *Perfectly Matched Layer* (PML). Onde sua função é absorver ondas incidentes sem produzir de maneira alguma uma reflexão, de modo a simular uma fronteira aberta.

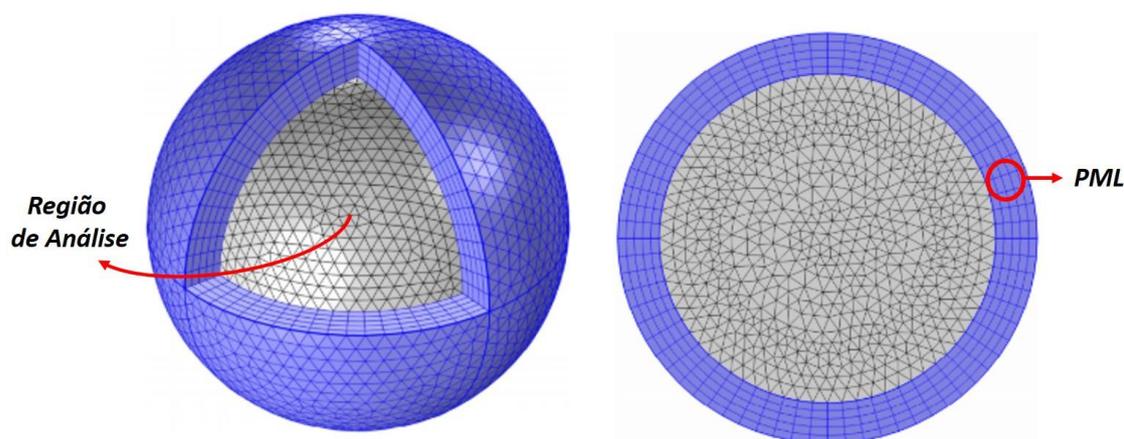


Figura 27 – Exemplo de uma Camada Perfeitamente Absorvedora (PML) a uma esfera [93].

3.2.1.4 Geométricas

Local onde é possível por meio das ferramentas disponibilizadas o desenvolvimento da geometria do problema estudado, que pode ser ilustrada a partir de geometrias básicas, ou seja, lineares, planares e tridimensionais, além disso é possível realizar operações de soma, interseção ou diferença entre geometrias, com o intuito de viabilizar o estudo do problema, como foi necessário na construção da nanoantena Yagi-Uda utilizada neste trabalho. Porém, o software também possui ferramentas de manipulação de estruturas complexas, podendo ainda importar objetos em formato ‘dwg’ previamente desenhado em outro software como o Autocad, a fim de o manipular dentro da simulação modificando suas propriedades de acordo com cada problema.

3.2.1.5 Materiais

Local em que se define o tipo de material a ser usado no modelo a ser desenvolvido na simulação, o COMSOL possui uma biblioteca interna com diversos tipos de materiais e em vários estados da matéria, ou ainda pode ser criado um novo material com propriedades distintas das que conhecemos definidas pelo usuário de acordo com a necessidade do problema. As propriedades físicas do novo material devem seguir o problema, como exemplo podemos citar, o estudo no eletromagnetismo, onde as propriedades de permissividade relativa, permeabilidade relativa e condutividade devem ser obrigatoriamente definidas. Para este trabalho foi utilizado o Ouro, definido pela equação da permissividade complexa de Lorentz-Drude (2.11).

3.2.1.6 Física

Nessa etapa, é modelado as características físicas que vão ser analisadas no problema, onde é definida qual ou quais equações diferenciais devem ser solucionadas pelo método. É

definido também as condições de contorno, os esforços (entradas), as regiões de cálculos da modelagem.

3.2.1.7 Geração da malha

A última das etapas de modelagem é a definição da malha de discretização, onde é um dos pontos mais importantes na obtenção do resultado, pois define a velocidade de cálculo, a precisão e a convergência do método. O software COMSOL cria malhas automáticas, ou possibilita a adaptação à qual é possível utilizar triângulos, tetraedros, quadrados, entre outros, para se determinar a malha do problema. As opções de malha do COMSOL vão de malha muito grossa até extremamente fina, sendo necessário refinar a malha para melhorar os resultados obtidos.

A adaptação da malha é feita alterando cinco parâmetros para obter uma malha mais personalizada de acordo com o problema, sendo eles listados a seguir [97].

- *Tamanho máximo do elemento*: Especifica o tamanho máximo alcançado pelos elementos gerados;

- *Tamanho mínimo do elemento*: Especifica o tamanho mínimo alcançado pelos elementos. É utilizado para prevenir a geração de vários elementos ao redor de regiões da geometria com uma pequena curvatura. Sua variação modifica bastante a quantidade de elementos totais gerados. Essa opção não está disponível em simulações de 1D;

- *Taxa máxima de crescimento do elemento*: Determina a taxa que os elementos podem "crescer" de uma região com elementos pequenos para outra com elementos grandes. O valor deve ser maior ou igual a 1. Por exemplo, se for definida uma taxa de 1.5, os elementos irão crescer em uma proporção de 50% em relação ao anterior;

- *Resolução da curvatura*: Esse parâmetro determina o tamanho dos elementos em curvaturas. É definido a partir do raio de curvatura da geometria, onde o valor é multiplicado por esse parâmetro para definir o tamanho do elemento. Desse modo, o valor imposto deve ser escalar e positivo. Não está disponível para simulações em 1D;

- *Resolução de regiões estreitas*: Determina a quantidade de camadas em regiões estreitas. Deve ser um escalar não negativo. Caso seja inserido um valor menor que, os elementos se tornarão anisotrópicos em regiões estreitas.

Para este trabalho utilizou-se os tetraedros para as estruturas e a malha “swept” para discretizar a PML que seriam folhas. A figura 28 apresenta a imagem de uma malha extremamente grosseira (extremely coarse) e outra extremamente fina (extremely fine) construídas automaticamente pelo COMSOL.

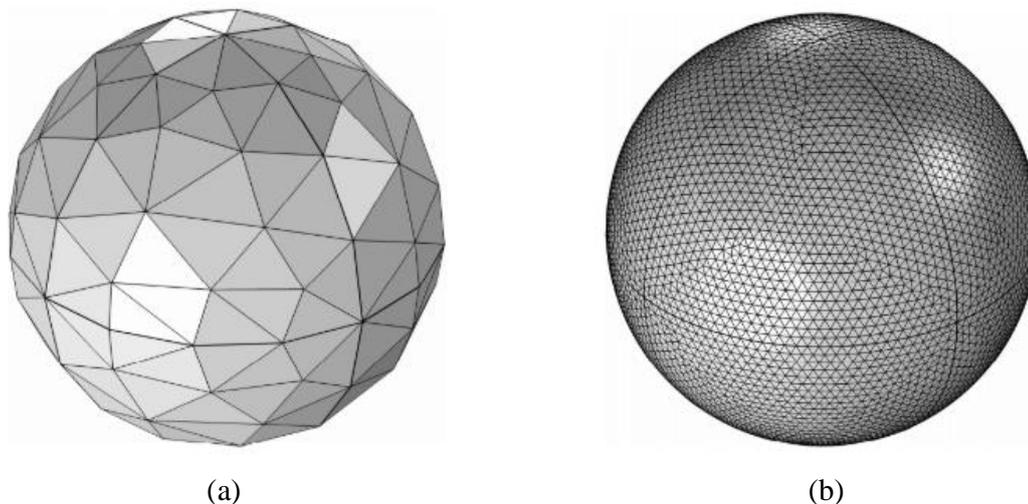


Figura 28 – (a) Estrutura esférica com malha muito grosseira definida pelo COMSOL. (b) Malha extremamente fina [93].

3.2.1.8 Estudo

Nessa seção é onde se define que tipo de estudo será desenvolvido, se é no domínio do tempo, da frequência, o autovalor, o autovetor, entre outros. Este trabalho foi elaborado usando o domínio da frequência, sendo necessário dessa forma determinar o valor inicial, o final e o passo da frequência.

3.2.1.9 Resultados

Após a simulação do problema, os resultados obtidos estão disponíveis na parte de pós-processamento. Nessa etapa, o usuário define quais grandezas físicas e como serão apresentados graficamente os dados obtidos. No estudo com o eletromagnetismo, é possível plotar diversos parâmetros como campo elétrico, campo magnético, corrente, potência absorvida, campo incidente, potencial e etc.. É possível plotar gráficos 1D, 2D ou 3D, além da possibilidade de realizar cálculos de integrais de linha, superfície ou volume que são necessárias, por exemplo, para o cálculo de potência dissipada e radiada. Em muitos casos, é necessário a determinação de referenciais como pontos, linhas ou planos.

Já resultados como potência dissipada e radiada, exigem a resolução de integrais. Para a potência dissipada (P_{diss}) é realizada uma integral de volume na antena, isso por que a equação utilizada pelo COMSOL para o cálculo dessa potência é apresentada a seguir (2.44) e tem como comando no software “`emw.Qe`”.

$$P_{diss} = \int_v \sigma E^2 dv \quad (2.44)$$

onde σ é a condutividade elétrica da estrutura e E é o campo elétrico. A potência radiada (P_{rad}) é encontrada realizando uma integração de superficial da potência que flui pelas superfícies da esfera que representa o ambiente de simulação e é utilizado o comando “`emw.nPoav`” que nada mais é que o vetor de Poynting e tem como equação:

$$P_{rad} = \oint_s (\bar{E} \times \bar{H}) d\bar{S}, \quad (2.45)$$

onde \bar{E} é o campo elétrico e \bar{H} é o campo magnético.

A potência de entrada (P_{in}), que como visto pode ser plotada usando “`emw.Pport_1`”, é a soma da potência dissipada (P_{diss}) e a radiada (P_{rad}). A partir da potência radiada e a de entrada, pode-se calcular a eficiência de radiação (e_r).

$$e_r = \frac{P_{rad}}{P_{in}} = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_{dis}} \quad (2.46)$$

É possível o cálculo, também, do coeficiente de reflexão Γ que é dado pela equação

$$\Gamma = \left| \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \right|, \quad (2.47)$$

onde Z_{in} é a impedância de entrada e Z_0 é a impedância característica da linha de transmissão, ambos os parâmetros estão em Ohms.

Para o cálculo do diagrama de radiação ($D(\theta, \phi)$) é utilizada a equação da diretividade que não depende do raio:

$$D(\theta, \phi) = \frac{G(\theta, \phi)}{e_r} = \frac{4\pi |\underline{E}(\theta, \phi)|^2}{P_{rad}} \quad (2.48)$$

onde G é o ganho absoluto de uma antena, e_r a eficiência de radiação, \underline{E} o campo elétrico e P_{rad} a potência radiada vista em (2.45).

3.2.1.10 Ferramentas computacionais relevantes

Para montagem do modelo da simulação, uma das maiores dificuldades é na interpretação do problema em relação às ferramentas disponíveis no software, como utilizar condição de contorno, qual parâmetro é relevante, como discretizar a malha e como formular o elemento de excitação na modelagem. A seguir, são detalhadas as ferramentas computacionais do COMSOL que foram relevantes para os modelos utilizados neste trabalho.

3.2.1.10.1 LUMPED PORT

A *Lumped Port* é uma ferramenta que simula uma fonte, que pode ser de tensão, corrente ou circuito de excitação. É possível determinar a amplitude e a fase da tensão, no caso da corrente apenas a amplitude, além disso, a impedância característica da fonte pode ser alterada, mas tem como valor padrão 50Ω . Neste trabalho foi utilizado o *Work Plane*, para modelar uma fonte de tensão, para que possa estar entre as duas faces da estrutura metálica é aplicado as condições de um condutor perfeito (PEC – *Perfect Electric Conductor*). A figura 29 mostra a aplicação de uma *lumped port* (em vermelho) em um nanodipolo, onde se tem em azul a borda da estrutura que foi aplicada a condição de condutor perfeito.

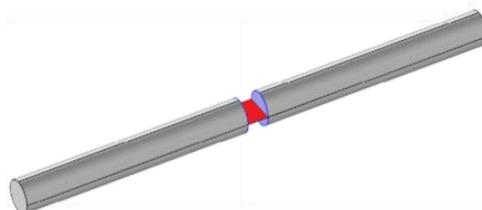


Figura 29 – Aplicação de uma lumped port (em vermelho) no nanodipolo, onde temos em azul a borda da estrutura que foi aplicada a condição de contorno perfeito.

3.2.1.10.2 CONDUTOR ELETRICAMENTE PERFEITO

A condição de condutor eletricamente perfeito é um caso especial na condição de contorno de campo elétrico, onde a componente tangencial do campo é levada a zero (2.49), dessa forma tem-se um material com condutividade infinita, com isso a face selecionada não teria perdas elétricas devido à alta condutividade [97]. A figura 30 apresenta a condição de condutor elétrico perfeito (PEC) aplicado a uma superfície.

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E} = \mathbf{0} \quad (2.49)$$

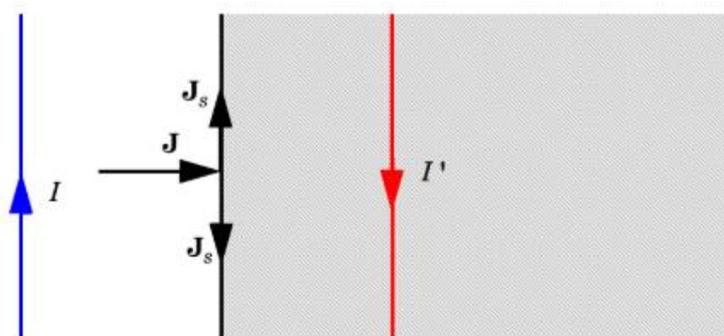


Figura 30 – Condição de condutor eletricamente perfeito aplicado a uma superfície [97].

3.2.1.10.3 CONDIÇÃO DE CONTORNO DE ESPALHAMENTO

A condição de contorno de espalhamento, do inglês, Scattering Boundary Condition, torna uma fronteira transparente para ondas espalhadas de dentro do domínio e para ondas planas externas (PML) (figura 31) [97], fazendo com que a irradiação no domínio de estudo não reflita nas extremidades e interfira nos resultados de simulações de meios infinitos e homogêneos. Ela é aplicada no espalhamento de ondas planas, cilíndricas e esféricas com frentes de onda paralelas à interface, ou seja, quando há incidência oblíqua há uma certa reflectância da onda.

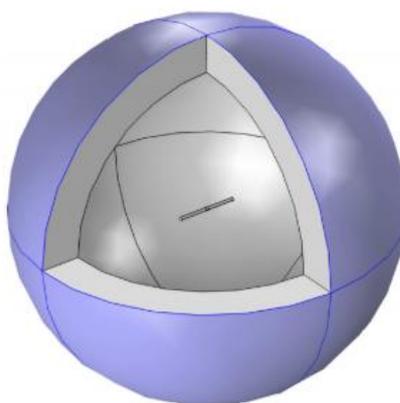


Figura 31 – Exemplo de aplicação de condição de espalhamento em uma esfera [93].

4 Análise das Nanoantenas Yagi-Uda e Dipolo

Neste capítulo é apresentado resultados da análise numérica das nanoantenas plasmônicas Yagi-Uda e dipolo isoladas e situadas no espaço livre no modo de transmissão, para isso foi utilizado o método dos momentos linear (MoM). Os parâmetros investigados foram a impedância de entrada, a diretividade, o ganho, a eficiência de radiação, o coeficiente de reflexão, além do diagrama de radiação. Para a impedância de entrada foi também obtidos resultados com o Software COMSOL, que utiliza o método dos elementos finitos (FEM), com o objetivo de comparar a convergência do MoM.

