



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE  
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA  
COORDENAÇÃO DE ESTÁGIOS E PROJETOS EM ENGENHARIA ELÉTRICA

## RELATÓRIO DE ESTÁGIO INTEGRADO

Título do trabalho: Caracterização e modelagem de nanotubos de carbono para aplicações “wireless”

Trabalho apresentado por: Victor Felipe Moura Bezerra Melo

Empresa: Laboratório de Concepção e de Integração de Sistemas  
(LCIS) – Grenoble INP

Orientador: Prof. Mário de Sousa Araújo Filho

Campina Grande – Paraíba  
Novembro/2011

## ESTÁGIO CURRICULAR

Trabalho efetuado no decorrer do estágio curricular no curso de *Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande* em cumprimento das exigências para obtenção do diploma de Engenheiro Eletricista.

---

Victor Felipe Moura Bezerra Melo  
(Aluno)

---

Mário de Sousa Araújo Filho  
(Orientador)

Campina Grande – PB – Brasil  
Setembro de 2011

## **Agradecimentos**

Inicialmente gostaria de agradecer a Deus por ter me dado o dom da vida. Agradeço aos meus pais Antonio Bezerra Melo e minha mãe Maria do Carmo por terem me dado todo o apoio para meu desenvolvimento, e aos meus irmãos Arthur e Daniel. Agradeço em especial à minha namorada Brenda Jéssica por ter acreditado em mim.

Agradeço ao governo brasileiro, à CAPES, à ESISAR, ao LCIS e à UFCG sem os quais não seria possível a realização deste estágio. Agradeço ao professor Laurent Lefèvre e a Florence Galli por sua receptividade, apoio e simpatia. Aos professores Glauco Fontgalland e Raimundo Freire por terem me dado a oportunidade de participar do intercâmbio BRAFITEC.

Gostaria de agradecer especialmente minha orientadora Darine Kaddour por sua atenção, paciência e disponibilidade que favoreceram ao avanço de meu estágio. Também ao professor Mário de Sousa Araújo Filho por ter revisado meu relatório.

Aos amigos Alysson Vasconcelos, Ayslan Caisson e Wilson Martins por terem estado comigo durante toda a estadia na França.

Obrigado por tudo.

## **Contexto**

### **Conceito geral**

Após a utilização de um nanotubo de carbono como emissor e receptor de ondas de rádio, o mundo científico e industrial se debruçou sobre as diversas áreas de aplicação das nanoestruturas. Estas apresentam surpreendentes propriedades elétricas, mecânicas e térmicas. As pesquisas se intensificaram motivadas pela expansão do domínio das telecomunicações (espacial ou terrestre) que necessitam de novos componentes que apresentem um maior grau de integrabilidade, compacidade, além da necessidade cada vez mais forte de funções reconfiguráveis; por suas propriedades, as nanoestruturas aparecem como os candidatos ideais. A corrida à inovação no que diz respeito aos sistemas sem fio motiva os estudos no domínio das nanoestruturas. É neste contexto que o desenvolvimento de funções em radiofrequência (RF) à base de nanoestruturas é uma área de grande interesse científico e tecnológico.

### **Objetivos do projeto**

O projeto proposto neste estágio visa à exploração de nanoestruturas para aplicações RF. Ele foi realizado em colaboração com a equipe do laboratório IMEP – LAHC que possui experiência no domínio da fabricação e caracterização elétrica de elementos da microeletrônica.

O projeto se trata de fabricar dispositivos de RF que permitam determinar o modelo elétrico equivalente dos nanotubos. O modelo deve levar em conta os parâmetros geométricos das estruturas (forma, tamanho). Este trabalho conduzirá futuramente ao desenvolvimento de uma biblioteca de nanoestruturas que será utilizada para aplicações em radiofrequência.

## **Sumário**

Agradecimentos.....	3
Contexto .....	4
Sumário .....	5
Lista de figuras .....	6
I. Apresentação do Laboratório LCIS.....	8
1 Introdução.....	10
2 Estado da arte – As nanoestruturas de carbono.....	11
2.1 Introdução – Nanotubos de Carbono.....	11
2.2 Estrutura dos nanotubos de carbono.....	12
2.3 Aplicações dos nanotubos de carbono.....	13
2.3.1 Nanorádio .....	14
2.3.2 Comutador.....	15
2.3.3 Ressonador .....	16
2.3.4 Filtros RF.....	17
2.3.5 Sensor RFID .....	19
2.4 Modelos dos nanotubos de carbono .....	20
2.5 Métodos de caracterização .....	23
2.6 Conclusão .....	25
3 Concepção dos dispositivos RF.....	26
3.1 Tecnologia.....	26
3.2 Descrição dos dispositivos .....	27
3.3 Métodos de extração dos parâmetros das linhas .....	29
3.3.1 Método da matriz ABCD .....	29
3.3.2 Método utilizando a fase de $S_{21}$ .....	31
3.3.3 Método das duas linhas .....	33
3.3.4 Método da ressonância .....	33
3.4 Conclusão .....	35
4 Simulações dos dispositivos.....	36
4.1 Simulações elétricas – Ansoft Designer Nexxim.....	36
4.2 Simulações eletromagnéticas – Ansoft Designer Planar EM, CST Microwave Studio, Ansoft HFSS .....	37
4.2.1 Influência do comprimento sobre os parâmetros da linha.....	40
4.2.2 Utilização de alumínio .....	44
4.2.1 Nanotubos substituindo a pista metálica .....	46
4.2.2 Cavidades .....	47
4.2.3 Dispositivos concebidos .....	48
5 Conclusões e perspectivas .....	50
6 Bibliografia.....	51
Estimativa financeira.....	54
Anexo A .....	55
RESUMO/ABSTRACT .....	60

## Lista de figuras

Figura 1. Estrutura de um nanotubo de carbono[14].	12
Figura 2. Estrutura dos nanotubos segundo a quantidade de cilindros de carbono. A esquerda um nanotubo MWNT e à direita um nanotubo SWNT [18].	13
Figura 3. Estrutura de um nanotubo metálico e de um semicondutor [16].	14
Figura 4. Sistema de comunicação substituído por um só nanotubo [5].	15
Figura 5. (a) Corte vertical da Linha CPW e dos NEMS. Curvas de transmissão e reflexão do sinal na linha CPW para (b) NEMS fechados (linha curto-circuitada) e (c) NEMS abertos.	16
Figura 6.(a)Foto do NTC com os eletrodos (b)resposta medida do NTC[17].	17
Figura 7 (a)Linha microfita de impedância característica $Z_0 = 50 \Omega$ , (b )cavidade vazia, (c) cavidade preenchida com NTCs, (d)Foto do dispositivo, (e)parâmetro $S_{11}$ medido, (f)parâmetro $S_{21}$ medido	18
Figura 8 . Princípio do filtro rejeita-faixa e resposta medida[4][8].	18
Figura 9. (a) Configuração da antena utilizada. (b) Impedância dos NTCs em função da presença do gás. (c ) Coeficiente de reflexão em presença e ausência do gás.	19
Figura 10. Configuração de um nanotubo de carbono para determinação de sua indutância magnética e sua capacitância eletrostática.	20
Figura 11. Circuito equivalente por unidade de comprimento de um nanotubo não levando em conta o spin dos elétrons.	20
Figura 12. Circuito equivalente de um nanotubo levando em conta o spin dos elétrons[2].	21
Figura 13. Circuito equivalente de um nanotubo levando em conta o spin dos elétrons e a interação entre os canais [2].	21
Figura 14. Linha strip-line com os NTCs substituindo a pista metálica.	23
Figura 15. a)Representação da linha de transmissão CPW com os nanotubos localizados nos espaços. b)Variação das partes real e imaginária da impedância equivalente medida do conjunto de nanotubos[21].	24
Figura 16. Amostra de nanotubos em um guia de onda.	24
Figura 17. Empilhamento das camadas. (a) Linha microfita, (b) Linha CPW.	26
Figura 18. Linha microfita acoplada à cavidade que será preenchida com os nanotubos de carbono (a)Vista em 3D da cavidade acoplada a linha microfita. (b)Visão aérea. (c)Corte lateral.	27
Figura 19. Linha CPW acoplada à cavidade que será preenchida com os nanotubos de carbono. (a)Vista em 3D da cavidade acoplada a linha CPW. (b)Visão aérea. (c)Corte lateral.	28
Figura 20. Linha microfita com pista que será preenchida com nanotubos de carbono. (a)Vista em 3D da linha microfita. (b)Visão aérea. (c)Corte lateral.	28
Figura 21. Linha CPW com pista que será preenchida com nanotubos de carbono. (a)Vista em 3D da linha CPW. (b)Visão aérea. (c)Corte lateral.	29
Figura 22. (a) Fase de $S_{21}$ e (b) Permissividade efetiva de uma linha microfita de comprimento $l=5\text{mm}$ utilizando os dois métodos de extração.	32
Figura 23. (a) Fase de $S_{21}$ sem descontinuidade e (b) permissividade efetiva da linha microfita de comprimento $l=5\text{mm}$ utilizando o método da fase de $S_{21}$ .	32

Figura 24. (a) Impedância e (b) permissividade da linha microfita utilizando o método das duas linhas.....	33
Figura 25. Parâmetro $S_{11}$ em função da frequência para a linha microfita de comprimento $l=5\text{mm}$ . .....	34
Figura 26. (a) Impedância e (b) permissividade efetiva da linha microfita em função da frequência.....	37
Figura 27. (a) Impedância e (b) permissividade efetiva da linha microfita de comprimento $l=1,125\text{mm}$ em função da frequência para três programas de simulação eletromagnética. ..	38
Figura 28. (a) Impedância e (b) permissividade de uma linha CPW de comprimento $l=1,125\text{mm}$ . .....	40
Figura 29. (a) Impedância e (b) permissividade da linha microfita de comprimento $l=4,5\text{mm}$ em função da frequência para os três programas de simulação eletromagnética. ....	41
Figura 30. (a) Curvas de impedância e (b) de permissividade em função da frequência para três linhas microfita de comprimentos diferentes. ....	42
Figura 31. (a) Impedância e (b) permissividade da linha CPW de comprimento $l=4,5\text{mm}$ . ...	43
Figura 32. (a) Curvas de impedância e (b) de permissividade em função da frequência para três linhas CPW de comprimentos diferentes. ....	44
Figura 33. (a) Impedância e (b) permissividade da linha microfita de comprimento $l=1,125\text{mm}$ em função da frequência para dois programas de simulação eletromagnética... ..	45
Figura 34. (a) Impedância e (b) permissividade de uma linha CPW de comprimento $l=1,125\text{mm}$ . .....	46
Figura 35. Linha microfita e sua cavidade que será preenchida pelas nanoestruturas.....	47
Figura 36. Linha com duas cavidades que serão preenchidas pelos NTCs. ....	48

## **I. Apresentação do Laboratório LCIS**

O Laboratório de Concepção e Integração de Sistemas (LCIS), fundado em outubro de 1996, é uma unidade própria de pesquisa do Grenoble-INP, igualmente ligado à Universidade Pierre Mendès France.

O LCIS o primeiro laboratório de pesquisa universitária na cidade de Valence sediada na Escola de Engenheiros em Sistemas Embarcados e Redes (ESISAR Grenoble INP). Sua atividade de pesquisa é orientada aos sistemas embarcados de comunicação e está em sinergia tanto com as especialidades de formação da ESISAR quanto com as diferentes especialidades representadas por professores e pesquisadores que conduzem suas atividades de pesquisa no LCIS. Os temas abordados dizem respeito à especificação, à modelagem, à concepção, à comunicação, à validação e ao diagnóstico desses sistemas. Nestes temas diferenciados, os pesquisadores do laboratório propõem métodos e modelos novos, e elaboram ferramentas que são aplicadas no meio industrial.

Os grupos de pesquisa são estruturados em torno de quatro temáticas:

· **Modelagem, Análise e Comando de Sistemas Dinâmicos (MACSY):** Os trabalhos têm como objetivos principais o desenvolvimento e a implementação de leis de comando e/ou supervisão de performance e segurança de sistemas dinâmicos e distribuídos.

· **Sistemas complexos cooperantes (COSY):** O objetivo principal é propor um formalismo para a engenharia de sistemas complexos abertos baseados no conceito de agente. O grupo é conhecido por estudar fortemente os modelos, as arquiteturas, as etapas de análise e concepção, a validação e a simulação específica com o propósito de responder às necessidades da especificação das aplicações mais críticas (sistemas físicos reais, sistemas de internet).

· **Concepção e teste de sistemas embarcados (CTSIS):** As atividades de pesquisa desenvolvidas no tema de “Segurança de Funcionamento” são relativas à concepção de sistemas embarcados e distribuídos levando em conta os problemas da segurança de funcionamento. A atividade de teste tem como objetivo analisar o mais precisamente possível as funcionalidades e/ou a estrutura de cada parte do sistema e detectar o maior número possível de problemas.

· **Sistemas optoeletrônicos e radiofrequência (ORSYS):** As atividades de pesquisa se articulam em torno da utilização das tecnologias para sinais RF e ópticos para a comunicação, o tratamento de sinais e medição. As pesquisas são direcionadas à concepção e à otimização de funções elementares e sua integração no desenvolvimento de sistemas integrados. Entre os sistemas considerados se incluem os sistemas “Wireless” e também as etiquetas RFID ou ainda UWB. Os trabalhos se desenvolvem em torno da modelagem e da simulação eletromagnética, a concepção em sistemas mistos, medição e caracterização experimental.

Esse projeto de estágio constitui uma temática de pesquisa do grupo ORSYS. A equipe é dirigida pelo Professor Smaïl Tedjini, e minha orientadora, a Dr. Darine Kaddour, é membro desse grupo.

Esse projeto também se insere no âmbito de um programa de cooperação entre o Brasil e a França. Esse programa, chamado BRAFITEC (Brasil/França Tecnologia), financiado pela CAPES, tem como objetivo promover projetos de cooperação bilateral em termos de formação para alunos e professores. Ele permite também avaliar os cursos, assim como os métodos de ensino praticados nos dois países. Esse projeto de intercâmbio tem como tutores o Dr. Glauco Fontgalland e o Dr. Raimundo Freire (Professores da Universidade Federal de Campina Grande – PB) no Brasil, além de Dr. Tan-Phu Vuong (Professor de Grenoble- INP) na França.

## **1 Introdução**

Descoberto em 1991, o nanotubo de carbono (NTC) constitui o elemento de base das nanotecnologias. Cem mil vezes mais fino que um fio de cabelo, um nanotubo é cem vezes mais resistente e seis vezes mais leve que o aço. Suas vantagens incluem também: ser flexível e condutor, possuir excelentes propriedades mecânicas, térmicas e eletrônicas. Suas propriedades elétricas excepcionais fazem dele um material promissor no domínio das telecomunicações. A maioria dos trabalhos de pesquisa sobre os NTCs são atualmente desenvolvidos nos Estados Unidos, mais precisamente na universidade da Califórnia [1-5]. Igualmente, as propriedades dos NTCs suscitaram o interesse de equipes de pesquisa da China [7]. Na Europa, equipes nas universidades de Bucarest[8] e Munique[9] se dedicam aos estudos das aplicações dos nanotubos de carbono.

No que diz respeito às aplicações em radiofrequência (RF), poucos dispositivos à base de nanoestruturas foram fabricados. O primeiro objetivo deste trabalho é o estudo das nanoestruturas para aplicação RF.

É neste contexto que um primeiro estudo bibliográfico completo sobre os NTCs utilizados nesse domínio foi realizado. O balanço do trabalho bibliográfico é apresentado no capítulo dois. Este estudo trata de vários aspectos dos NTCs: a modelagem elétrica, além de sua utilização para as aplicações de filtragem e emissão.

Um primeiro trabalho de caracterização é considerado. Uma descrição dos métodos de extração e das estruturas de teste previstas é apresentada no capítulo três.

O capítulo quatro é inteiramente dedicado aos resultados de simulação. Por fim, as conclusões e perspectivas são apresentadas no capítulo cinco.

## **2 Estado da arte – As nanoestruturas de carbono**

Este capítulo é dedicado ao estado da arte sobre os nanotubos de carbono. Inicialmente a estrutura do NTC é apresentada e posteriormente as suas aplicações são detalhadas: nanorádio, comutação, ressonador, filtro e sensor. Por fim, os modelos e os métodos de caracterização existentes na literatura são apresentados.

### ***2.1 Introdução – Nanotubos de Carbono***

Os nanotubos são folhas de grafeno (cristal bidimensional de carbono) enrolados sobre elas mesmas formando cilindros. Devido às suas propriedades elétricas e mecânicas, desde sua descoberta [10], eles são pesquisados como uma alternativa mais barata, mais leve e mais compacta, favorecendo a miniaturização dos circuitos e, assim, a sua integração. Os objetivos dessas pesquisas são caracterizar os nanotubos e desenvolver aplicações que, no nosso caso, são no domínio da radiofrequência, considerando a redução do tamanho dos dispositivos, das perdas e dos custos.

As nanoestruturas apresentam propriedades interessantes em termos de pequena resistividade, reduzindo as perdas nas interconexões [11], de alta resistência e de alta mobilidade mecânicas, permitindo a implementação de osciladores e de comutadores em alta frequência com um pequeno tempo de comutação [12]. Assim, as propriedades eletrônicas, dependentes da estrutura e da geometria, mostram uma grande flexibilidade de aplicações [13].

Na figura 1 é vista a estrutura de um nanotubo de carbono. A folha de grafeno enrolada é composta de hexágonos de carbono e seu raio é de ordem nanométrica, evidenciando porque ele é assim chamado. O sentido de enrolamento da folha de grafeno determina a quiralidade do tubo. A quiralidade constitui uma característica importante em relação às propriedades de condução do nanotubo.

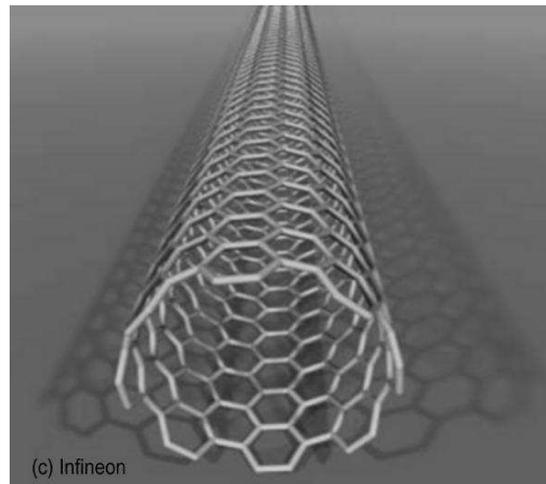


Figura 1. Estrutura de um nanotubo de carbono[14].

## 2.2 Estrutura dos nanotubos de carbono

O nanotubo pode ser classificado segundo a quantidade de cilindros que o formam e segundo o sentido do seu enrolamento.

Distinguem-se duas categorias de nanotubos:

### **Nanotubo de carbono com uma folha (Single Walled Carbon Nanotube, SWNT)**

Uma folha de grafeno única forma o tubo.

### **Nanotubo de carbono com varias folhas (Multi Walled Carbon Nanotube, MWNT)**

Duas ou mais folhas de grafeno formam o tubo. Esta estrutura oferece melhor resistência mecânica que o SWNT.

Na figura 2, dois nanotubos de estruturas diferentes são apresentados. De fato, o nanotubo à esquerda é do tipo MWNT enquanto que aquele da direita é do tipo SWNT

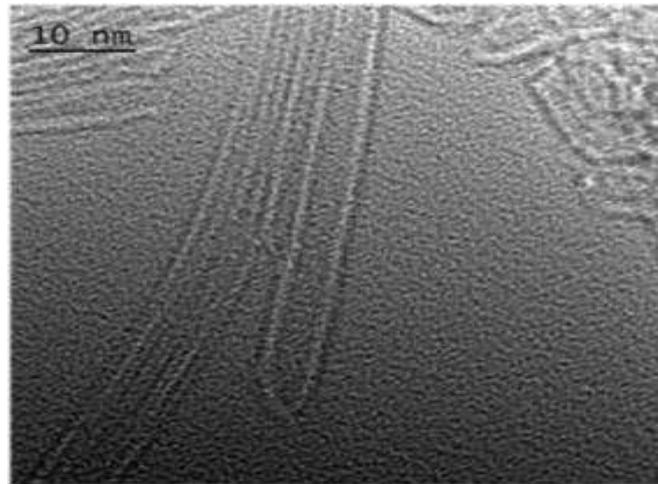


Figura 2. Estrutura dos nanotubos segundo a quantidade de cilindros de carbono. À esquerda um nanotubo MWNT e à direita um nanotubo SWNT [18].

