



Universidade de Brasília – UnB
Faculdade UnB Gama – FGA
Engenharia Eletrônica

**Projeto e estimativa de desempenho/qualidade
de um *Mixer Upconverter* para um Transceptor
ZigBee utilizando Transistores de Efeito de
Campo de Nanotubos de Carbono**

Autor: Lucas Luan Araújo Barbosa
Orientador: Prof. Dr. Wellington Avelino do Amaral

Brasília, DF
2018



Lucas Luan Araújo Barbosa

**Projeto e estimativa de desempenho/qualidade de um
Mixer Upconverter para um Transceptor ZigBee
utilizando Transistores de Efeito de Campo de
Nanotubos de Carbono**

Monografia submetida ao curso de graduação em Engenharia Eletrônica da Universidade de Brasília, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Universidade de Brasília – UnB

Faculdade UnB Gama – FGA

Orientador: Prof. Dr. Wellington Avelino do Amaral

Brasília, DF

2018

Lucas Luan Araújo Barbosa

Projeto e estimativa de desempenho/qualidade de um *Mixer Upconverter* para um Transceptor ZigBee utilizando Transistores de Efeito de Campo de Nanotubos de Carbono/ Lucas Luan Araújo Barbosa. – Brasília, DF, 2018-
89 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Wellington Avelino do Amaral

Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade de Brasília – UnB
Faculdade UnB Gama – FGA , 2018.

1. CCAM. 2. Transceptor. I. Prof. Dr. Wellington Avelino do Amaral. II. Universidade de Brasília. III. Faculdade UnB Gama. IV. Projeto e estimativa de desempenho/qualidade de um *Mixer Upconverter* para um Transceptor ZigBee utilizando Transistores de Efeito de Campo de Nanotubos de Carbono

CDU 02:141:005.6

Lucas Luan Araújo Barbosa

**Projeto e estimativa de desempenho/qualidade de um
Mixer Upconverter para um Transceptor ZigBee
utilizando Transistores de Efeito de Campo de
Nanotubos de Carbono**

Monografia submetida ao curso de graduação em Engenharia Eletrônica da Universidade de Brasília, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Trabalho aprovado. Brasília, DF, 03 de dezembro de 2018 – Data da aprovação do trabalho:

**Prof. Dr. Wellington Avelino do
Amaral**
Orientador

Prof. Dr. Cristiano Jacques Miosso
Convidado 1

Prof. Dr. Leonardo Aguayo
Convidado 2

Brasília, DF
2018

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus. Em segundo, queria agradecer imensamente aos meus pais e familiares que sempre me apoiaram em tudo na minha vida e me fizeram acreditar nos meus sonhos e potenciais.

Agradeço a todos os meus amigos de graduação que me apoiaram em momentos que tive dificuldades sem medir esforços. Agradeço imensamente ao meu amigo Helton, que me ajudou grandemente para que este trabalho se concretizasse e também ao Reinaldo, pois sem sua contribuição seria impossível trabalhar com o modelo CCAM aqui adotado.

Por fim, agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Wellington Amaral pelo apoio e conhecimentos adquiridos nesse período de trabalho.

*“Quando tudo parecer dar errado em sua vida,
lembre-se que o avião decola contra o vento, e não a favor dele.”
(Henry Ford)*

Resumo

Dispositivos RF (Radiofrequência) fazem parte do mercado em expansão de IoT (internet das coisas) em que padrões de comunicação sem fio são essenciais. O padrão Zigbee/IEEE 802.15.4 define um conjunto de protocolos de comunicação sem fio de curto alcance, operando na banda de frequência de $2.4GHz$ a uma taxa máxima de dados de $250kbps$, oferecendo soluções mais econômicas, confiáveis e de baixa potência em aplicações de IoT. Este trabalho compreende no desenvolvimento de um *mixer upconverter* com tecnologia baseada em nanotubos de carbono para transceptores RF que utilizam o padrão de comunicação ZigBee. A metodologia empregada para o projeto foi a top-down, utilizando o modelo CCAM descrito em Verilog-A no desenvolvimento do *mixer*. O modelo CCAM apresentou um empecilho com relação a seu grande número de parâmetros elétricos que devem ser alterados ao modificar-se os parâmetros físicos. Realizando um estudo de quão poluído com nanotubos metálicos o CNTFET pode ser para atingir as especificações do *mixer upconversion*, afirma-se que é garantido atingir linearidade, potência dissipada e ganho de conversão variando de 0% de nanotubos metálicos até uma pureza de 0.5%. Ao aumentar as frações metálicas para 0.8%, já não é garantido a linearidade do *mixer*.

Palavras-chave: Mixer Upconverter. CNTFET. Transceptor. ZigBee. CCAM.

Abstract

The IoT market is growing faster and the necessity of wireless protocols optimized for this application is mandatory. The Zigbee/IEEE 802.15.4 protocol define a group of specifications for short range communication in the 2.4GHz band, in a maximum data rate of 250 Kbps, offering an economic, reliable and low power solution for IoT applications. The present work describes the design of an upconverter mixer for a Zigbee transceiver. The circuit was developed using a technology based on carbon nanotube field-effect transistors (CNTFets). The project followed the top-down methodology principles and the transistors were modeled using a verilog-A description named CCAM. The main study conducted was focused on finding the limit of metallic tubes the transistors can have, and still achieve the zigbee protocol specifications.

Key-word: Upconverter mixer. CNTFET. Transceptor. ZigBee. CCAM.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Comparando o padrão ZigBee com o Bluetooth e IEEE 802.11b, traduzido e adaptado de (FARAHANI, 2008).	31
Figura 2 – Classes de redes <i>wireless</i> de curto alcance, traduzido e adaptado de (FARAHANI, 2008).	32
Figura 3 – Camadas de protocolo de rede sem fio ZigBee, traduzido e adaptado de (FARAHANI, 2008).	33
Figura 4 – (a) Grafeno, um material 2D que serve de estrutura básica para alótropos de carbono em todas as dimensões. Pode (b) formar um fulereno, (c) ser enrolado na forma de um nanotubo ou (d) ser empilhado formando a grafite (GEIM; NOVOSELOV, 2007).	36
Figura 5 – Estrutura do C_{60} , o mais representativo dos fulerenos (SANTOS et al., 2010).	36
Figura 6 – Diagrama de uma folha de grafeno (DRESSELHAUS; AVOURIS, 2001).	39
Figura 7 – Estruturas geométricas de NCPSS. (a) nanotubo armchair (5,5), (b) nanotubo zigue-zague (9,0) e (c) nanotubo chiral (10,5) (DRESSELHAUS; AVOURIS, 2001).	39
Figura 8 – Diagrama esquemático do aparelho de formação de CNT pelo método de descarga em arco (ANDO et al., 2004).	45
Figura 9 – Imagem TEM (do inglês transmission electron microscope ou microscopia eletrônica de transmissão) de um MWNT com uma ponta em forma de cone (SAITO, 2010).	45
Figura 10 – Diagrama esquemático do aparato de vaporização a laser para produção de nanotubos de carbono (MENEZES et al., 2008).	46
Figura 11 – Esquemático de um CNTFET (AVOURIS; CHEN; PEREBEINOS, 2007).	50
Figura 12 – Layout multi-dedo de um CNTFET multi-tubo (CLAUS; SCHRÖTER, 2009).	50
Figura 13 – Circuito elétrico equivalente do modelo compacto (SCHRÖTER et al., 2015).	53
Figura 14 – Espectro de $m(t)_{BB}$, adaptado de (LATHI, 1998).	56
Figura 15 – Espectro de 5.6, adaptado de (LATHI, 1998).	57
Figura 16 – Função do <i>mixer</i> em um transceptor genérico, traduzido e adaptado de (RAZAVI, 2011).	58
Figura 17 – <i>Mixer</i> usando uma chave ideal, adaptado de (RAZAVI, 2011).	58
Figura 18 – (a) Mecanismo de passagem em um <i>mixer</i> , (b) caminhos de passagem em um <i>mixer</i> MOS (RAZAVI, 2011).	59

Figura 19 – <i>Mixer</i> passivo de balanceamento simples, adaptado de (RAZAVI, 2011).	60
Figura 20 – <i>Mixer</i> passivo de balanceamento duplo, adaptado de (RAZAVI, 2011).	60
Figura 21 – Transmissor genérico (RAZAVI, 2011).	61
Figura 22 – (a) <i>Mixer</i> passivo de balanceamento duplo, (b) uso de ressonância para aumentar a largura de banda (RAZAVI, 2011).	62
Figura 23 – Somatório das saídas em quadratura (RAZAVI, 2011).	63
Figura 24 – <i>Mixer upconversion</i> ativo (RAZAVI, 2011).	64
Figura 25 – (a) Célula de Gilbert como um <i>mixer upconversion</i> , (b) <i>mixer</i> com estágio de entrada dobrado (RAZAVI, 2011).	64
Figura 26 – Ambiente de projeto top-down de sinais mistos, traduzido e adaptado de (MURAYAMA; GENDAI, 1996).	66
Figura 27 – Esquemático do <i>Mixer Upconversion</i> .	67
Figura 28 – Esquemático do <i>Mixer Upconversion</i> .	68
Figura 29 – Esquemático para extração do fator de qualidade do indutor do circuito tanque.	69
Figura 30 – Fator de qualidade do indutor.	69
Figura 31 – Metodologia de projeto aplicada ao <i>mixer upconversion</i> .	70
Figura 32 – Esquemático para simulação da frequência de trânsito e corrente de dreno.	71
Figura 33 – Simulação da frequência de trânsito do transistor MOSFET.	71
Figura 34 – Simulação da corrente de dreno do transistor MOSFET.	72
Figura 35 – Testbench para simulação do ganho de conversão do <i>mixer upconversion</i> MOSFET.	72
Figura 36 – Resultado da simulação do ganho de conversão do <i>mixer upconversion</i> MOSFET.	73
Figura 37 – Resultado da simulação do ganho de conversão do <i>mixer upconversion</i> MOSFET alterando a potência dissipada.	74
Figura 38 – Frequência de trânsito do CNTFET para 0.01% de nanotubos metálicos.	74
Figura 39 – Resultado da simulação do ganho de conversão do <i>mixer upconversion</i> MOSFET alterando a potência dissipada.	75
Figura 40 – Esquemático do <i>mixer</i> CNTFET com multiplicidade igual a 5 no estágio de transcondutância.	76
Figura 41 – Ganho de conversão para 0% de nanotubos metálicos.	77
Figura 42 – P_{1dB} para 0% de nanotubos metálicos.	77
Figura 43 – Potência dissipada pelo <i>mixer</i> para 0% de nanotubos metálicos.	78
Figura 44 – P_{1dB} para 0.5% de nanotubos metálicos.	79
Figura 45 – Ganho de conversão para 0.8% de nanotubos metálicos.	79
Figura 46 – P_{1dB} para 0.5% de nanotubos metálicos.	80
Figura 47 – P_{1dB} para 0.8% de nanotubos metálicos.	80