4.1. ANTENAS ISOLADAS NO MODO DE TRANSMISSÃO

Nesta seção, as nanoantenas transmissoras Yagi-Uda e dipolo (Figura 32) são analisados separadamente. Para esta análise, os valores dos parâmetros das antenas são os mostrados na Tabela 1, onde com esses valores as principais ressonâncias estão na faixa de frequência de 100 a 400 THz. Os parâmetros do dipolo são baseados em [98] e os elementos do Yagi-Uda antena foram escolhidos para que o elemento refletor fosse maior que o dipolo e este maior que os diretores. Na Tabela 1, $a = a_r = a_{dT} = a_d = a_{dR}$ e $d = d_{hr} = d_{hd}$.

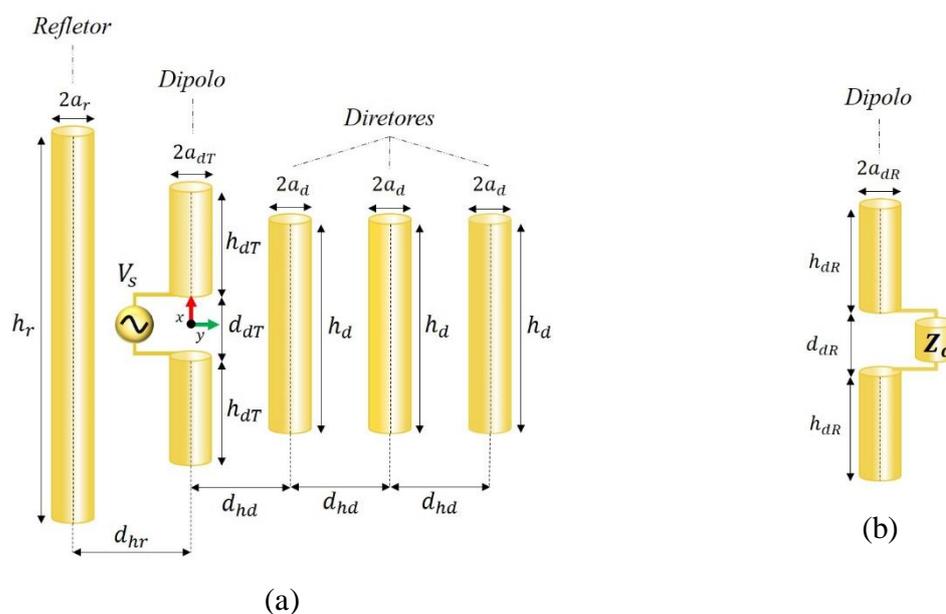


Figura 32 – Nanoantenas cilíndricas de ouro isoladas no modo de transmissão. (a) nanoantena Yagi-Uda e (b) nanoantena dipolo

Tabela 1 - Parâmetros do nanoenlace. Todos os parâmetros estão em nanometro (nm).

Variável	h_{dr}	d_{dr}	a	h_r	h_d	h_{dR}	d_{dr}	d	d_{TR}
Valores	220	20	15	700	250	220	20	100	5000

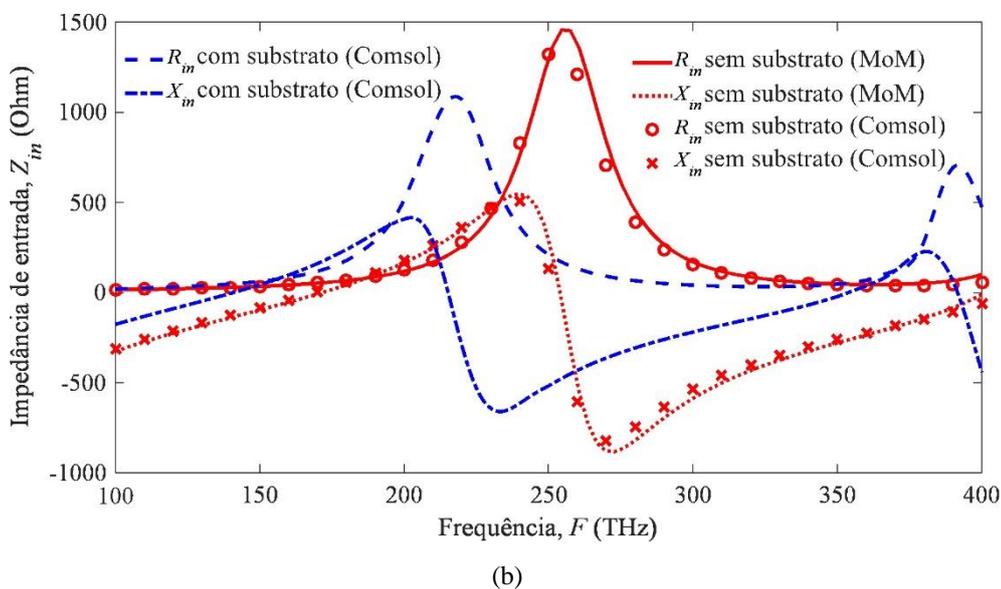
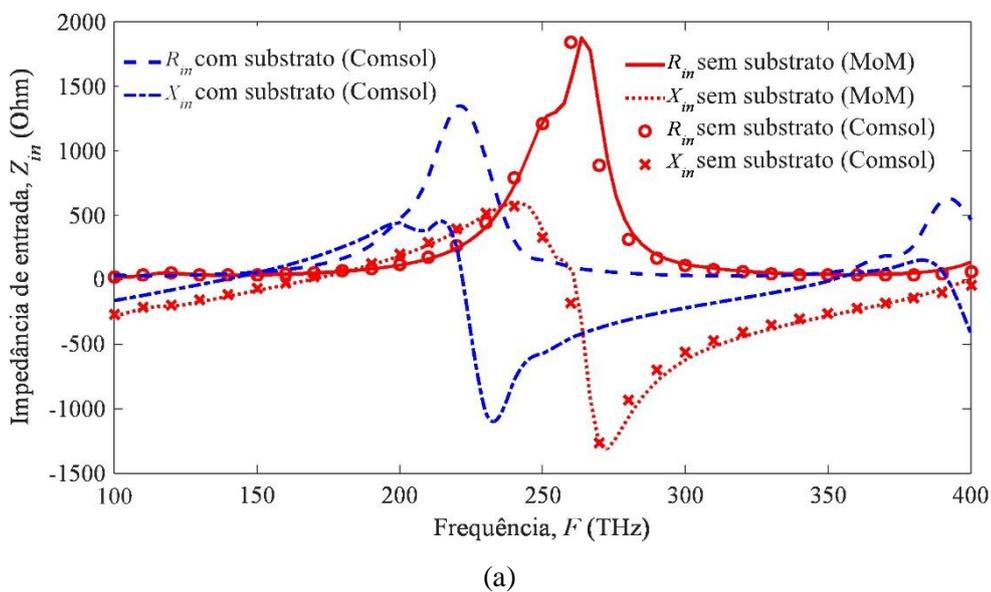


Figura 33 - Impedância de entrada (Z_{in}) das antenas transmissoras Yagi-Uda e dipolo. (a) Yagi-Uda sem substrato, comparada com o FEM, e com substrato de SiO₂. (b) Dipolo sem substrato, comparado com o FEM, e com substrato de SiO₂.

A Figura 33 mostra a impedância de entrada (Z_{in}) para as antenas Yagi-Uda (figura 33(a)) e dipolo (figura 33(b)). Essas impedâncias de entrada foram calculadas pelo MoM e

pelo FEM com o auxílio do Software COMSOL, também com o COMSOL foi investigado o resultado da impedância de entrada sob um substrato SiO_2 plicado as nanoantenas plasmônicas figura 34(c) [89]. Observamos uma ótima concordância entre esses dois métodos supramencionados.

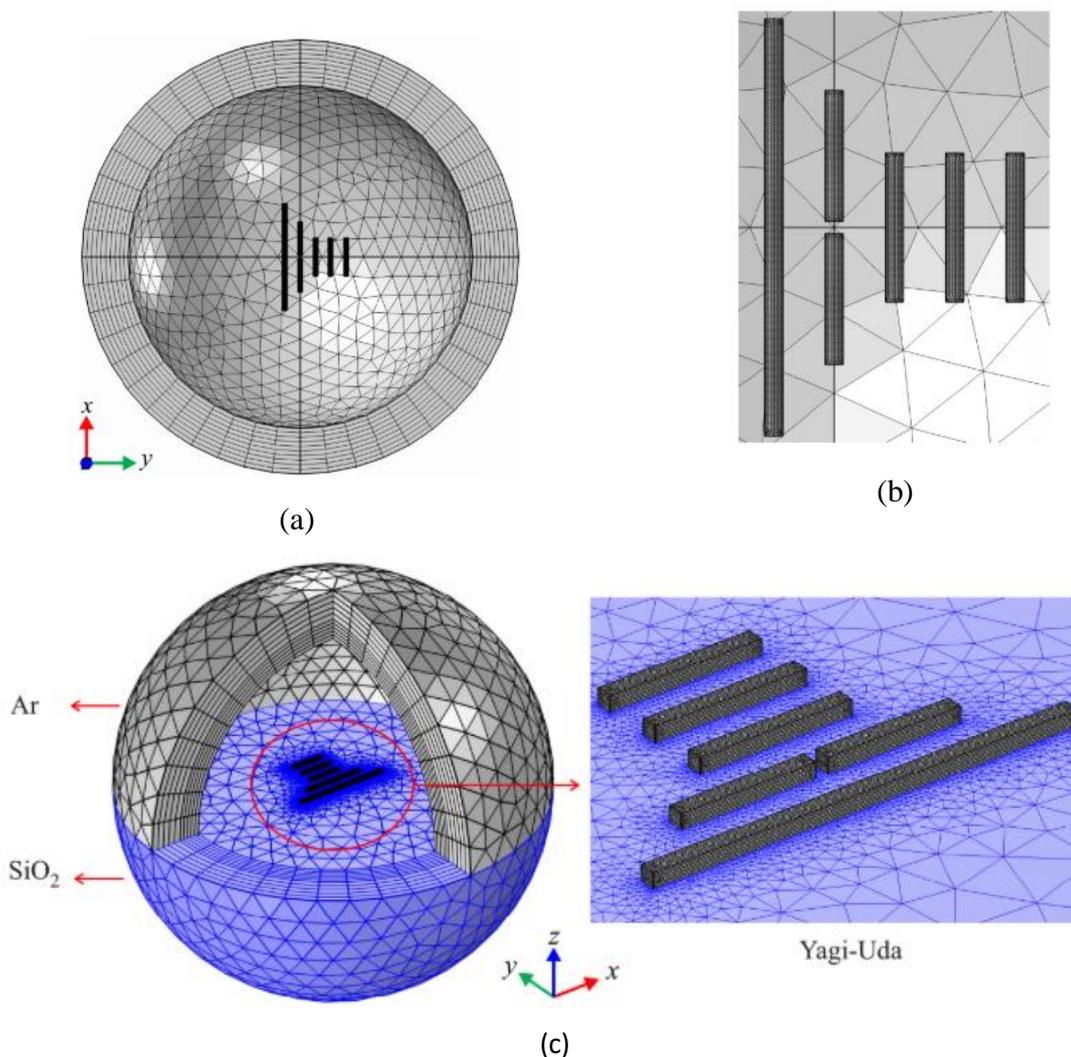


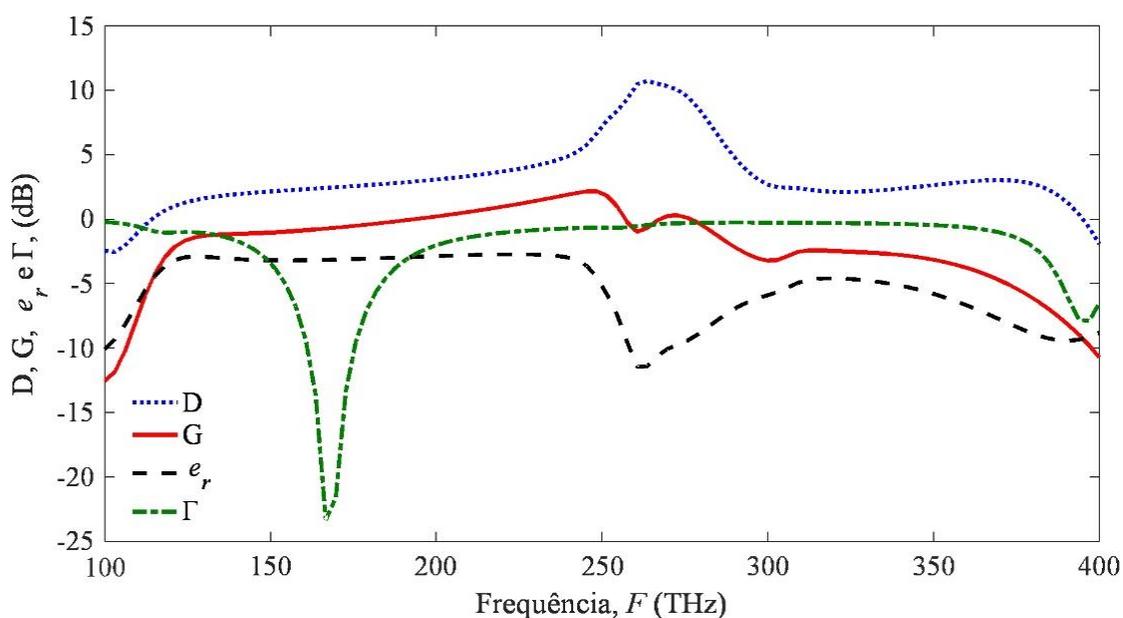
Figura 34 – Simulação da nanoantena Yagi-Uda em modo de transmissão no COMSOL. (a) discretização da malha e seu entorno (espaço livre), (b) antena Yagi-Uda ampliada e (c) simulação da antena Yagi-Uda sobre um substrato de SiO_2 .

A figura 34(a) mostra a malha da nanoantena já construída no Software COMSOL, onde a mesma está em um domínio esférico de ar, com condição de espalhamento aplicada nas suas extremidades. A figura 34(b) apresenta uma imagem ampliada da malha da nanoantena Yagi-Uda e do seu entorno. A figura 34 (c) apresenta a esfera criada para simulação da impedância de entrada sobre um substrato de dióxido de silício (SiO_2) com permissividade relativa de 2,15.

A simulação com o substrato tem por finalidade aproximar o estudo dos experimentos reais, pois nas aplicações práticas as antenas geralmente são posicionadas sobre algum substrato, o que influencia diretamente as frequências de ressonâncias das antenas.

Comparando os resultados da impedância de entrada (parte real e imaginária) entre as antenas Yagi-Uda e dipolo no espaço livre, nota-se que as duas primeiras frequências ressonantes estão próximas, o que mostra que os diretores e refletos não afetam significativamente as frequências ressonantes originais do dipolo isolado.

A Figura 33 também mostra o efeito do substrato na impedância de entrada e propriedades ressonantes das antenas. Observa-se que, ao colocar as antenas em um substrato, suas ressonâncias são deslocadas para frequências menores em relação as antenas no espaço livre. Este efeito do substrato é semelhante ao observado em antenas no regime de microondas [100].