De acordo com maneira com a qual o grafeno se dobra, as propriedades do nanotubo são diferentes. O ângulo de enrolamento, chamado de quiralidade, determina as propriedades eletrônicas do nanotubo. Ela determina a repartição das bandas de energia no tubo e em função dela, o nanotubo pode ser classificado como metálico ou semicondutor [16].

A figura 3 mostra a curva de dispersão dos níveis eletrônicos do tubo. Quando o tubo é enrolado em torno do eixo  $y$ , as bandas de condução e de valência se tocam e o nanotubo apresenta um comportamento metálico. Porém, quando o tubo é enrolado em torno do eixo  $x$ , um espaço aparece entre as bandas de condução e de valência, e o nanotubo é dito com comportamento semicondutor.

### **2.3 Aplicações dos nanotubos de carbono**

Suas dimensões nanométricas e suas propriedades excepcionais fazem dos nanotubos de carbono um tipo de material interessante do ponto de vista das aplicações. Eles apresentam propriedades mecânicas, elétricas, térmicas e químicas fora do comum, que permitem considerarem-se várias aplicações, como dispositivos eletrônicos e sensores. Interessam-nos, particularmente, as suas aplicações RF. As funções de emissão e de recepção, de comutação, de ressonância de filtragem, serão descritas nos parágrafos seguintes.

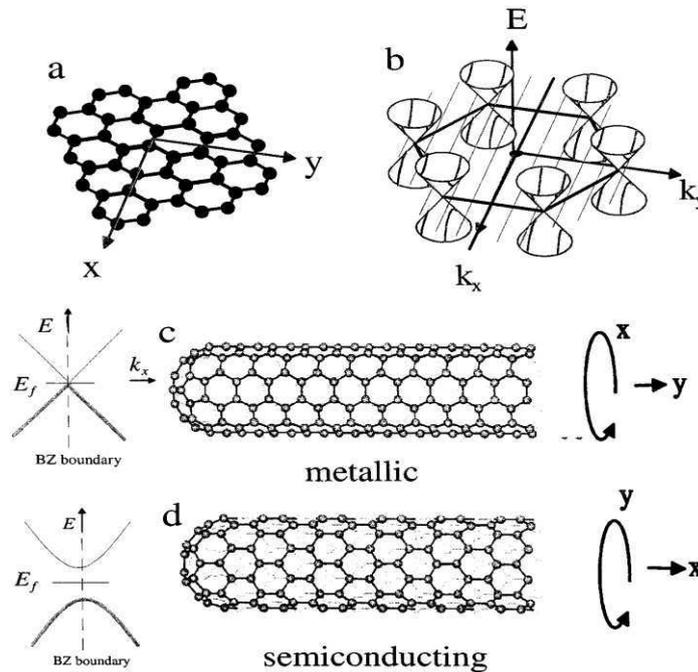


Figura 3. Estrutura de um nanotubo metálico e de um semicondutor [16].

### 2.3.1 Nanorádio

Em [5], Jensen *et al* propuseram um sistema completo de comunicação utilizando somente um nanotubo de carbono. O tubo posicionado entre dois eletrodos combina os papéis dos principais componentes elétricos contidos em um radioreceptor clássico: a antena, o sintonizador e o demodulador. O nanotubo não atua como uma antena clássica porque, em vez de detectar as ondas eletromagnéticas eletricamente, ele o faz mecanicamente. Quando a frequência da onda que incide sobre o nanotubo coincide com sua frequência de ressonância, as vibrações mecânicas induzidas fazem variar a corrente de emissão de campo, de modo que as vibrações mecânicas são transformadas em sinal elétrico. A função do sintonizador é assegurar que, de acordo com o valor de tensão entre os dois eletrodos, varie a frequência de ressonância do tubo. Já a amplificação é obtida aumentando-se a corrente da fonte exterior que alimenta o sistema. Por fim, a demodulação é feita por envoltória, já que a amplitude da oscilação do nanotubo depende da amplitude do sinal que nele incide. O sistema é representado pela figura 4.

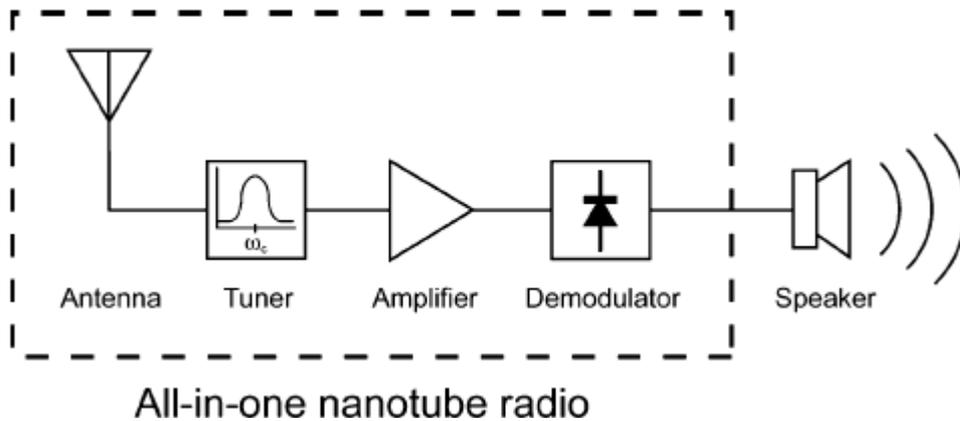


Figura 4. Sistema de comunicação substituído por um só nanotubo [5].

### 2.3.2 Comutador

Os nanotubos constituem excelentes candidatos para a realização de NEMS (*NanoElectricalMechanical Systems*, em inglês). Quando uma tensão elétrica é aplicada no nanotubo, a superfície induz uma força eletrostática sobre ele, que se deforma. A deformação é uma função dos parâmetros intrínsecos do tubo como diâmetro, geometria e comprimento suspenso e da tensão aplicada. A deformação dos nanotubos sob ação de um campo elétrico favorece sua utilização como NEMS. A utilização destes como comutadores foi introduzido por Dragonman [12].

Na figura 5 é vista a estrutura dos NEMS posicionados entre o plano de terra e a pista central de uma linha CPW. Quando os NEMS são fechados, o plano de terra e a pista central são ligados. Assim a linha é curto-circuitada impedindo a transmissão do sinal. Porém, quando eles estão abertos, o sinal é transmitido. Devido ao pequeno tempo de comutação, a transição entre estados pode ser feita rapidamente. O estado dos NEMS depende da tensão  $V_b$  aplicada. A tensão mínima para a qual os NEMS se fecham é dada pela equação abaixo:

$$V_{PI} = \sqrt{\frac{8KW^3}{27\varepsilon_0 dL}} \quad (1)$$

onde  $W$  é a distância entre os NEMS,  $\varepsilon_0$  é a permissividade do vácuo,  $d$  é o diâmetro da nanoestrutura,  $L$  é seu comprimento e  $K=8EI / L^3$ , onde  $E$  é o módulo de Young e  $I=\pi d^4/16$ . O índice “PI” vem do inglês e quer dizer “*Pull-in Tension*”.

Nas figuras 5.b e 5.c é visto o efeito dos NEMS sobre a transmissão de uma linha CPW. A figura 5.b mostra a resposta em frequência para uma tensão  $V_b$  superior à tensão  $V_{PI}$ . Os NEMS são fechados e

a transmissão é fraca. Para uma tensão  $V_b$  inferior à  $V_{PI}$ , os NEMS são abertos e a transmissão da linha CPW é total (figura 5.c).

Outra aplicação dos NEMS é o tratamento do sinal em alta frequência, quando do seu funcionamento como transistor: em função da tensão aplicada no *gate*, eles podem conduzir ou não corrente elétrica. Os transistores funcionam também como amplificadores em sistemas de radiofrequência.

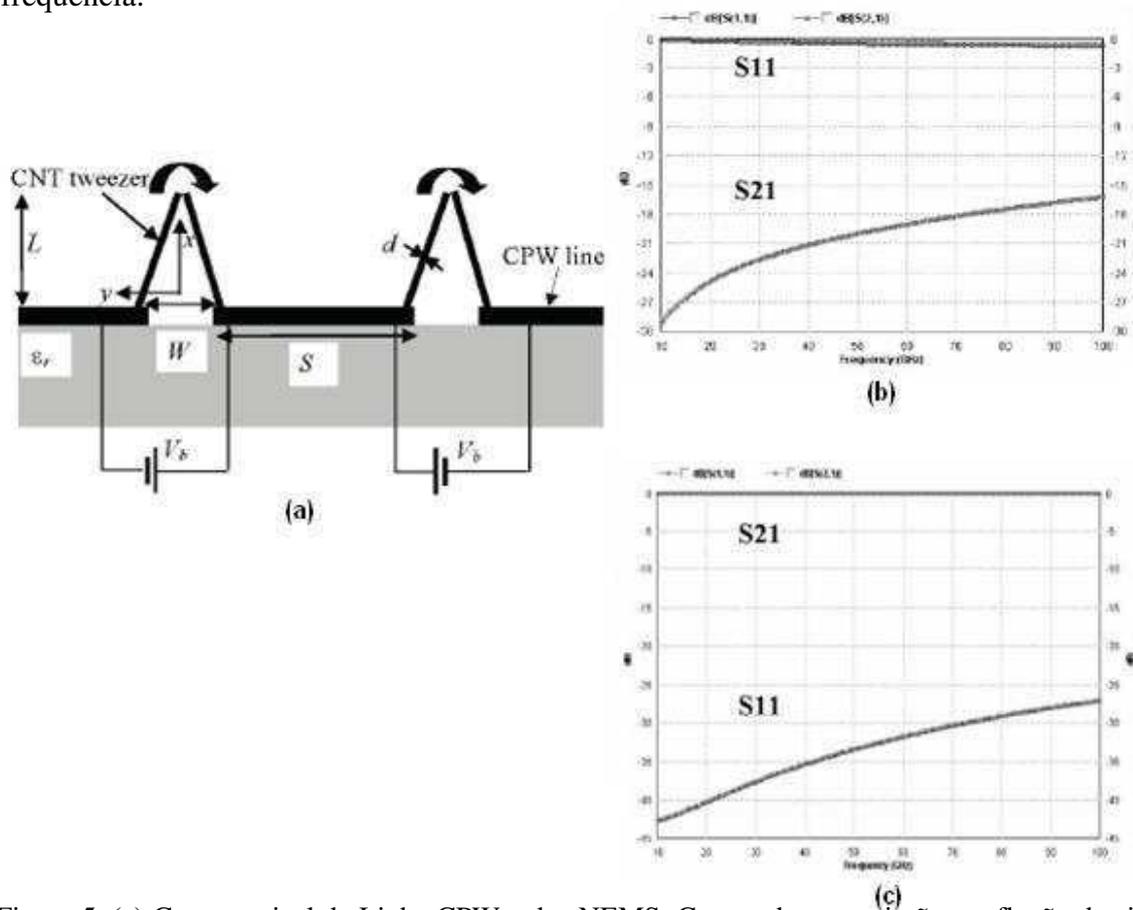


Figura 5. (a) Corte vertical da Linha CPW e dos NEMS. Curvas de transmissão e reflexão do sinal na linha CPW para (b) NEMS fechados (linha curto-circuitada) e (c) NEMS abertos.

### 2.3.3 Ressonador

Os nanotubos podem ser utilizados a fim de realizar estruturas ressonantes RF. Em 2004, as primeiras medidas sobre os nanotubos do tipo SWNT em contato com dois eletrodos foram publicados em [17]. Esses nanotubos metálicos e semicondutores com diâmetro inferior a  $1,5 \text{ nm}$  foram realizados (Figura 6.a). Com o intuito de medir o coeficiente de reflexão  $S_{11}$ , uma montagem com uma linha microfita foi adotada. Como o substrato apresenta perdas elevadas à temperatura ambiente, somente as medidas realizadas a uma temperatura de 4K foram publicadas. Na figura 6.b são vistas as variações do

coeficiente de reflexão do nano-ressonador  $LC$  construído a partir de um NTC metálico. Como mostra a figura 6.b, a ressonância acontece em cerca de 4 GHz.

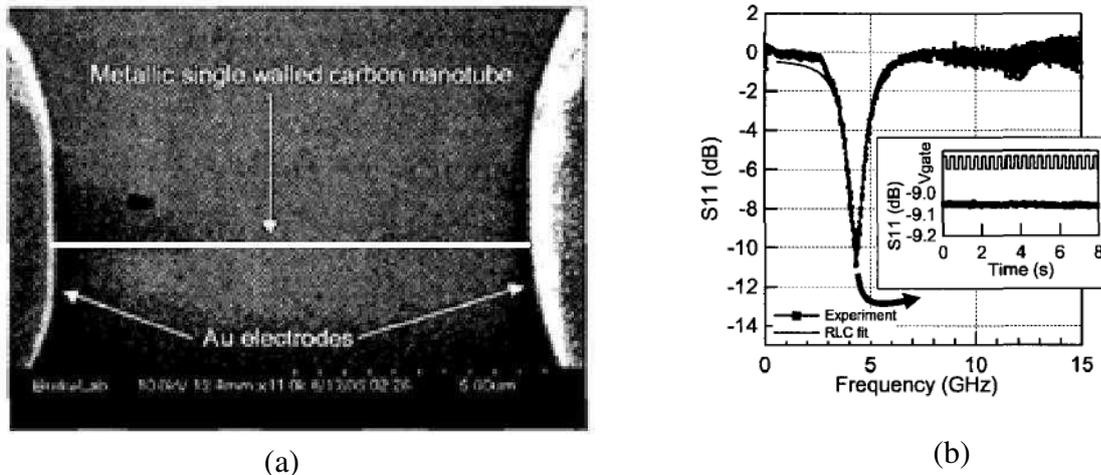


Figura 6.(a)Foto do NTC com os eletrodos (b)resposta medida do NTC[17].

Quatro anos mais tarde, os ressonadores RF em miniatura foram propostos em [18]. As figuras 7.a, 7.b, 7.c e 7.d apresentam os dispositivos realizados por Sabbagh sobre um substrato de quartzo ( $\epsilon_r=3,74$ ,  $\tan\delta = 0$ ,  $h = 1,016$  mm). O ressonador (Figuras 7.c e 7.d) é formada por uma linha de transmissão microfita de impedância característica  $Z_0 = 50 \Omega$  acoplada a uma cavidade em forma de paralelepípedo de volume  $5\text{ mm}\times 5\text{ mm}\times 1\text{ mm}$  preenchida com NTCs. Quando o sinal que se propaga na linha oscila na frequência de ressonância da cavidade, uma parte da energia fica nela retida e a transmissão ( $S_{21}$ ) e reflexão ( $S_{11}$ ) enfraquecem. A medida dos parâmetros S na banda de frequência indo de 10 a 400 MHz da linha de transmissão microfita, da linha acoplada à cavidade vazia e da cavidade preenchida com nanotubos de carbono são mostrada nas figuras 6.e e 6.f. A frequência de ressonância se situa por volta de 38,27 MHz para a cavidade preenchida. A frequência de ressonância é maior que 400 MHz para os dispositivos com cavidade vazia ou preenchida com grafite. Esses resultados confirmam as propriedades de onda lenta para os NTCs e o interesse para miniaturização dos dispositivos RF.

### 2.3.4 Filtros RF

Em[4][8], filtros rejeita-faixa baseados no acoplamento entre uma matriz de NTCs e de linhas de transmissão RF foram propostos (Figura 8). O sinal RF é transmitido para todas as frequências, exceto para a frequência de ressonância mecânica da matriz, para a qual o sinal é absorvido. A função da filtragem rejeita-faixa é então realizada. Na figura 8.b é mostrado o coeficiente de transmissão medido do filtro.

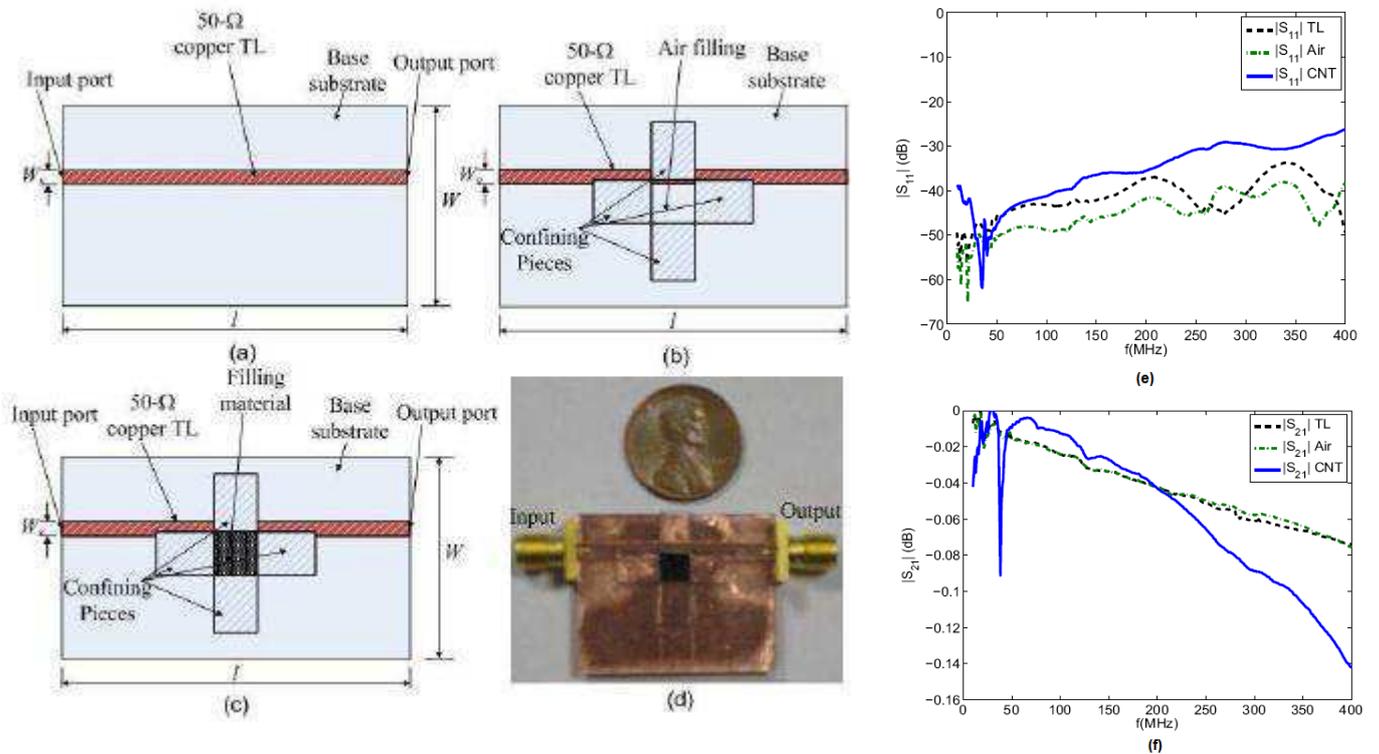


Figura 7 (a) Linha microfita de impedância característica  $Z_0 = 50 \Omega$ , (b) cavidade vazia, (c) cavidade preenchida com NTCs, (d) Foto do dispositivo, (e) parâmetro  $S_{11}$  medido, (f) parâmetro  $S_{21}$  medido.

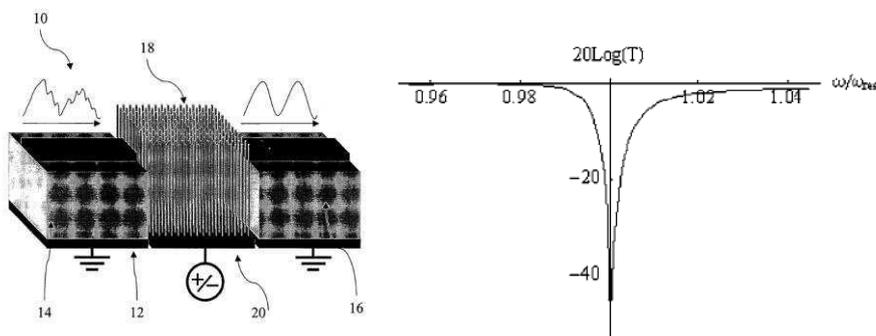


Figura 8 . Princípio do filtro rejeita-faixa e resposta medida[4][8].

### 2.3.5 Sensor RFID

Os NTCs podem também ser integrados nas antenas RFID assegurando a função de sensor. Em [19], as nanoestruturas substituem o chip de uma antena RFID (figura 9.a) e permitem a detecção do gás  $\text{NH}_3$  (amoníaco). A condutividade dos NTCs é modificada pela presença do amoníaco no ambiente, provocando a modificação da impedância. Essa modificação traz uma variação da resposta em frequência da antena, evidenciando a sensibilidade dos NTCs ao meio (figura 9.c). Como a diferença entre os valores de impedâncias da antena e dos nanotubos muda, há o descasamento de impedância entre eles, logo igualmente varia o coeficiente de reflexão, modificando a transferência de potência entre a antena e a carga (NTCs).