Figura 48 – Potência dissipada pelo <i>mixer</i> para 0.5% de nanotubos metálicos. . . .	81
Figura 49 – Potência dissipada pelo <i>mixer</i> para 0.8% de nanotubos metálicos. . . .	81
Figura 50 – Comportamento do <i>mixer upconversion</i> para 0.5% de nanotubos metálicos.	82

Lista de tabelas

Tabela 1 – Pureza dos CNTs disponíveis comercialmente, traduzido e adaptado de (VASHIST et al., 2011).	52
Tabela 2 – Especificações <i>Mixer Upconversion</i>	66
Tabela 3 – Parâmetros do modelo CCAM.	74
Tabela 4 – Quadro geral.	84

Lista de abreviaturas e siglas

APL	Camada de aplicação (do inglês, <i>Application Layer</i>)
ASK	Chaveamento de deslocamento de amplitude (do inglês, <i>Amplitude-shift keying</i>)
BPSK	Chaveamento de mudança de fase binária (do inglês, <i>Binary Phase Shift Keying</i>)
CCAM	Modelo de Transistor de Efeito de Campo de Nanotubo de Carbono Compacto (do inglês, <i>Compact Carbon Nanotube Field-Effect Transistor Model</i>)
CMOS	Semicondutor Complementar de Óxido Metálico (do inglês, <i>Complementary Metal Oxide Semiconductor</i>)
CNT	Nanotubos de Carbono (do inglês, <i>Carbon Nanotubes</i>)
CNTFET	Transistor de Efeito de Campo de Nanotubos de Carbono (do inglês, <i>Carbon Nanotube Field-Effect Transistor</i>)
CVD	Deposição por Vapor Químico (do inglês, <i>Chemical Vapour Deposition</i>)
DAC	Conversor Digital-Analógico (do inglês, <i>Digital-to-Analog Converter</i>)
DC	Corrente Direta (do inglês, <i>Direct Current</i>)
DSB	Banda lateral dupla (do inglês, <i>Double-Sideband</i>)
FET	Transistor de Efeito de Campo (do inglês, <i>Field Effect Transistor</i>)
HR	Taxas altas (do inglês, <i>High Rates</i>)
HRTEM	Microscopia Eletrônica de Transmissão de Alta Resolução (do inglês, <i>High-Resolution Transmission Electron Microscopy</i>)
IF	Frequência intermediária (do inglês, <i>Intermediate Frequency</i>)
IoT	Internet das Coisas (do inglês, <i>Internet of Things</i>)
IR	Infravermelho (do inglês, <i>Infra-red</i>)
ISM band	Banda de rádio Industrial, Científica e Médica (do inglês, <i>Industrial, Scientific and Medical Radio Band</i>)

ITRS	Roteiro Internacional de Tecnologia para Semicondutores (do inglês, <i>International Technology Roadmap for Semiconductors</i>)
IUPAC	União Internacional de Química Pura e Aplicada (do inglês, <i>International Union of Pure and Applied Chemistry</i>)
LAN	Rede local (do inglês, <i>Local Area Network</i>)
LO	Oscilador local (do inglês, <i>Local Oscillator</i>)
LR	Taxas baixas (do inglês, <i>Low Rate</i>)
LR-WPAN	Rede de Área Pessoal Sem Fio de Baixa Taxa (do inglês, <i>Lower Rate Wireless Personal Area Network</i>)
MAC	Controle de acesso de mídia (do inglês, <i>Media Access Control</i>)
MOSFET	Transistor de efeito de campo de semicondutor de óxido metálico (do inglês, <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
MR	Taxas médias (do inglês, <i>Medium Rate</i>)
MWNTs	Nanotubos de Múltiplas Paredes (do inglês, <i>Multi-Walls Nanotubes</i>)
NWK	Camada de rede (do inglês, <i>Network Layer</i>)
O-QPSK	Chaveamento de deslocamento de fase de quadratura deslocada (do inglês, <i>Offset Quadrature Phase Shift Keying</i>)
PA	Amplificador de potência (do inglês, <i>Power Amplifier</i>)
PECVD	Deposição por vapor químico melhorada por plasma (do inglês, <i>Plasma-Enhanced Chemical Vapor Deposition</i>)
PHY	Camada física (do inglês, <i>Physical layer</i>)
QPSS	Estado estacionário quase periódico (do inglês, <i>Quasi Periodic Steady State</i>)
RF	Radiofrequência
RX	Receptor (do inglês, <i>Receiver</i>)
SiC	Carbeto de Silício
SWNTs	Nanotubos de Parede Única (do inglês, <i>Single-Wall Nanotubes</i>)
TX	Transmissor (do inglês, <i>Transmitter</i>)

TEP	Potência Termoelétrica (do inglês, <i>Thermoelectric Power</i>)
WLAN	Rede local sem fio (do inglês, <i>Wireless Local Area Network</i>)
WPAN	Rede Pessoal Sem Fio (do inglês, <i>Wireless Personal Area Network</i>)

Lista de símbolos

\mathbf{C}_h	vetor quiral
θ	ângulo quiral
\mathbf{T}	vetor de translação unidimensional fundamental
E	módulo de Young ou <i>módulo de elasticidade</i>
k_a	constante de Hooke axial
K	rigidez à flexão
Q	quantidade de calor
k	condutibilidade térmica
ZT	figura de mérito para aplicações termoelétricas
σ	condutância elétrica
S	coeficiente de Seebeck
T	temperatura
G	condutância
λ_{eff}	caminho médio livre efetivo
\mathcal{F}	transformada de Fourier
\iff	símbolo usado para identificar um sinal no domínio do tempo (à esquerda) e domínio da frequência (à direita)
ω	frequência angular
δ	impulso unitário

Sumário

1	INTRODUÇÃO	27
1.1	Objetivo Geral	28
1.2	Objetivos Específicos	28
2	INTERNET DAS COISAS E ZIGBEE	29
2.1	Internet das Coisas	29
2.2	ZigBee	30
2.2.1	O que é ZigBee?	30
2.2.2	Comparação entre os padrões ZigBee, Bluetooth e IEEE 802.11	30
2.2.3	Classes de Rede <i>wireless</i> de curto alcance	31
2.2.4	A relação entre os padrões ZigBee e IEEE 802.15.4	32
2.2.4.1	Funções das Camadas de Rede ZigBee e IEEE 802.15.4	32
2.2.5	Frequências de Operação	33
3	NANOTUBOS DE CARBONO	35
3.1	Introdução	35
3.1.1	Contexto Histórico	36
3.1.2	Tipos de CNT	37
3.1.2.1	Nanotubos de Carbono de Parede Simples (SWNTs)	37
3.1.2.2	Nanotubos de Carbono de Paredes Múltiplas (MWNTs)	40
3.2	Propriedades do CNT	40
3.2.1	Propriedades Mecânicas	40
3.2.2	Propriedades Térmicas	41
3.2.3	Propriedades Elétricas	42
3.3	Métodos de produção do CNT	44
3.3.1	Descarga por Arco Elétrico	44
3.3.2	Vaporização a Laser	45
3.3.3	Deposição por Vapor Químico (CVD)	46
3.3.3.1	CVD Térmico	47
3.3.3.2	CVD aprimorada por plasma	47
4	TRANSISTOR DE EFEITO DE CAMPO DE NANOTUBOS DE CARBONO	49
4.1	Introdução	49
4.2	Estado da Arte	51
4.3	Modelo CCAM	51

5	MISTURADORES DE FREQUÊNCIA	55
5.1	Considerações Gerais	55
5.2	Parâmetros de Desempenho	57
5.2.1	Ruído e Linearidade	57
5.2.2	Ganho	58
5.2.3	Passagem Direta Porta-a-Porta	59
5.3	Mixers de Balanceamento Simples e Balanceamento Duplo	59
5.4	Mixers Upconversion	60
5.4.1	Requisitos de Desempenho	61
5.4.2	Topologias de <i>Mixers Upconversion</i>	61
5.4.2.1	<i>Mixers</i> Passivos	61
5.4.2.2	<i>Mixers</i> Ativos	63
6	PROJETO DO MIXER UPCONVERSION	65
6.1	Metodologia Top-Down para o projeto do <i>Mixer Upconversion</i>	65
6.2	Topologia	66
6.3	Projeto Elétrico do <i>Mixer</i> e Simulações	66
6.3.1	Circuito Tanque	66
6.3.2	Metodologia de projeto	68
6.3.3	<i>Mixer</i> MOSFET	70
6.3.3.1	Simulações de Desempenho	71
6.3.4	<i>Mixer</i> CNTFET	73
6.3.4.1	Ganho de conversão	76
6.3.4.2	Linearidade	76
6.3.4.3	Potência Dissipada	78
6.3.5	<i>Mixer</i> CNTFET com Nanotubos Metálicos	78
6.3.5.1	Ganho de Conversão	79
6.3.5.2	Linearidade	79
6.3.5.3	Potência Dissipada	81
6.3.5.4	Funcionamento do <i>Mixer Upconversion</i>	82
7	RESULTADOS E DISCUSSÕES	83
7.1	Quadro Geral	83
8	CONCLUSÕES	85
	REFERÊNCIAS	87

1 Introdução

A IoT (Internet das Coisas) é um conceito tecnológico de comunicação inteligente de objetos presentes no nosso cotidiano que podem ser controlados e monitorados por meio de atuadores e sensores. Esses objetos com identidade única são conectados a uma rede que provê compartilhamento de informações entre os dispositivos conectados a ela, sendo que essas informações combinadas permitem o fornecimento de serviços a pessoas e empresas.