(a)

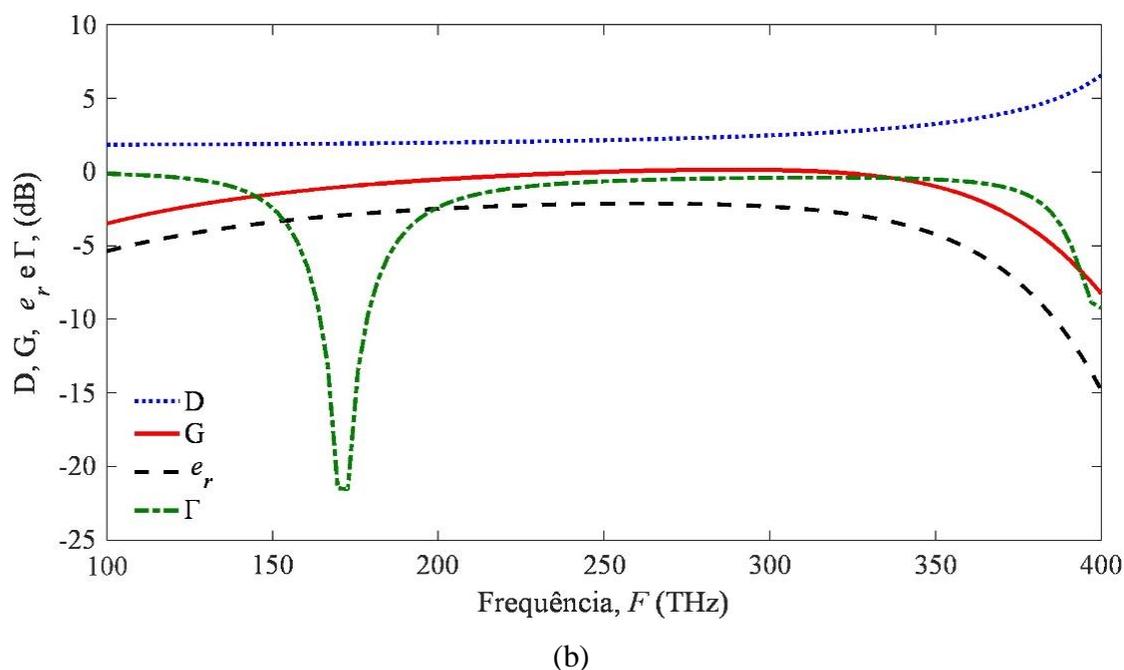


Figura 35 - Diretividade (D), ganho (G), eficiência de radiação (e_r) e coeficiente de reflexão (Γ) das antenas (a) Yagi-Uda e (b) dipolo.

A figura 35 apresenta os resultados da diretividade (D), ganho (G), eficiência da radiação (e_r) e coeficiente de reflexão (Γ), todos em dB , versus frequência para as antenas Yagi-Uda (figura 35(a)) e dipolo (figura 35(b)). A diretividade e o ganho são calculados na direção $+y$. Na figura 35(b) é observada a característica convencional do dipolo isolado, onde em uma ampla faixa de 150 a 300 THz aproximadamente $D \approx 1,6$, $e_r \approx 0,6$ e $G \approx 1$ ($G = e_r D$). No caso da antena Yagi-Uda (figura 35(a)), existe um pico de $D = 12$, próximo de $F = 264$ THz, mas nessa frequência a eficiência da radiação é mínima $e_r \approx 0,1$ e o ganho é ($G = 0,86$). No entanto, se desejado maior ganho de eficiência ao invés de alta diretividade, a frequência próximo de $F \approx 240$ THz é mais adequada, onde o ganho máximo é aproximadamente $G_{max} \approx 1,6$. O coeficiente de reflexão de ambas as antenas foi calculado considerando a linha de transmissão com impedância característica de 50Ω conectada às antenas. Com esse resultado, observa-se que a melhor correspondência de impedâncias para ambas as antenas ocorre em torno da primeira frequência ressonante, porém a eficiência máxima de radiação ocorre em frequências mais altas.

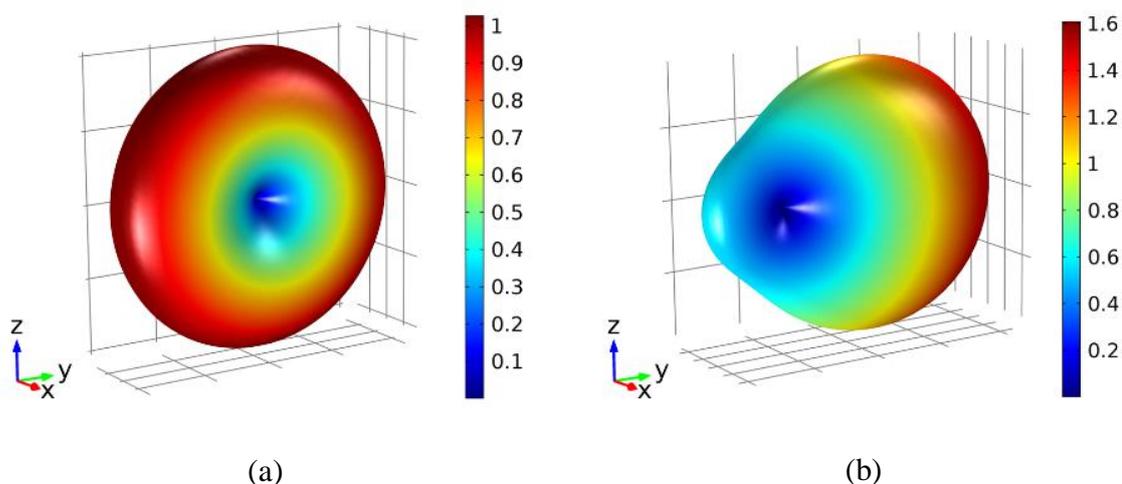


Figura 36 - Diagrama de radiação de ganho de campo distante $3D$ das antenas dipolo (a), para $F = 240$ THz, e Yagi-Uda (b), para $F = 240$ THz.

A figura 36 mostra os diagramas de radiação de ganho de campo distante $3D$ da antena Yagi-Uda e dipolo, calculadas na frequência de 240 THz. Observa-se que o ganho máximo do Yagi-Uda ($G_{\text{máx}} \approx 1.6$) é aproximadamente 60% maior que o ganho máximo ($G_{\text{máx}} \approx 1$) do dipolo. Para o caso das antenas Yagi-Uda, o ganho máximo ocorre na direção $+y$ com um pequeno lóbulo a direção $-y$, onde o lóbulo principal $+y$ é devido principalmente aos diretores.

5 Análise de Nanoenlace Óptico

Neste capítulo é apresentado resultados da Potência de Transmissão nos nanoenlaces das antenas plasmônica pelo Método dos Momentos. Para simulação dos nanoenlaces pelo MoM, foi desenvolvido um programa no Software MATLAB [99], o qual as linhas dos códigos encontram-se disponíveis no Apêndice A deste trabalho.

5.1 DESCRIÇÃO DO CÓDIGO DO PROGRAMA NO SOFTWARE MATLAB

O programa desenvolvido no Software MATLAB, disponível no apêndice A, simula os resultados de impedância de entrada, diretividade, ganho, eficiência de radiação, coeficiente de reflexão, diagrama de radiação e a potência de transmissão.

Para simulação dos parâmetros citados no parágrafo anterior (impedância de entrada, diretividade, ganho, eficiência de radiação, coeficiente de reflexão e diagrama de radiação) para as nanoantenas dipolo é necessário anular o efeito do refletor e diretores, para isso basta que se multiplique por zero a linha de código no programa.

Já para a simulação da potência de entrada das configurações dos nanoenlaces propostos, deve-se alternar entre a anulação do refletor e diretores nas nanoantenas receptoras e transmissoras. É possível também alternar os resultados para as duas frequências de ressonâncias alterando nas linhas do código as impedâncias Z_C igual 50Ω ou 1250Ω .

5.2 NANOENLACES ANALISADOS

Nesta seção, três modelos de nanoenlaces são propostos e analisados. O primeiro é um nanoenlace formado por nanoantenas dipolo/dipolo (figura 37(a)), o segundo por antenas Yagi-Uda/dipolo (figura 37(b)) e o terceiro por antenas Yagi-Uda/Yagi-Uda (figura 37(c)). Conforme exemplificado abaixo.

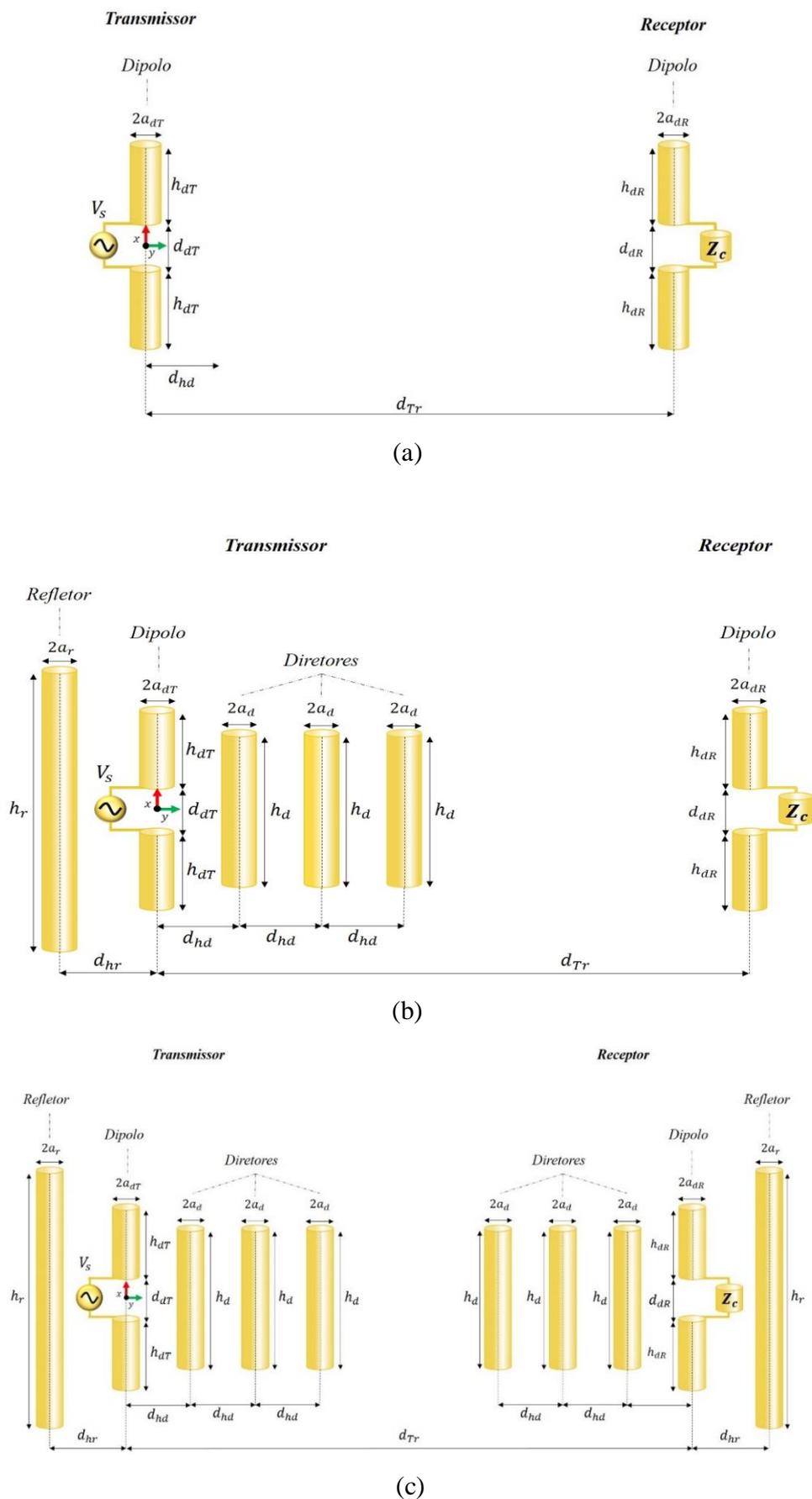


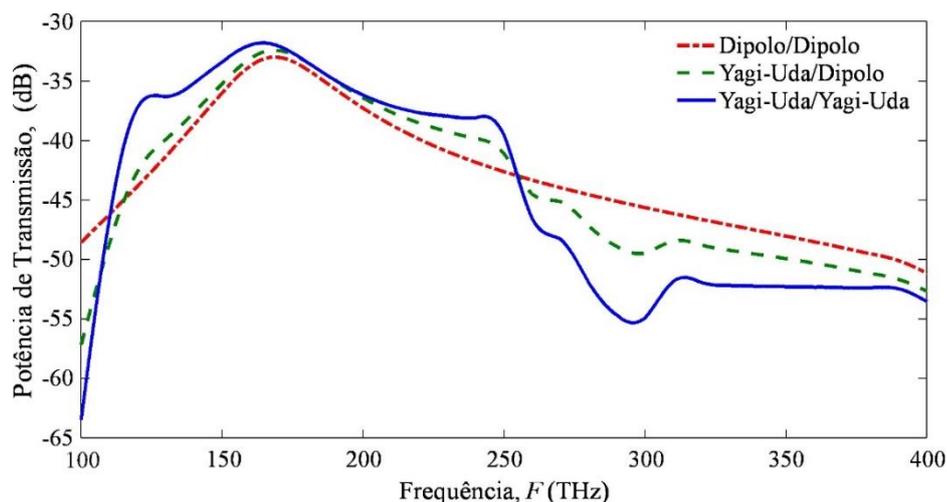
Figura 37 - Geometria e modelos dos nanolink das antenas Yagi-Uda e Dipolo.

A geometria do nanoenlace Yagi-Uda/dipolo é apresentada na figura 37(b), onde uma fonte de tensão V_S excita a nanoantena da esquerda, que funciona como um transmissor (Yagi-Uda) e a nanoantena a direita atua como um receptor (dipolo), conectado a uma impedância de carga Z_C . O nanoenlace está localizado no espaço livre e é formado por condutores cilíndricos de ouro. A permissividade complexa deste material é representada pelo modelo de Lorentz-Drude do Au (2.11). A nanoantena transmissora Yagi-Uda é formada por um dipolo, um refletor e três diretores (figura 37(b) a esquerda). O dipolo do transmissor, localizado no plano $z = 0$, ao longo do eixo x e centralizado na origem, possui comprimento total $2h_{dT} + d_{dT}$, raio a_{dT} e comprimento do gap de tensão d_{dT} . O refletor tem comprimento h_r e raio de a_r . Os diretores têm o mesmo comprimento h_d e raio a_d . Os parâmetros d_{hr} e d_{hd} são as distâncias entre o refletor e os diretores para a antena Yagi-Uda, respectivamente (figura 37(b) à esquerda). A antena receptora é um dipolo (figura 37(b) à direita), localizado no plano $z = 0$ e deslocado em d_{TR} em relação ao eixo do dipolo da antena transmissora, com comprimento total $2h_{dR} + d_{dR}$, raio a_{dR} , comprimento da gap d_{dR} e carga Z_C conectada ao seu gap.