A figura 9.b mostra que o valor da impedância dos NTCs varia na presença do gás. A uma frequência de 868 MHz, sua parte real é  $51,6 \Omega$  e a parte imaginária  $-6,1 \Omega$  na ausência do gás. Na presença do amoníaco, as partes real e imaginária da impedância da solução de nanotubos passam a ser  $97,1 \Omega$  e  $-18,8 \Omega$  respectivamente.

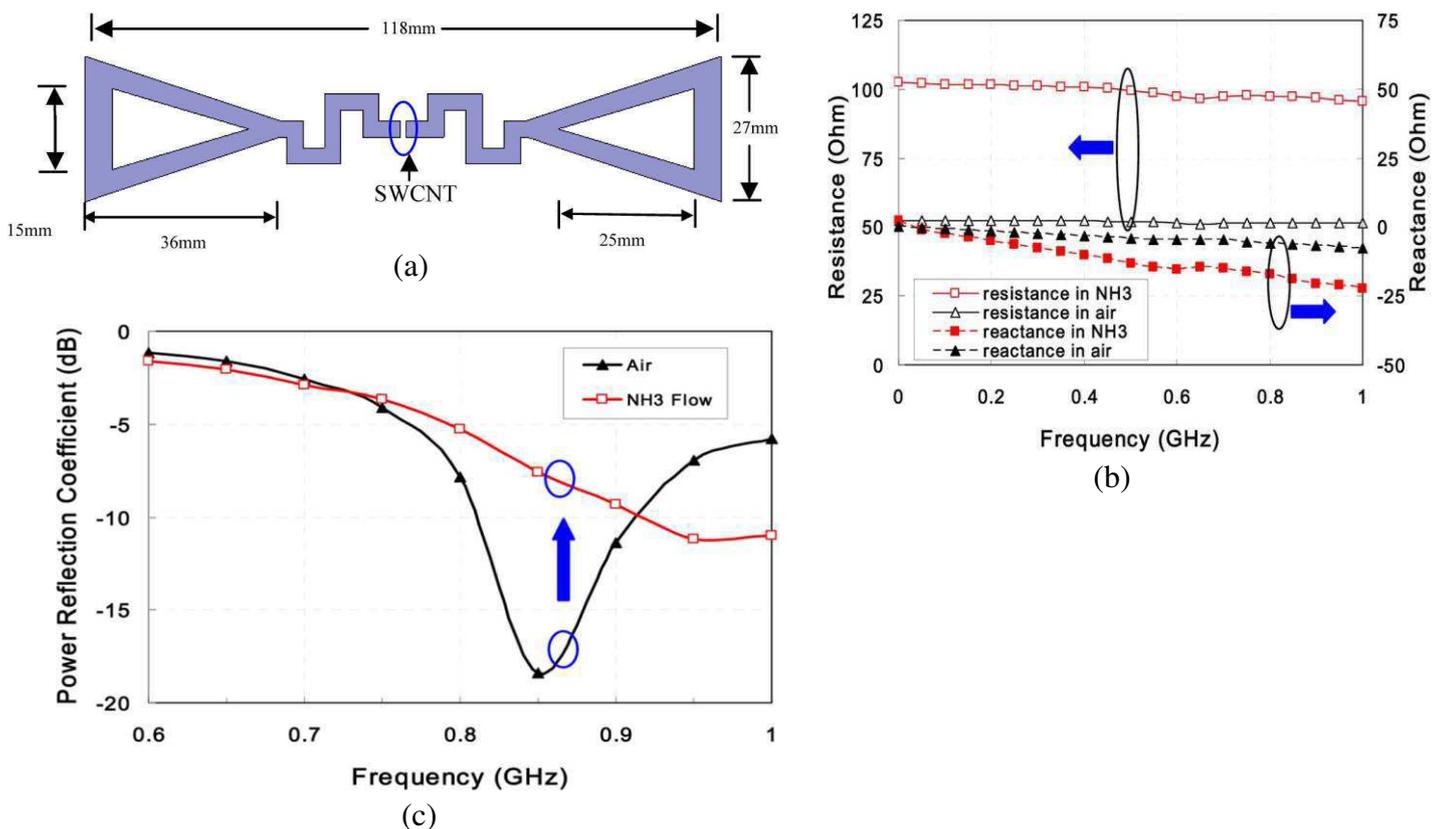


Figura 9. (a) Configuração da antena utilizada. (b) Impedância dos NTCs em função da presença do gás. (c) Coeficiente de reflexão em presença e ausência do gás.

O número de aplicações RF dos nanotubos de carbono está em constante crescimento. Como qualquer outro elemento RF, trabalhos de modelagem do nanotubo foram feitos. A seção seguinte é dedicada aos modelos elétricos dos NTCs.

## 2.4 Modelos dos nanotubos de carbono

J. Burke foi o primeiro a propor um modelo equivalente à linha de transmissão em radiofrequência para o NTC. O circuito introduzido por ele consiste de uma linha de transmissão sem perdas com indutâncias e capacitâncias distribuídas (figura 10). O modelo leva em conta as propriedades intrínsecas dos nanotubos através da indutância cinética e da capacitância quântica.

O circuito equivalente do nanotubo sobre um plano de terra com quatro elementos é apresentado na figura 11. Este modelo leva em conta a indutância magnética  $L_M$ , a indutância cinética  $L_K$ , a capacitância quântica  $C_Q$  e a capacitância eletrostática  $C_{ES}$ . Enquanto os valores de  $L_K$  e  $C_Q$  não dependem das propriedades do tubo, os valores de  $L_M$  e  $C_{ES}$  dependem de sua geometria.

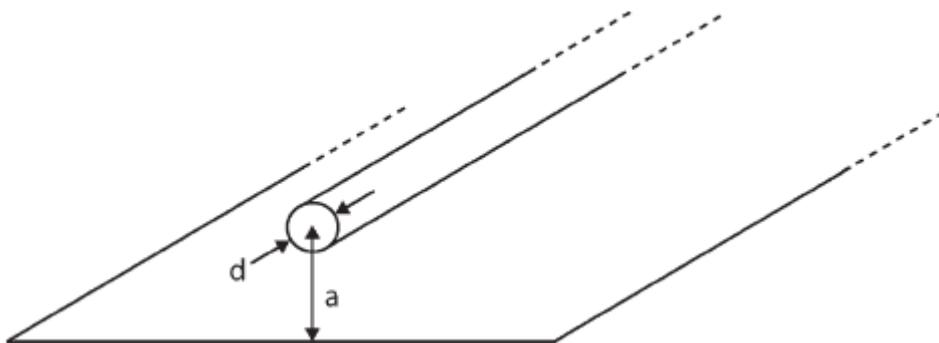


Figura 10. Configuração de um nanotubo de carbono para determinação de sua indutância magnética e sua capacitância eletrostática.

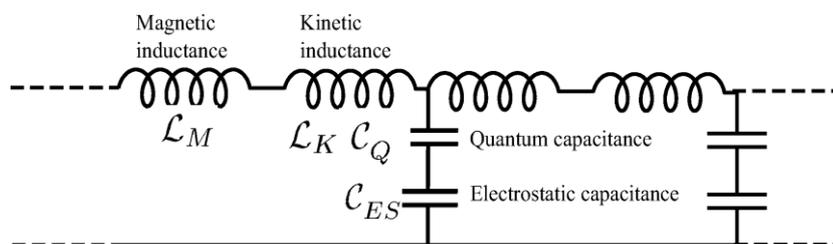


Figura 11. Circuito equivalente por unidade de comprimento de um nanotubo não levando em conta o spin dos elétrons.

No modelo da figura 11, o spin dos elétrons não foi levado em conta na sua modelagem. Na verdade, para se ter um modelo mais preciso, os quatro canais de propagação do NTC devem ser considerados. Dois destes canais são devidos à estrutura da banda de energia e os outros dois são

devidos ao “spin-up” e ao “spin-down” dos elétrons [2]. A capacitância eletrostática é desprezada, já que não há interação entre os canais. Os quatro canais estão em paralelo, mas sem conexão entre eles. A indutância magnética é também desprezada, já que se seu valor é muito pequeno face ao valor da indutância cinética. O circuito equivalente com os quatro canais é representado na figura 12.

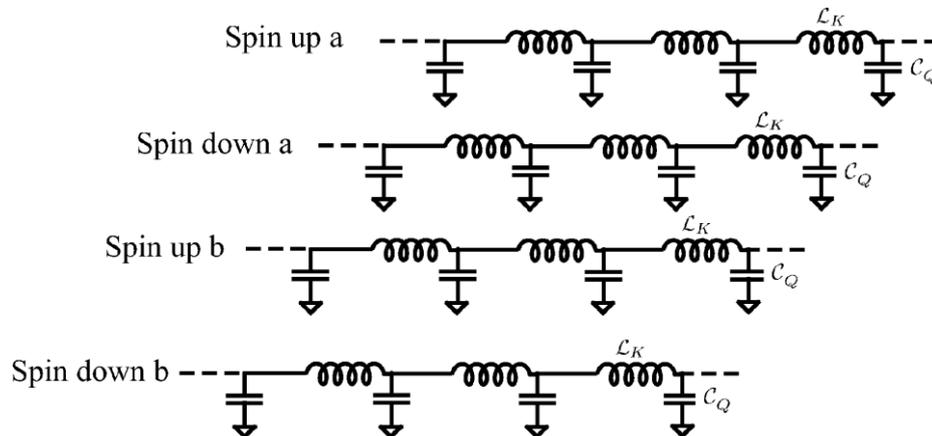


Figura 12. Circuito equivalente de um nanotubo levando em conta o spin dos elétrons[2].

Entretanto, quando os canais interagem entre eles, a capacitância eletrostática pode ser ligada a todos os canais (figura 13). Assim o modelo do nanotubo de carbono é mais preciso.

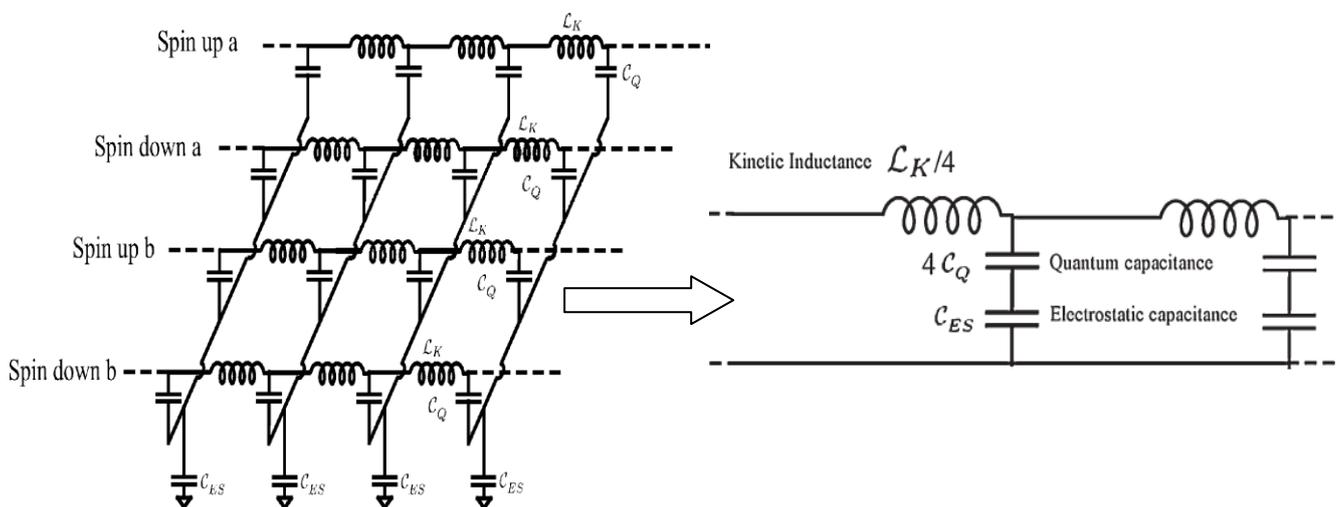


Figura 13. Circuito equivalente de um nanotubo levando em conta o spin dos elétrons e a interação entre os canais [2].

Para calcular os valores da indutância magnética  $L_M$  e da capacitância eletrostática  $C_{ES}$  dos elementos do circuito equivalente, a teoria das linhas de transmissão é utilizada. Então, a indutância magnética é dada pela expressão:

$$L_M = \frac{\mu_M}{2\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{2a}{d}\right) \approx \frac{\mu_M}{2\pi} \ln\left(\frac{a}{d}\right) \quad (2),$$

Onde  $a$  é a distancia entre o tubo e o plano de terra,  $d$  é o diâmetro do tubo e  $\mu_M$  é a permeabilidade magnética do meio.

A expressão para a capacitância eletrostática é dada por:

$$C_{ES} = \frac{2\pi\epsilon_D}{\cosh^{-1}(2a/d)} \approx \frac{2\pi\epsilon_D}{\ln(a/d)} \quad (3),$$

onde  $\epsilon_D$  é a permissividade do substrato sobre o qual o nanotubo se situa. No caso de um substrato de óxido de espessura entre  $100 \text{ angstrom}$  e  $1 \mu\text{m}$ , e um nanotubo de raio  $1 \text{ nm}$ , os valores de  $L_M$  e  $C_{ES}$  dependem da taxa  $a/d$ . Considerando esta razão próxima de 3[15], os valores da indutância magnética e da capacitância eletrostática são:

$$L_M = 1 \text{ pH}/\mu\text{m} \text{ e}$$

$$C_{ES} = 50 \text{ aF}/\mu\text{m}.$$

Porém, para calcular os valores de indutância cinética  $L_K$  e da capacitância quântica  $C_Q$ , a teoria clássica das linhas de transmissão não pode ser mais utilizada. Esses elementos são intrínsecos à matéria e são levados em conta por causa do tamanho nanométrico das estruturas analisadas. A expressão da indutância cinética é dada por:

$$L_K = \frac{h}{2e^2 v_F} \quad (4),$$

Onde  $h$  é a constante de Planck,  $e$  é a carga elétrica do elétron e  $v_F$  é a velocidade de Fermi.

E a capacitância quântica é dada por :

$$C_Q = \frac{8e^2}{h v_F} \quad (5).$$

Considerando que a velocidade de Fermi do grafeno é  $v_F = 8 \times 10^5 \text{ m/s}$ , os valores de  $L_K$  e  $C_Q$  são :

$$L_K = 4 \text{ nH}/\mu\text{m} \text{ e}$$

$$C_0 = 400 \text{ aF}/\mu\text{m}.$$

Então, o valor da indutância magnética pode ser desprezado face ao valor da indutância cinética. A partir desse modelo elétrico, os valores de impedância característica e da constante de propagação dos nanotubos são diretamente obtidos. No entanto, para validar o modelo teórico, a caracterização dos nanotubos deve ser efetuada.

A seção seguinte detalha os métodos de caracterização dos NTCs existentes na literatura.

## 2.5 Métodos de caracterização

A caracterização dos nanotubos de carbono é uma etapa importante na concepção dos dispositivos em radiofrequência. Os modelos completos e precisos dos NTCs devem ser utilizados quando da concepção com o intuito de ter um bom acordo entre as simulações e as medidas dos dispositivos RF. Por exemplo, erros na determinação da permissividade dos nanotubos levam a um deslocamento da frequência de ressonância do ressonador ou da frequência de corte do filtro concebido a partir de NTCs.

Poucos métodos de caracterização existem na literatura. Estes métodos são baseados na utilização de linhas de transmissão [20][21] ou guias de onda[22].

Em [20], os NTCs sob forma de pó são integrados nas linhas de transmissão RF em tecnologia stripline (figura 14). Os nanotubos com diâmetros indo de  $1$  a  $2 \text{ nm}$  e de comprimentos que variam de  $5$  a  $30 \mu\text{m}$  substituem a pista metálica da linha de transmissão. As linhas foram caracterizadas até a frequência de  $400 \text{ MHz}$ .

A partir dos parâmetros  $S$  medidos, o circuito equivalente da linha de transmissão é deduzido. A indutância distribuída varia entre  $3,8 \text{ nH/m}$  e  $0,37 \text{ nH/m}$ . Os valores da constante dielétrica efetiva e da velocidade de propagação são igualmente determinados. A velocidade de propagação é menor que a velocidade da luz no vácuo com uma razão  $v_p/c$  que varia entre  $0,004$  e  $0,08$  na banda medida. Esta razão evidencia o fenômeno da onda lenta que se propaga nos NTCs e ressalta o potencial destes para a miniaturização dos circuitos RF.

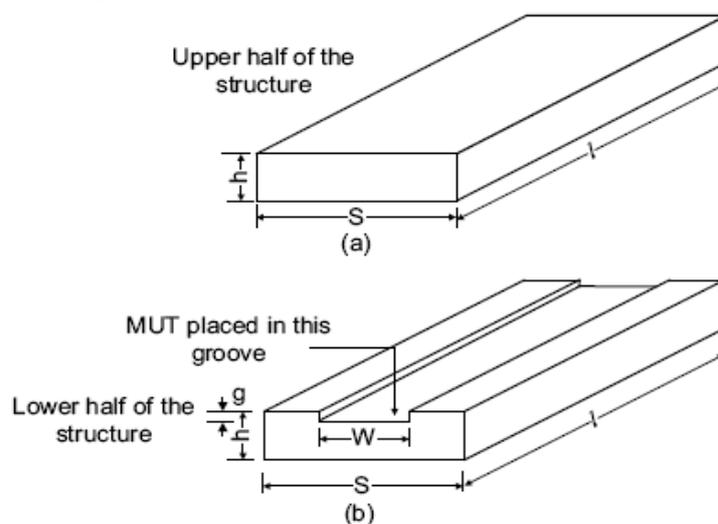


Figura 14. Linha strip-line com os NTCs substituindo a pista metálica.

Outro método de caracterização dos NTCs integrados às linhas de transmissão foi introduzido em [21].

Em [21], NTCs com diâmetros variando entre 2 e 8 nm com uma densidade de 10 NTC/ $\mu\text{m}$  são depositados em espaços de largura de 1  $\mu\text{m}$  e de comprimento de 100  $\mu\text{m}$  de uma linha de transmissão coplanar CPW (Figura 15.a). Nesses espaços o alinhamento dos nanotubos acontece de acordo com a tensão aplicada nos eletrodos. A partir da medida da reflexão da linha CPW, a impedância equivalente do conjunto de tubos é extraída. Como mostrado na figura 15.b, a impedância equivalente varia em torno de 50 $\Omega$ .

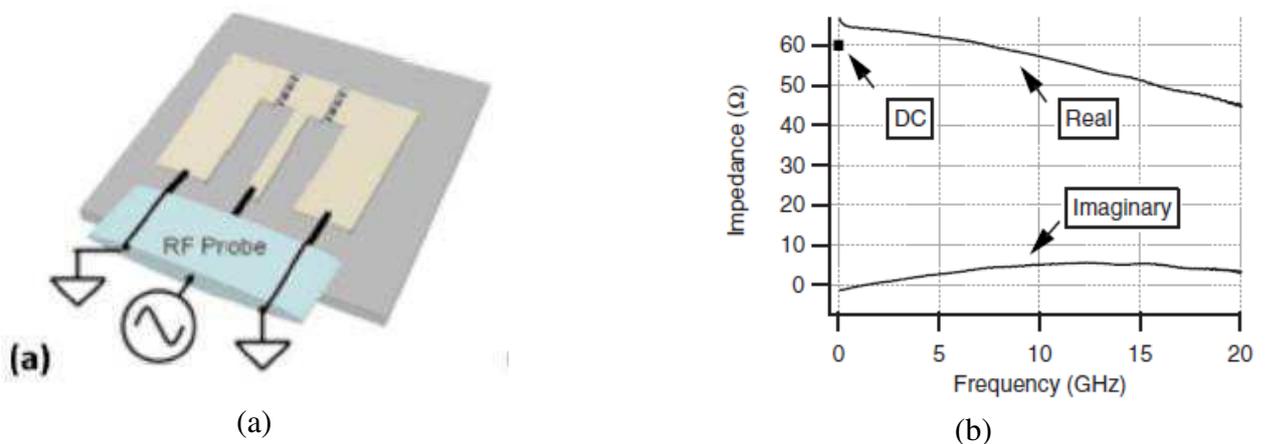


Figura 15. a) Representação da linha de transmissão CPW com os nanotubos localizados nos espaços. b) Variação das partes real e imaginária da impedância equivalente medida do conjunto de nanotubos [21].