Observou-se nos últimos anos uma grande demanda por transceptores de RF (Radiofrequência) integrados para redes de sensoriamento e aplicações WPAN (Rede pessoal sem fio), dando origem a uma grande atenção aos transceptores de baixa potência em um único chip operando na banda de $2,4GHz$. A conectividade *wireless* de um grande número de aplicações industriais e residenciais possui requisitos de dados de transmissão modestos, mas exige comunicação confiável e segura usando sistemas de rádio simples, baixo custo e baixo consumo de energia.

O padrão IEEE 802.15.4 e a tecnologia *wireless* Zigbee são projetados para satisfazer as necessidades do mercado de uma tecnologia de rede *wireless* flexível, baseada em padrão e baixo custo, que oferece os requisitos mencionados acima, assim como interoperabilidade e segurança para aplicações de controle e monitoramento com baixa taxa de dados (LE, 2004).

Um problema da tecnologia atual é a redução do tamanho dos dispositivos CMOS (Semicondutor Complementar de Óxido Metálico) que está se aproximando cada vez mais de limites fundamentais, exigindo que sejam feitas buscas por novos conceitos físicos assim como o desenvolvimento de novas tecnologias para nanodispositivos. A partir dessa premissa, dispositivos baseados em nanotubo de carbono vêm ganhando um crescente espaço em pesquisas relacionadas ao desenvolvimento de nanodispositivos.

Para melhorar as arquiteturas dos dispositivos atuais, pesquisadores estudam novas fontes de matérias que sejam mais baratas e apresentem melhores desempenhos que a tecnologia anterior, chamadas de tecnologias emergentes. Uma dessas tecnologias é a do nanotubo de carbono (CNT), composta por um elemento químico de alta abundância na atmosfera e apresenta desempenhos melhores que a tecnologia a base de silício. Para que esse material possa competir com a tecnologia atual, vários projetos estão sendo desenvolvidos na área da eletrônica analógica, assim como este trabalho que visa desenvolver um *mixer* a base de CNTFETs (Transistor de Efeito de Campo de Nanotubos de Carbono).

Os CNTFETs vêm se mostrando como um dos nanodispositivos mais promissores do ponto de vista de integração em sistemas nanoeletrônicos de chips, prometendo

expandir as limitações encontradas pelos dispositivos a base de silício, entrando no domínio quântico devido suas dimensões físicas. Para se trabalhar com CNTFETs, utiliza-se de modelos que descrevem o comportamento do transistor matematicamente, um desses modelos é o modelo CCAM (Modelo de Transistor de Efeito de Campo de Nanotubos de Carbono), que é descrito em Verilog-A e assim pode ser usado em diversos programas de simulação de circuitos analógicos, permitindo o desenvolvimento de novas aplicações utilizando nanotubos de carbono.

Este trabalho irá atacar no desenvolvimento de um *mixer* responsável por mandar o sinal para altas frequências em um transceptor, ou seja, *upconverter*. Situado no caminho de transmissão de um transceptor, o *mixer upconversion* multiplica no domínio do tempo um sinal de frequência intermediária por um oscilador local, modulando o sinal e em seguida passa por um amplificador de potência antes de ser entregue a antena de transmissão. Com isso, será utilizado CNTFETs no projeto do *mixer* com o objetivo de realizar um estudo da tecnologia e comparações com resultados já obtidos anteriormente de um *mixer upconversion* que utilizava transistores MOSFETs (Transistor de Efeito de Campo de Semicondutor de Óxido Metálico). Devido seu baixo consumo de potência, os nanotubos de carbono contribuem fortemente para aplicações IoT.

1.1 Objetivo Geral

Este trabalho tem por objetivo o projeto de um *mixer upconverter* destinado a um transceptor RF que utiliza o padrão de comunicação ZigBee.

1.2 Objetivos Específicos

Projetar um *mixer* baseado na tecnologia CNTFET (Transistor de Efeito de Campo de Nanotubos de Carbono) e analisar a viabilidade da substituição dos transistores CMOS para CNTFET nos dispositivos transceptores. Para isso, foi utilizado o modelo CCAM (Modelo de Transistor de Efeito de Campo de Nanotubo de Carbono Compacto), um modelo em Verilog-A para simulações (SPICE) de circuitos. O CCAM é um modelo compacto de nanotubos de carbono semi-físicos que descreve com precisão a forma DC e as características de pequenos sinais dos FETs fabricados com nanotubos de carbono (CNTFETs). Esse é um modelo compatível com a plataforma *Cadence*, onde foi utilizado a combinação dos CNTFETs com elementos passivos baseados na tecnologia 0,13 μ m CMOS para realizar as simulações deste projeto.

2 Internet das Coisas e ZigBee

2.1 Internet das Coisas

Internet das coisas (IoT) relaciona-se a um conceito tecnológico onde objetos do cotidiano conectados à internet podem ser monitorados e controlados inteligentemente por meio de sensores, atuadores, smartphones etc.

A IoT, tida como sendo a nova revolução da internet, é um conceito que está fora do âmbito das tecnologias, pois não deriva delas, e sim as utiliza para cumprir uma série de funcionalidades (FILHO, 2016). As tecnologias associadas ao conceito são muitas, e apenas para citar algumas, temos as que se referem à conexão física dos objetos ou de infraestrutura básica, como as conexões cabeadas e as conexões sem fio. A IoT estende-se a diversos dispositivos, objetos físicos e virtuais com identidade única e conectados a uma rede, permitindo que esta rede realize o compartilhamento de informações destes dispositivos, de forma que essas informações combinadas forneçam serviços diferenciados a pessoas, empresas e governos.

Diversos grupos adotam o IEEE 802.15 para realizar o desenvolvimento de objetos e protocolos IoT, como a ZigBee Alliance. Este padrão define protocolos e regras de interconexões para comunicação de dados entre dispositivos utilizando baixa taxa de transferência, baixo consumo e baixa complexidade, usando rádio frequência de curto alcance. ZigBee é um conjunto de especificações desenvolvido pela Zigbee Alliance para utilização em smart-home e IoT que define as camadas subsequentes as camadas estabelecidas pelo IEEE 802.15.4, oferecendo serviços de segurança, tolerância a erros e conexão de novos dispositivos.

A seguir são descritos alguns exemplos de aplicações para IoT:

- **Setor industrial.** Devido os aumentos com custo de energia, o seu controle vem se tornando uma grande preocupação das empresas. A possibilidade de colocar sensores em todos os equipamentos consumidores de energia é um diferencial para saber o custo energético de todas as tecnologias utilizadas pela empresa.
- **Agricultura.** No meio agrícola, sensores podem ser usados para monitorar temperatura do ar, do solo, velocidade do vento, umidade, radiação solar, probabilidade de chuva, umidade das folhas e coloração das frutas. Tendo em mãos estes dados, agricultores podem melhorar seus rendimentos ajustando fatores como horários, controle de irrigação e períodos de colheita.
- **Medicina.** Usando Internet das Coisas, os médicos e hospitais podem coletar e

organizar dados vindos de dispositivos médicos conectados, incluindo wearables e monitores de saúde instalados nas casas. Ao coletar dados em tempo real, profissionais da medicina têm dados mais completos de seus pacientes, melhorando o atendimento através de diagnósticos e tratamentos mais eficazes.

2.2 ZigBee

Nessa seção será abordada uma caracterização geral do padrão ZigBee (IEEE 802.15.4), uma das tecnologias de comunicação utilizadas pela IoT, e serão feitas comparações com outros padrões como Bluetooth e IEEE 802.11.

2.2.1 O que é ZigBee?

Segundo (FARAHANI, 2008), ZigBee consiste em um padrão que define um conjunto de protocolos de comunicação para redes de curto alcance sem fio com baixa taxa de dados. Dispositivos sem fio baseados em ZigBee operam em bandas de frequência de $868MHz$, $915MHz$ e $2,4GHz$ com uma taxa de dados máxima de $250kbits$ por segundo.

O ZigBee é um protocolo aberto, global e baseado em pacotes, projetado para fornecer uma arquitetura fácil de usar para redes sem fio seguras, confiáveis e de baixo consumo de energia (TOMAR, 2011). O ZigBee e o IEEE 802.15.4 são padrões de rede sem fio de baixa taxa de dados que podem eliminar a fiação cara e danosa em aplicações de controle industrial.