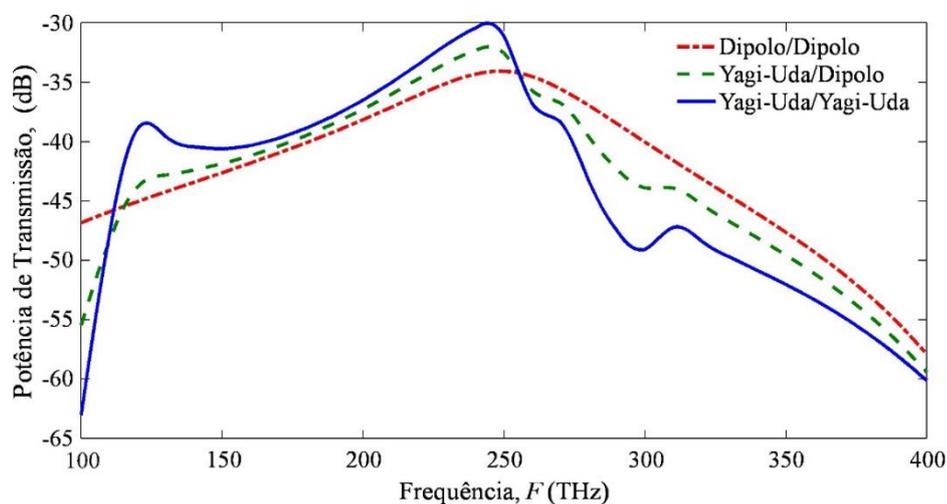
5.3 RESULTADOS NUMÉRICOS

Nesta seção, apresentamos os resultados obtidos na análise do nanoenlace dipolo/dipolo (figura 37(a)), Yagi-Uda/dipolo (figura 37(b)) e Yagi-Uda/Yagi-Uda (figura 37(c)) para a faixa das duas frequência de ressonâncias, ou seja, de 100–400 THz. Os parâmetros usados para as antenas receptoras são os mesmos das antenas transmissoras, com $Z_C = 50$ e $Z_C = 1250 \Omega$ para cada modelo nanoenlace.

A figura 38 mostra a transmissão de energia em dB (ou função de transferência de energia) para os três nanoenlaces, calculados pela razão entre a energia fornecida a carga Z_C e a energia fornecida pela fonte V_S nos terminais da antena transmissora. Os resultados (obtidos pelo MoM) mostram que o nanoenlace Yagi-Uda/Yagi-Uda apresenta uma pequena melhora na transmissão de energia, em alguns pontos de frequência, em relação ao nanoenlace dipolo/dipolo e Yagi-Uda/dipolo. Além disso, pode-se observar que os enlaces podem operar com boa potência de transmissão nos pontos de frequência 170 e 240 THz, para Z_C igual a 50 e 1250 Ω , respectivamente, onde a transmissão de energia são máximos.



(a)



(b)

Figura 38 - Potência de transmissão versus frequência para os nanoenlaces dipolo/dipolo, Yagi-Uda/dipolo e Yagi-Uda/Yagi-Uda, para $Z_c = 50$ (a) e 1250Ω (b).

A figura 39 mostra o módulo e a fase do campo próximo elétrico simulados no Software COMSOL, que é definido por $E = 20 \log_{10}(|Re(E_x)|)$, no plano $z = 25 \text{ nm}$, do dipolo/dipolo nanoenlace (a) e (b), Yagi-Uda/dipolo (c) e (d) e Yagi-Uda/Yagi-Uda (e) e (f). As antenas receptoras estão posicionadas a uma distância $d_{TR} = 5 \mu\text{m}$ das antenas transmissoras, com $F = 170 \text{ THz}$ e $ZC = 50 \Omega$ para os campos das figuras (a), (c) e (e) e com $F = 240 \text{ THz}$ e $ZC = 1250 \Omega$ para os casos das figuras (b), (d) e (f). Em todos os tipos de nanoenlaces mostrados nestas figuras, a onda irradiada pode ser visualizada propagando das antenas transmissoras para as antenas receptoras, com um sinal apropriado de

comprimento de onda. Observa-se, no entanto, o decaimento da amplitude do campo elétrico com a distância e a diminuição do comprimento de onda com o aumento da frequência.

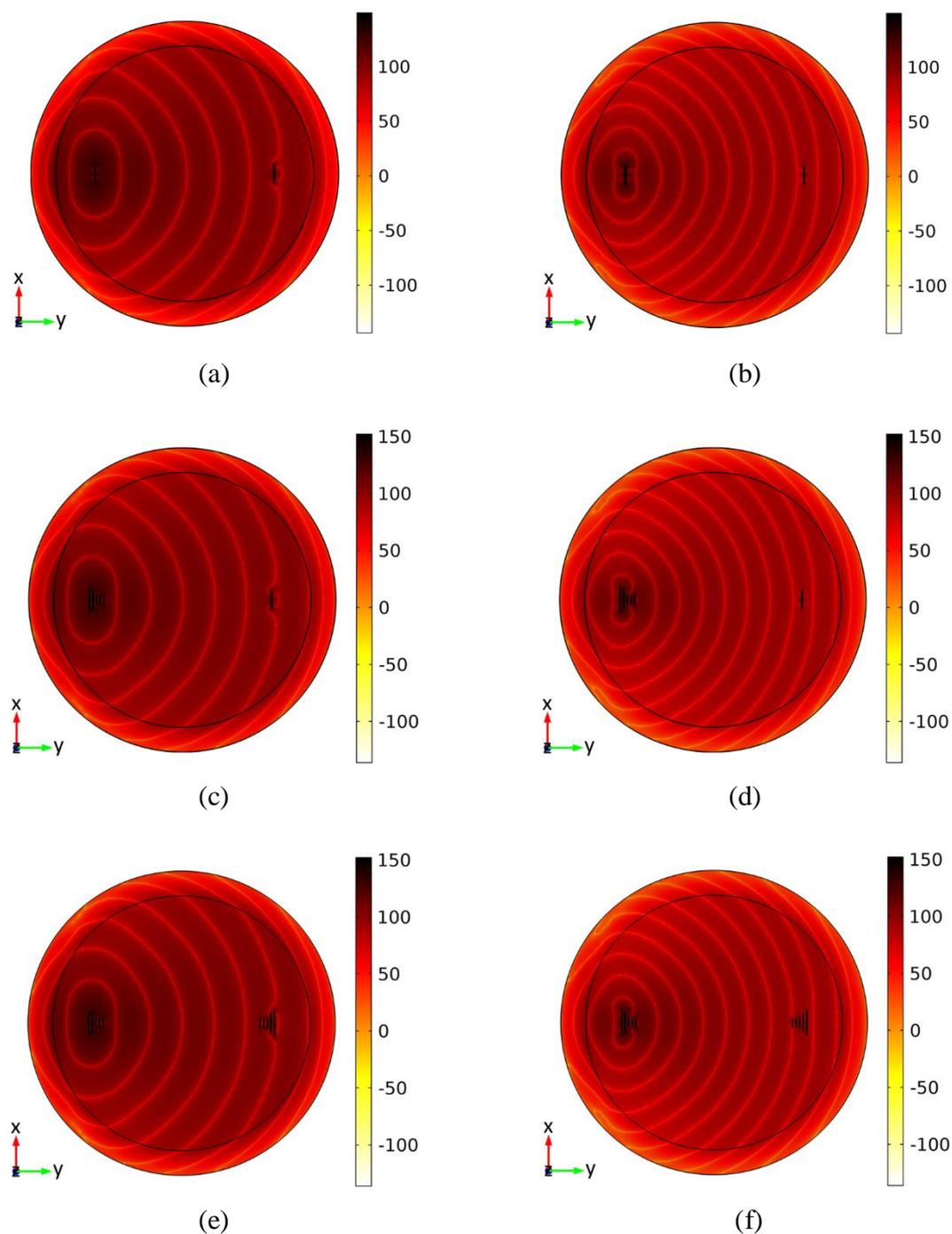


Figura 39 - Distribuição do módulo e fase do campo elétrico próximo $E = 20 \log_{10}(|\text{Re}(E_x)|)$, no plano $z = 25 \text{ nm}$, dos nanoenlaces dipolo/dipolo (a, b), Yagi-Uda/dipolo (c, d) e Yagi-Uda/Yagi-Uda (e, f). As antenas receptoras estão posicionadas a $5 \mu\text{m}$ das antenas transmissoras, com $F = 170 \text{ THz}$ e $ZC = 50 \Omega$ para figuras (a), (c) e (e), e com $F = 240 \text{ THz}$ e $ZC = 1250 \Omega$ para as figuras (b), (d) e (f).

6 Conclusão

Foi apresentado neste trabalho uma análise comparativa de nanoenlace formada por nanoantenas plasmônicas Yagi-Uda e dipolo, onde foi investigado a potência de transmissão para os tipos nanoenlaces Yagi-Uda/Yagi-Uda, Yagi-Uda/dipolo e dipolo/dipolo. Para a modelagem do circuito foi utilizado o modelo híbrido de Loretz-Drude para representar as características físicas do metal que constitui a nanoestrutura, a análise numérica foi dada pelo Método de Momentos (MoM), também foi obtido alguns resultados utilizando o Método do Elemento Finito (FEM).

Primeiramente, foi feita uma investigação das nanoantenas isoladas e em modo de transmissão, onde foi analisado pelo método dos momentos linear a diretividade (D), o ganho (G), a eficiência de radiação (ϵ_r) e o coeficiente de reflexão (Γ) das nanoantenas. Também foi investigado a impedância de entrada, para esse resultado foram utilizados o MoM e o FEM como forma de comparação da convergência dos dois métodos, validando dessa forma os resultados obtidos com o programa em MATLAB que utiliza método dos momentos linear.

Os resultados mostraram que o modelo do método dos momentos demonstra boa eficiência e concordância com o método dos elementos finitos (software COMSOL Multiphysics). Além disso, afim de aproximar os resultados das aplicações práticas, foi feita uma prévia análise das nanoantenas posicionadas sob um substrato de dióxido de silício (SiO_2), visto que geralmente as nanoantenas são colocadas sobre algum tipo de substrato, os resultados para esta análise mostraram que as ressonâncias das nanoantenas são deslocadas para frequências menores em relação as antenas no espaço livre.

Os resultados da investigação da potência de transmissão mostraram que o nanoenlace Yagi-Uda/Yagi-Uda apresentam uma melhoria na transmissão de energia, em alguns pontos de frequência, em relação aos outros casos. Além disso, os três enlaces mostraram que podem operar com boa potência de transmissão em diferentes pontos da frequência, variando a impedância de carga da antena receptora, a qual é de grande importância para futuras aplicações de comunicação sem fio em nanoescala.

Como sugestão de trabalhos futuros, destacam-se:

- Otimizar a eficiência dos nanoenlaces modificando as geometrias das nanoantenas;
- Simular a potência de transmissão dos nanoenlaces para as nanoantenas posicionadas sob um substrato (aproximando os resultados do que acontece na prática);

- Otimizar a eficiência dos nanoenlaces alterando o material de fabricação das nanoantenas;
- Otimizar a eficiência dos nanoenlaces alterando o material de fabricação das nanoantena posicionando-as em um substrato;

Trabalhos Publicados

1. AMARAL, P. R.; J. L. Souza; GARCIA, T. S. ; Costa, K. Q. . Análise Comparativa de Nanoenlaces Ópticos Compostos por Nanodipolos e Arranjos Yagi-Uda. In: MOMAG 2018 - 18° SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e o 13° CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2018, Santa Rita do Sapucaí - MG. Anais do MOMAG 2018 - 18° SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e o 13° CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2018.
2. Queiroz da Costa, Karlo; Tayanna Conde de Sousa, Gleida; Rodrigues Amaral, Paulo; Leão Souza, Janilson ; Dos Santos Garcia, Tiago ; Negrão dos Santos, Pitther . Wireless Optical Nanolinks with Yagi-Uda and Dipoles Plasmonic Nanoantennas. Nanoplasmonics [Working Title]. 1ed.Londres - UK: IntechOpen, 2019, v. 1, p. 1-14. DOI: <http://dx.doi.org/10.5772/intechopen.88482>

7 Referências

- [1] Novotny L, Hecht B. Principles of Nano-Optics. New York: Cambridge; 2006
- [2] Maier SA. Plasmonics: Fundamentals and Applications. New York: Springer; 2007
- [3] Grober RD, Schoelkopf RJ, Prober DE. Optical antenna: Towards a unity efficiency near-field optical probe. Applied Physics Letters, 1997.
- [4] Pohl DW. Near field optics as an antenna problem. Second Asia-Pacific Workshop on Near Field Optics. Beijing, China; 1999.
- [5] Novotny L. From near-field optics to optical antennas. Physics Today. 2011.
- [6] Bharadwaj P, Deutsch B, Novotny L. Optical antennas. Advances in Optics and Photonics. 2009.
- [7] Novotny L, Hulst NV. Antennas for light. Nature Photonics. 2011.
- [8] Alù A, Engheta N. Theory, modeling and features of optical nanoantennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2013.
- [9] Giannini V, Dominguez AIF, Heck SC, Maier SA. Plasmonic nanoantennas: Fundamentals and their use in controlling the radiative properties of nanoemitters. Chemical Reviews. 2011.
- [10] Krasnok AE. Optical nanoantennas. Physics-Uspekhi. 2013.
- [11] Berkovitch N, Ginzburg P, Orenstein M. Nano-plasmonic antennas in the near infrared regime. Journal of Physics: Condensed Matter. 2012.
- [12] Atwater HA, Polman A. Plasmonics for improved photovoltaic devices. Nature Materials. 2010.
- [13] J. L. de Souza and K. Q. da Costa. Broadband wireless optical nanolink composed by dipole-loop nanoantennas. IEEE Photonics Journal. 2018.

- [14] Alù A, Engheta N. Wireless at the nanoscale: Optical interconnects using matched nanoantennas. *Physical Review Letters*. 2010.
- [15] Solís D, Taboada J, Obelleiro F, Landesa L. Optimization of an optical wireless nanolink using directive nanoantennas. *Optics Express*. 2013.
- [16] Bellanca G, Calò G, Kaplan A, Bassi P, Petruzzelli V. Integrated Vivaldi plasmonic antenna for wireless on-chip optical communications. *Optics Express*. 2017.
- [17] Yang Y, Li Q, Qiu M. Broadband nanophotonic wireless links and networks using on-chip integrated plasmonic antennas. *Scientific Reports*. 2016.
- [18] K. Q. Da Costa and V. Dmitriev. "Simple and efficient computational method to analyze cylindrical plasmonic nanoantennas". *International Journal of Antennas and Propagation*. 2014.
- [19] COMSOL Multiphysics 4.4. COMSOL Inc. Available from: <http://www.comsol.com>
- [20] G. V. G, Introduction to Nanophotonics, New York USA: Cambridge University Press, 2010.
- [21] P. N. Prasad, Nanophotonics, New Jersey, USA: Copyright by John Wiley & Sons, 2004.
- [22] SOUZA, L. Janilson. Aplicação do método dos momentos para análise de um nanocircuito óptico plasmônico linear alimentado por uma sonda de abertura, Trabalho de Conclusão de Curso, Universidade Federal do Pará. Tucuruí-PA, 2013.
- [23] S. A. Maier, Plasmonics: Fundamentals and Applications, New York USA: Springer, 2007.
- [24] L. Novotny, and B. Hecht, Principles of Nano-Optics, New York USA: Cambridge University Press, 2006.
- [25] MAXIMINO, L. Fábio. Caracterização de Plasmons de Superfície em filmes de metais nobres através de tunelamento ótico, Dissertação de Mestrado, Universidade de São Paulo, São Paulo-SP (2011).