Um outro tipo de medida, proposto em [22], consiste em medir uma amostra de nanotubos de carbono colocados dentro de um guia de onda casado ao instrumento de medida. Os valores de permissividade e permeabilidade complexos das nanoestruturas são obtidos na banda de frequência de 8 a 40GHz a partir dos parâmetros S com o método “Rectangular Waveguide Transmission Reflection Line”. Os guias de onda utilizados para realizar a caracterização dos nanotubos são apresentados na figura 16.

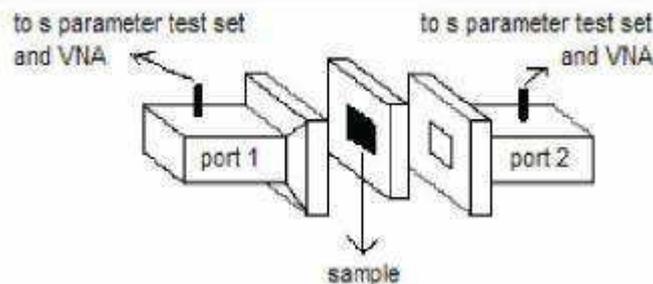


Figura 16. Amostra de nanotubos em um guia de onda.

## **2.6 Conclusão**

Neste capítulo foi apresentado um estudo bibliográfico das aplicações, modelagem e caracterização dos NTCs no domínio RF.

### **3 Conceção dos dispositivos RF**

Os dispositivos de caracterização dos NTCs são dispositivos integrados sobre o silício que serão fabricados pela equipe CMNE do IMEP-LAHC. O método de caracterização é baseado na utilização de linhas de transmissão e cavidades. Estes dispositivos serão realizados em tecnologia microfita e CPW.

Neste capítulo são apresentados a tecnologia e os dispositivos de caracterização na primeira parte. A segunda parte é dedicada aos métodos de extração.

#### **3.1 Tecnologia**

Na figura 17 é apresentado o empilhamento tecnológico utilizado para realização dos dispositivos de caracterização. Para a linha microfita, uma pista metálica de espessura  $t=3 \mu\text{m}$  será depositada sobre um substrato de dióxido de silício ( $\text{SiO}_2$ ) de espessura  $h=4 \mu\text{m}$  (figura 17.a). O plano de terra é colocado entre o dióxido de silício e o substrato de silício. O silício de  $100 \mu\text{m}$  serve como suporte mecânico e não será levado em conta para a caracterização dos parâmetros elétricos da linha.

No que diz respeito à linha CPW, os valores de  $t$  e  $h$  são os mesmos para a linha microfita, porém os planos de terra serão colocados sobre o substrato  $\text{SiO}_2$  (figura 17.b). Assim as linhas de campo elétrico penetram no substrato Si e seus efeitos elétricos devem ser levados em conta na modelagem.

São as dimensões geométricas (largura  $w$  da pista metálica e o espaço  $g$  entre a pista central e o terra na linha CPW) que determinam os valores das indutâncias e capacitâncias distribuídas e, assim, as impedâncias características e as permissividades efetivas.

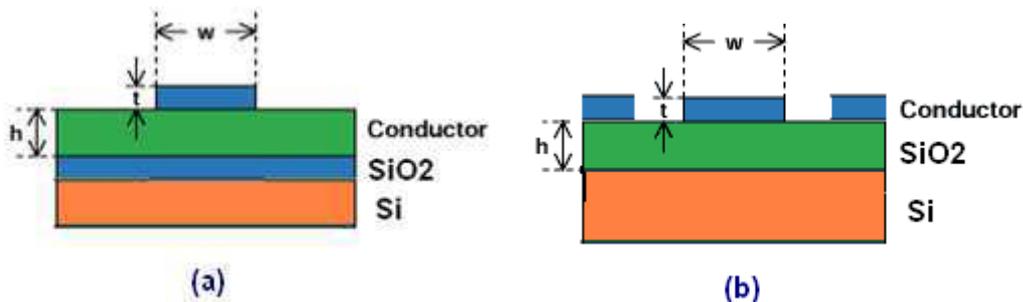


Figura 17. Empilhamento das camadas. (a) Linha microfita, (b) Linha CPW.

Certas limitações são impostas por essa tecnologia. A largura mínima da pista metálica e do espaço entre terra e pista central na linha CPW é de  $4 \mu\text{m}$ . O comprimento máximo realizável das linhas é de alguns milímetros.

### 3.2 Descrição dos dispositivos

Dois tipos de dispositivos são considerados para a caracterização dos NTCs. Com a intenção de modelar o comportamento condutor dos NTCs, eles substituirão a pista metálica das linhas de transmissão segundo o mesmo princípio apresentado em [21]. Mas, ao invés da topologia stripline, as topologias microfita e CPW serão adotadas. Por outro lado, para extrair as propriedades dielétricas dos NTCs, as linhas de transmissão acopladas a cavidades preenchidas com nanotubos serão concebidas sob o mesmo princípio apresentado em [22].

Os dispositivos serão integrados sobre o silício.

Nas figuras de 18 a 21 são mostradas as configurações de dispositivos que serão utilizadas. Nas figuras 18 e 19 são representadas, respectivamente, a linha microfita e a linha CPW, acopladas a cavidades que serão preenchidas com as nanoestruturas.

Nas figuras 20 e 21 são representadas também os dois tipos de linhas, mas agora toda a pista metálica é substituída pelos nanotubos.

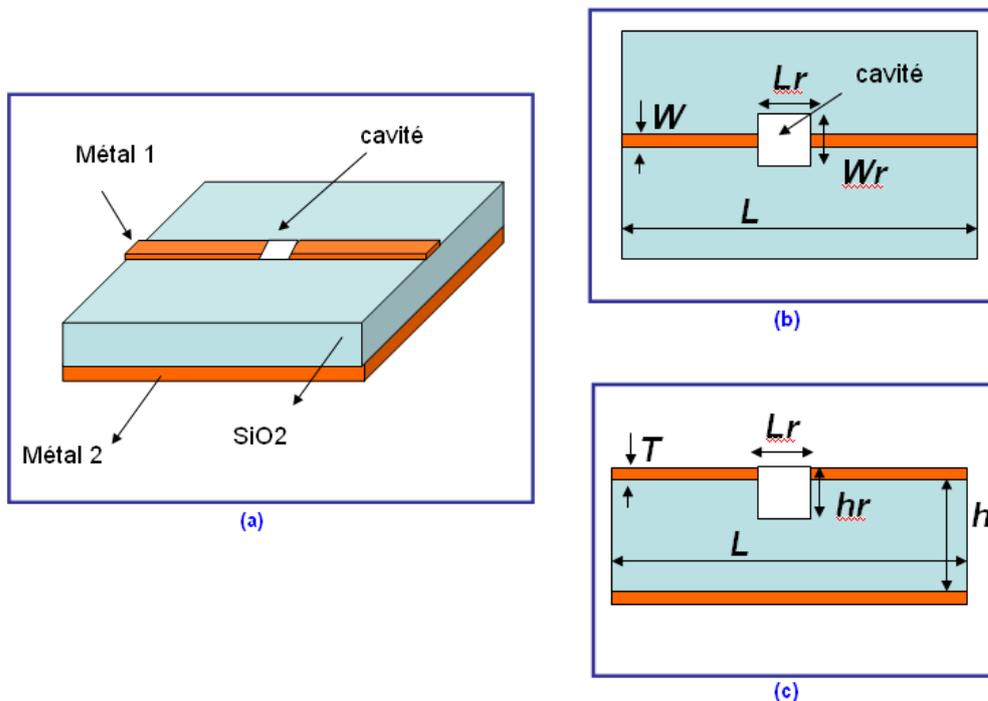


Figura 18. Linha microfita acoplada à cavidade que será preenchida com os nanotubos de carbono (a)Vista em 3D da cavidade acoplada a linha microfita. (b)Visão aérea. (c)Corte lateral.

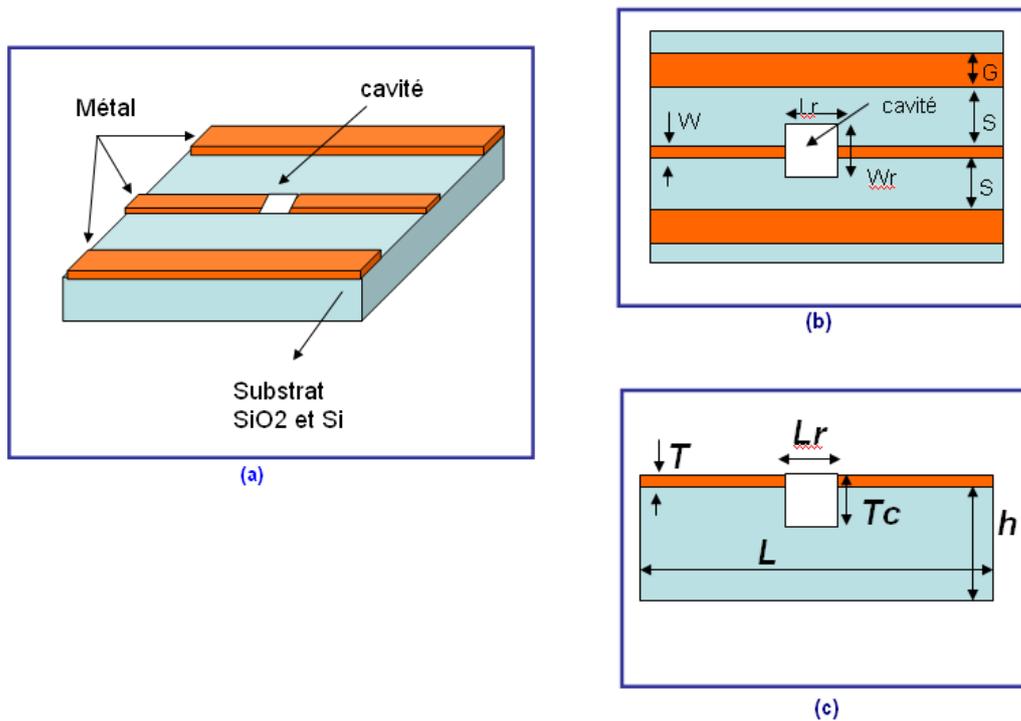


Figura 19. Linha CPW acoplada à cavidade que será preenchida com os nanotubos de carbono. (a)Vista em 3D da cavidade acoplada a linha CPW. (b)Visão aérea. (c)Corte lateral.

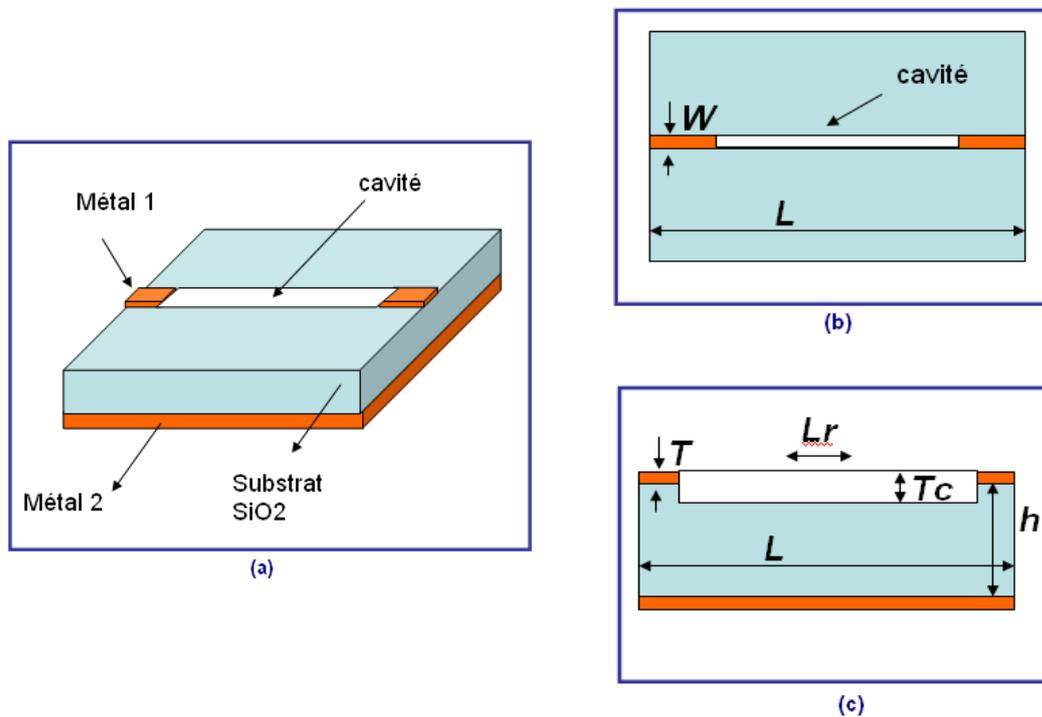


Figura 20. Linha microfita com pista que será preenchida com nanotubos de carbono. (a)Vista em 3D da linha microfita. (b)Visão aérea. (c)Corte lateral.

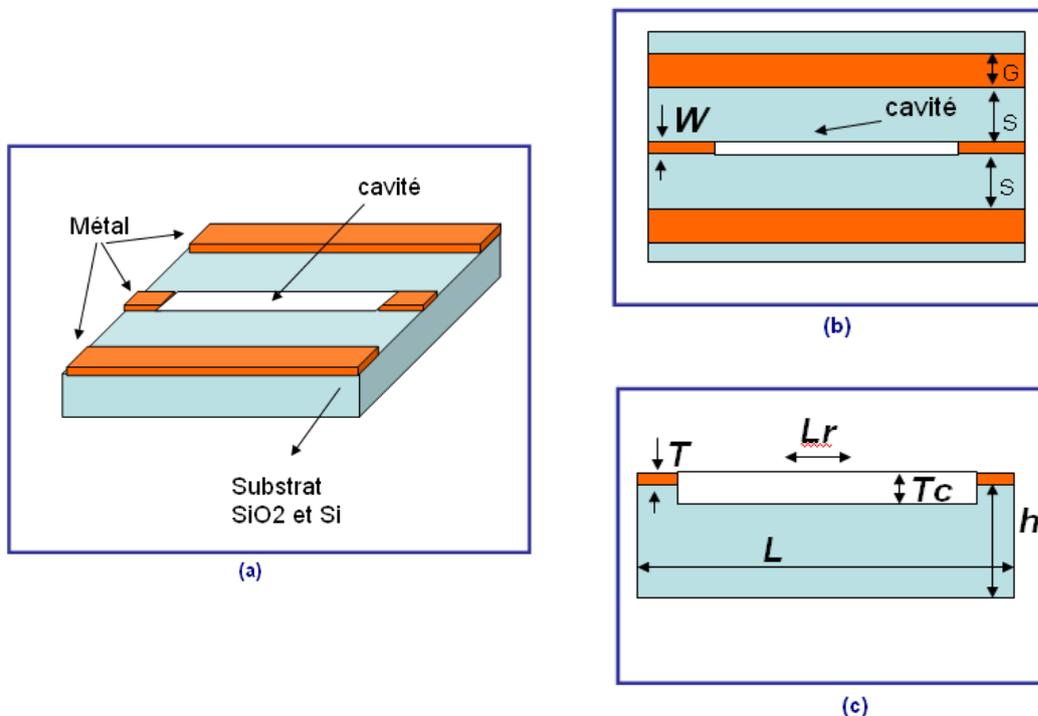


Figura 21. Linha CPW com pista que será preenchida com nanotubos de carbono. (a)Vista em 3D da linha CPW. (b)Visão aérea. (c)Corte lateral.

Sabe-se que as linhas de transmissão clássicas apresentam uma espessura do substrato dielétrico várias vezes maior que a espessura de sua pista metálica. No nosso caso, as duas espessuras são da mesma ordem de grandeza. Dessa forma, para bem caracterizar os nanotubos, os parâmetros da linha sem cavidades e sem nanotubos devem ser primeiramente obtidos. Vários métodos de extração dos parâmetros de linhas de transmissão a partir de parâmetros S existem. Estes métodos serão detalhados em seguida.

### 3.3 Métodos de extração dos parâmetros das linhas

#### 3.3.1 Método da matriz ABCD

A matriz ABCD de uma linha de transmissão de impedância característica  $Z_C$ , de constante de propagação  $\gamma$  e de comprimento  $l$  é escrita como[23]:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma.l) & j.Z_c \sinh(\gamma.l) \\ j.\frac{1}{Z_c} \sinh(\gamma.l) & \cosh(\gamma.l) \end{bmatrix}$$

Utilizando as equações de passagem entre as matrizes [Z] e [ABCD] [23], a expressão de impedância característica se torna:

$$Z_c = \sqrt{\frac{B}{C}} = \sqrt{\frac{Z_{11} \quad Z_{12}}{Z_{21} \quad Z_{22}}} \quad (6)$$

O parâmetro A da matriz [ABCD] é dado por:

$$A = \cosh(\gamma.l) \quad (7)$$

Sabendo que:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad \text{e} \quad \beta = \frac{2.\pi.f.\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}}{c} \quad (8)$$

Onde  $\alpha$  é a constante de atenuação da linha,  $\beta$  é sua constante de propagação,  $\epsilon_{\text{reff}}$  é sua permissividade efetiva,  $f$  é a frequência e  $c$  é a velocidade da luz no vácuo. Assim:

$$\alpha = \text{re}\left(\frac{\text{ar cosh } A}{L}\right) \quad \text{et} \quad \epsilon_{\text{reff}} = \left(\frac{c.\text{Im}\left(\frac{\text{ar cosh } A}{L}\right)}{2.\pi.f}\right)^2 \quad (9)$$

Este método permite extrair a impedância característica e a constante a partir da matriz ABCD de propagação.

Considerando a linha sem perdas, a relação (7) se torna:

$$A = \cos(\beta.l) \quad (10)$$

E a permissividade se torna :

$$\epsilon_{eff} = \left( \frac{c \cdot a \cos(A)}{2 \cdot \pi \cdot f} \right)^2 \quad (11).$$

### 3.3.2 Método utilizando a fase de $S_{21}$

Para uma linha de transmissão com constante de propagação  $\gamma$  e de comprimento  $l$ , o coeficiente de transmissão é  $S_{21} = e^{-\gamma l}$ . Assim, a permissividade efetiva da linha pode ser calculada utilizando a fase do parâmetro  $S_{21}$ .

Sabendo que  $\theta = \beta \cdot l = \arg(S_{21})$ , e utilizando  $\beta = \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c}$ , a expressão da permissividade efetiva em função da fase de  $S_{21}$  é:

$$\epsilon_{eff} = \left( \frac{c \cdot \arg(S_{21})}{2 \cdot \pi \cdot f} \right)^2 \quad (12).$$

Para validar os dois métodos de extração, uma linha microfita de comprimento  $l=5mm$  foi simulada com HFSS e sua permissividade efetiva foi extraída.

A figura 22.a apresenta a fase  $S_{21}$  em função da frequência. A linha microfita de largura  $w=10\mu m$  e de comprimento  $l=5mm$  ressoa em 16GHz. Nessa frequência, um salto de fase  $S_{21}$  é observado.

As permissividades efetivas extraídas a partir da fase de  $S_{21}$  e do parâmetro  $A$  da matriz [ABCD] são comparadas na figura 22.b. Um bom acordo é obtido entre os dois métodos. Com a extração do parâmetro  $A$ , a constante dielétrica diminui em função da frequência antes de atingir um valor constante. Para as baixas frequências, os valores do argumento de  $S_{21}$  e dos valores da frequência são próximos de zero e a razão não é bem determinada em DC.

É importante notar que além da frequência de ressonância, o valor da constante dielétrica não pode mais ser obtido. Na realidade, o salto observado na fase de  $S_{21}$  traz essa descontinuidade sobre a permissividade efetiva.

Para não mais haver essa descontinuidade da permissividade efetiva no nível da frequência e assim obter-se valores corretos para toda a banda, é necessário corrigir o salto na fase. Na figura 23.a é mostrada a fase sem a descontinuidade antes observada e na figura 23.b é mostrada a permissividade efetiva extraída a partir da fase de  $S_{21}$  em função da frequência. O valor da permissividade é constante e pode ser obtida para toda a banda simulada.