Com base nas afirmações de (OLIVEIRA; GIGLIO, 2018), o ZigBee é uma tecnologia de padrão global para comunicação sem fio entre dispositivos IoT em uma área restrita e dentro de uma faixa de $100m$, como em uma casa ou edifício. Possui vantagens significativas em sistemas complexos que permitem produtos de monitoramento e controle confiáveis, econômicos, de baixa potência, sem fio, permitindo a melhor utilização de controle das redes de sensores nas aplicações de IoT.

2.2.2 Comparação entre os padrões ZigBee, Bluetooth e IEEE 802.11

Para entender como o ZigBee se diferencia dos demais padrões estabelecidos, uma comparação com o Bluetooth e o IEEE 802.11 nos ajuda a ter uma melhor visão a respeito.

IEEE 802.11 é uma família de padrões. Para fins de análise, o padrão IEEE 802.11b foi escolhido aqui pelo fato de operar na banda de $2,4GHz$ que é comum entre o Bluetooth e ZigBee além de ser uma das especificações de projeto do *mixer upconversion*. Segundo (FARAHANI, 2008), IEEE 802.11b tem uma alta taxa de dados (até $11Mbps$) e uma faixa de alcance em torno de 30 a 100 metros, enquanto que o Bluetooth possui uma taxa de dados menor (menos de $3Mbps$) e seu alcance atinge tipicamente uma distância de 2

a 10 metros. O ZigBee no entanto, possui a menor taxa de dados e complexidade entre esses três padrões e fornece uma vida útil da bateria significativamente maior.

Devido à baixa taxa de dados, o ZigBee não é a melhor escolha para se implementar uma conexão *wireless* à internet. No entanto, se o objetivo da comunicação *wireless* for para transmitir e receber comandos simples e/ou coletar informações de sensores como sensores de temperatura ou umidade, o ZigBee oferece a solução mais econômica e o menor consumo de potência em comparação com o Bluetooth e o IEEE 802.11b. A Figura 1 mostra uma comparação entre os padrões citados acima.

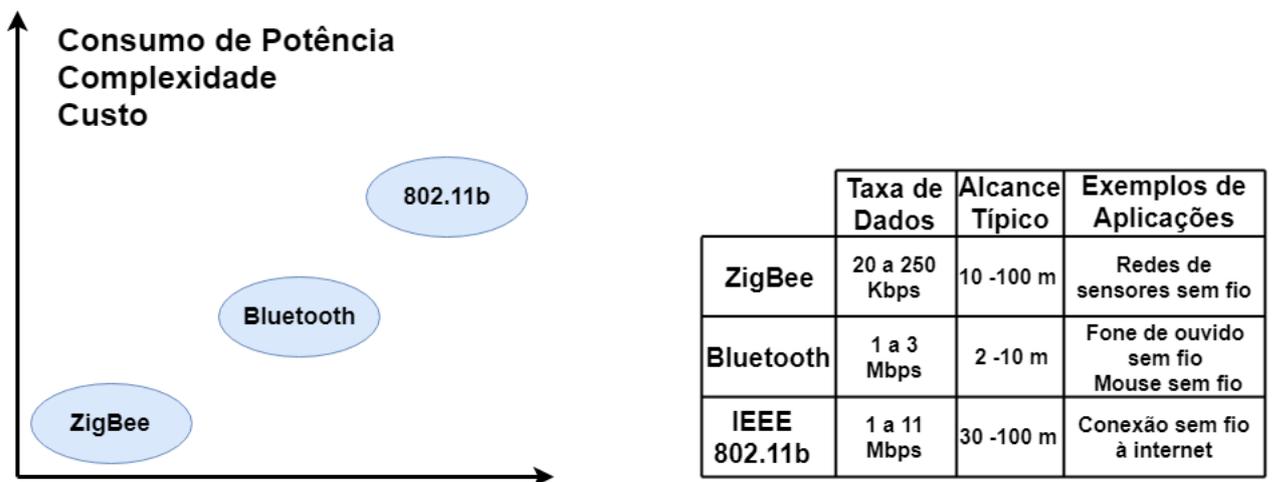


Figura 1 – Comparando o padrão ZigBee com o Bluetooth e IEEE 802.11b, traduzido e adaptado de (FARAHANI, 2008).

2.2.3 Classes de Rede *wireless* de curto alcance

Os métodos de rede *wireless* de curto alcance são divididos em duas principais categorias, sendo elas, redes de área local sem fio (WLANs) e redes de área pessoal sem fio (WPANs).

A rede WLAN é uma substituição ou extensão para redes locais com fio (LANs), como a Ethernet (IEEE 802.3). Segundo (FARAHANI, 2008), um dispositivo WLAN pode ser integrado a uma rede LAN com fio, e uma vez que o dispositivo WLAN se torna parte da rede, a rede trata o dispositivo sem fio como qualquer outro dispositivo com fio dentro da rede. Dessa maneira, o objetivo da WLAN é aumentar o alcance e a taxa de dados.

Como pode ser observado na Fig. 2, as WPANs são divididas em três classes: WPANs de alta taxa (HR), WPANs de taxa média (MR) e WPANs de baixa taxa (LR). O ZigBee, com uma taxa de dados máxima de 250kbps , é classificado como um LR-WPAN.

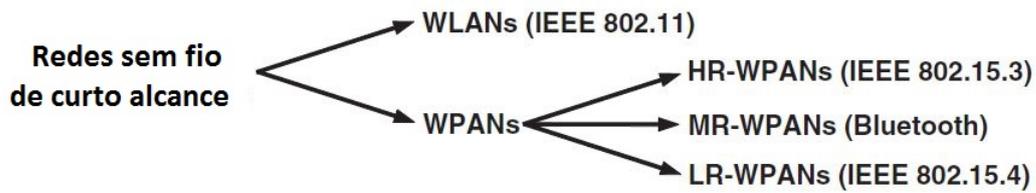


Figura 2 – Classes de redes *wireless* de curto alcance, traduzido e adaptado de (FARAHANI, 2008).

2.2.4 A relação entre os padrões ZigBee e IEEE 802.15.4

Segundo (FARAHANI, 2008), uma das formas comuns para estabelecer uma rede de comunicação, seja ela com fio ou sem fio, é usar o conceito de *networking layers*, onde cada camada é responsável por certas funções na rede. Assim sendo, cada camada passa dados e comandos apenas para aquelas que estão diretamente acima e abaixo.

A Figura 3 mostra as camadas de protocolo de uma rede sem fio ZigBee. Essa divisão de protocolo de rede por camadas proporciona diversas vantagens, sendo uma delas, a facilidade em substituir ou alterar uma camada afetada por alterações do protocolo ao longo do tempo, ao invés de ter que modificar todo o protocolo. Sabendo disso, ao desenvolver uma aplicação, as camadas inferiores do protocolo são independentes da aplicação e podem ser obtidas de um terceiro, sendo necessário que sejam feitas mudanças apenas na camada de aplicação.

As duas camadas inferiores mostradas na Fig. 3 são definidas pelo padrão IEEE 802.15.4. Lançado inicialmente em 2003, este padrão é desenvolvido pelo comitê de padrões IEEE 802.

Segundo (MELO, 2017), a norma IEEE 802.15.4 define todas as especificações de comunicação da camada física e da camada de acesso ao meio (MAC) para redes de comunicação sem fio que operam com baixa taxa de transmissão de dados, definidas também pela sigla LR-WPAN (Rede de Área Pessoal Sem Fio de Baixa Taxa).

O padrão ZigBee define apenas as camadas de rede, aplicação e segurança do protocolo adotando as camadas IEEE 802.15.4 PHY (camada física) e MAC como parte do protocolo da rede ZigBee. Portanto, qualquer dispositivo compatível com ZigBee também está em conformidade com o padrão IEEE 802.15.4.

2.2.4.1 Funções das Camadas de Rede ZigBee e IEEE 802.15.4

Como visto na Fig. 3, a camada de protocolo mais baixa é a camada física PHY, sendo ela a camada que está mais próxima do hardware onde controla e comunica-se com o transceptor de rádio. A camada PHY é a responsável por ativar o rádio que transmite ou recebe pacotes, além de selecionar a frequência do canal e garantir que o canal não seja

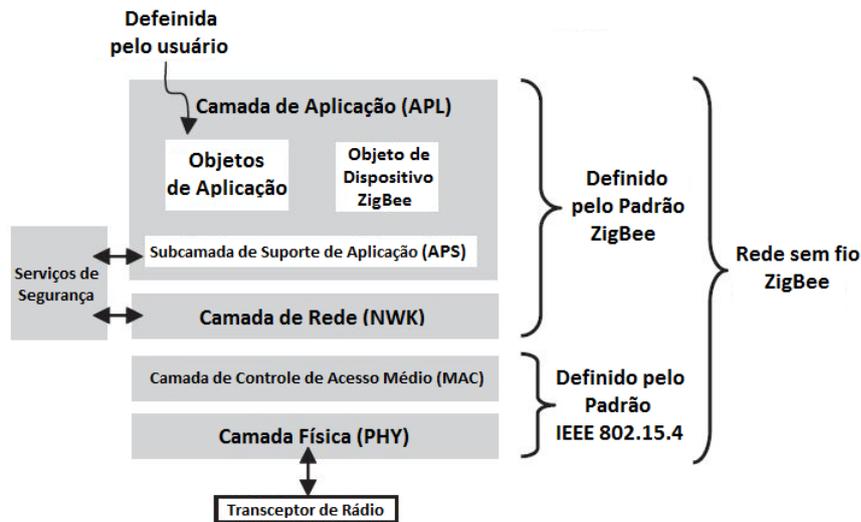


Figura 3 – Camadas de protocolo de rede sem fio ZigBee, traduzido e adaptado de (FARAHANI, 2008).

usado por outros dispositivos em outra rede. A camada MAC, logo acima da camada PHY, tem por função controlar toda a operação de acesso à camada física para transmissão e recepção de dados. Essa camada também é responsável por interfacear a camada física com as camadas superiores do protocolo LR-WPAN.