- [26] Maier S. A. Plasmonics Fundamentals and Applications [Livro]. - [s.l.]: Springer, 2007.
- [27] L. Novotny, B. Hecht, Principles of nano-optics. New York: Cambridge University Press, 2006.
- [28] Antenna Standards Committee of the IEEE Antennas and Propagation Society, "IEEE standard definitions of terms for antennas," IEEE Std 145-1993 (IEEE, 1993).
- [29] Balanis C. A. 2016 Antenna Theory: Analysis and Design 4nd end (New York: Wiley).
- [30] L. Novotny and N. V. Hulst. Antennas for light. Nature Photonics, 2011.
- [31] GOMES, R. D. F. Estudo de uma Antena Ótica para Comunicação Inter-Satélite, Dissertação de Mestrado, Academia Militar, Técnico Lisboa, Lisboa (2016)
- [32] W.L. Barnes, A. Dereux, T.W. Ebbesen, Surface plasmon subwavelength optics, Nature 424 (2003).
- [33] P. Biagioni, J.-S. Huang, and B. Hecht. Nanoantennas for visible and infrared radiation. Reports on Progress in Physics, 2012.
- [34] A. E. Krasnok, I. S. Maksymov, A. I. Denisyuk, P. A. Belov, A. E. Miroshnichenko, C. R. Simovski, and Yu S. Kivshar. Optical nanoantennas. Physics-Uspekhi, 2013.
- [35] Geoffroy Lerosey Yagi–Uda antenna shines bright, Geoff roy Lerosey. NSTITUT LANGEVIN. Paris, França, 2010
- [36] Novotny L. Effective wavelength scaling for optical antennas. Phys Rev Lett 2007.
- [37] Shields AJ. Semiconductor quantum light sources. Nature Photon 2007.
- [38] Castelletto S, Aharonovich I, Gibson BC, Johnson BC, Praver S. Imaging and quantum-efficiency measurement of chromium emitters in diamond. Phys Rev Lett 2010.
- [39] AMARAL, R. Paulo. Arranjos de Nanoantena Aplicado em Nanoenlace Sem Fio. Trabalho de Conclusão de Curso. Universidade Federal do Pará. Tucuruí-PA, 2019.

- [40] A. Alù and N. Engheta. Wireless at the nanoscale: optical interconnects using matched nanoantennas. *Physical Review Letters*, 2010.
- [41] D. Dregely, K. Lindfors, M. Lippitz, N. Engheta, M. Totzeck, and H. Giessen. Imaging and steering an optical wireless nanoantenna link. *Nature Communications*, 2014.
- [42] H. A. Atwater and A. Polman. Plasmonics for improved photovoltaic devices. *Nature Materials*, 2010.
- [43] A. E. Miroshnichenko, I. S. Maksymov, A. R. Davoyan, C. Simovski, P. Belov, and Y. S. Kivshar. An arrayed nanoantenna for broadband light emission and detection. *Physica Status Solidi (RRL) - Rapid Research Letters*, 2011.
- [44] T. B. Susilo, S. S. Jehangir, M. I. Hussein, and A. Wahyudie. A plasmonic nanoantenna array for solar energy applications. In *2018 5th International Conference on Renewable Energy: Generation and Applications (ICREGA)*, 2018.
- [45] C. R. Simovski, D. K. Morits, P. M. Voroshilov, M. E. Guzhva, P. A. Belov, and Y. S. Kivshar. Enhanced light trapping with optical nanoantennas for thin-film solar cells. In *2013 7th International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics*, 2013.
- [46] S. Choi and K. Sarabandi. Efficient nanoantenna simulation for ir energy harvesting and detection devices. In *2014 XXXIth URSI General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS)*, 2014.
- [47] T. H. Taminiau, F. B. Segerink, and N. F. van Hulst. A monopole antenna at optical frequencies: single-molecule near-field measurements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2007.
- [48] A. Ahmed and R. Gordon. Directivity enhanced raman spectroscopy using nanoantennas. *Nano Letters*, 2011.
- [49] T. Schumacher, K. Kratzer, D. Molnar, M. Hentschel, and H. Giessen and M. Lippitz. Nanoantenna-enhanced ultrafast nonlinear spectroscopy of a single gold nanoparticle. *Nature Communications*, 2011.

- [50] N. C. Lindquist, P. Nagpal, K. M. McPeak, D. J. Norris, and S.-H. Oh. Engineering metallic nanostructures for plasmonics and nanophotonics. *Reports on Progress in Physics*, 2012.
- [51] T. H. Taminiau, F. D. Stefani, F. B. Segerink, and N. F. van Hulst. Optical antennas direct single-molecule emission. *Nature Photonics*, 2008.
- [52] B. Hecht, P. Muehlschlegel, J. N. Farahani, H.-J. Eisler, D. W. Pohl, O. J. F. Martin, and P. Biagioni. Prospects of resonant optical antennas for nano-analysis. *Chimia*, 2006.
- [53] H. Eghlidi, K. G. Lee, X.-W. Chen, S. Gotzinger, and V. Sandoghdar. Resolution and enhancement in nanoantenna-based fluorescence microscopy. *Nano Letters*, 2009.
- [54] F. Rodríguez-Fortuño, A. Espinosa-Soria, and A. Martínez. Exploiting metamaterials, plasmonics and nanoantennas concepts in silicon photonics. *Journal of Optics*, 2016.
- [55] V. Giannini, A. I. Fernández-Domínguez, S. C. Heck, and S. A. Maier. Plasmonic nanoantennas: fundamentals and their use in controlling the radiative properties of nanoemitters. *Chemical Reviews*, 2011.
- [56] S.-M. Yang, S. G. Jang, D.-G. Choi, S. Kim, and H. K. Yu. Nanomachining by colloidal lithography. *Small*, 2006.
- [57] H. Fredriksson, Y. Alaverdyan, A. Dmitriev, C. Langhammer, D. S. Sutherland, M. Zäch, and B. Kasemo. Hole-mask colloidal lithography. *Advanced Materials*, 2007.
- [58] S. Syrenova, C. Wadell, and C. Langhammer. Shrinking-hole colloidal lithography: self-aligned nanofabrication of complex plasmonic nanoantennas. *Nano Letters*, 2014.
- [59] Y. Yu and G. Zhang. Colloidal lithography. In Sumio Hosaka, editor, *Updates in Advanced Lithography*, chapter 01. InTech, Rijeka, 2013.
- [60] K. Chen, T. D. Dao, and T. Nagao. Tunable nanoantennas for surface enhanced infrared absorption spectroscopy by colloidal lithography and post-fabrication etching. *Scientific Reports*, 2017.

- [61] W. Chen, M. Tymchenko, P. Gopalan, X. Ye, Y. Wu, M. Zhang, C. B. Murray, A. Alu, and C. R. Kagan. Large-area nanoimprinted colloidal au nanocrystal-based nanoantennas for ultrathin polarizing plasmonic metasurfaces. *Nano Letters*, 2015.
- [62] DIELACHER, Bernd; TIEFENAUER, F. Raphael; JUNESCH, Juliane; VOROS, János. Iodide Sensing via Electrochemical Etching of Ultrathin Gold Films. Zurich. *Nanotechnology*, January 2015.
- [63] L. Ziyuan, H. T. Hattori, and M. A. R. Franco. *Electron Beam Lithography*, 1997.
- [64] C. S. Wu, Y. Makiuchi, and C. Chen. High-energy electron beam lithography for nanoscale fabrication. In *Lithography*, 2010.
- [65] M. Altissimo. E-beam lithography for micro-nanofabrication. *Biomicrofluidics*, 2010.
- [66] M. A. Mohammad, M. Muhammad, S. K. Dew, and M. Stepanova. *Fundamentals of Electron Beam Exposure and Development*, 2012.
- [67] R. M. Bakker, H.-K. Yuan, Z. Liu, V. P. Drachev, A. V. Kildishev, and V. M. Shalaev. Enhanced localized fluorescence in plasmonic nanoantennae. *Applied Physics Letters*, 2008.
- [68] D. Dregely, K. Lindfors, M. Lippitz, N. Engheta, M. Totzeck, and H. Giessen. Imaging and steering an optical wireless nanoantenna link. *Nature Communications*, 2014.
- [69] W. Zhu, M. G. Banaee, D. Wang, Y. Chu, and K. B. Crozier. Lithographically fabricated optical antennas with gaps well below 10 nm. *Small*, 2011.
- [70] A. Cleary, A. Clark, A. Glidle, J. M. Cooper, and D. Cumming. Fabrication of double split metallic nanorings for raman sensing. *Microelectronic Engineering*, 2009.
- [71] A. Romano-Rodriguez and F. Hernandez-Ramirez. Dual-beam focused ion beam (FIB): A prototyping tool for micro and nanofabrication. *Microelectronic Engineering*, 2007.
- [72] P. Biagioni, J.-S. Huang, and B. Hecht. Nanoantennas for visible and infrared radiation. *Reports on Progress in Physics*, 2012.

- [73] N. C. Lindquist, P. Nagpal, K. M. McPeak, D. J. Norris, and S.-H. Oh. Engineering metallic nanostructures for plasmonics and nanophotonics. *Reports on Progress in Physics*, 2012.
- [74] I. Utke, P. Hoffmann, and J. Melngailis. Gas-assisted focused electron beam and ion beam processing and fabrication. *Journal of Vacuum Science e Technology B: Microelectronics and Nanometer Structures*, 2008.
- [75] Q. Gao, S. Liverman, and A. X. Wang. Design and characterization of high efficiency nanoantenna couplers with plasmonic integrated circuit. *Journal of Lightwave Technology*, 2017.
- [76] J. M. Merlo, N. T. Nesbitt, Y. M. Calm, A. H. Rose, L. D’Imperio, C. Yang, J. R. Naughton, M. J. Burns, K. Kempa, and M. J. Naughton. Wireless communication system via nanoscale plasmonic antennas. *Scientific Reports*, 2016.
- [77] L. Repetto, G. Firpo, and U. Valbusa. Applications of focused ion beam in material science. *Materiali in Tehnologije*, 2008.
- [79] SOUZA, L. Janilson. Combinação de Antenas Dipolo e Espira para Aplicações em Banda Larga em Nanocircuito Óptico. *Dissertação de Mestrado. Universidade Federal do Pará. Belém-PA*, 2015.
- [80] G. C. Walton, *The method of moments in electromagnetics*, 2nd ed. USA: Chapman & Hall/CRC by Taylor & Francis Group, 2015.
- [81] R. F. Harrington, *Field computation by moment method*, New York: Macmillan, 1968.
- [82] C. A. Balanis, *Advanced engineering electromagnetics*, 2nd ed. USA: John Wiley & Sons, 2012.
- [83] C. A. Balanis, *Antenna theory-analysis and design*, 3rd ed. USA: John Wiley & Sons, 2005.
- [84] M. N. O. Sadiku, *Numerical techniques in electromagnetics*, 2nd ed. USA: CRC Press LLC, 2000.

- [85] D. G. Dudley, *Mathematical foundations for electromagnetic theory*. New York: IEEE Press, 1994.
- [86] P. B. Johnson, R. W. Christy, “Optical constants of the noble metals”, 1972.
- [87] Johnson PB, Christy RW. Optical constants of the noble metals. *Physical Review B*. 1972.
- [88] G. W. Hanson, “On the applicability of the surface impedance integral equation for optical and near infrared copper dipole antennas”, *IEEE Trans. On ant. And Propag.*, vol. 54, 2006.
- [89] Q. C. Karlo, Dmitriev V. Simple and efficient computational method to analyze cylindrical plasmonic nanoantennas. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2014.
- [90] R. S. Lotti, A. W. Machado, Ê. T. Mazzeiro, and J. L. Júnior. Aplicabilidade científica do método dos elementos finitos. *Revista Dental Press de Ortodontia e Ortopedia Facial*, 2006.
- [91] Clough, R. W. - *The Finite Element in Plane Stress Analysis*, Proc. 2nd ASCE Conf. on Electronic Computation, Pittsburgh, Pa., September 1960.
- [92] Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto Portugal - 1a Edição - Abril 2003 - Método dos Elementos Finitos - Álvaro F. M. Azevedo.
- [93] R. A. Paulo. Arranjo de Nanoantena Aplicado em Nonoenlace sem Fio. Trabalho de Conclusão de Curso. Universidade Federal do Pará. Tucuruí, 2019.
- [94] C. A. Felippa. *Introduction to Finite Element Methods*. Course notes. Department of Aerospace Engineering Sciences, University of Colorado at Boulder, U.S.A, 2003.
- [95] Disponível em: <http://ensus.com.br/elementos-finitos-quais-os-beneficios/>. ENSUS, Advanced Engineering. acessado. Acessado em 19 de novembro de 2019.
- [96] F. F. Piaga. Análise Numérica de Sensores de Ressonância Plasmônica no Modo de Emissão Acoplada. Trabalho de Conclusão de Curso. Universidade Federal do Pará. Tucuruí, 2018.

[97] COMSOL Multiphysics. RF Module User's Guide. comsol 5.2 edition, 2015

[98] K. Q. Da Costa and V. Dmitriev. "Radiation and absorption properties of gold nanodipoles in transmitting mode". Microwave and Optical Technology Letters. 2015.

[99] Matlab Software. Available from: <https://www.mathworks.com/products/matlab.html>.

[100] Balanis CA. Antenna Theory- Analysis and Design. 3rd ed. New Jersey: John Wiley & Sons; 2005

Apêndice A – Códigos dos Programas Desenvolvidos em Matlab para Análise Numérica das Nanoestruturas Cilíndricas

Código para análise dos parâmetros de Impedância de Entrada (Z_{in}), Diretividade (D), Ganho (G), Eficiência de Radiação (ϵ_r) e Coeficiente de Reflexão (Γ) das antenas Yagi-Uda e dipolo. Além da Potência de Transmissão dos nanoenlaces das nanoantenas plasmônica descritas neste trabalho.

```
format long, clc, clear, close all
##### DADOS INICIAIS #####

%% Parâmetros
% Dados do dipolo e linha
Zc=1250;           % Carga das antenas receptoras
h=210e-9;         % Comprimento de um braço do dipolo (m)
ad=15e-9;         % Raio do dipolo (m)
Nh=fix(h/(2*ad)); % Numero de segmentos em h
L=0*1200e-9;      % Comprimento da linha de transmissao (entre eixos) (m)
aL=15e-9;         % Raio da linha (m)
d=40e-9;          % Gap entre os eixos da linha de transmissao (m)
Lt=2*h+d;        % Comprimento total do dipolo
NL=0*fix(L/(2*aL)); % Numero de segmentos em L
N1=2*Nh+2*NL+2;  % Numero de segmentos total do circuito

% Dados do Arranjo (diretores e refletor)%%
%Dados do refletor (0)   % Antena transmissora
h0=700e-9;              % Comprimento do primeiro diretor
dh0=100e-9;            % Posicao do primeiro diretor
ah0=15e-9;              % Raio do primeiro diretor
Nh0=fix(h0/(2*ah0));   % Numero de segmentos em h2

%Dados do diretor (2)   % Antena Receptora
h2=2*h+d;               % Comprimento do primeiro diretor
dh2=5e-6;               % Posicao do primeiro diretor
ah2=15e-9;              % Raio do primeiro diretor
Nh2=fix(h2/(2*ah2));   % Numero de segmentos em h2

%Calculo de Nh2 PAR, pois o numero de correntes deve ser IMPAR na antena
```

```

%receptora
if ((0.5*Nh2)-fix(0.5*Nh2))==0
    Nh2=Nh2;
else
    Nh2=Nh2-1;
end
mc=N1-1+0.5*Nh2;           % Indice da corrente da carga na antena
receptora (diretor)

%Dados do diretor (3)
h3=250e-9;                % Comprimento do primeiro diretor
dh3=100e-9;               % Posicao do primeiro diretor
ah3=15e-9;                % Raio do primeiro diretor
Nh3=fix(h3/(2*ah3));      % Numero de segmentos em h2

%Dados do diretor (4)
h4=250e-9;                % Comprimento do primeiro diretor
dh4=100e-9;               % Posicao do primeiro diretor
ah4=15e-9;                % Raio do primeiro diretor
Nh4=fix(h4/(2*ah4));      % Numero de segmentos em h2

%Dados do diretor (5)
h5=250e-9;                % Comprimento do primeiro diretor
dh5=100e-9;               % Posicao do primeiro diretor
ah5=15e-9;                % Raio do primeiro diretor
Nh5=fix(h5/(2*ah5));      % Numero de segmentos em h2

%Dados do meio
j=sqrt(-1);                %Unidade imaginaria
e0=8.854e-12;              %Permissividade do espaco livre
mi0=4.*pi.*1e-7;          %Permeabilidade do espaco livre
c=2.9979e8;                %Velocidade da luz
sigma=0;                    %Condutividade do meio
er=1;                       %Permissividade relativa do meio
eta=sqrt(mi0./(er.*e0));    %Impedancia do meio
Q=200;                       % Numero de pontos de frequencia
f=linspace(100e12,400e12,Q);
Lamb=3e8./f;
W=2.*pi.*f;
k=W.*sqrt(er.*e0.*mi0);