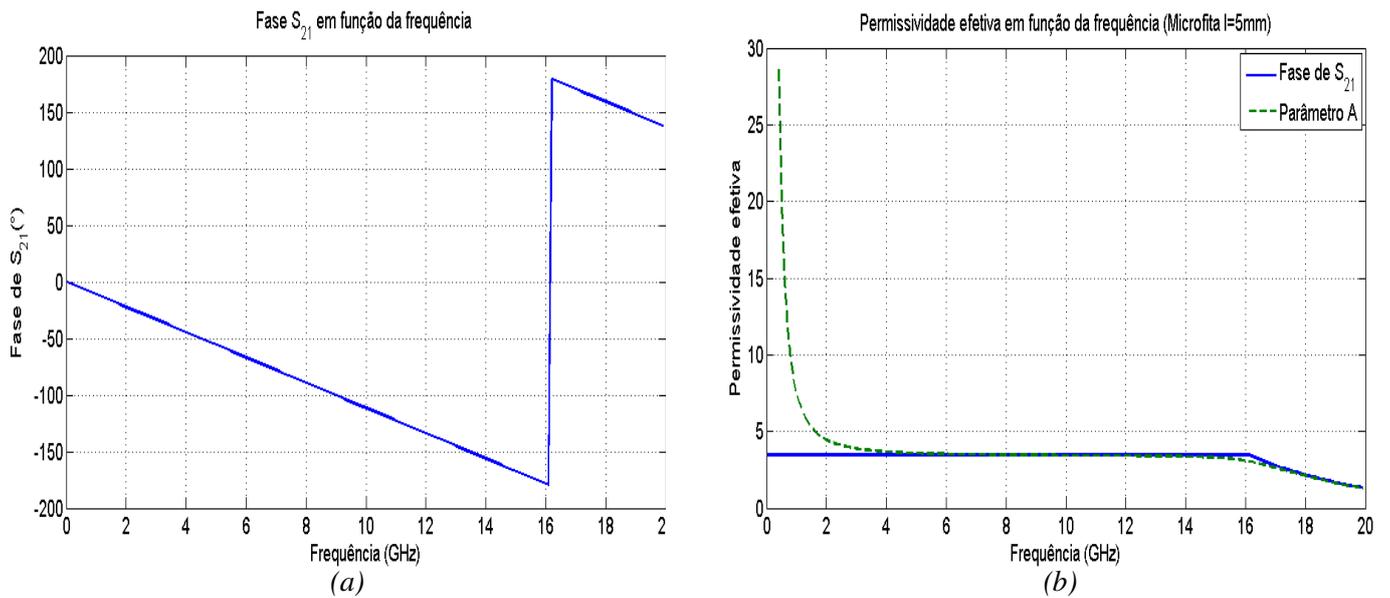


Figura 22. (a) Fase de  $S_{21}$  e (b) Permissividade efetiva de uma linha microfita de comprimento  $l=5\text{mm}$  utilizando os dois métodos de extração.

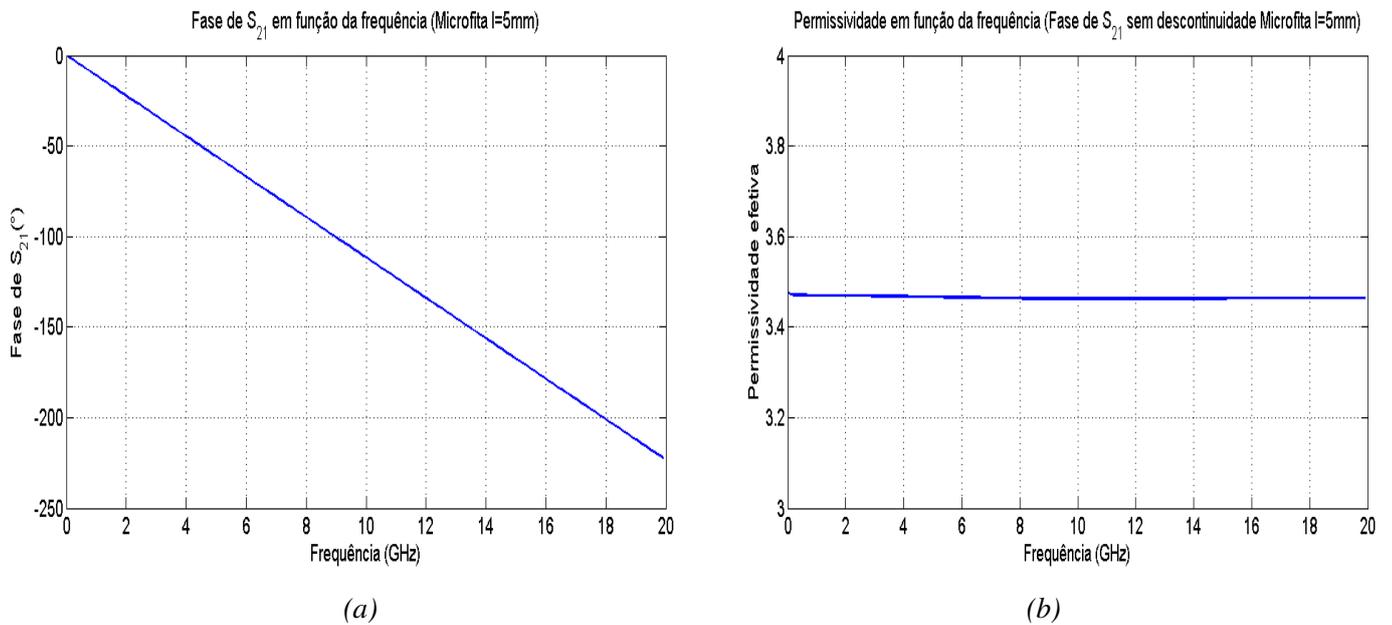


Figura 23. (a) Fase de  $S_{21}$  sem descontinuidade e (b) permissividade efetiva da linha microfita de comprimento  $l=5\text{mm}$  utilizando o método da fase de  $S_{21}$ .

### 3.3.3 Método das duas linhas

O método das duas linhas proposto em [24] permite extrair a constante de propagação a partir dos parâmetros S de duas linhas de comprimentos diferentes. A vantagem deste método consiste no fato de que, quando da realização das medidas, nenhuma etapa de *de-embedding*[25] é necessária. A extração das características a partir dos parâmetros S de uma só linha somente é correta se as medidas dos parâmetros S são feitas exatamente nos planos de entrada e saída da linha em questão.

O *de-embedding* consiste em deslocar os planos de medida dos parâmetros S de uma linha de modo a evitar os efeitos parasitas das sondas de medição, obtendo, assim, um resultado mais preciso. No método das duas linhas, o algoritmo proposto em [25] permite a exclusão desses efeitos sem uso de técnicas de *de-embedding*.

Na figura 24 são mostradas as variações de impedância característica e da permissividade efetiva utilizando o método de [25] para duas linhas microfita de largura de pista  $w=10\ \mu\text{m}$ , e de comprimentos  $l_1=8\ \text{mm}$  e  $l_2=5\ \text{mm}$ . No que diz respeito à impedância característica, uma descontinuidade é observada nas frequências 10 e 16 GHz respectivamente para os comprimentos de 8 e 5 mm. Com o método das duas linhas, a descontinuidade na frequência de ressonância não mais existe. Os valores da impedância característica e da constante dielétrica efetiva, extraídas a partir do método das duas linhas, estão de acordo com aqueles obtidos a partir de cada linha separadamente.

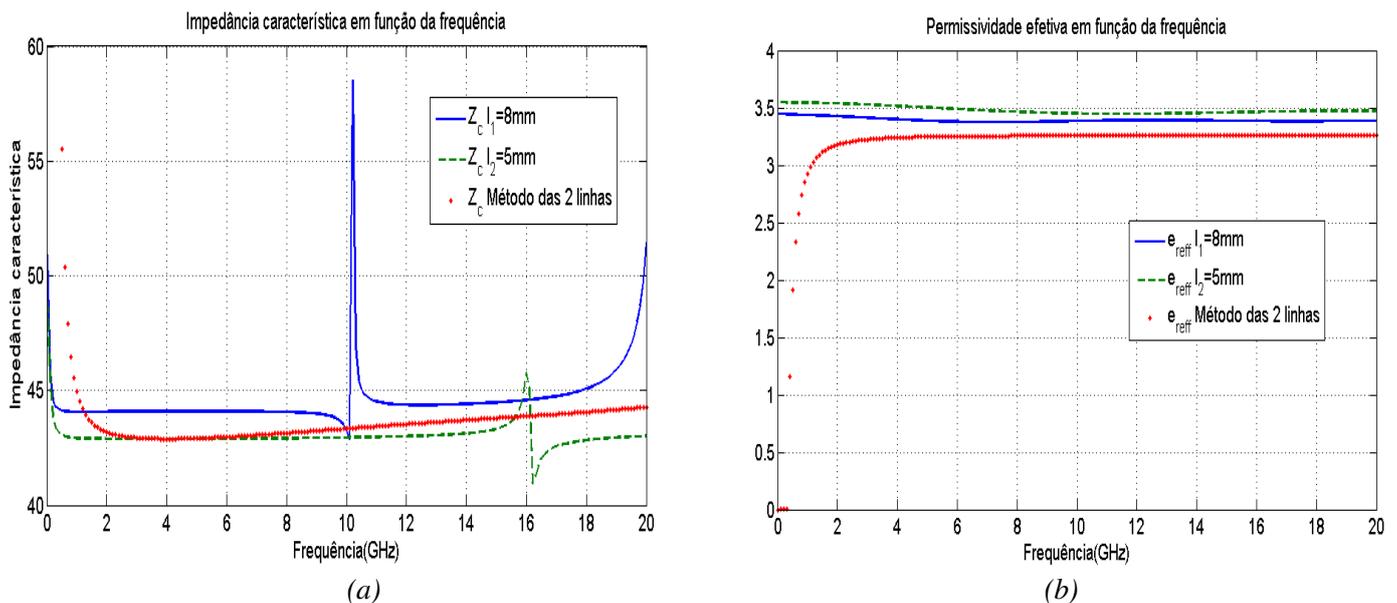


Figura 24. (a) Impedância e (b) permissividade da linha microfita utilizando o método das duas linhas.

### 3.3.4 Método da ressonância

Os métodos que foram apresentados permitem extrair as variações da permissividade efetiva em função da frequência.

A partir do módulo de  $S_{11}$ , a informação sobre a constante dielétrica pode ser diretamente encontrada. Entretanto, o valor obtido é um valor médio para toda a banda de frequência.

Na figura 25 são mostradas as variações do módulo de  $S_{11}$  de uma linha de comprimento  $l=5\text{ mm}$  em função da frequência. Os mínimos de  $S_{11}$  aparecem em 0 e 16 GHz. Esses mínimos são separados de um valor de frequência para a qual o comprimento da linha é igual a meio-comprimento de onda. Assim, a diferença  $\Delta f$  entre os dois mínimos de  $S_{11}$  permite determinar a constante dielétrica efetiva da seguinte maneira:

$$L = \frac{c}{2\Delta f \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \rightarrow \epsilon_{\text{eff}} = \left( \frac{c}{2L\Delta f} \right)^2 \quad (13),$$

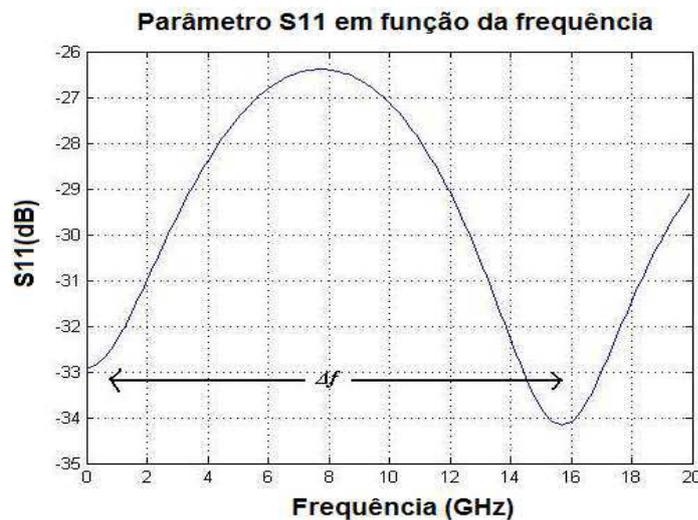


Figura 25. Parâmetro S11 em função da frequência para a linha microfita de comprimento  $l=5\text{mm}$ .

A partir da figura 25, a permissividade efetiva da linha é calculada:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \left( \frac{c}{2L\Delta f} \right)^2 = \left( \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 16 \cdot 10^9} \right)^2 = 3,51$$

Este valor representa uma média da permissividade para toda a banda.

É necessário ressaltar que a linha deve ser longa o bastante para que ele ressoe na banda de frequência analisada.

O mesmo valor da constante dielétrica efetiva é encontrado a partir da fase do parâmetro de transmissão  $S_{21}$  (figura 22.a). A frequência para a qual o comprimento da linha é  $\lambda_g/2$  representa também um salto de fase em  $180^\circ$ .

### **3.4 Conclusão**

A tecnologia e a topologia dos dispositivos de caracterização foram discutidas neste capítulo. Os métodos de extração que serão utilizados foram igualmente mostrados.

## **4 Simulações dos dispositivos**

Para caracterizarmos os nanotubos de carbono, será necessário caracterizar primeiramente as linhas de transmissão que serão utilizadas para esse fim. A caracterização das linhas consiste em determinar seus parâmetros secundários como a impedância característica, a permissividade efetiva, a constante de propagação, as perdas e também seus parâmetros primários RLCG. As características dos NTCs sendo desconhecidas no momento, as linhas de transmissão serão simuladas e os métodos de extração serão testados.

Várias ferramentas de simulação elétrica (Ansoft Designer Nexxim) e eletromagnética (Ansoft Designer Planar EM, CST e HFSS) serão testadas. Os valores extraídos da permissividade efetiva e da impedância característica serão comparados. Em seguida, várias dimensões de linha, respeitando os limites tecnológicos, serão adotadas para a realização. Em particular, dimensões assegurando um bom casamento das linhas (em torno de  $50\Omega$ ) serão consideradas.

Este capítulo é inteiramente dedicado aos resultados de simulação. Inicialmente são simuladas as linhas para as quais a pista consiste de um condutor perfeito. O efeito da influência do comprimento da linha sobre o valor de  $Z_c$  e  $\epsilon_{reff}$  foi estudada. Por fim, o efeito quando a pista de Alumínio é utilizada foi considerado.

### **4.1 Simulações elétricas – Ansoft Designer Nexxim**

Inicialmente, a simulação elétrica da linha microfita é realizada através da ferramenta Nexxim Ansoft Designer. Este simulador é baseado nos métodos analíticos de linhas de transmissão em termos de permissividade efetiva e impedância característica. Nexxim é mais adequado, portanto às linhas de transmissão clássicas.

A linha microfita de largura de pista fixada em  $w=10\mu m$  e comprimento  $l=1,125mm$  com um substrato de dióxido de silício de espessura  $h = 4 \mu m$  é simulada. As perdas resistivas serão desprezadas e um condutor perfeito considerado. A ferramenta Nexxim dá como resultados de simulação as matrizes [S], [ABCD] e [Z]. Os métodos de extração apresentados no capítulo anterior são testados e os parâmetros das linhas de transmissão são determinados.

A variação da impedância característica em função da frequência é mostrada na figura 26.a. O seu valor é constante em toda a banda analisada e vale  $Z_C = 44,17 \Omega$ .

Na figura 26.b a variação da permissividade efetiva em função da frequência é apresentada. Seu valor varia entre 3,16 e 3,18 (variação de 0,62%).

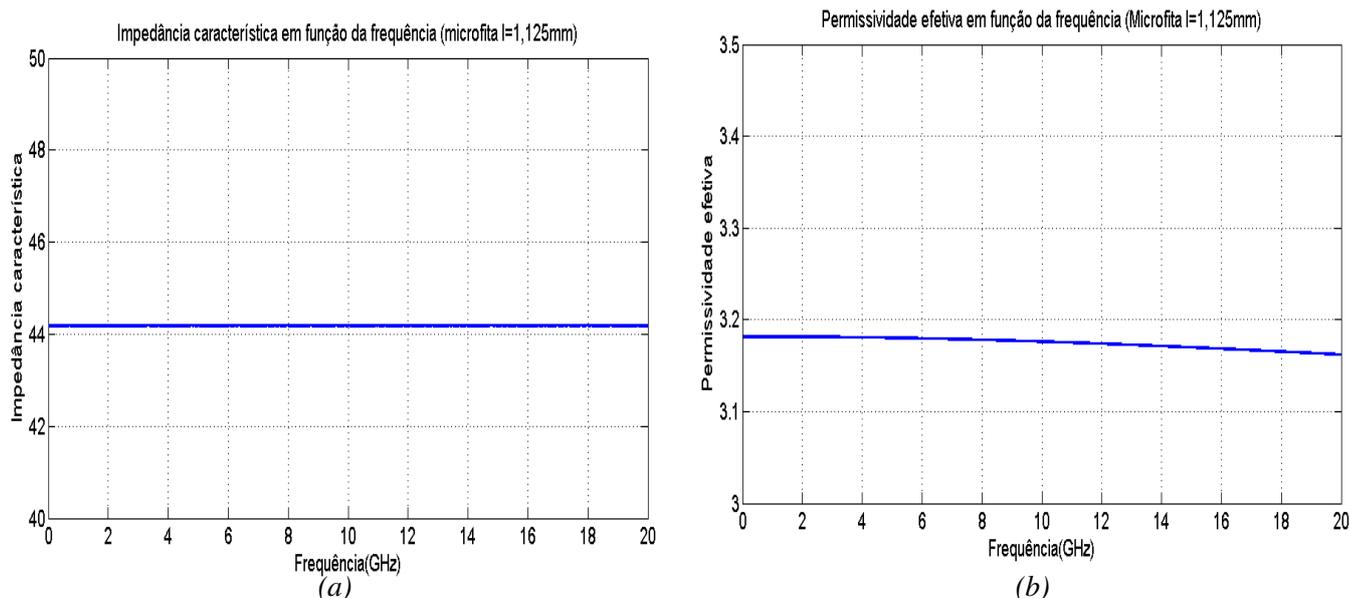


Figura 26. (a) Impedância e (b) permissividade efetiva da linha microfita em função da frequência.

#### 4.2 Simulações eletromagnéticas – Ansoft Designer Planar EM, CST Microwave Studio, Ansoft HFSS

As ferramentas numéricas de cálculo eletromagnético são o elemento indispensável para a concepção dos dispositivos. Na realidade, eles são capazes de levar em conta todos os efeitos de acoplamento e irradiação eletromagnética, efeitos que não são geralmente desprezíveis. Estas ferramentas são baseadas nas equações estabelecidas por Maxwell que regem o eletromagnetismo. Como consequência, as vantagens de um método em relação aos outros dependem muito do tipo de problema a ser resolvido. Principalmente a complexidade da geometria, os efeitos não lineares, a dispersão, o tamanho da estrutura comparado com o comprimento de onda, todos estes são critérios que influenciam a escolha da ferramenta de simulação.

No nosso caso, as linhas simuladas são de dimensões peculiares e de uma topologia não clássica. Por isso, as ferramentas de simulação eletromagnética são mais indicadas face às ferramentas de simulação elétrica como o Nexxim.

Em seguida, três ferramentas de simulação eletromagnética (PlanarEM, CST e HFSS) serão testadas para as linhas em tecnologia microfita e CPW.

A ferramenta *Planar EM* do *Ansoft Designer* é um simulador do tipo 2,5-D. A malha de simulação é feita em 2-D sobre a estrutura planar do substrato. Com este simulador, o substrato é considerado infinito.

A ferramenta *CST Microwave Studio* é um simulador do tipo 3-D. Seu método de cálculo é baseado no método dos elementos finitos.

Por fim, o simulador *HFSS* da *Ansoft* é também baseado no método dos elementos finitos como o *CST*.

As simulações para as linhas microfita e CPW serão mostradas.

### a. Linha microfita

A mesma linha microfita ( $w=10\ \mu\text{m}$  e  $l=1,125\ \text{mm}$ ), simulada com Nexxim, é agora simulada com os três programas de simulação eletromagnética. Inicialmente as linhas são simuladas com um condutor perfeito.

Na figura 27.a são mostradas as variações de impedância característica da linha de transmissão em função da frequência para os três programas. O método de extração baseado na matriz [ABCD] foi utilizada para o cálculo da impedância. Um bom acordo foi observado entre os resultados obtidos pelos três programas (variação inferior a  $3\ \Omega$ ). O valor da impedância característica da linha microfita com  $w=10\ \mu\text{m}$  fica em torno de  $46\ \Omega$ .

Na figura 27.b é mostrada a permissividade efetiva em função da frequência para os três programas. A fase de  $S_{21}$  foi utilizada para obter o valor da permissividade. Assim como para a impedância característica, um bom acordo é observado entre os resultados obtidos pelos três programas. O valor da permissividade da linha microfita com  $w=10\ \mu\text{m}$  varia entre 3 e 3,3 (variação de 10%) entre os valores dados pelo HFSS e o CST para as frequências mais altas.

Nota-se entretanto que, para frequências mais baixas, o CST apresenta valores bastante diferentes que os outros programas, principalmente no que diz respeito à permissividade da linha.