A camada de aplicação (APL) é a camada de protocolo mais alta na ZigBee que hospeda os objetos de aplicação e possui a função de controlar o nó da rede. A NWK (camada de rede) é a responsável por realizar a interface entre as camadas MAC e APL além de ser encarregada por gerenciar a formação e o roteamento da rede, sendo que *roteamento* é o processo de selecionar o caminho da mensagem.

2.2.5 Frequências de Operação

Existem três bandas de frequência na última versão do IEEE 802.15.4, que foi lançado em setembro de 2006, sendo elas de $868 - 868.6\text{MHz}$, $902 - 928\text{MHz}$ e $2400 - 2483.5\text{MHz}$.

A banda de 868MHz é usada na Europa para um número de aplicações, incluindo redes sem fio de curto alcance. As outras duas bandas (915MHz e $2,4\text{GHz}$) fazem parte das bandas de frequências médico, científico e industrial (ISM band)(FARAHANI, 2008). A faixa de frequência de 915MHz é usada principalmente na América do Norte e a banda de $2,4\text{GHz}$ é usada no mundo inteiro.

Existem três tipos de modulações no IEEE 802.15.4, sendo elas o chaveamento de deslocamento binário de fase (BPSK), chaveamento de deslocamento de amplitude (ASK) e chaveamento de deslocamento de fase em quadratura de deslocamento (O-QPSK).

3 Nanotubos de Carbono

Os dispositivos de nanotubos de carbono oferecem vantagens intrínsecas para aplicações de dispositivos lógicos de alto desempenho. O diâmetro diminuto do nanotubo de carbono (CNT) é a característica chave que deve permitir uma escala agressiva do comprimento de canal, enquanto as propriedades de transporte intrínseco do nanotubo garantem, ao mesmo tempo, altas correntes. Além disso, o tamanho do tubo é fundamental para a implementação de novos conceitos de dispositivos, como o transistor de tunelamento.

3.1 Introdução

O carbono é um dos elementos mais versáteis da natureza, possuindo a capacidade de se organizar em escala nanométrica em diferentes arquiteturas, dando origem a estruturas estáveis com configurações poliatômicas diferentes, estabelecidas como formas alotrópicas. Segundo (PASTRANA-MARTÍNEZ et al., 2013), estas são estruturas bem diferenciadas, com um ordenamento espacial preciso das orbitais em torno de um átomo central de carbono com distintos tipos de hibridação (sp^3 , sp^2 e sp). A natureza e o número de ligações ao átomo de carbono é que determinam a geometria e propriedades dos seus diversos alótropos.

O carbono exibe em sua fase sólida três alótropos, sendo eles o diamante, grafite e os fulerenos. O diamante possui estrutura cristalina, se diferenciando das outras formas alotrópicas pelo fato de cada átomo estar hibridizado em sp^3 e possuir uma geometria tetraédrica. Segundo (MOROGUMA, 2014), o diamante é um excelente condutor de calor, sendo aproximadamente 5 vezes melhor que o cobre, além de um isolante elétrico e possuir propriedades ópticas cristalinas.

O grafite possui hibridização sp^2 e uma geometria plana, onde os átomos de carbono formam anéis hexagonais, se diferenciando do diamante em termos de possuir baixa dureza, ser um sólido mole, mais estável e bom condutor elétrico.

Os fulerenos pertencem a família das moléculas esferoidais ou cilíndricas, onde cada carbono está hibridizado em sp^2 formando ligações sigma com três outros átomos de carbono. Segundo (MOROGUMA, 2014), os CNTs também fazem parte desta família, assim sendo, é feito um estudo do nanotubo de carbono para realizar a produção de CNTFET, tecnologia esta utilizada como proposta neste trabalho para desenvolvimento de um *mixer*.

O grafeno é uma das formas cristalinas do carbono, sendo ele um material constituído por uma camada extremamente fina de grafite, com a diferença de que possui uma

estrutura hexagonal cujos átomos individuais estão distribuídos, gerando uma fina camada de carbono. A Figura 4 apresenta a estrutura do grafeno como base para construção de alguns alótropos do carbono.

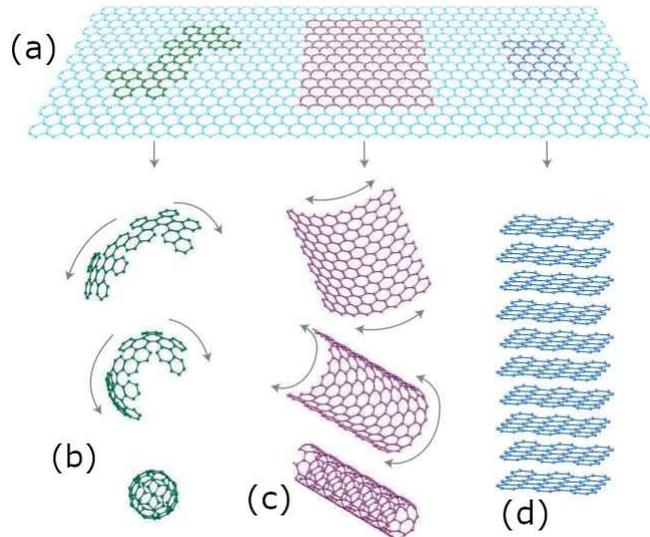


Figura 4 – (a) Grafeno, um material 2D que serve de estrutura básica para alótropos de carbono em todas as dimensões. Pode (b) formar um fullereno, (c) ser enrolado na forma de um nanotubo ou (d) ser empilhado formando a grafite (GEIM; NOVOSELOV, 2007).

3.1.1 Contexto Histórico

Descoberto em 1985 por Kroto et al., a molécula de fullereno C_{60} ou *buckminsterfullerene*, possui a estrutura de um icosaedro truncado não regular de 32 faces (20 hexágonos e 12 pentágonos) com 30 ligações carbono-carbono situadas nos vértices das fusões entre pentágonos e hexágonos (SANTOS et al., 2010). As ligações entre os anéis de seis membros [6-6] possuem características de ligação π e são mais curtas (1,38Å) do que as ligações [6-5] entre os anéis de seis e cinco membros (1,45Å) que são melhores descritas como ligações σ e pode ser visto na Fig. 5.

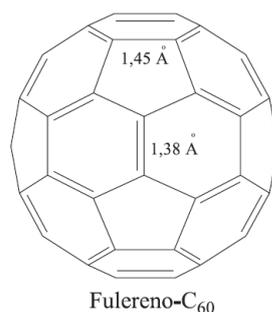


Figura 5 – Estrutura do C_{60} , o mais representativo dos fullerenos (SANTOS et al., 2010).

Utilizando Microscopia de Transmissão Eletrônica de Alta Resolução (HRTEM) e difração de elétrons, (IJIMA, 1991) relatou a existência de microtúbulos helicoidais concêntricos de carbono. O material observado por Iijima foi gerado num reator de descarga de arco elétrico, onde observou-se a formação de fibras de carbono moleculares, com formas cilíndricas e fechadas nas extremidades por seis anéis pentagonais.

Segundo (MOROGUMA, 2014), apenas em 1991 que houve a primeira evidência experimental da existência do CNT de múltiplas camadas (MWNTs), aquele observado por (IJIMA, 1991), e apenas dois anos mais tarde que foi observado o nanotubo de carbono de parede simples (SWNTs). Devido a uma força de tensão cerca de cem vezes maior que a do aço, excelente condutividade térmica e elétrica, os CNTs são hoje, um dos componentes mais usados no desenvolvimento da nanotecnologia.

De acordo com (PEI; ZHANG; SHENOY, 2010), o termo “grafeno” foi usado pela primeira vez em 1987, mas a definição oficial foi dada pela União Internacional de Química Pura e Aplicada (IUPAC) em 1994. Em 2004, pesquisadores conseguiram isolar pequenos fragmentos esfoliados a partir de grafite e após análises de caracterização verificaram que se tratava de uma estrutura de uma única camada de átomos de carbono.

3.1.2 Tipos de CNT

Estruturalmente os nanotubos de carbono se dividem em dois tipos, os nanotubos de carbono de parede simples (SWNTs) e os nanotubos de carbono de paredes múltiplas (MWNTs).

3.1.2.1 Nanotubos de Carbono de Parede Simples (SWNTs)

Segundo (SAITO; DRESSELHAUS; DRESSELHAUS, 1998), um nanotubo de parede simples é definido por uma folha de grafeno cilíndrica com um diâmetro na faixa de $0,7 - 10,0\text{nm}$, embora a maioria dos nanotubos de parede simples observados tem diâmetro menor que 2nm . Negligenciando as duas extremidades de um nanotubo de carbono e focando em sua grande proporção cilíndrica, os nanotubos podem ser considerados como nanoestruturas unidimensionais (1D), definidas pelos vetores \mathbf{C}_h e T .

Um fato interessante da estrutura de um nanotubo de carbono é a orientação do anel de carbono hexagonal em relação ao eixo do nanotubo. Por meio da simetria hexagonal dos átomos de carbono em cada folha de grafite, os anéis hexagonais de carbono podem ser orientados cristalograficamente de diferentes maneiras em relação à direção paralela ou perpendicular do eixo do tubo.