```

```

%Modelo Lorentz-Drude ouro (com damping e 1 termo de interbanda) (Modelo
Antigo)
Wp=13.8e15;
Gama=1.075e14;
Wp1=45e14;
gama=9e14;
lambda=450e-9;
W0=2*pi*3e8/lambda;
er1=1-Wp^2./(W.^2-j*Gama.*W)+1+Wp1^2./(W0^2-W.^2+j*gama.*W)+6;
e1=e0.*er1;

% Impedancia Superficial Zs
T=k.*sqrt(er1);          % Modelo 1 - bom condutor

% ##### GEOMETRIA DO CIRCUITO #####
%Segmento 1

x=linspace(-h-0.5*d,-0.5*d,Nh+1);
s=0;
for n=1:(Nh-1)
    s=s+1;
    P_menos_1(s,:)=[x(n) L 0];
    P_mais_1(s,:)=[x(n+2) L 0];
    P_1(s)=(P_mais_1(s,)+P_menos_1(s,))./2;
    %delta_L(s)=(P_mais(s,)-P_menos(s,)); %Nova linha
    Pc_menos_1(s)=(P_1(s,)+P_menos_1(s,))./2;
    Pc_mais_1(s)=(P_1(s,)+P_mais_1(s,))./2;
    dLv_mais_1(s,)=P_mais_1(s,)-P_1(s,);
    dLv_menos_1(s,)=P_1(s,)-P_menos_1(s,);
    dL_menos_1(s)=sqrt(sum((dLv_menos_1(s,)).^2));
    dL_mais_1(s)=sqrt(sum((dLv_mais_1(s,)).^2));
    a_menos_1(s)=ad;
    a_mais_1(s)=ad;

Zs(:,s)=(T.*besselj(0,T.*ad))./(2.*pi.*ad.*j.*2.*pi.*f.*e0.*er1.*besselj(1
,T.*ad));
end

```

```

if (NL==0) %Se nao existir a linha
    %Canto 2
    dLh=h/Nh;
    s=s+1;
    P_menos_1(s,:)=[-0.5*d-dLh 0 0];
    P_mais_1(s,:)=[0 0 0];
    P_1(s,:)=[-0.5*d 0 0];
    Pc_menos_1(s)=(P_1(s, :)+P_menos_1(s, :))./2;
    Pc_mais_1(s)=(P_1(s, :)+P_mais_1(s, :))./2;
    dLv_mais_1(s,:)=P_mais_1(s,:)-P_1(s,:);
    dLv_menos_1(s,:)=P_1(s,:)-P_menos_1(s,:);
    dL_menos_1(s)=sqrt(sum((dLv_menos_1(s, :)).^2));
    dL_mais_1(s)=sqrt(sum((dLv_mais_1(s, :)).^2));
    a_menos_1(s)=ad;
    a_mais_1(s)=ad;

Zs(:,s)=(T.*besselj(0,T.*ad))./(2.*pi.*ad.*j.*2.*pi.*f.*e0.*er1.*besselj(1
,T.*ad));

    %Elemento da Fonte de Tensao
    s=s+1;
    P_menos_1(s,:)=[-0.5*d 0 0];
    P_mais_1(s,:)=[0.5*d 0 0];
    P_1(s,:)=[0 0 0];
    Pc_menos_1(s)=(P_1(s, :)+P_menos_1(s, :))./2;
    Pc_mais_1(s)=(P_1(s, :)+P_mais_1(s, :))./2;
    dLv_mais_1(s,:)=P_mais_1(s,:)-P_1(s,:);
    dLv_menos_1(s,:)=P_1(s,:)-P_menos_1(s,:);
    dL_menos_1(s)=sqrt(sum((dLv_menos_1(s, :)).^2));
    dL_mais_1(s)=sqrt(sum((dLv_mais_1(s, :)).^2));
    a_menos_1(s)=ad;
    a_mais_1(s)=ad;
    Zs(:,s)=0;

    %Canto 3
    s=s+1;
    dLh=h/Nh;
    P_menos_1(s,:)=[0 0 0];
    P_mais_1(s,:)=[0.5*d+dLh 0 0];

```

```

P_1(s,:)=[0.5*d 0 0];
Pc_menos_1(s,:)=(P_1(s, :)+P_menos_1(s, :))./2;
Pc_mais_1(s,:)=(P_1(s, :)+P_mais_1(s, :))./2;
dLv_mais_1(s,:)=P_mais_1(s, :)-P_1(s, :);
dLv_menos_1(s,:)=P_1(s, :)-P_menos_1(s, :);
dL_menos_1(s)=sqrt(sum((dLv_menos_1(s, :)).^2));
dL_mais_1(s)=sqrt(sum((dLv_mais_1(s, :)).^2));
a_menos_1(s)=ad;
a_mais_1(s)=ad;

Zs(:,s)=(T.*besselj(0,T.*ad))./(2.*pi.*ad.*j.*2.*pi.*f.*e0.*er1.*besselj(1
,T.*ad));

%Discretizacao do circuito
dLL=L/NL;
dLL_aL=dLL/aL;
end

%Segmento 4
x=linspace(0.5*d,0.5*d+h,Nh+1);
for n=1:(Nh-1)
    s=s+1;
    P_menos_1(s,:)=x(n) L 0];
    P_mais_1(s,:)=x(n+2) L 0];
    P_1(s,:)=(P_mais_1(s, :)+P_menos_1(s, :))./2;
    Pc_menos_1(s,:)=(P_1(s, :)+P_menos_1(s, :))./2;
    Pc_mais_1(s,:)=(P_1(s, :)+P_mais_1(s, :))./2;
    dLv_mais_1(s,:)=P_mais_1(s, :)-P_1(s, :);
    dLv_menos_1(s,:)=P_1(s, :)-P_menos_1(s, :);
    dL_menos_1(s)=sqrt(sum((dLv_menos_1(s, :)).^2));
    dL_mais_1(s)=sqrt(sum((dLv_mais_1(s, :)).^2));
    a_menos_1(s)=ad;
    a_mais_1(s)=ad;

Zs(:,s)=(T.*besselj(0,T.*ad))./(2.*pi.*ad.*j.*2.*pi.*f.*e0.*er1.*besselj(1
,T.*ad));
end
dLh=h/Nh;
dLh_ad=dLh/ad;

```

```

Pplot1=[[-0.5*d-h L 0] ; P_1 ; [0.5*d+h L 0]];
figure(1), line(1e9.*Pplot1(:,2),1e9.*Pplot1(:,1),1e9.*Pplot1(:,3)), axis
equal, axis(1e9.*[-h L+dh0+dh2+dh3+dh4 -2.5*h 2.5*h -1.5*h
1.5*h])%axis(1e9.*[-h L+h -1.5*h 1.5*h])

%% ##### FIM DA GEOMETRIA DO CIRCUITO #####
% ##### GEOMETRIA DOS DIRETORES E REFLECTOR (ARRANJO) #####

%Diretor (2) (Antena Receptora)

if (Nh2~=0)
m=0;
x=linspace(-0.5*h2,0.5*h2,Nh2+1);
for n=1:(Nh2-1)
    s=s+1;
    m=m+1;
    P_menos_h2(m,:)=[x(n) dh2+L 0];
    P_mais_h2(m,:)=[x(n+2) dh2+L 0];
    P_h2(m,)=(P_mais_h2(m,)+P_menos_h2(m,))./2;
    Pc_menos_h2(m,)=(P_h2(m,)+P_menos_h2(m,))./2;
    Pc_mais_h2(m,)=(P_h2(m,)+P_mais_h2(m,))./2;
    dLv_mais_h2(m,)=P_mais_h2(m,)-P_h2(m,);
    dLv_menos_h2(m,)=P_h2(m,)-P_menos_h2(m,);
    dL_menos_h2(m)=sqrt(sum((dLv_menos_h2(m,)).^2));
    dL_mais_h2(m)=sqrt(sum((dLv_mais_h2(m,)).^2));
    a_menos_h2(m)=ah2;
    a_mais_h2(m)=ah2;

Zs(:,s)=(T.*besselj(0,T.*ah2))./(2.*pi.*ah2.*j.*2.*pi.*f.*e0.*er1.*besselj
(1,T.*ah2));

%Insercao da carga no centro da antena receptora
if (s==mc)
    Zs(:,s)=Zc./(0.5*dL_menos_h2(m)+0.5*dL_mais_h2(m));
end

end

Pplot4=[[-0.5*h2 dh2+L 0] ; P_h2 ; [0.5*h2 dh2+L 0]];
hold on, line(1e9.*Pplot4(:,2),1e9.*Pplot4(:,1),1e9.*Pplot4(:,3))
end

```

```

%Refletor

if (Nh0~=0)
m=0;
x=linspace(-0.5*h0,0.5*h0,Nh0+1);
for n=1:(Nh0-1)
    s=s+1;
    m=m+1;
    P_menos_h0(m,:)=[x(n) -1*dh0+L 0];
    P_mais_h0(m,:)=[x(n+2) -1*dh0+L 0];
    P_h0(m,:)=(P_mais_h0(m,)+P_menos_h0(m,))./2;
    Pc_menos_h0(m,:)=(P_h0(m,)+P_menos_h0(m,))./2;
    Pc_mais_h0(m,:)=(P_h0(m,)+P_mais_h0(m,))./2;
    dLv_mais_h0(m,)=P_mais_h0(m,)-P_h0(m,);
    dLv_menos_h0(m,)=P_h0(m,)-P_menos_h0(m,);
    dL_menos_h0(m)=sqrt(sum((dLv_menos_h0(m,)).^2));
    dL_mais_h0(m)=sqrt(sum((dLv_mais_h0(m,)).^2));
    a_menos_h0(m)=ah0;
    a_mais_h0(m)=ah0;

Zs(:,s)=(T.*besselj(0,T.*ah0))./(2.*pi.*ah0.*j.*2.*pi.*f.*e0.*erl.*besselj
(1,T.*ah0));
end
Pplot3=[[-0.5*h0 -1*dh0+L 0] ; P_h0 ; [0.5*h0 -1*dh0+L 0]];
hold on, line(1e9.*Pplot3(:,2),1e9.*Pplot3(:,1),1e9.*Pplot3(:,3))
end

%Diretor (3)

if (Nh3~=0)
m=0;
x=linspace(-0.5*h3,0.5*h3,Nh3+1);
for n=1:(Nh3-1)
    s=s+1;
    m=m+1;
    P_menos_h3(m,:)=[x(n) dh3+L 0];
    P_mais_h3(m,:)=[x(n+2) dh3+L 0];
    P_h3(m,:)=(P_mais_h3(m,)+P_menos_h3(m,))./2;
    Pc_menos_h3(m,:)=(P_h3(m,)+P_menos_h3(m,))./2;

```

```

Pc_mais_h3(m,:)=(P_h3(m, :)+P_mais_h3(m, :))./2;
dLv_mais_h3(m,:)=P_mais_h3(m, :)-P_h3(m, :);
dLv_menos_h3(m,:)=P_h3(m, :)-P_menos_h3(m, :);
dL_menos_h3(m)=sqrt(sum((dLv_menos_h3(m, :)).^2));
dL_mais_h3(m)=sqrt(sum((dLv_mais_h3(m, :)).^2));
a_menos_h3(m)=ah3;
a_mais_h3(m)=ah3;

Zs(:,s)=(T.*besselj(0,T.*ah3))./(2.*pi.*ah3.*j.*2.*pi.*f.*e0.*erl.*besselj
(1,T.*ah3));
end
Pplot5=[[-0.5*h3 dh3+L 0] ; P_h3 ; [0.5*h3 dh3+L 0]];
hold on, line(1e9.*Pplot5(:,2),1e9.*Pplot5(:,1),1e9.*Pplot5(:,3))
end

%Diretor (4)

if (Nh4~=0)
m=0;
x=linspace(-0.5*h4,0.5*h4,Nh4+1);
for n=1:(Nh4-1)
s=s+1;
m=m+1;
P_menos_h4(m,:)=[x(n) dh3+dh4+L 0];
P_mais_h4(m,:)=[x(n+2) dh3+dh4+L 0];
P_h4(m,:)=(P_mais_h4(m, :)+P_menos_h4(m, :))./2;
Pc_menos_h4(m,:)=(P_h4(m, :)+P_menos_h4(m, :))./2;
Pc_mais_h4(m,:)=(P_h4(m, :)+P_mais_h4(m, :))./2;
dLv_mais_h4(m,:)=P_mais_h4(m, :)-P_h4(m, :);
dLv_menos_h4(m,:)=P_h4(m, :)-P_menos_h4(m, :);
dL_menos_h4(m)=sqrt(sum((dLv_menos_h4(m, :)).^2));
dL_mais_h4(m)=sqrt(sum((dLv_mais_h4(m, :)).^2));
a_menos_h4(m)=ah4;
a_mais_h4(m)=ah4;

Zs(:,s)=(T.*besselj(0,T.*ah4))./(2.*pi.*ah4.*j.*2.*pi.*f.*e0.*erl.*besselj
(1,T.*ah4));
end
Pplot6=[[-0.5*h4 dh3+dh4+L 0] ; P_h4 ; [0.5*h4 dh3+dh4+L 0]];

```

```

hold on, line(1e9.*Pplot6(:,2),1e9.*Pplot6(:,1),1e9.*Pplot6(:,3)) % axis
equal
end

%Diretor (5)

if (Nh5~=0)
m=0;
x=linspace(-0.5*h5,0.5*h5,Nh5+1);
for n=1:(Nh5-1)
    s=s+1;
    m=m+1;
    P_menos_h5(m,:)=[x(n) dh3+dh4+dh5+L 0];
    P_mais_h5(m,:)=[x(n+2) dh3+dh4+dh5+L 0];
    P_h5(m,:)=(P_mais_h5(m,.)+P_menos_h5(m,.))./2;
    Pc_menos_h5(m,:)=(P_h5(m,.)+P_menos_h5(m,.))./2;
    Pc_mais_h5(m,:)=(P_h5(m,.)+P_mais_h5(m,.))./2;
    dLv_mais_h5(m,:)=P_mais_h5(m,.)-P_h5(m,.);
    dLv_menos_h5(m,:)=P_h5(m,.)-P_menos_h5(m,.);
    dL_menos_h5(m)=sqrt(sum((dLv_menos_h5(m,).^2)));
    dL_mais_h5(m)=sqrt(sum((dLv_mais_h5(m,).^2)));
    a_menos_h5(m)=ah5;
    a_mais_h5(m)=ah5;

Zs(:,s)=(T.*besselj(0,T.*ah5))./(2.*pi.*ah5.*j.*2.*pi.*f.*e0.*er1.*besselj
(1,T.*ah5));
end
Pplot7=[[-0.5*h5 dh3+dh4+dh5+L 0] ; P_h5 ; [0.5*h5 dh3+dh4+dh5+L 0]];
hold on, line(1e9.*Pplot7(:,2),1e9.*Pplot7(:,1),1e9.*Pplot7(:,3))%, axis
equal
end

##### Geometria Total #####

N=s; %Numero total de segmentos
P_menos=[P_menos_1];
P_mais=[P_mais_1];
P=[P_1];
Pc_menos=[Pc_menos_1];