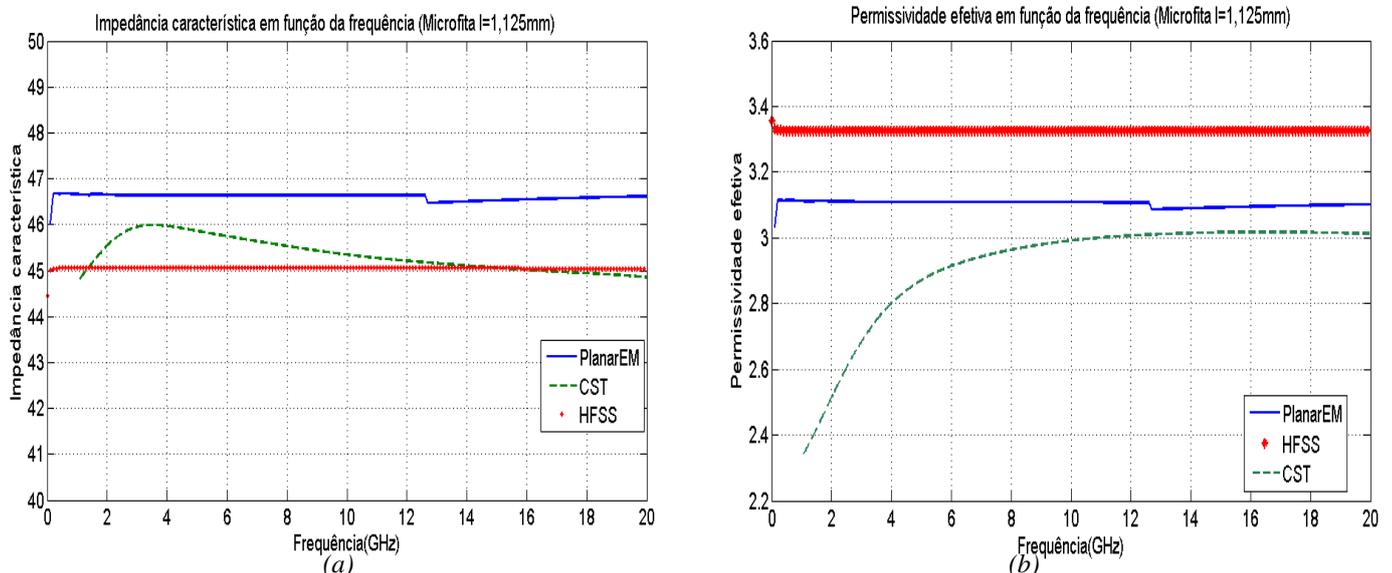


Figura 27. (a) Impedância e (b) permissividade efetiva da linha microfita de comprimento  $l=1,125\text{mm}$  em função da frequência para três programas de simulação eletromagnética.

Na tabela 1 são resumidos os valores das impedâncias características e das permissividades relativas obtidas a 10GHz para os diferentes programas. Um bom acordo foi obtido entre os três simuladores.

	$Z_C$	$\epsilon_{\text{reff}}$
Ansoft Nexxim	44,17 $\Omega$	3,17
Ansoft PlanarEM	46,62 $\Omega$	3,10
CST	45,34 $\Omega$	2,99
Ansoft HFSS	45,05 $\Omega$	3,32

**Tabela 1. Impedância característica e permissividade relativa para os diferentes programas para a linha microfita de comprimento  $l=1,125\text{mm}$  utilizando um condutor perfeito.**

Até o momento, simulações das linhas microfita foram apresentadas. Em seguida, as simulações da linha CPW serão apresentadas.

### b. Linha CPW

Uma linha CPW de largura de pista metálica  $w=30 \mu\text{m}$ , espaço de  $g=10 \mu\text{m}$  e comprimento  $l=1,125 \text{mm}$  é simulada. Com Nexxim, a simulação da linha CPW não é possível já que ele não suporta substratos com várias camadas.

Na figura 28 são apresentados os valores das impedâncias características e permissividades relativas obtidas com Planar EM e HFSS. No que diz respeito à impedância característica da linha (figura 28.a), os resultados obtidos pelos dois programas estão de bom acordo. O valor da impedância característica é da ordem de 51  $\Omega$  para o Planar EM e 55  $\Omega$  para o HFSS, havendo uma diferença de 7% entre os programas. Assim, com essas dimensões uma linha com impedância próxima de 50 $\Omega$  (casada) será realizada.

A permissividade efetiva é mostrada na figura 28.b. De acordo com as curvas, o valor da permissividade obtido com o HFSS é de 5,2 enquanto que o obtido por Planar EM é de 4. Uma variação de 24% existe entre os dois programas. No entanto, as ferramentas 3-D são mais precisas que as ferramentas 2,5-D, logo é mais coerente assumir que os valores proporcionados pelo programa HFSS são mais próximos dos valores reais.

Na tabela 2 são resumidos os valores encontrados nas simulações para uma frequência de 10GHz.

	$Z_C$	$\epsilon_{\text{reff}}$
Ansoft PlanarEM	51,3 $\Omega$	4,1
Ansoft HFSS	55,5 $\Omega$	5,3

**Tabela 2. Impedância característica e permissividade relativa para os diferentes programas para a linha CPW de comprimento  $l=1,125\text{mm}$  utilizando condutor perfeito.**

### 4.2.1 Influência do comprimento sobre os parâmetros da linha

Agora a influência do comprimento de onda da linha de transmissão nas simulações eletromagnéticas será estudada. Para isso, as linhas microfita e CPW de comprimento  $l=4,5\text{mm}$  são simuladas.

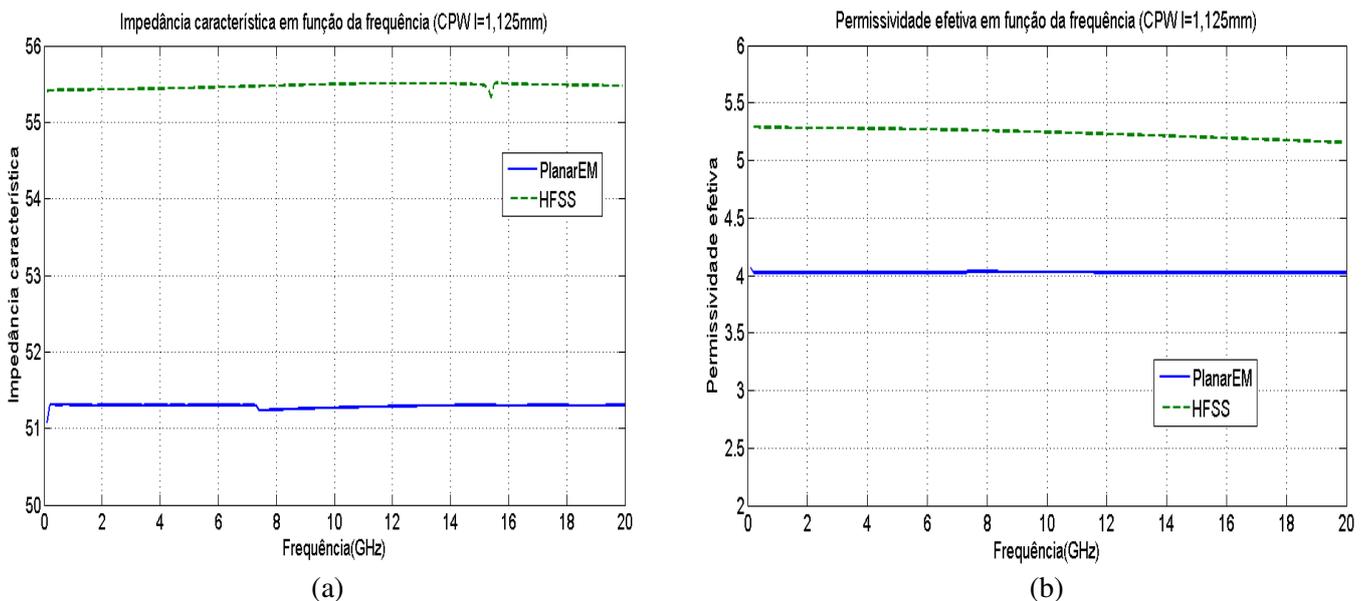


Figura 28. (a) Impedância e (b) permissividade de uma linha CPW de comprimento  $l=1,125\text{mm}$ .

#### a. Linha microfita

Na figura 29.a são mostrados as variações da impedância em função da frequência para a linha microfita de comprimento  $l=4,5\text{ mm}$ . As três curvas são afetadas pelo efeito da ressonância da linha por volta de 18 GHz. As curvas do PlanarEM e do HFSS apresentam valores constantes respectivos de 46  $\Omega$  e 48  $\Omega$  com uma descontinuidade na frequência de ressonância. O valor de impedância simulado com CST se mostra mais dispersivo com uma variação de 20% em torno de 45  $\Omega$ .

Na figura 29.b são apresentadas as variações da permissividade relativa da linha calculada a partir da fase de  $S_{21}$  para os três programas. A permissividade extraída é de 3,1 para o PlanarEM e CST e 3,3 para o HFSS.

Na tabela 3 são mostrados os valores de impedância e permissividade para uma frequência de 10GHz.

	$Z_C$	$\epsilon_{\text{eff}}$
Ansoft PlanarEM	46 $\Omega$	3,05
CST	43 $\Omega$	3,1
Ansoft HFSS	47 $\Omega$	3,3

**Tabela 3. Impedância característica e permissividade relativa para os diferentes programas para uma linha de microfita de comprimento  $l=4,5\text{mm}$  utilizando um condutor perfeito.**

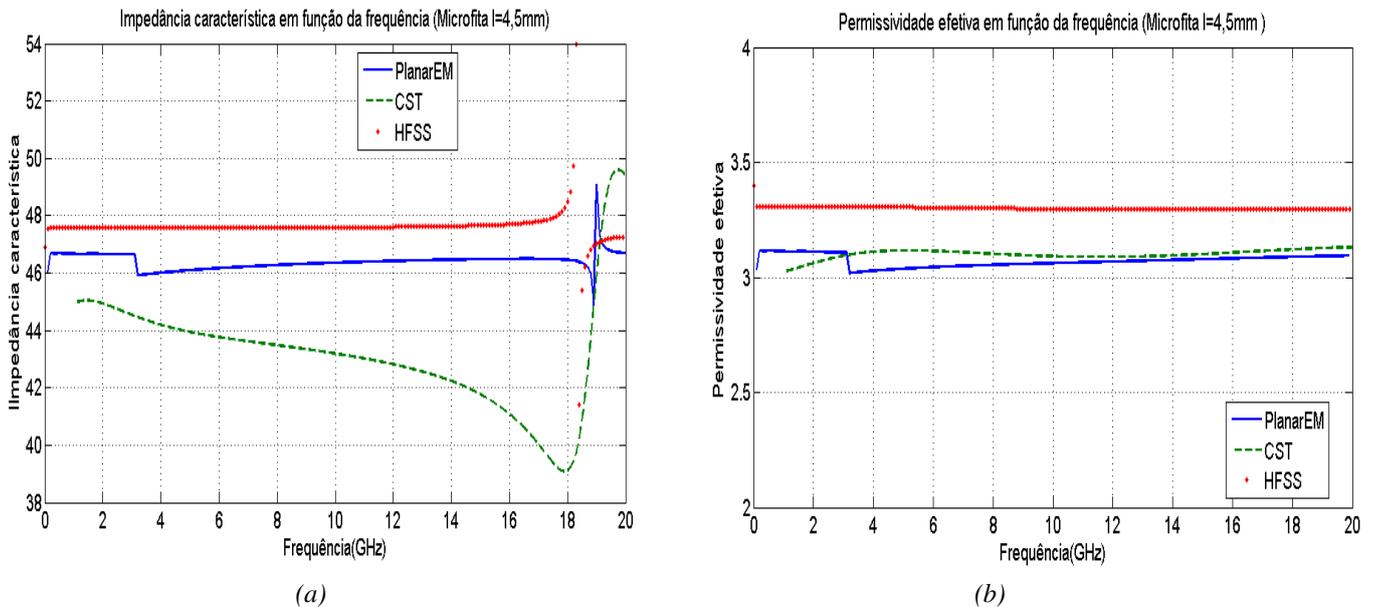


Figura 29. (a) Impedância e (b) permissividade da linha microfita de comprimento  $l=4,5\text{mm}$  em função da frequência para os três programas de simulação eletromagnética.

Na figura 30 são mostrados os resultados das simulações da linha microfita com HFSS para três comprimentos diferentes. ( $l=4,5 ; 6 \text{ e } 7 \text{ mm}$ ). Sobre as curvas mostrando as variações de impedância característica, à medida que o comprimento aumenta, a frequência de ressonância se desloca em direção a baixas frequências. Uma pequena variação é obtida entre os diferentes comprimentos para a impedância característica (figura 30.a), assim como para a permissividade efetiva (figura 30.b).

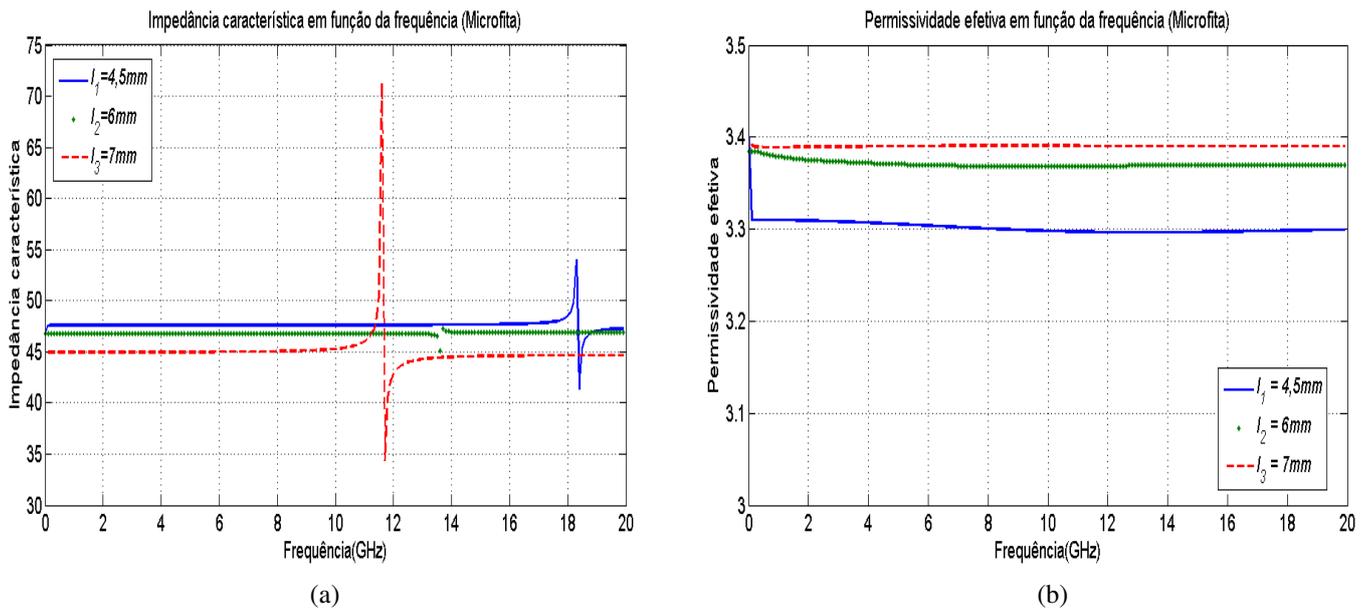


Figura 30. (a)Curvas de impedância e (b) de permissividade em função da frequência para três linhas microfita de comprimentos diferentes.

## b. Linha CPW

As mesmas conclusões são obtidas para a linha CPW. A figura 31.a mostra as variações de impedância em função da frequência da linha CPW de comprimento  $l=4,5\text{mm}$ . A impedância característica extraída é de  $51\Omega$  para o Planar EM e  $56\Omega$  para o HFSS, sendo uma diferença de 5,4%. Para o HFSS, uma descontinuidade é observada em torno de 15GHz que constitui a frequência de ressonância da linha deste comprimento.

A permissividade efetiva é mostrada para a figura 31.b. De acordo com as curvas, o valor da permissividade obtida com HFSS é de 5,3 enquanto que a obtida com Planar EM é de 3,9. Estes resultados estão de acordo com aqueles obtidos da figura 28 para uma linha CPW de comprimento  $l,125\text{mm}$ . Mais uma vez, mostra-se mais coerente adotar os valores fornecidos pelo HFSS como os mais próximos da realidade.

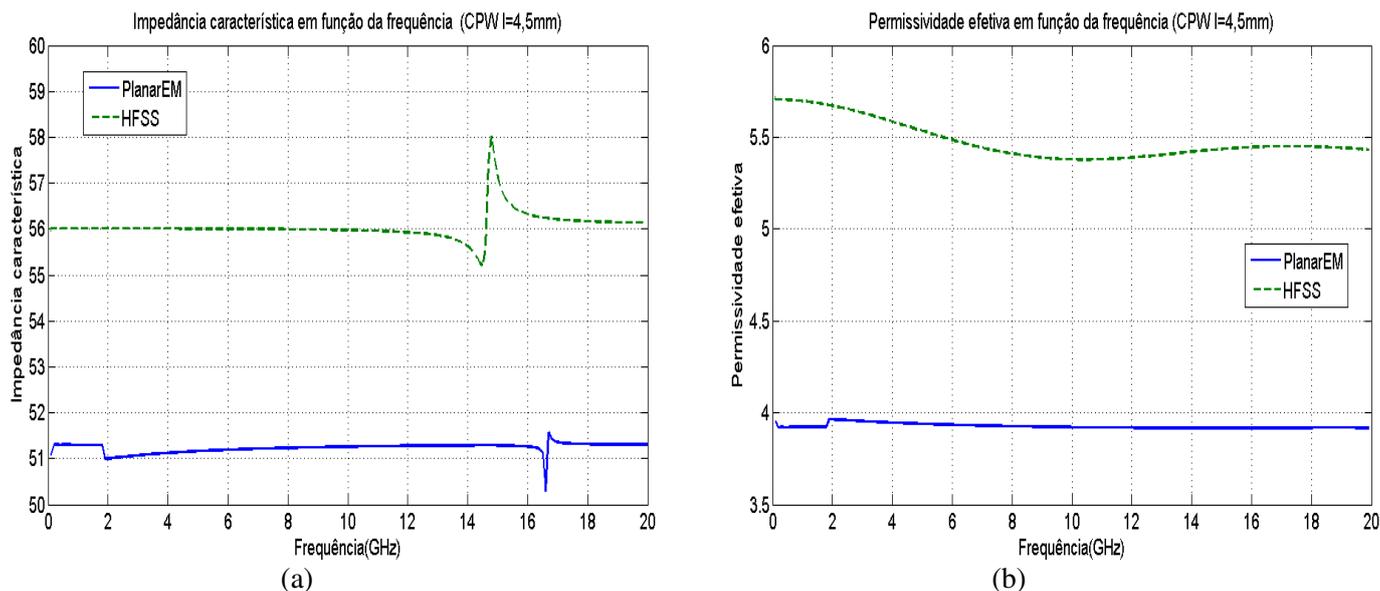


Figura 31. (a) Impedância e (b) permissividade da linha CPW de comprimento  $l=4,5$  mm.

Na tabela 4 são apresentados os valores para os dois programas para uma frequência de 10GHz.

	$Z_C$	$\epsilon_{\text{ereff}}$
Ansoft PlanarEM	52 $\Omega$	4,0
Ansoft HFSS	55 $\Omega$	5,5

**Tabela 4. Impedância característica e permissividade relativa para os diferentes programas para uma linha CPW de comprimento  $l=4,5$  mm utilizando condutor perfeito.**

Na figura 32 são mostrados resultados das simulações com HFSS para três linhas CPW de comprimentos diferentes ( $l=4,5$ ; 6 e 7 mm). Sobre a curva mostrando as variações da impedância característica (figura 32.a), à medida que o comprimento aumenta, a frequência de ressonância se desloca em direção a baixas frequências. Uma pequena variação é obtida entre os diferentes comprimentos para a impedância característica (figura 32.a), assim como para a permissividade efetiva (figura 32.b).