(DRESSELHAUS; AVOURIS, 2001) afirma que o diâmetro de qualquer nanotubo de carbono é expressa em termos do vetor quiral \mathbf{C}_h que conecta dois locais cristalograficamente equivalentes em uma folha de grafeno 2D. A especificação do vetor quiral

depende apenas do par de inteiros (n, m) , onde os valores de n e m devem satisfazer a relação $0 \leq |m| \leq n$. O vetor quiral \vec{OA} ou

$$\mathbf{C}_h = n\hat{\mathbf{a}}_1 + m\hat{\mathbf{a}}_2 \quad (3.1)$$

é definido pelos vetores unitários $\hat{\mathbf{a}}_1$ e $\hat{\mathbf{a}}_2$ e o ângulo quiral θ em relação ao eixo em *zigue-zague* ($\theta = 0^\circ$). O vetor quiral e ângulo quiral podem ser vistos na Fig. 6. Os vetores unitários $\hat{\mathbf{a}}_1$ e $\hat{\mathbf{a}}_2$ possuem comprimento de aproximadamente $2,461\text{\AA}$ e formam um ângulo de 60° entre si.

Conforme a folha de grafeno é enrolada, pode-se gerar três tipos distintos de estruturas de nanotubos de carbono, tais estruturas podem ser vistas na Fig. 7. Os nanotubos em *zigue-zague* e *armchair* correspondem aos ângulos aquirais de $\theta = 0^\circ$ e $\theta = 30^\circ$ respectivamente, assim, os nanotubos quirais correspondem a $0^\circ < \theta < 30^\circ$. A interseção do vetor \vec{OB} com o primeiro ponto de rede determina o vetor de translação unidimensional fundamental (1D) \mathbf{T} .

O cilindro que conecta as duas tampas hemisféricas do nanotubo de carbono é formado pela sobreposição das duas extremidades do vetor \mathbf{C}_h e a junta do cilindro é feita ao longo das duas linhas \vec{OB} e \vec{AB}' (Fig. 6). As linhas \vec{OB} e \vec{AB}' são ambas perpendiculares ao vetor \mathbf{C}_h em cada uma de suas extremidades.

O diâmetro do nanotubo é dado por

$$d_t = \frac{\sqrt{3a_{C-C}}\sqrt{m^2 + mn + n^2}}{\pi} = \frac{C_h}{\pi}, \quad (3.2)$$

onde C_h é o comprimento de \mathbf{C}_h , a_{C-C} é o comprimento da ligação $C - C$ (1.42\AA). O ângulo quiral θ é dado por

$$\theta = \tan^{-1}[\sqrt{3n}/2m + n]. \quad (3.3)$$

A célula unitária de um nanotubo bidimensional é definida pelos vetores ortogonais \mathbf{T} e \mathbf{C}_h , assim, o vetor \mathbf{T} pode ser escrito como

$$\mathbf{T} = [(2m + n)\hat{\mathbf{a}}_1 - (2n + m)\hat{\mathbf{a}}_2]/d_R \quad (3.4)$$

e o número de hexágonos (N) por célula unitária de um nanotubo quiral, especificado por inteiros (n, m) , é dado por

$$N = 2(m^2 + n^2 + mn)/d_R, \quad (3.5)$$

sendo d_R descrito pela seguinte relação

$$d_R = \begin{cases} d, & \text{se } n-m \text{ não é múltiplo de } 3d, \\ 3d, & \text{se } n-m \text{ é múltiplo de } 3d, \end{cases} \quad (3.6)$$

com d o máximo divisor comum de (n, m) . Sabendo que cada hexágono possui 2 átomos de carbono, em uma célula unitária possuem $2N$ átomos de carbono. Os índices (n, m) definem se os nanotubos são metálicos ou condutores, de forma que se $n - m$ for divisível por 3, então os nanotubos são metálicos, caso contrário, são semicondutores.

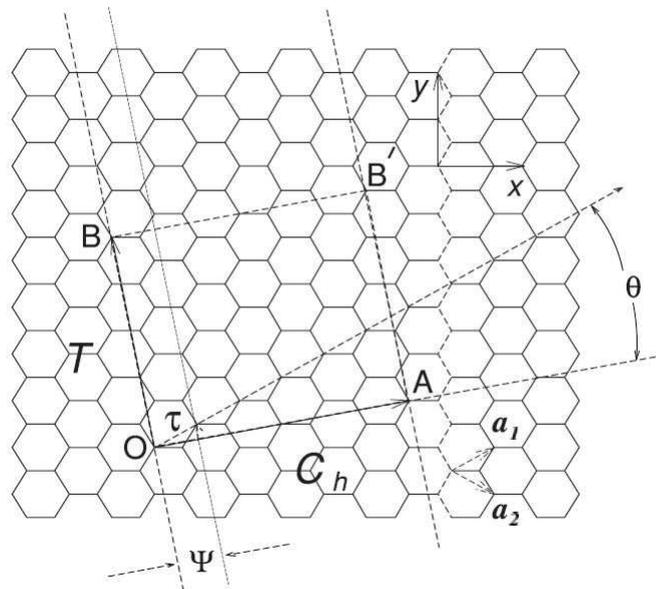


Figura 6 – Diagrama de uma folha de grafeno (DRESSELHAUS; AVOURIS, 2001).

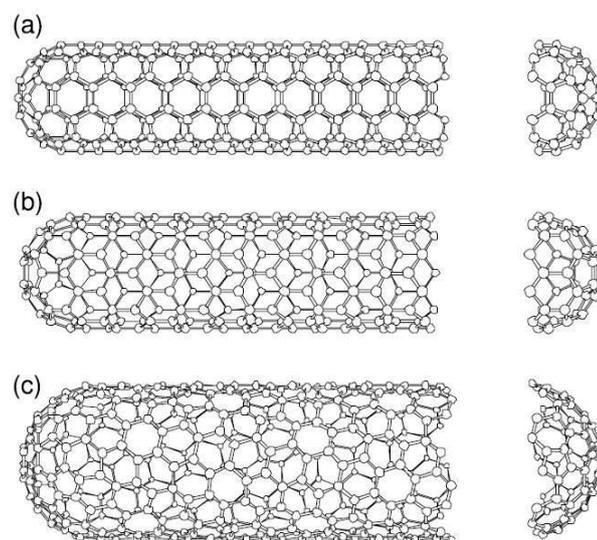


Figura 7 – Estruturas geométricas de NCPSs. (a) nanotubo armchair (5,5), (b) nanotubo zigue-zague (9,0) e (c) nanotubo chiral (10,5) (DRESSELHAUS; AVOURIS, 2001).

3.1.2.2 Nanotubos de Carbono de Paredes Múltiplas (MWNTs)

Os nanotubos de carbono de paredes múltiplas (MWNTs) são constituídos basicamente por vários cilindros concêntricos de grafeno, ou seja, vários CNTs concêntricos espaçados de aproximadamente $0,34nm$. A quantidade de cilindros de um MWNT pode variar de 2 a 50, com isso, seu diâmetro final pode chegar até $30nm$.

3.2 Propriedades do CNT

Vários estudos vem sendo realizados pela comunidade científica a respeito das propriedades dos CNTs, tais como suas propriedades mecânicas, térmicas e elétricas. Essas propriedades serão descritas mais detalhadamente a seguir.

3.2.1 Propriedades Mecânicas

Um estudo feito por (TREACY; EBBESEN; GIBSON, 1996) para determinar o módulo de Young de nanotubos isolados medindo suas amplitudes vibracionais térmicas por meio de um microscópio eletrônico de transmissão, revelou que os nanotubos de carbono possuem excepcionalmente alto módulo de Young, na ordem de 1 terapascal ($1TPa = 10^{12}Pa$). Sua alta rigidez, juntamente com sua baixa densidade, implica que os nanotubos podem ser úteis como fibras em nanoescala em materiais compósitos fortes e de baixa gramatura. Para se ter uma ideia, o módulo de Young do aço é $210GPa$ ($1GPa = 10^9Pa$) e do Kevlar (fibra sintética da DuPont usada em coletes a prova balas), é da ordem de $112GPa$. (WONG; SHEEHAN; LIEBER, 1997) em sua pesquisa para determinar as propriedades mecânicas de nanobastões individuais de carbeto de silício (SiC) isolados estruturalmente e nanotubos de carbono de paredes múltiplas, evidenciando que os MWNTs possuem capacidade de ser repetidamente curvados em grandes ângulos sem sofrer sérios danos a sua estrutura.

O módulo de Young (E) ou *módulo de elasticidade*, nada mais é que um parâmetro mecânico o qual permite mensurar a rigidez de um material sólido. Tal parâmetro pode ser obtido por meio de

$$E = \frac{\sigma}{\epsilon} = \frac{F/A}{\delta L/L_0} = \frac{FL_0}{A\delta L}, \quad (3.7)$$

onde:

- L_0 é o comprimento inicial do material,
- F é a força aplicada perpendicularmente à seção transversal de área A ,
- $\delta L = L - L_0$ é a variação do comprimento do material em função da aplicação da força,

- σ é a pressão aplicada sobre a área A ,
- ϵ é a porcentagem de deslocamento causado pela força F .

É importante salientar que o módulo de Young não varia muito de acordo com a quiralidade do CNT, essa variação é maior em relação ao seu diâmetro. Segundo (HERNANDEZ et al., 1998), quanto maior o diâmetro do nanotubo, mais ele se aproxima das propriedades do grafite.