```

```

Pc_mais=[Pc_mais_1];
dLv_mais=[dLv_mais_1];
dLv_menos=[dLv_menos_1];
dL_menos=[dL_menos_1];
dL_mais=[dL_mais_1];
a_menos=[a_menos_1];
a_mais=[a_mais_1];
if (Nh2~=0)
P_menos=[P_menos ; P_menos_h2];
P_mais=[P_mais ; P_mais_h2];
P=[P ; P_h2];
Pc_menos=[Pc_menos ; Pc_menos_h2];
Pc_mais=[Pc_mais ; Pc_mais_h2];
dLv_mais=[dLv_mais ; dLv_mais_h2];
dLv_menos=[dLv_menos ; dLv_menos_h2];
dL_menos=[dL_menos dL_menos_h2];
dL_mais=[dL_mais dL_mais_h2];
a_menos=[a_menos a_menos_h2];
a_mais=[a_mais a_mais_h2];
end

if (Nh0~=0)
P_menos=[P_menos ; P_menos_h0];
P_mais=[P_mais ; P_mais_h0];
P=[P ; P_h0];
Pc_menos=[Pc_menos ; Pc_menos_h0];
Pc_mais=[Pc_mais ; Pc_mais_h0];
dLv_mais=[dLv_mais ; dLv_mais_h0];
dLv_menos=[dLv_menos ; dLv_menos_h0];
dL_menos=[dL_menos dL_menos_h0];
dL_mais=[dL_mais dL_mais_h0];
a_menos=[a_menos a_menos_h0];
a_mais=[a_mais a_mais_h0];
end

if (Nh3~=0)
P_menos=[P_menos ; P_menos_h3];
P_mais=[P_mais ; P_mais_h3];
P=[P ; P_h3];
Pc_menos=[Pc_menos ; Pc_menos_h3];

```

```

Pc_mais=[Pc_mais ; Pc_mais_h3];
dLv_mais=[dLv_mais ; dLv_mais_h3];
dLv_menos=[dLv_menos ; dLv_menos_h3];
dL_menos=[dL_menos dL_menos_h3];
dL_mais=[dL_mais dL_mais_h3];
a_menos=[a_menos a_menos_h3];
a_mais=[a_mais a_mais_h3];
end

if (Nh4~=0)
    P_menos=[P_menos ; P_menos_h4];
    P_mais=[P_mais ; P_mais_h4];
    P=[P ; P_h4];
    Pc_menos=[Pc_menos ; Pc_menos_h4];
    Pc_mais=[Pc_mais ; Pc_mais_h4];
    dLv_mais=[dLv_mais ; dLv_mais_h4];
    dLv_menos=[dLv_menos ; dLv_menos_h4];
    dL_menos=[dL_menos dL_menos_h4];
    dL_mais=[dL_mais dL_mais_h4];
    a_menos=[a_menos a_menos_h4];
    a_mais=[a_mais a_mais_h4];
end

if (Nh5~=0)
    P_menos=[P_menos ; P_menos_h5];
    P_mais=[P_mais ; P_mais_h5];
    P=[P ; P_h5];
    Pc_menos=[Pc_menos ; Pc_menos_h5];
    Pc_mais=[Pc_mais ; Pc_mais_h5];
    dLv_mais=[dLv_mais ; dLv_mais_h5];
    dLv_menos=[dLv_menos ; dLv_menos_h5];
    dL_menos=[dL_menos dL_menos_h5];
    dL_mais=[dL_mais dL_mais_h5];
    a_menos=[a_menos a_menos_h5];
    a_mais=[a_mais a_mais_h5];
end

% Calculo dos caminhos da integração numérica
ax=[0 0 1];
ay=[0 0 1];

```

```

for m=1:N
    u_dL_menos(m,:)=dLv_menos(m,:)./dL_menos(m);
    u_dL_mais(m,:)=dLv_mais(m,:)./dL_mais(m);

    %Menos
    v1i(m,:)=[u_dL_menos(m,2).*ax(3)-u_dL_menos(m,3).*ax(2)
    u_dL_menos(m,3).*ax(1)-u_dL_menos(m,1).*ax(3) u_dL_menos(m,1).*ax(2)-
    u_dL_menos(m,2).*ax(1)];
    v2i(m,:)=[u_dL_menos(m,2).*ay(3)-u_dL_menos(m,3).*ay(2)
    u_dL_menos(m,3).*ay(1)-u_dL_menos(m,1).*ay(3) u_dL_menos(m,1).*ay(2)-
    u_dL_menos(m,2).*ay(1)];
    if (v1i(m,1)==0) & (v1i(m,2)==0) & (v1i(m,3)==0)
        u_rhoi_menos(m,:)=v2i(m,:);
    else
        u_rhoi_menos(m,:)=v1i(m,:);
    end

    u_rhoi_menos(m,:)=u_rhoi_menos(m,:)./sqrt(sum((u_rhoi_menos(m,:)).^2));
    rhoi_menos(m,:)=a_menos(m).*u_rhoi_menos(m,:);

    %Mais
    v1i(m,:)=[u_dL_mais(m,2).*ax(3)-u_dL_mais(m,3).*ax(2)
    u_dL_mais(m,3).*ax(1)-u_dL_mais(m,1).*ax(3) u_dL_mais(m,1).*ax(2)-
    u_dL_mais(m,2).*ax(1)];
    v2i(m,:)=[u_dL_mais(m,2).*ay(3)-u_dL_mais(m,3).*ay(2)
    u_dL_mais(m,3).*ay(1)-u_dL_mais(m,1).*ay(3) u_dL_mais(m,1).*ay(2)-
    u_dL_mais(m,2).*ay(1)];
    if (v1i(m,1)==0) & (v1i(m,2)==0) & (v1i(m,3)==0)
        u_rhoi_mais(m,:)=v2i(m,:);
    else
        u_rhoi_mais(m,:)=v1i(m,:);
    end

    u_rhoi_mais(m,:)=u_rhoi_mais(m,:)./sqrt(sum((u_rhoi_mais(m,:)).^2));
    rhoi_mais(m,:)=a_mais(m).*u_rhoi_mais(m,:);
end

IN=3; % Numero de segmentos da integração numérica
for m=1:N
    m;

```

```

P_menos_i(m,:)=rhoi_menos(m,:)+Pc_menos(m,:);
P_mais_i(m,:)=rhoi_mais(m,:)+P(m,:);
dlvi_menos(m,:)=(0.5.*dLv_menos(m,:))./(IN);
dlvi_mais(m,:)=(0.5.*dLv_mais(m,:))./(IN);
P_menos_i(m,:)=P_menos_i(m,:)+dlvi_menos(m,:)./2;
P_mais_i(m,:)=P_mais_i(m,:)+dlvi_mais(m,:)./2;
Pi1(1,:)=P_menos_i(m,:);
Pi2(1,:)=P_mais_i(m,:);
for n=1:N
    contador=0;
    for r=1:IN
        Pi1(r,:)=Pi1(1,:)+contador.*dlvi_menos(m,:);
        Pi2(r,:)=Pi2(1,:)+contador.*dlvi_mais(m,:);
        contador=contador+1;
        R1i_menos_menos(r,n,m)=sqrt(sum((Pi1(r,:)-P_menos(n,:)).^2));
        R2i_menos_menos(r,n,m)=sqrt(sum((Pi1(r,:)-P(n,:)).^2));
        R1i_menos_mais(r,n,m)=sqrt(sum((Pi2(r,:)-P_menos(n,:)).^2));
        R2i_menos_mais(r,n,m)=sqrt(sum((Pi2(r,:)-P(n,:)).^2));
        R1i_mais_menos(r,n,m)=sqrt(sum((Pi1(r,:)-P(n,:)).^2));
        R2i_mais_menos(r,n,m)=sqrt(sum((Pi1(r,:)-P_mais(n,:)).^2));
        R1i_mais_mais(r,n,m)=sqrt(sum((Pi2(r,:)-P(n,:)).^2));
        R2i_mais_mais(r,n,m)=sqrt(sum((Pi2(r,:)-P_mais(n,:)).^2));
        u_R1_menos_menos(r,:)=(Pi1(r,:)-
P_menos(n,:))./R1i_menos_menos(r,n,m);
        u_R2_menos_menos(r,:)=(Pi1(r,:)-
P(n,:))./R2i_menos_menos(r,n,m);
        teta_1_menos_menos(r,n,m)=acos(sum([u_R1_menos_menos(r,1)
u_R1_menos_menos(r,2) u_R1_menos_menos(r,3)].*u_dL_menos(n,:)));
        teta_2_menos_menos(r,n,m)=acos(sum([u_R2_menos_menos(r,1)
u_R2_menos_menos(r,2) u_R2_menos_menos(r,3)].*u_dL_menos(n,:)));
        v1(r,:)= [u_dL_menos(n,2)*u_R2_menos_menos(r,3)-
u_dL_menos(n,3)*u_R2_menos_menos(r,2)
u_dL_menos(n,3)*u_R2_menos_menos(r,1)-
u_dL_menos(n,1)*u_R2_menos_menos(r,3)
u_dL_menos(n,1)*u_R2_menos_menos(r,2)-
u_dL_menos(n,2)*u_R2_menos_menos(r,1)];
        u_rhon_menos_menos(r,n,m,:)= [v1(r,2)*u_dL_menos(n,3)-
v1(r,3)*u_dL_menos(n,2) v1(r,3)*u_dL_menos(n,1)-v1(r,1)*u_dL_menos(n,3)
v1(r,1)*u_dL_menos(n,2)-v1(r,2)*u_dL_menos(n,1)];

```

```

u_rhon_menos_menos(r,n,m,:)=u_rhon_menos_menos(r,n,m,:)./sqrt(sum((u_rhon_
menos_menos(r,n,m,:).^2));
    u_R1_menos_mais(r,:)=(Pi2(r,:)-
P_menos(n,:))./R1i_menos_mais(r,n,m);
    u_R2_menos_mais(r,:)=(Pi2(r,:)-P(n,:))./R2i_menos_mais(r,n,m);
    teta_1_menos_mais(r,n,m)=acos(sum([u_R1_menos_mais(r,1)
u_R1_menos_mais(r,2) u_R1_menos_mais(r,3)].*u_dL_menos(n,:)));
    teta_2_menos_mais(r,n,m)=acos(sum([u_R2_menos_mais(r,1)
u_R2_menos_mais(r,2) u_R2_menos_mais(r,3)].*u_dL_menos(n,:)));
    v1(r,:)= [u_dL_menos(n,2)*u_R2_menos_mais(r,3) -
u_dL_menos(n,3)*u_R2_menos_mais(r,2) u_dL_menos(n,3)*u_R2_menos_mais(r,1) -
u_dL_menos(n,1)*u_R2_menos_mais(r,3) u_dL_menos(n,1)*u_R2_menos_mais(r,2) -
u_dL_menos(n,2)*u_R2_menos_mais(r,1)];
    u_rhon_menos_mais(r,n,m,:)= [v1(r,2)*u_dL_menos(n,3) -
v1(r,3)*u_dL_menos(n,2) v1(r,3)*u_dL_menos(n,1) -v1(r,1)*u_dL_menos(n,3)
v1(r,1)*u_dL_menos(n,2) -v1(r,2)*u_dL_menos(n,1)];

u_rhon_menos_mais(r,n,m,:)=u_rhon_menos_mais(r,n,m,:)./sqrt(sum((u_rhon_me
nos_mais(r,n,m,:).^2));
    u_R1_mais_menos(r,:)=(Pi1(r,:)-P(n,:))./R1i_mais_menos(r,n,m);
    u_R2_mais_menos(r,:)=(Pi1(r,:)-
P_mais(n,:))./R2i_mais_menos(r,n,m);
    teta_1_mais_menos(r,n,m)=acos(sum([u_R1_mais_menos(r,1)
u_R1_mais_menos(r,2) u_R1_mais_menos(r,3)].*u_dL_mais(n,:)));
    teta_2_mais_menos(r,n,m)=acos(sum([u_R2_mais_menos(r,1)
u_R2_mais_menos(r,2) u_R2_mais_menos(r,3)].*u_dL_mais(n,:)));
    v1(r,:)= [u_dL_mais(n,2)*u_R2_mais_menos(r,3) -
u_dL_mais(n,3)*u_R2_mais_menos(r,2) u_dL_mais(n,3)*u_R2_mais_menos(r,1) -
u_dL_mais(n,1)*u_R2_mais_menos(r,3) u_dL_mais(n,1)*u_R2_mais_menos(r,2) -
u_dL_mais(n,2)*u_R2_mais_menos(r,1)];
    u_rhon_mais_menos(r,n,m,:)= [v1(r,2)*u_dL_mais(n,3) -
v1(r,3)*u_dL_mais(n,2) v1(r,3)*u_dL_mais(n,1) -v1(r,1)*u_dL_mais(n,3)
v1(r,1)*u_dL_mais(n,2) -v1(r,2)*u_dL_mais(n,1)];

u_rhon_mais_menos(r,n,m,:)=u_rhon_mais_menos(r,n,m,:)./sqrt(sum((u_rhon_ma
is_menos(r,n,m,:).^2));
    u_R1_mais_mais(r,:)=(Pi2(r,:)-P(n,:))./R1i_mais_mais(r,n,m);
    u_R2_mais_mais(r,:)=(Pi2(r,:)-
P_mais(n,:))./R2i_mais_mais(r,n,m);

```

```

        teta_1_mais_mais(r,n,m)=acos(sum([u_R1_mais_mais(r,1)
u_R1_mais_mais(r,2) u_R1_mais_mais(r,3)].*u_dL_mais(n,:)));
        teta_2_mais_mais(r,n,m)=acos(sum([u_R2_mais_mais(r,1)
u_R2_mais_mais(r,2) u_R2_mais_mais(r,3)].*u_dL_mais(n,:)));
        v1(r,:)=u_dL_mais(n,2)*u_R2_mais_mais(r,3)-
u_dL_mais(n,3)*u_R2_mais_mais(r,2) u_dL_mais(n,3)*u_R2_mais_mais(r,1)-
u_dL_mais(n,1)*u_R2_mais_mais(r,3) u_dL_mais(n,1)*u_R2_mais_mais(r,2)-
u_dL_mais(n,2)*u_R2_mais_mais(r,1)];
        u_rhon_mais_mais(r,n,m,:)=v1(r,2)*u_dL_mais(n,3)-
v1(r,3)*u_dL_mais(n,2) v1(r,3)*u_dL_mais(n,1)-v1(r,1)*u_dL_mais(n,3)
v1(r,1)*u_dL_mais(n,2)-v1(r,2)*u_dL_mais(n,1)];

u_rhon_mais_mais(r,n,m,:)=u_rhon_mais_mais(r,n,m,:)./sqrt(sum((u_rhon_mais
_mais(r,n,m,:).^2));

rho_menos_menos(r,n,m)=abs(R2i_menos_menos(r,n,m).*sin(teta_2_menos_menos(
r,n,m)));

rho_menos_mais(r,n,m)=abs(R2i_menos_mais(r,n,m).*sin(teta_2_menos_mais(r,n
,m)));

rho_mais_menos(r,n,m)=abs(R2i_mais_menos(r,n,m).*sin(teta_2_mais_menos(r,n
,m)));

rho_mais_mais(r,n,m)=abs(R2i_mais_mais(r,n,m).*sin(teta_2_mais_mais(r,n,m)
));

        end
        end
end

%% ##### INICIO DO MOM COM FUNCOES BASE SENOIDAIS #####
%Fonte de Tensao
V_s=zeros(N,1);
V_s(Nh+NL+1)=1;

for q=1:Q
    q
    e(q)=er.*e0+(sigma./(j.*2.*pi.*f(q)));
    gama(q)=sqrt(-1.*((2.*pi.*f(q)).^2).*mi0.*e(q));
    for m=1:N