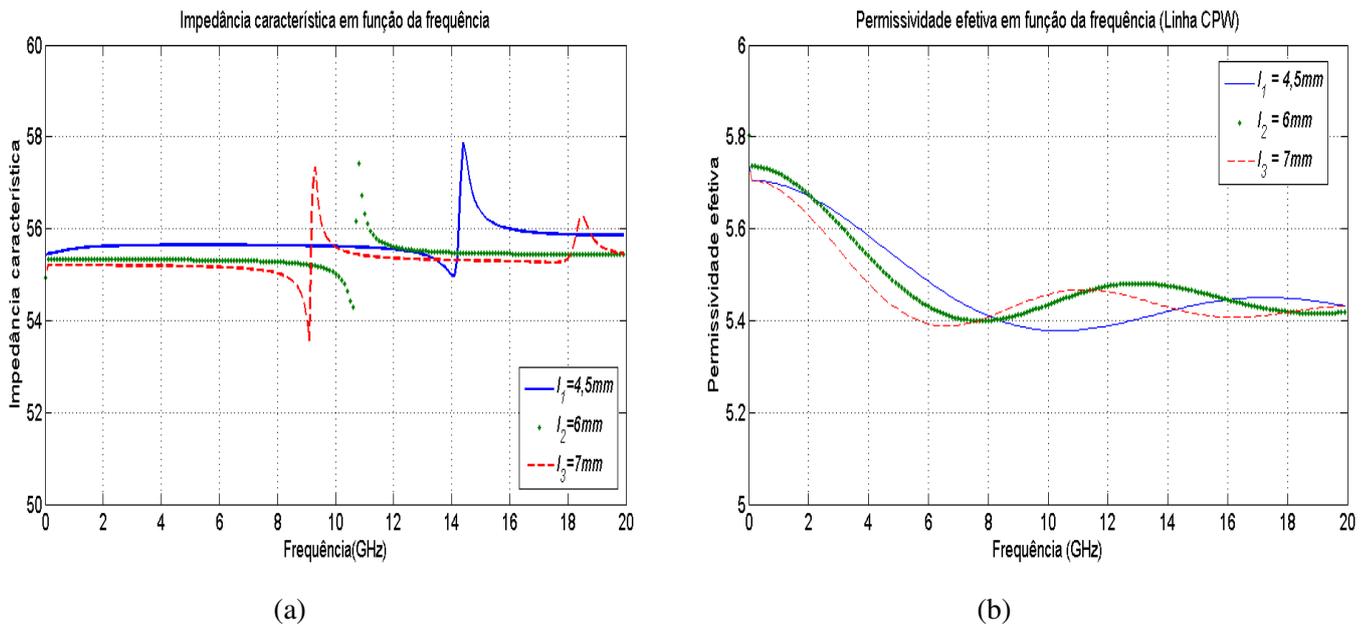


Figura 32. (a) Curvas de impedância e (b) de permissividade em função da frequência para três linhas CPW de comprimentos diferentes.

#### 4.2.2 Utilização de alumínio

Até o momento, todas as linhas foram simuladas com um condutor perfeito e as perdas foram desprezadas. A seguir, a condutividade finita do metal será levada em conta. Uma fita de Alumínio de espessura  $t = 3\mu\text{m}$  será utilizada.

Linhas microfita e CPW de comprimento  $l = 1,125\text{ mm}$  serão simuladas.

##### a. Linha microfita

Na figura 33.a são apresentadas as variações de impedância característica das linhas de alumínio em função da frequência. O seu valor é de  $43\ \Omega$  para o CST e HFSS. A simulação com PlanarEM não é possível com espessura de pista maior que zero.

Na figura 33.b são apresentadas as variações da permissividade efetiva das linhas de alumínio em função da frequência. O seu valor é 3 para o CST e 3,5 para o HFSS.

Para os dois parâmetros, o efeito pelicular em baixa frequência é observado considerando a condutividade finita do alumínio, porém, para frequências mais altas, essa consideração nas simulações não apresenta impactos significativos sobre os valores de  $Z_C$  e  $\epsilon_{\text{reff}}$  (ver figura 27). Tomando como base as curvas do HFSS, uma variação de  $2\ \Omega$  é observada sobre a impedância e uma variação de 0,1 é observada para  $\epsilon_{\text{reff}}$ .

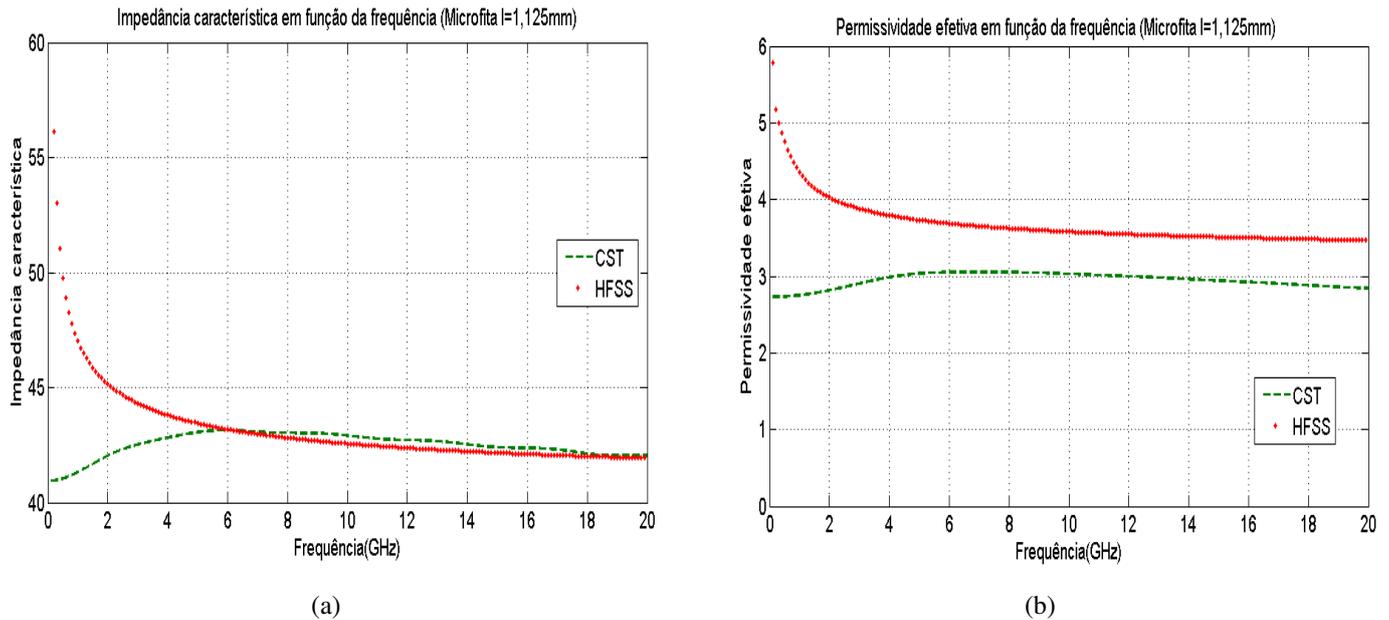


Figura 33. (a) Impedância e (b) permissividade da linha microfita de comprimento  $l=1,125\text{mm}$  em função da frequência para dois programas de simulação eletromagnética.

Na tabela 5 são reunidos os valores para a frequência de 10GHz.

	$Z_C$	$\epsilon_{\text{reff}}$
CST	43 $\Omega$	3,0
Ansoft HFSS	43 $\Omega$	3,5

Tabela 5. Impedância característica e permissividade relativa para os diferentes programas para a linha microfita de comprimento  $l=1,125\text{mm}$  utilizando Alumínio.

### b. Linha CPW

Em seguida, foi simulada uma linha CPW de comprimento  $l=1,125\text{mm}$ . A figura 34.a apresenta a impedância da linha CPW com espessura da pista de  $t=3\mu\text{m}$ . A impedância extraída com HFSS é próxima a 50  $\Omega$  em quase toda a banda.

Na figura 34.b é mostrada a permissividade da linha CPW obtida por dois métodos diferentes: o método da fase de  $S_{21}$  e o método da matriz [ABCD]. Os valores estão em bom acordo para as altas frequências e a permissividade da linha CPW é igual a 5.

Uma variação de 10% sobre o valor de  $Z_C$  e de 6% sobre o valor de  $\epsilon_{\text{reff}}$  são obtidos considerando o alumínio no lugar de um condutor perfeito.

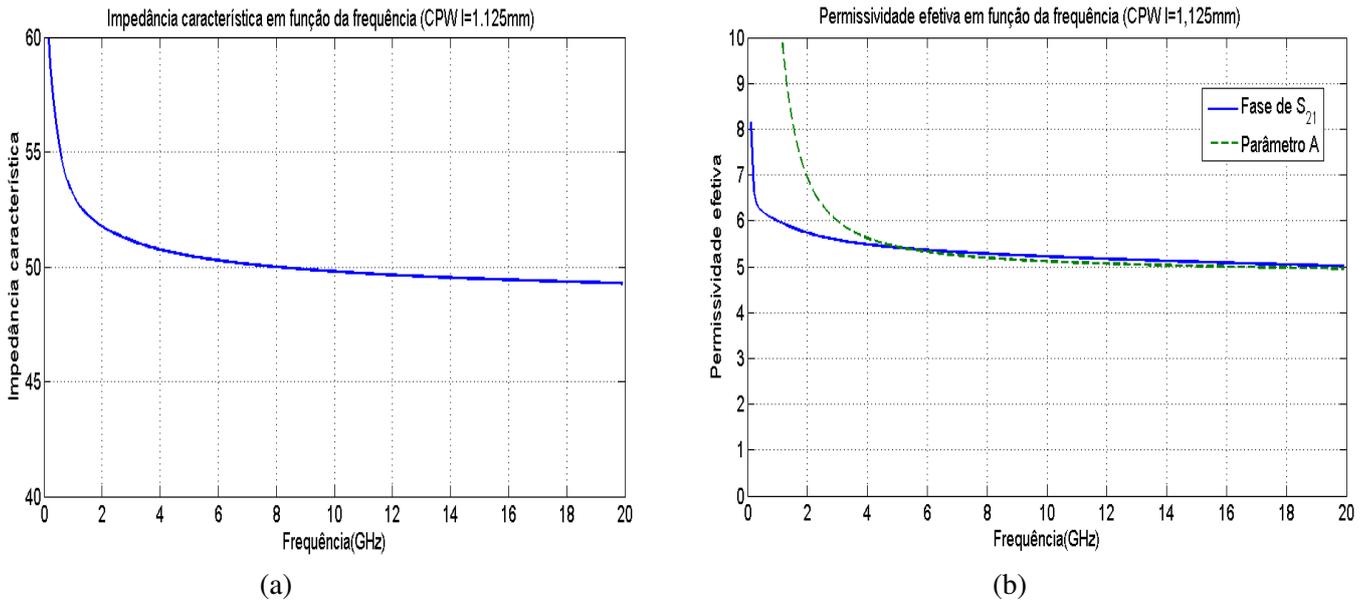


Figura 34. (a) Impedância e (b) permissividade de uma linha CPW de comprimento  $l=1,125\text{mm}$ .

Nota-se então, de maneira geral, uma concordância entre os programas de simulação eletromagnética. Porém, a ferramenta Planar EM apresenta resultados consideravelmente diferentes principalmente quando da simulação da linha CPW quando comparado com o HFSS.

O CST se mostrou dispersivo quando da simulação das linhas microfita com condutor perfeito. Para a linha com  $l=4,5\text{mm}$ , sua impedância varia durante praticamente toda a banda de frequência.

Conclui-se que, para essa aplicação, na qual as linhas de transmissão apresentam dimensões que as diferenciam das linhas clássicas, os programas CST e Planar EM não são os mais indicados. O programa HFSS foi o que se mostrou mais estável e confiável.

#### 4.2.1 Nanotubos substituindo a pista metálica

Com o objetivo de determinar as propriedades condutoras dos nanotubos, a pista metálica será substituída pelos NTCs. A partir dos parâmetros S, a impedância característica, a permissividade efetiva e os parâmetros em série da linha, a resistência distribuída e a indutância distribuída, podem ser determinados.

Apresentam-se as relações que seguem dadas pela teoria clássica das linhas de transmissão:

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (15)$$

E:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)} \quad (16)$$

Assim, o produto da impedância pela constante de propagação pode ser escrito como:

$$Z_c \cdot \gamma = R + j\omega L \quad (17)$$

A parte real do produto é a resistência distribuída e a parte imaginária dá a indutância distribuída. Estes são os dois valores que caracterizam os NTCs substituindo a pista metálica.

#### 4.2.2 Cavidades

Para caracterizar as propriedades dielétricas das nanoestruturas, cavidades preenchidas de NTCs serão acopladas às linhas de transmissão, como mostrado na figura 35.

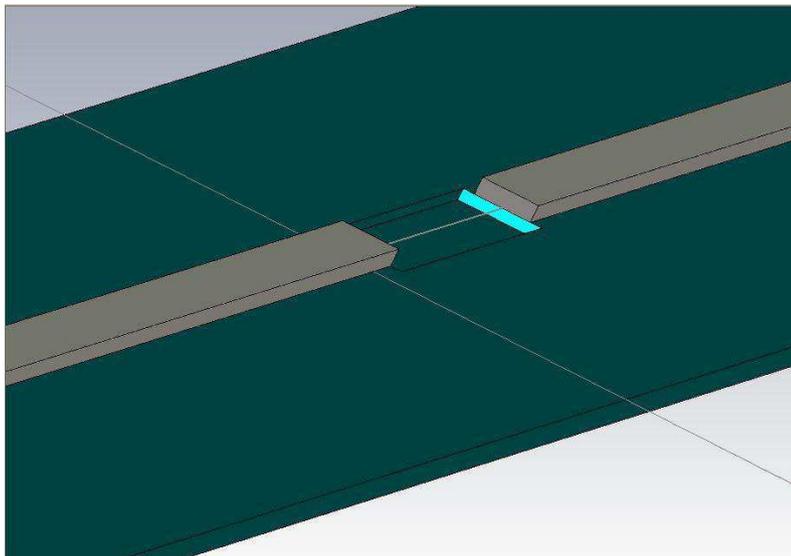


Figura 35. Linha microfita e sua cavidade que será preenchida pelas nanoestruturas.

O método para caracterizar os nanotubos de carbono consiste em determinar a frequência de ressonância da cavidade e, com expressão (13), a permissividade dos NTCs pode ser diretamente calculada.

Com as medidas das linhas sem cavidades e das linhas acopladas às cavidades, a extração dos parâmetros destas é possível e as propriedades dielétricas dos NTCs podem ser caracterizadas.

Foram concebidos dispositivos com três comprimentos diferentes para a cavidade ( $c=100 \mu\text{m}$ ,  $250 \mu\text{m}$  e  $500 \mu\text{m}$ ) e sua profundidade é  $p = 2 \mu\text{m}$ . Para respeitar os limites da tecnologia, a largura da cavidade é  $4 \mu\text{m}$  mais larga que a pista metálica.

Outra configuração, inspirada em [21], será realizada. Ela consiste de uma linha CPW com duas cavidades na saída da linha (figura 36). O comprimento das cavidades é de  $10 \mu\text{m}$ . A partir da reflexão  $S_{11}$ , a impedância característica dos nanotubos pode ser determinada utilizando-se a equação (14):

$$S_{11} = \frac{Z_{NTC} - Z_C}{Z_{NTC} + Z_C} \quad (14)$$

onde  $Z_{NTC}$  é a impedância característica da solução de nanotubos e  $Z_C$  é a impedância da linha CPW.

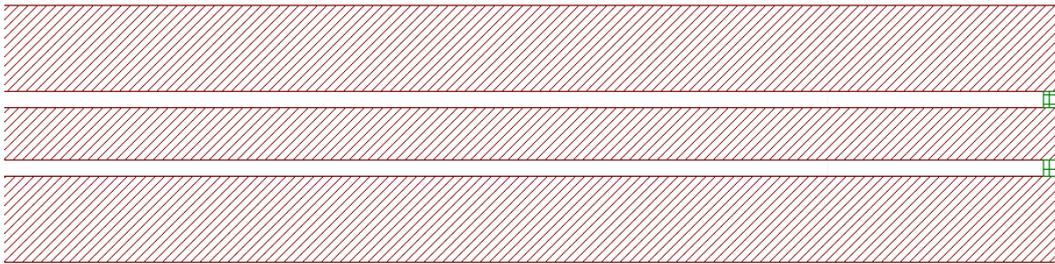


Figura 36. Linha com duas cavidades que serão preenchidas pelos NTCs.

### 4.2.3 Dispositivos concebidos

Os valores medidos devem estar de acordo com os valores simulados. Para assegurar um bom casamento de impedâncias, linhas de impedâncias em torno de  $50 \Omega$  serão realizadas. Linhas com outros valores de impedância também serão realizadas com o intuito de termos vários elementos para caracterização das nanoestruturas.

Na fase de projeto, foram levadas em conta as limitações tecnológicas:  $w_{min}=g_{min}=5\mu m$  e comprimento máximo de alguns milímetros.

Na fase do desenho das máscaras, foram levados em conta os problemas ligados aos alinhamentos das diferentes camadas.

No que diz respeito à linha microfita, linhas de impedância  $60 \Omega$  obtidas para uma largura de pista  $w=5\mu m$  e linhas de impedância  $43 \Omega$  para  $w=10 \mu m$  serão realizadas.

No que diz respeito à linha CPW, linhas de impedância  $63 \Omega$  obtidos para uma largura de pista central  $w=15 \mu m$  e o espaço entre pista central e plano de terra  $g=10 \mu m$ , de impedância  $89 \Omega$  para  $w=5\mu m$  e  $g=10 \mu m$ , de impedância  $53 \Omega$  para  $w=15 \mu m$  e  $g=5 \mu m$  e de impedância  $50 \Omega$  para  $w=30 \mu m$  e  $g=10 \mu m$  serão realizadas.

Para cada uma das linhas descritas, elas são concebidas para três comprimentos diferentes:  $l=1,125mm$ ,  $2,25 mm$  e  $4,5 mm$ .

Os limites da tecnologia utilizada para fabricar os dispositivos não nos permitem ir mais longe em termos de espessura do óxido de silício e, assim, em termo de profundidade da cavidade.

Para cada dimensão, linhas com nanoestruturas em pista metálica e linhas acopladas com cavidades também serão realizadas.

Dispositivos de calibragem como o “OPEN”, o “SHORT” e o “THRU” estão previstos.

Assim, uma máscara compreendendo 93 dispositivos foi realizada (Anexo A). Os dispositivos estão em curso de realização.

## **5 Conclusões e perspectivas**

### ***5.1 Conclusões técnicas***

Um estudo bibliográfico sobre os nanotubos de carbono utilizados no domínio da radiofrequência foi apresentado no capítulo 2. Em seguida, dispositivos RF baseados sobre as linhas de transmissão e de cavidades foram propostos no capítulo 3. A descrição dos métodos de extração foi apresentada no capítulo 4.

Os resultados de simulação das linhas de transmissão RF com PlanarEM, CST e HFSS são mostrados no capítulo 4. Os resultados dados pelos três programas são coerentes e permitem identificar os parâmetros geométricos dos dispositivos a serem realizados. Com base nos resultados de simulação, uma série de dispositivos foi concebida.

Os dispositivos estão em curso de realização e suas medidas são consideradas como perspectiva.

Outra perspectiva é a construção dos mesmos tipos de dispositivos em placa de circuito impresso para a caracterização das nanoestruturas.

### ***5.2 Conclusões não-técnicas***

Ter a oportunidade de realizar um intercâmbio em outro país e, mais especialmente, realizar o estágio em um laboratório de uma universidade francesa, trouxe grande aprendizado tanto do ponto de vista pessoal quanto do profissional.

O estágio possibilitou adquirir conhecimentos e ter contato com informações que não são possíveis de serem vistos durante o curso de engenharia, trazendo um diferencial profissional em relação a outros engenheiros.

Também o aprendizado de uma nova língua, já que todos os documentos redigidos e as apresentações feitas durante a estadia na França obrigavam a imergir por completo no estudo da língua francesa.

## **6 Bibliografia**

- [1] P. J. Burke, “Luttinger Liquid Theory as a Model of the Gigahertz Electrical Properties of Carbon Nanotubes”, IEEE Transactions on Nanotechnology, vol. 1, No. 3, September 2002.
- [2] P. J. Burke, “An RF Circuit Model for Carbon Nanotubes”, IEEE Transactions on Nanotechnology, vol. 2, No. 1, March 2003.
- [3] P. J. Burke and Z. Yu, “Quantitative Theory of Nanowire and Nanotube Antenna Performance”, IEEE Transactions on Nanotechnology, vol. 5, No. 4, July 2006.
- [4] Brevet : Carbon Nonotube RF Filter 2002, D. Hoppe, Caltech
- [5] K. Jensen, J. Weldon, H. Garcia, and A. Zettl, “Nanotube radio”, Nanoletters, vol. 7, No. 11, 2007.
- [6] Maggie Yihong Chen, Dongning Yuan, Jie Liu, and Xuliang Han, “Nanoscale Dipole Antennas Based On Long Carbon Nanotubes”, Proceedings of the 7th IEEE International Conference on Nanotechnology, August 2007.
- [7] Zhu Qi; Wang Rui and Ding Wenwu, “Research on the possibility of nano-tube antenna”, IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, June 2004.
- [8] D. Dragoman, “Electromagnetic wave propagation in dense carbon nanotube arrays”, Journal of Applied Physics, 2006.
- [9] Nikolaus Fichtner and Peter Russer, “On the Possibility of Nanowire Antennas”, Proceedings of the 36th European Microwave Conference, 2006.
- [10] S. Iijima, “Helical microtubules of graphitic carbon”, Nature, vol. 354, pp. 56-58, Nov. 1991.
- [11] Mahmoud A. EL Sabbagh, Samir M. El-Ghazaly, “Frequency-Dependent Circuit Models of Carbon Nanotube Networks”, IEEE 2009.
- [12] M. Dragoman, A. Takacs, H. Hartnagel, R. Plana, “RF NEMS switch based on carbon nanotube vertical tweezers”, IEEE 2008.