Ao realizar estudos sobre as propriedades físicas dos MWNTs, (FORRO; SCHONENBERGER, 2001) verificou que para tal o valor médio do módulo de Young é de $E = 810 \pm 410 GPa$ para MWNTs cultivados pelo método de descarga em arco. O valor encontrado para o *módulo de elasticidade* dos MWNTs é consistente com a constante elástica no plano de grafite, $c_{11} = 1,06 TPa$.

Como o módulo de Young não varia com a quiralidade, a constante de Hooke axial (k_a) dos nanotubos de carbono em função de d_t e também dos parâmetros n e m é dada por

$$k_a = \frac{Eha}{L_0} \sqrt{n^2 + nm + m^2}, \quad (3.8)$$

onde $a = 2,49 \text{ \AA}$ e $h = 3,34 \text{ \AA}$, sendo o comprimento do vetor unitário e espessura do nanotubo respectivamente.

Uma outra propriedade mecânica importante é a capacidade de flexão dos CNTs. Tal parâmetro é denominado como sendo *rigidez à flexão*, que depende diretamente da quiralidade dos CNTs é dado por

$$K = \frac{a^3 C}{8\pi^2} (n^2 + nm + m^2)^{3/2}, \quad (3.9)$$

onde C é o coeficiente de rigidez planar do grafeno, sendo estimado em $C = 345 J/m^2$.

Para MWNTs, o parâmetro K pode ser obtido somando o parâmetro individual de cada camada, o mesmo vale para a constante de Hooke, exceto o módulo de Young que não é aditivo.

3.2.2 Propriedades Térmicas

Pelo fato da condutividade térmica tanto do diamante quanto do grafite serem extremamente altas, espera-se que a condutividade térmica dos nanotubos de carbono ao longo do eixo do nanotubo possa ser uma das mais elevadas quando comparada com outros materiais.

Por definição, a condutibilidade térmica nada mais é que a quantidade de calor Q transmitida através de um material de espessura t , em uma direção normal a uma

superfície de área A em consequência de uma variação de temperatura entre dois pontos, a expressão para tal pode ser vista como sendo

$$Q = k \frac{A}{t} \delta T, \quad (3.10)$$

onde k é a *condutividade térmica*, que é uma propriedade dos materiais relacionada à condução de calor.

(POP et al., 2006) em seu estudo sobre condutância térmica, obteve medidas experimentais evidenciando que SWNTs e MWNTs isolados possuem, respectivamente, condutividade térmica ao longo do eixo de aproximadamente $3500 \text{ W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$ e $3000 \text{ W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$, à temperatura ambiente. Esses valores se comparados a condutividade térmica do cobre, metal conhecido por possuir boa condutividade térmica de aproximadamente $398 \text{ W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$, são muito superiores. (JIN et al., 2007) afirma que a estabilidade térmica dos MWNTs é extremamente alta tanto em vácuo (até aproximadamente 2800°C) quanto em atmosfera oxidante (até aproximadamente 750°C).

A busca por materiais *termoelétricos* vem sendo objetivo de pesquisas recentes no estudo das propriedades térmicas dos nanotubos de carbono e grafenos. (DRAGOMAN; DRAGOMAN, 2007) define ZT como sendo um parâmetro usado para avaliar se um material é bom para aplicações termoelétricas, tal parâmetro é denominado como sendo figura de mérito de um dispositivo TEP (energia termoelétrica), que pode ser visto como sendo

$$ZT = (S^2 \sigma / k) T, \quad (3.11)$$

onde:

- σ é a condutância elétrica do material,
- T é a temperatura,
- k é a condutibilidade térmica,
- S é o coeficiente de Seebeck, definido como a razão $\Delta V / \Delta T$.

Sistemas eletrônicos buscam aumentar a condutibilidade térmica com o intuito de o sistema trocar mais rápido o calor gerado com o meio ambiente, portanto, é necessário que ZT seja reduzido.

3.2.3 Propriedades Elétricas

(MURATA; SHIMOYAMA, 2010) afirma que os nanotubos de carbono exibem fenômenos de transporte elétrico regido pela mecânica quântica, isso se dá devido suas características de tamanho e estrutura, ocasionando em um transporte balístico de elétrons

acima de $1\mu m$ de distância, porque o retroespalhamento de elétrons de condução por defeitos de rede (como íons de impureza) com potenciais de longo alcance aniquilado em CNTs. CNTs metálicos podem atuar como minúsculos fios, e os semicondutores podem ser utilizados para atuar como transistores.

Em seu desenvolvimento, (MURATA; SHIMOYAMA, 2010) expressa equacionalmente a condutância (G) gerada entre dois terminais de um nanotubo de carbono por meio da fórmula de Landauer para condutores unidimensionais (1D), para tal, temos que

$$G = (2e^2/h) \sum_i^N T_i, \quad (3.12)$$

onde:

- $(2e^2/h)$ é a unidade quântica de condutância $G_0 \simeq 1/12,9k\Omega$,
- T_i é a taxa de transmissão do i -ésimo canal de condução.

Quando $T_i = 1$, significa que não há espalhamento dentro do CNT e nos contatos dos eletrodos, espera-se que um SWNT metálico tenha uma resistência de $R = 1/2G_0 \simeq 6,5k\Omega$, pela existência de dois canais com condutância perto do nível de Fermi.

No caso de espalhamento dentro de um nanotubo de carbono, usa-se o caminho médio livre efetivo (λ_{eff}) para descrever a probabilidade de espalhamento na condução de elétrons. O espalhamento elástico causado por uma potencial irregularidade, como íons de impureza e espalhamento inelástico por fônons, contribui para o caminho médio livre efetivo e pode ser descrito como sendo

$$\frac{1}{\lambda_{eff}} = \frac{1}{\lambda_{el}} + \frac{1}{\lambda_{ac}} + \frac{1}{\lambda_{op}}, \quad (3.13)$$

onde:

- λ_{el} é o caminho livre médio para o espalhamento elástico,
- λ_{ac} é o caminho livre médio para o espalhamento acústico,
- λ_{op} é o caminho livre médio para o espalhamento óptico.

Segundo (MURATA; SHIMOYAMA, 2010), devido à restrição de retrodifusão, o espalhamento elástico é drasticamente reduzido para $\lambda_{el} \geq 1\mu m$. Os fenômenos acústicos contribuem muito pouco para o espalhamento inelástico, com $\lambda_{ac} \simeq 1\mu m$. Assim, elétrons de condução em CNTs metálicos em baixas energias (sob baixo campo elétrico) transportam sem espalhamento (isto é, balístico) por uma distância maior ou igual a $1\mu m$. Por outro lado, o fenômeno óptico pode se espalhar eficientemente, uma vez que a energia dos elétrons de condução excede as energias do fônon ótico ($\sim 180meV$), com $\lambda_{op} \simeq 30nm$.

Isso resulta em uma corrente de saturação e uma elevada tensão levando a quebra do CNT. Para CNTs semicondutores, há indícios de que sob baixas energias λ_{eff} é da ordem de algumas centenas de nanômetros.

(MURATA; SHIMOYAMA, 2010) destaca que, devido a baixa probabilidade de dispersão, juntamente com forte ligação química e alta condutividade térmica dos CNTs, permite que eles suportem densidades de corrente extremamente altas na ordem de $10^9 Acm^{-2}$.

3.3 Métodos de produção do CNT

Esta seção é dedicada a análise das três principais formas de produção dos CNTs, descarga por arco elétrico, vaporização a laser e deposição por vapor químico (CVD) conforme (SAITO, 2010).

3.3.1 Descarga por Arco Elétrico

Neste método, usa-se comumente um arco de corrente contínua (DC) pelo fato de fornecer um alto rendimento de nanotubos. Tanto o ânodo como o cátodo são feitos de hastes de grafite para a produção de MWNTs, enquanto um pó de metal (ou óxido de metal) é impregnado no ânodo para a produção de SWNTs. O metal catalisa a formação de SWNTs. Os catalisadores são tipicamente $Fe - Ni$, $Co - Ni$, $Y - Ni$ e $Rh - Pt$.

Eletrodos de carbono são evaporados em uma câmara de gás (geralmente hélio) a uma pressão desejada (200–600 Torr para o gás hélio). Como a superfície do ânodo é aquecida a uma temperatura mais alta ($\sim 4000K$) do que a superfície do cátodo ($\sim 3500K$), o ânodo é seletivamente consumido no arco. A posição da ponta do ânodo deve ser ajustada para manter o espaçamento adequado (cerca de $1mm$) entre os eletrodos. Aproximadamente metade do carbono evaporado condensa na ponta do cátodo, formando um depósito cilíndrico e duro. Os MWNTs são obtidos dentro do depósito de cátodo cilíndrico mesmo sem catalisadores metálicos. O vapor de carbono restante se condensa em uma fase gasosa, formando fuligem. Fullerenos como C_{60} e C_{70} são cultivados na fuligem. Quando o metal catalisador é coevaporado com carbono, SWNTs são formados e encontrados na fuligem depositada nas paredes da câmara de reação e na superfície do cátodo. A Figura 8 mostra um esquemático usado para formação de CNT usando o método de descarga por arco elétrico.

Para a produção de MWNTs, o carbono puro é evaporado principalmente no gás hélio. O gás hidrogênio e até o ar também podem ser empregados como gás de trabalho. Neste último caso, MWNTs relativamente “limpos” são produzidos, ou seja, a quantidade de subprodutos, como nanopartículas de carbono, é muito pequena.