```

```

for n=1:N
    soma=0;
    for r=1:IN
        Ez11=(eta./(4.*pi.*sinh(gama(q).*dL_menos(n)))).*(exp(-
1.*gama(q).*R1i_menos_menos(r,n,m))./R1i_menos_menos(r,n,m))...
        -cosh(gama(q).*dL_menos(n)).*(exp(-
1.*gama(q).*R2i_menos_menos(r,n,m))./R2i_menos_menos(r,n,m)));
        Ez12=(eta./(4.*pi.*sinh(gama(q).*dL_menos(n)))).*(exp(-
1.*gama(q).*R1i_menos_mais(r,n,m))./R1i_menos_mais(r,n,m))...
        -cosh(gama(q).*dL_menos(n)).*(exp(-
1.*gama(q).*R2i_menos_mais(r,n,m))./R2i_menos_mais(r,n,m)));
        Ez21=(eta./(4.*pi.*sinh(gama(q).*dL_mais(n)))).*(exp(-
1.*gama(q).*R2i_mais_menos(r,n,m))./R2i_mais_menos(r,n,m))...
        -cosh(gama(q).*dL_mais(n)).*(exp(-
1.*gama(q).*R1i_mais_menos(r,n,m))./R1i_mais_menos(r,n,m)));
        Ez22=(eta./(4.*pi.*sinh(gama(q).*dL_mais(n)))).*(exp(-
1.*gama(q).*R2i_mais_mais(r,n,m))./R2i_mais_mais(r,n,m))...
        -cosh(gama(q).*dL_mais(n)).*(exp(-
1.*gama(q).*R1i_mais_mais(r,n,m))./R1i_mais_mais(r,n,m)));
        Ez11v=Ez11(1).*[u_dL_menos(n,1) u_dL_menos(n,2)
u_dL_menos(n,3)];
        Ez21v=Ez21(1).*[u_dL_mais(n,1) u_dL_mais(n,2)
u_dL_mais(n,3)];
        Ez12v=Ez12(1).*[u_dL_menos(n,1) u_dL_menos(n,2)
u_dL_menos(n,3)];
        Ez22v=Ez22(1).*[u_dL_mais(n,1) u_dL_mais(n,2)
u_dL_mais(n,3)];

Erho11=(eta./(4.*pi.*(rho_menos_menos(r,n,m)+eps).*sinh(gama(q).*dL_menos(
n))))).*...
        (-1.*exp(-
1.*gama(q).*R1i_menos_menos(r,n,m)).*cos(teta_1_menos_menos(r,n,m))-
sinh(gama(q).*dL_menos(n)).*...
        exp(-
1.*gama(q).*R2i_menos_menos(r,n,m))+cos(teta_2_menos_menos(r,n,m)).*...
        cosh(gama(q).*dL_menos(n)).*exp(-
1.*gama(q).*R2i_menos_menos(r,n,m)));

Erho12=(eta./(4.*pi.*(rho_menos_mais(r,n,m)+eps).*sinh(gama(q).*dL_menos(n
))))).*...

```

```

        (-1.*exp(-
1.*gama(q).*R1i_menos_mais(r,n,m)).*cos(teta_1_menos_mais(r,n,m))-
sinh(gama(q).*dL_menos(n)).*...
        exp(-
1.*gama(q).*R2i_menos_mais(r,n,m))+cos(teta_2_menos_mais(r,n,m)).*...
        cosh(gama(q).*dL_menos(n)).*exp(-
1.*gama(q).*R2i_menos_mais(r,n,m)));

Erho21=(eta./(4.*pi.*(rho_mais_menos(r,n,m)+eps).*sinh(gama(q).*dL_mais(n)
)).*...
        (exp(-
1.*gama(q).*R1i_mais_menos(r,n,m)).*sinh(gama(q).*dL_mais(n))+cos(teta_1_m
ais_menos(r,n,m)).*...
        cosh(gama(q).*dL_mais(n)).*exp(-
1.*gama(q).*R1i_mais_menos(r,n,m))-cos(teta_2_mais_menos(r,n,m)).*...
        exp(-1.*gama(q).*R2i_mais_menos(r,n,m))));

Erho22=(eta./(4.*pi.*(rho_mais_mais(r,n,m)+eps).*sinh(gama(q).*dL_mais(n)
)).*...
        (exp(-
1.*gama(q).*R1i_mais_mais(r,n,m)).*sinh(gama(q).*dL_mais(n))+cos(teta_1_ma
is_mais(r,n,m)).*...
        cosh(gama(q).*dL_mais(n)).*exp(-
1.*gama(q).*R1i_mais_mais(r,n,m))-cos(teta_2_mais_mais(r,n,m)).*...
        exp(-1.*gama(q).*R2i_mais_mais(r,n,m))));
        Erho11v=Erho11(1).*[u_rhon_menos_menos(r,n,m,1)
u_rhon_menos_menos(r,n,m,2) u_rhon_menos_menos(r,n,m,3)];
        Erho12v=Erho12(1).*[u_rhon_menos_mais(r,n,m,1)
u_rhon_menos_mais(r,n,m,2) u_rhon_menos_mais(r,n,m,3)];
        Erho21v=Erho21(1).*[u_rhon_mais_menos(r,n,m,1)
u_rhon_mais_menos(r,n,m,2) u_rhon_mais_menos(r,n,m,3)];
        Erho22v=Erho22(1).*[u_rhon_mais_mais(r,n,m,1)
u_rhon_mais_mais(r,n,m,2) u_rhon_mais_mais(r,n,m,3)];
        E1=Ez11v+Ez21v+Erho11v+Erho21v;
        E2=Ez12v+Ez22v+Erho12v+Erho22v;
        soma=soma-
1.*(sum(E1.*dlvi_menos(m,:))+sum(E2.*dlvi_mais(m,:)));
        end
        if (m==n)
            Z(m,n)=Zs(q,m)*(0.5*dL_menos(m)+0.5*dL_mais(m))+soma;
        else

```

```

        Z(m,n)=soma;
    end
    end
end
Y=inv(Z);
I(:,q)=Y*V_s;
end

%% CALCULO DA PERDA DE PROPAGACAO Vs Frequencia
figure (2)
Pin=0.5.*real(1.*conj(I(Nh+NL+1,:)));
PZc=0.5.*(abs(I(mc,:)).^2)*real(Zc);
plot(f./1e12,10.*log10(PZc./Pin)), grid, title('Propagação Vs Frequencia')

%% PLOT DA IMPEDANCIA DE ENTRADA(Zin=Rin+jXin)
figure(3)
If=(1./sinh(gama.*d*0.5)).*(I(Nh+NL+1,:).*sinh(gama.*0.5*d*0.5)+I(Nh+NL+2,
:).*sinh(gama.*0.5*d*0.5));
Zin=1./If;
plot(f./1e12,real(Zin),'-',f./1e12,imag(Zin),'-'),grid, title('Impedncia
de Entrada')

%% PLOT DO COEFICIENTE DE REFLEXÃO PARA A NANOANTENA
Z0=50; %Impedancia da linha
S11=zeros(1,Q);
S11=abs((Zin-Z0)./(Zin+Z0));
S11_dB=20.*log10(S11);
figure(4)
plot(f./1e12,S11_dB), grid, title('Coeficiente de Reflexao')

%% CORRENTE Ics, Pcs e dLvs para calculo do diagrama

Ns=0; %Número de segmentos
Ics(1,:)=(1./sinh(gama.*dL_menos(1))).*(I(1,:).*sinh(gama.*0.5*dL_menos(1)
));
for n=1:N
    Vizinho_direita=0;

```

```

Vizinho_esquerda=0;
for m=1:N
    if (n~=m)
        if (abs(Pc_mais(n,1)-Pc_menos(m,1))<1e-10)&(abs(Pc_mais(n,2)-
Pc_menos(m,2))<1e-10)&(abs(Pc_mais(n,3)-Pc_menos(m,3))<1e-10)
            Vizinho_direita=1;
            Mvd=m;           %M do vizinho da direita
        end
        if (abs(Pc_menos(n,1)-Pc_mais(m,1))<1e-10)&(abs(Pc_menos(n,2)-
Pc_mais(m,2))<1e-10)&(abs(Pc_menos(n,3)-Pc_mais(m,3))<1e-10)
            Vizinho_esquerda=1;
            Mve=m;           %M do vizinho da esquerda
        end
    end
end

if (Vizinho_direita==1)&(Vizinho_esquerda==1)
    Ns=Ns+1;

Ics_a(Ns,:)=(1./sinh(gama.*dL_menos(n))).*(I(Mve,:).*sinh(gama.*0.5*dL_men
os(n))+I(n,:).*sinh(gama.*0.5*dL_menos(n)));
    Pcs_a(Ns,:)=Pc_menos(n,:);
    dLvs_a(Ns,:)=dLv_menos(n,:);
    Ns=Ns+1;

Ics_a(Ns,:)=(1./sinh(gama.*dL_mais(n))).*(I(Mvd,:).*sinh(gama.*0.5*dL_mais
(n))+I(n,:).*sinh(gama.*0.5*dL_mais(n)));
    Pcs_a(Ns,:)=Pc_mais(n,:);
    dLvs_a(Ns,:)=dLv_mais(n,:);
end

if (Vizinho_direita==0)&(Vizinho_esquerda==1)
    Ns=Ns+1;

Ics_a(Ns,:)=(1./sinh(gama.*dL_menos(n))).*(I(Mve,:).*sinh(gama.*0.5*dL_men
os(n))+I(n,:).*sinh(gama.*0.5*dL_menos(n)));
    Pcs_a(Ns,:)=Pc_menos(n,:);
    dLvs_a(Ns,:)=dLv_menos(n,:);
    Ns=Ns+1;

```

```

Ics_a(Ns,:)=(1./sinh(gama.*dL_mais(n))).*(I(n,:).*sinh(gama.*0.5*dL_mais(n)
));
    Pcs_a(Ns,:)=Pc_mais(n,:);
    dLvs_a(Ns,:)=dLv_mais(n,:);
end
if (Vizinho_direita==1)&(Vizinho_esquerda==0)
    Ns=Ns+1;

Ics_a(Ns,:)=(1./sinh(gama.*dL_menos(n))).*(I(n,:).*sinh(gama.*0.5*dL_menos
(n)));
    Pcs_a(Ns,:)=Pc_menos(n,:);
    dLvs_a(Ns,:)=dLv_menos(n,:);
    Ns=Ns+1;

Ics_a(Ns,:)=(1./sinh(gama.*dL_mais(n))).*(I(Mvd,:).*sinh(gama.*0.5*dL_mais
(n))+I(n,:).*sinh(gama.*0.5*dL_mais(n)));
    Pcs_a(Ns,:)=Pc_mais(n,:);
    dLvs_a(Ns,:)=dLv_mais(n,:);
end
end
Nss=1;
Ics(1,:)=Ics_a(1,:);
Pcs(1,:)=Pcs_a(1,:);
dLvs(1,:)=dLvs_a(1,:);
for n=2:Ns
    Descartar=0;
    for m=1:Nss
        if (abs(Pcs_a(n,1)-Pcs(m,1))<1e-10)&(abs(Pcs_a(n,2)-Pcs(m,2))<1e-
10)&(abs(Pcs_a(n,3)-Pcs(m,3))<1e-10)
            Descartar=1;
        end
    end
    if Descartar==0
        Nss=Nss+1;
        Ics(Nss,:)=Ics_a(n,:);
        Pcs(Nss,:)=Pcs_a(n,:);
        dLvs(Nss,:)=dLvs_a(n,:);
    end
end

```

```

end

%% POTENCIA DISSIPADA (EFICIENCIA) - METODO 1
for q=1:Q

Pdiss1(q)=0.5*real(Zs(q,:).*(0.5*dL_menos(1,.)+0.5*dL_mais(1,.)))*(abs(I(:
,q))).^2;
end
Pin=0.5.*real(1.*conj(I(Nh+NL+1,:)));
Prad1=Pin-Pdiss1;
erad1=Prad1./Pin;
%figure(5),plot(f./1e12,erad1), title('Eficiencia de Radiacao')
%,f./1e12,erad2), title('Eficiencia de Radiacao')
figure(6),
%plot(f./1e12,Pin,'k'), hold on, plot(f./1e12,Prad1,'r'),hold on,
plot(f./1e12,Pdiss1,'b'), title('Potencia de Entrada, Radiada e
Dissipada')
plot(f./1e12,10*log10(abs(erad1))), grid, title('Eficiencia de Radiacao')

%% ##### GANHO EM FUNCAO DA FREQUENCIA
#####
% Plano E
fi_g=pi/2;
N_teta_g=1;      %Numero de pontos se teta
teta_g=pi/2;
V_r_teta_g=zeros(N_teta_g,N);
V_r_fi_g=zeros(N_teta_g,N);
for Fr_g=1:Q
    u_r_tetaE_g(1,:)=[cos(teta_g).*cos(fi_g) cos(teta_g).*sin(fi_g) -
1.*sin(teta_g)];
    u_r_fiE_g(1,:)=[-1.*sin(fi_g) cos(fi_g) 0];
    v_rE_g(1,:)=[sin(teta_g).*cos(fi_g) sin(teta_g).*sin(fi_g)
cos(teta_g)];
    for n=1:Nss

V_r_teta_g(1,n)=(exp(j.*k(Fr_g).*sum(v_rE_g(1,:).*Pcs(n,:)))).*sum(u_r_tet
aE_g(1,:).*dLvs(n,:));

```

```
V_r_fi_g(1,n)=(exp(j.*k(Fr_g).*sum(v_rE_g(1,:).*Pcs(n,:)))).*sum(u_r_fiE_g
(1,:).*dLvs(n,:)); %´e zero para o diplo reto
end
```

```
G_teta_g(Fr_g)=((eta.*(k(Fr_g)).^2)./(4.*pi)).*((abs(V_r_teta_g(1,:)*Ics(:
,Fr_g))).^2)./real(V_s.*I(:,Fr_g));
```

```
G_fi_g(Fr_g)=((eta.*(k(Fr_g)).^2)./(4.*pi)).*((abs(V_r_fi_g(1,:)*Ics(:,Fr_
g))).^2)./real(V_s.*I(:,Fr_g));
end
```

```
figure(7)
```

```
plot(f./1e12,10.*log10(G_teta_g+G_fi_g), grid, title('Diretividade'))
```

```
figure(8)
```

```
plot(f./1e12,(G_teta_g+G_fi_g)./erad1), grid, title('Ganho')
```