- [13] Junhua Wua, Lingbing Kong, “High microwave permittivity of multiwalled carbon nanotube composites”. *Applied Physics Letters*, vol. 84, No. 24, pp.4956-4958, June 2004.
- [14] Wolfgang Hoenlein, Franz Kreupl, Georg Stefan Duesberg, Andrew Peter Graham, Maik Liebau, Robert Viktor Seidel, and Eugen Unger, “Carbon Nanotube Applications in Microelectronics”, *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies*, vol. 27, no. 4, December 2004.
- [15] Chris Rutherglen, Peter Burke, “Nanoelectromagnetics: Circuit and Electromagnetic Properties of Carbon Nanotubes”. *Small*, Vol. 5, No. 8, pp. 884-906.
- [16] Paul L. McEuen, Michael S. Fuhrer, and Hongkun Park, “Single-Walled Carbon Nanotube Electronics”, *IEEE Transactions on Nanotechnology*, vol. 1, no. 1, March 2002.
- [17] Sheng dong Li, Zhen Yu, Sheng-Feng Yen, Burke P.J., and Tang, W.C. “Carbon nanotube GHz nano-resonator”, *International Microwave Symposium*, 2004.
- [18] Mahmoud A. EL Sabbagh, Samir M. El-Ghazaly, “Miniaturized Carbon Nanotube-Based RF Resonator”. *IEEE* 2009.
- [19] Li Yang, Rongwei Zhang, Daniela Staiculescu, C. P. Wong, and Manos M. Tentzeris, “A Novel Conformal RFID-Enabled Module Utilizing Inkjet-Printed Antennas and Carbon Nanotubes for Gas-Detection Applications”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, 2009
- [20] Mahmoud A. EL Sabbagh, Samir M. El-Ghazaly, Hameed A. Naseem, “Carbon Nanotube-Based Planar Transmission Lines”, *IEEE* 2009.
- [21] Chris Rutherglen, Dheeraj Jain, and Peter Burke, “RF resistance and inductance of massively parallel single walled carbon nanotubes: Direct, broadband measurements and near perfect 50  $\Omega$  impedance matching”, *Applied Physics Letters*, 2008.
- [22] N. N. Al Moayed', U.A. Khan', M. Oboll, S. Gupta, M. N. Afsar, “Characterization of Single- and Multi-walled Carbon Nanotubes at Microwave Frequencies”. *Instrumentation and Measurement Technology Conference - IMTC 2007 Warsaw, Poland*, May 1-3, 2007.
- [23] David M. Pozar, “*Microwave Engineering*”. Third edition, 2005.
- [24] P. Ferrari, B. Fléchet, and G. Anghieux, “Time Domain Characterization of Lossy Arbitrary Characteristic Impedance Transmission Lines”, *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 4, no. 6, June 1994.

- [25] M. Mangan, et al., “De-embedding transmission line measurements for accurate modeling of IC designs”, IEEE transactions on electron devices, vol. 53, no. 2, February 2006.

## **Estimativa financeira**

Os custos deste projeto podem ser divididos em três categorias:

- Custos de escritório (*computador, eletricidade, cadeira, mesa, ventilador, folhas, fotocópias*).
- Custos de material técnico (*licenças dos programas Ansoft Designer, Ansoft HFSS, CST e Matlab*), *concepção dos dispositivos e utilização dos nanotubos de carbono*.
- *Pagamento ao estagiário*.

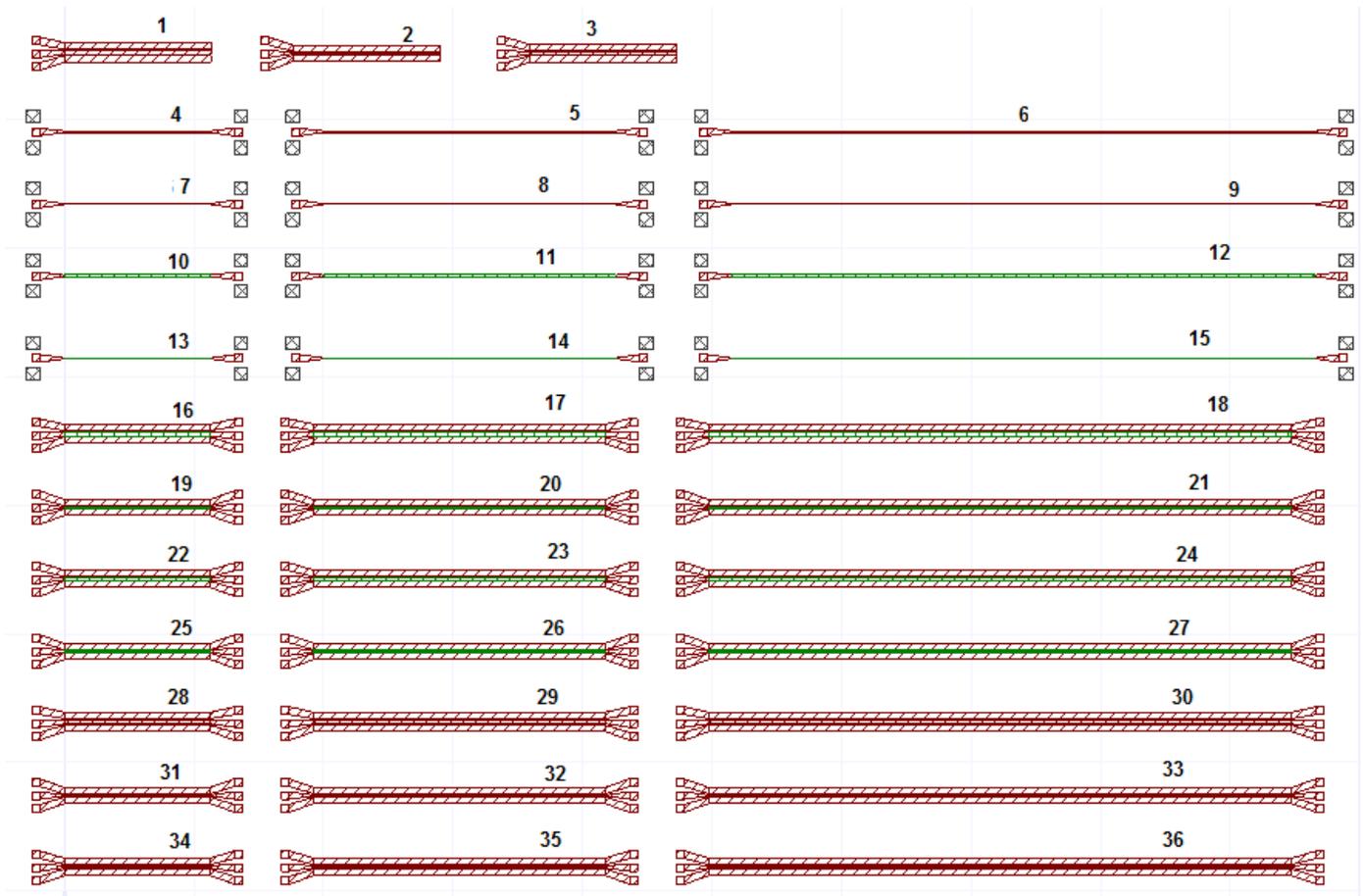
<b>Despesas</b>	<b>Descrição das despesas</b>	<b>Custo estimado</b>
<b><i>Escritório</i></b>	<i>Estrutura física do escritório de pesquisa</i>	300,00 €* 
<b><i>Material técnico</i></b>	<i>Licenças dos programas de simulação</i>	3240,00 €* 
	<i>Dispositivos concebidos</i>	2000,00 € 
	<i>Utilização de nanotubos de carbono</i>	250,00 €** 
<b><i>Pagamento ao estagiário</i></b>		2085,00 € 
<b>TOTAL</b>		7875,00 €

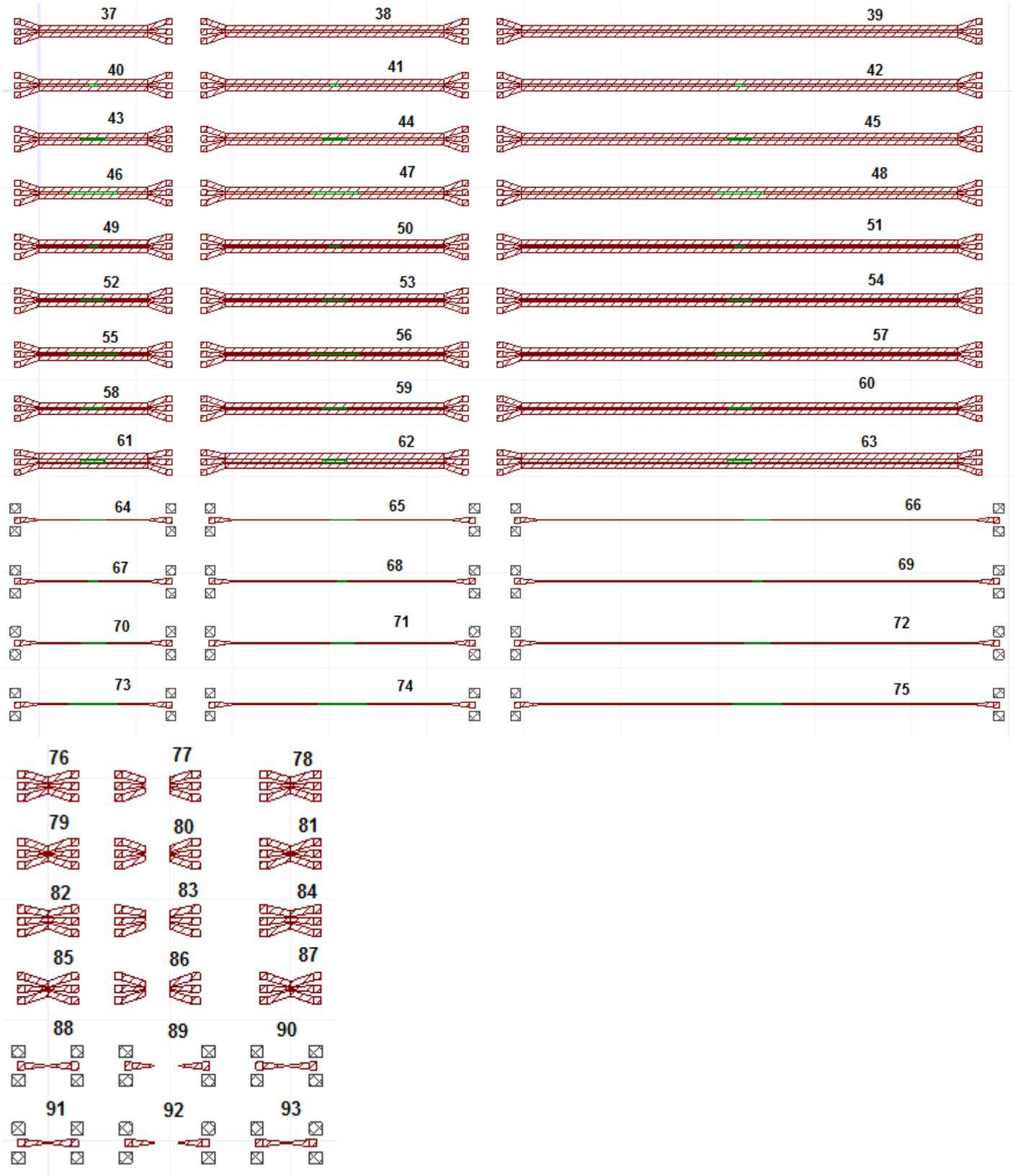
\*Custo equivalente a 5 meses de utilização.

\*\*Custo por quilo.

## Anexo A

Plano de dispositivos de medida utilizados para caracterizar as nanoestruturas:





Tabelas de dispositivos de medida utilizados para caracterizar as nanoestruturas (valores correspondentes à estrutura no plano acima)

<i>Medidas de reflexão (cavidade quadrada <math>l=10\ \mu\text{m}</math>)</i>	
1. $G=10\ \mu\text{m}$ e $W=30\ \mu\text{m}$	$L=1,125\text{mm}$
2. $G=10\ \mu\text{m}$ e $W=5\ \mu\text{m}$	$L=1,125\text{mm}$
3. $G=10\ \mu\text{m}$ e $W=15\ \mu\text{m}$	$L=1,125\text{mm}$

<i>Linhas microfita</i>			
$W=10\ \mu\text{m}$	4. $L=1,125\text{mm}$	5. $L=2,5\text{mm}$	6. $L=4,5\text{mm}$
$W=5\ \mu\text{m}$	7. $L=1,125\text{mm}$	8. $L=2,5\text{mm}$	9. $L=4,5\text{mm}$

<i>Nanotubos substituindo a pista metálica – microfita</i>			
$W=10\ \mu\text{m}$	10. $L=1,125\text{mm}$	11. $L=2,5\text{mm}$	12. $L=4,5\text{mm}$
$W=5\ \mu\text{m}$	13. $L=1,125\text{mm}$	14. $L=2,5\text{mm}$	15. $L=4,5\text{mm}$

<i>Nanotubos substituindo a pista metálica – CPW</i>			
$G=10\ \mu\text{m}$ e $W=30\ \mu\text{m}$	16. $L=1,125\text{mm}$	17. $L=2,5\text{mm}$	18. $L=4,5\text{mm}$
$G=10\ \mu\text{m}$ e $W=5\ \mu\text{m}$	19. $L=1,125\text{mm}$	20. $L=2,5\text{mm}$	21. $L=4,5\text{mm}$
$G=10\ \mu\text{m}$ e $W=15\ \mu\text{m}$	22. $L=1,125\text{mm}$	23. $L=2,5\text{mm}$	24. $L=4,5\text{mm}$
$G=5\ \mu\text{m}$ e $W=15\ \mu\text{m}$	25. $L=1,125\text{mm}$	26. $L=2,5\text{mm}$	27. $L=4,5\text{mm}$

<i>Linhas CPW</i>			
$G=10\ \mu\text{m}$ e $W=30\ \mu\text{m}$	28. $L=1,125\text{mm}$	29. $L=2,5\text{mm}$	30. $L=4,5\text{mm}$
$G=10\ \mu\text{m}$ e $W=5\ \mu\text{m}$	31. $L=1,125\text{mm}$	32. $L=2,5\text{mm}$	33. $L=4,5\text{mm}$
$G=10\ \mu\text{m}$ e $W=15\ \mu\text{m}$	34. $L=1,125\text{mm}$	35. $L=2,5\text{mm}$	36. $L=4,5\text{mm}$
$G=5\ \mu\text{m}$ e $W=15\ \mu\text{m}$	37. $L=1,125\text{mm}$	38. $L=2,5\text{mm}$	39. $L=4,5\text{mm}$

<i>Linhas de transmissão e suas cavidades – CPW</i>			
$G=5\ \mu\text{m}$ e $W=15\ \mu\text{m}$ e $c=100\ \mu\text{m}$	40. $L=1,125\text{mm}$	41. $L=2,5\text{mm}$	42. $L=4,5\text{mm}$
$G=5\ \mu\text{m}$ e $W=15\ \mu\text{m}$ e $c=250\ \mu\text{m}$	43. $L=1,125\text{mm}$	44. $L=2,5\text{mm}$	45. $L=4,5\text{mm}$
$G=5\ \mu\text{m}$ e $W=15\ \mu\text{m}$ e $c=500\ \mu\text{m}$	46. $L=1,125\text{mm}$	47. $L=2,5\text{mm}$	48. $L=4,5\text{mm}$

<i>Linhas de transmissão e suas cavidades – CPW</i>			
$G=10\ \mu\text{m}$ e $W=15\ \mu\text{m}$ e $c=100\ \mu\text{m}$	49. $L=1,125\text{mm}$	50. $L=2,5\text{mm}$	51. $L=4,5\text{mm}$
$G=10\ \mu\text{m}$ e $W=15\ \mu\text{m}$ e $c=250\ \mu\text{m}$	52. $L=1,125\text{mm}$	53. $L=2,5\text{mm}$	54. $L=4,5\text{mm}$
$G=10\ \mu\text{m}$ e $W=15\ \mu\text{m}$ e $c=500\ \mu\text{m}$	55. $L=1,125\text{mm}$	56. $L=2,5\text{mm}$	57. $L=4,5\text{mm}$

<i>Linhas de transmissão e suas cavidades – CPW</i>			
$G=10\ \mu\text{m}$ e $W=5\ \mu\text{m}$ e $c=250\ \mu\text{m}$	58. $L=1,125\text{mm}$	59. $L=2,5\text{mm}$	60. $L=4,5\text{mm}$

<i>Linhas de transmissão e suas cavidades - CPW</i>			
$G=10\ \mu\text{m}$ e $W=30\ \mu\text{m}$ e $c=250\ \mu\text{m}$	61. $L=1,125\text{mm}$	62. $L=2,5\text{mm}$	63. $L=4,5\text{mm}$

<i>Linhas de transmissão e suas cavidades – microfita</i>			
$W=5\ \mu\text{m}$ e $c=250\ \mu\text{m}$	64. $L=1,125\text{mm}$	65. $L=2,5\text{mm}$	66. $L=4,5\text{mm}$

<i>Linhas de transmissão e suas cavidades – microfita</i>			
$W=10\ \mu\text{m}$ e $c=100\ \mu\text{m}$	67. $L=1,125\text{mm}$	68. $L=2,5\text{mm}$	69. $L=4,5\text{mm}$
$W=10\ \mu\text{m}$ e $c=250\ \mu\text{m}$	70. $L=1,125\text{mm}$	71. $L=2,5\text{mm}$	72. $L=4,5\text{mm}$
$W=10\ \mu\text{m}$ e $c=500\ \mu\text{m}$	73. $L=1,125\text{mm}$	74. $L=2,5\text{mm}$	75. $L=4,5\text{mm}$

<i>Dispositivos de calibragem – CPW</i>			
$G=10\ \mu\text{m}$ e $W=15\ \mu\text{m}$	76. Thru	77. Open	78. Short

<i>Dispositivos de calibragem – CPW</i>			
<i>G=10 μm e W=5 μm</i>	<i>79. Thru</i>	<i>80. Open</i>	<i>81. Short</i>

<i>Dispositivos de calibragem – CPW</i>			
<i>G=10 μm e W=30μm</i>	<i>82. Thru</i>	<i>83. Open</i>	<i>84. Short</i>

<i>Dispositivos de calibragem – CPW</i>			
<i>G=5 μm e W=15 μm</i>	<i>85. Thru</i>	<i>86. Open</i>	<i>87. Short</i>

<i>Dispositivos de calibragem – microfita</i>			
<i>W=5 μm</i>	<i>88. Thru</i>	<i>89. Open</i>	<i>90. Short</i>

<i>Dispositivos de calibragem – microfita</i>			
<i>W=10 μm</i>	<i>91. Thru</i>	<i>92. Open</i>	<i>93. Short</i>



## RELATÓRIO DE ESTÁGIO

### GRENOBLE INP ESISAR 2009/2010

**Palavras-chave** : RF/microondas, nanotubo de carbono, nanoestruturas, linhas de transmissão, cavidade, caracterização, simulação eletromagnética.

**Resumo** : O mercado para dispositivos em Radiofrequência e microondas sempre exige miniaturização e redução de custos. Desde a construção de radio receptor de um único nanotubo de carbono (NTC)[5], extensiva pesquisa está sendo realizada para caracterizar suas propriedades e para desenvolver novas aplicações para estruturas de nanomaterial.

Este trabalho concentra-se em desenvolver modelos em RF para estruturas em nanomaterial, sendo um passo necessário para explorar novas potenciais aplicações.

**Keywords** : RF/microwave , carbon nanotube (CNT), nanostructures, transmission lines, cavity, characterisation, simulations.

**Abstract** : The commercial market for RF/microwave devices always demands miniaturization and cost reduction. Since the construction of a fully functional radio receiver from a single carbon nanotube (CNT) [5], extensive research is being carried to characterize their properties and to develop new applications for nanomaterial structures.

This work focuses on developing RF models for nanomaterial structures, which is a necessary step for exploring new potential applications.