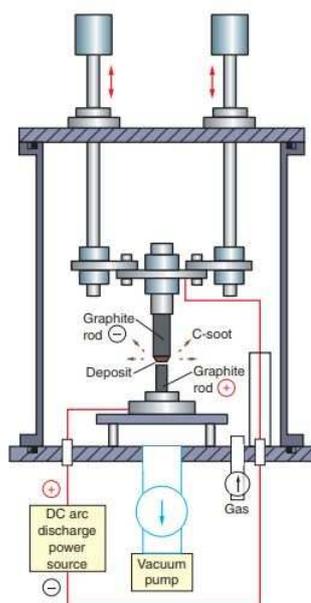


Figura 8 – Diagrama esquemático do aparelho de formação de CNT pelo método de descarga em arco (ANDO et al., 2004).

O aquecimento por plasma por radiofrequência (RF) de grafite em gás argônio pode ser usado para sintetizar MWNTs, que são caracterizados por sua ponta em forma de cone. O ângulo do cone é de $19,2^\circ$, indicando a presença de cinco pentágonos no ápice (Fig. 9). O diâmetro externo da parte do cilindro é de aproximadamente 10nm .

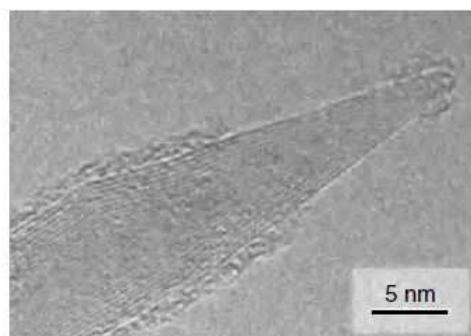


Figura 9 – Imagem TEM (do inglês transmission electron microscope ou microscopia eletrônica de transmissão) de um MWNT com uma ponta em forma de cone (SAITO, 2010).

3.3.2 Vaporização a Laser

Utilizando este método, o carbono é vaporizado com um feixe de laser focalizado e pulsado, a partir da superfície de um disco de grafite num fluxo de hélio ou argônio de alta densidade. O alvo de grafite é situado na região central de um tubo de quartzo, posicionado num forno aquecido a temperatura de 1200°C , que pode ser visto na Fig.

10. Assim, o resultado observado é a formação de uma nuvem de partículas de carbono arrastada pelo fluxo de gás até um coletor localizado no interior de uma das extremidades do tubo de quartzo. Essa fuligem que se deposita no coletor e que também envolve o tubo e a superfície da amostra que contém nanotubos de carbono. Os nanotubos produzidos ficam em sua maioria na forma de feixes contendo dezenas de nanotubos individuais (MENEZES et al., 2008). A Figura 10 mostra um esquemático usado para formação de CNT usando o método de ablação a laser.

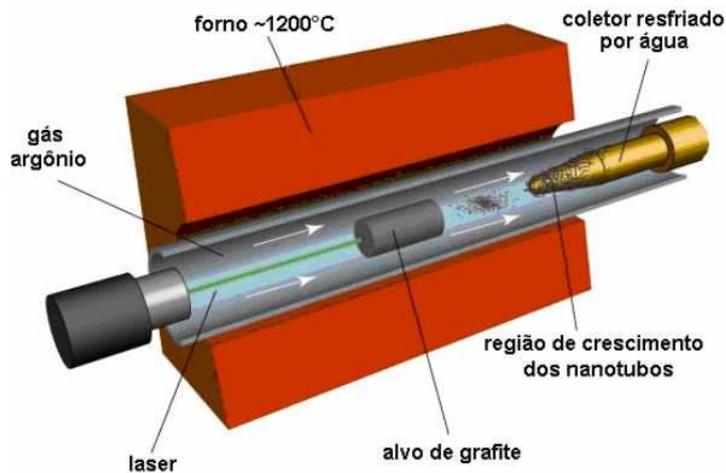


Figura 10 – Diagrama esquemático do aparato de vaporização a laser para produção de nanotubos de carbono (MENEZES et al., 2008).

Assim como no método de descarga por arco elétrico, a utilização ou não de catalisadores metálicos permite determinar o produto final nesse processo. Os catalisadores são os responsáveis por definir a síntese dos nanotubos de carbono e sua eficiência, onde ao usá-los, permite assim a formação de SWNTs e o não uso a formação de MWNTs. Catalisadores de níquel e cobalto apresentam uma maior eficiência.

Algumas características interessantes, tanto dessa técnica, quanto da técnica de descarga por arco elétrico, são a pequena concentração de defeitos e a pequena quantidade de material amorfo produzido. Entretanto, esses métodos apresentam algumas desvantagens como a presença de impurezas e as altas temperaturas ($> 3000^{\circ}\text{C}$) necessárias para a evaporação de carbono sólido, dificultando assim a ampliação dos sistemas para escala industrial. Outra desvantagem é que os nanotubos sintetizados por esses métodos na maioria das vezes estão em uma forma aglomerada, o que dificulta a separação e obtenção de nanotubos na forma individual para aplicações futuras.

3.3.3 Deposição por Vapor Químico (CVD)

A decomposição térmica ou assistida por plasma de moléculas de carbono gasoso pode ser usada para produzir uma variedade de CNTs que variam de SWNTs a MWNTs.

As fontes de carbono comumente usadas são o metano, o acetileno, o álcool e o monóxido de carbono. A decomposição de moléculas é assistida na superfície de pequenas partículas catalíticas, e acredita-se que os CNTs cresçam usando o catalisador como suporte. Os catalisadores mais eficazes são Fe, Ni e Co. Esta técnica permite a formação de CNTs diretamente sobre substratos sólidos nos quais o catalisador de metal é depositado, e é, portanto, chamado de *deposição de vapor químico catalítico*. CVD é o termo usado para descrever reações heterogêneas nas quais produtos sólidos e gasosos são formados a partir de um precursor gasoso através de reação química. Os métodos de CVD têm várias vantagens sobre os outros métodos, onde CNTs podem ser cultivados em vários substratos sólidos, e uma ampla gama de parâmetros de processo facilita o controle sobre a morfologia e estrutura dos produtos. Além disso, como o método CVD é compatível com a técnica atual de microfabricação de circuitos integrados à base de Si, a CVD catalítica atrai atenção considerável para a fabricação de dispositivos nanoeletrônicos baseados em CNT.

3.3.3.1 CVD Térmico

O aparelho para crescimento de CNT por CVD térmico varia de um simples reator caseiro a grandes automatizados para produção industrial. O aparelho simples consiste de um tubo de quartzo (20 – 50mm de diâmetro e cerca de 700mm de comprimento) inserido em um forno elétrico tubular capaz de manter uma temperatura alta (até cerca de 1000°C) ao longo de um comprimento de cerca de 20cm. Este tipo de sistema é um reator de parede quente, dentro do qual são colocados substratos sólidos, tipicamente com cerca de 10 milímetros quadrados, e o gás de alimentação de carbono é fornecido com ou sem diluição através de controladores de fluxo de massa. As partículas do catalisador devem ser depositadas nos substratos. Técnicas físicas de deposição de vapor (pulverização e evaporação a vácuo) podem ser usadas para preparar catalisadores incluindo metais de transição sobre os substratos. A temperatura para a síntese de CNTs por CVD é geralmente na faixa de 650 a 900°C. Os reatores de parede fria, onde o substrato é aquecido por resistências de radiação resistiva, indutiva ou infravermelha (IR), também podem ser empregados em operações de baixa pressão. É relatado que o emprego de um filamento quente permite que os MWNT cresçam à temperatura de 400°C.

CNTs sintetizados por CVD geralmente contêm partículas de metal como resíduo do catalisador em suas pontas ou raízes. A formação de CNTs alinhados verticalmente à superfície do substrato é outra característica da técnica de CVD.

3.3.3.2 CVD aprimorada por plasma

O método de deposição de vapor químico com plasma melhorado (PECVD) envolve uma descarga de brilho em uma câmara de reação através de uma tensão de alta

frequência aplicada aos eletrodos. O PECVD foi introduzido pela primeira vez na fabricação de dispositivos microeletrônicos a fim de permitir que o processo de CVD prosseguisse a temperaturas reduzidas de um substrato, porque o substrato não pode tolerar a temperatura elevada de alguns processos térmicos de CVD. Os processos comuns de PECVD prosseguem a temperaturas de substrato substancialmente mais baixas (temperatura ambiente até 100°C). A operação em baixa temperatura é possível porque a dissociação do precursor para a deposição de filmes semicondutores, metálicos e isolantes é ativada pelos elétrons de alta energia em um plasma frio.

No crescimento de CNT por CVD, por outro lado, a dissociação do precursor (moléculas contendo carbono) na superfície de partículas catalíticas é o processo crítico e, portanto, a dissociação precursora na fase gasosa não é necessária, embora alguma ativação ou excitação de moléculas pode contribuir para a redução da temperatura do substrato. Quando a dissociação do precursor ocorre na fase gasosa, uma quantidade excessiva de carbono amorfo é produzida. Pode haver uma temperatura mínima à qual o substrato deve ser aquecido, porque a dissociação do precursor na superfície do catalisador é a chave para o crescimento do CNT. MWNTs são cultivados em 430 e 500°C por PECVD. CNTs cultivados por PECVD contêm mais defeitos em suas estruturas do que aqueles desenvolvidos por descarga de arco e CVD térmico devido a danos por bombardeamento iônico.

4 CNTFET

O CNTFET é um dispositivo construído com base em nanotubos de carbono, fazendo-o um dispositivo crucial para aplicações em escala nanométrica.

4.1 Introdução

Como previsto pela Lei de Moore, o ITRS (Roteiro Internacional de Tecnologia para Semicondutores) aponta para obstáculos futuros significativos no dispositivo intrínseco (como vazamento, interconexão, energia, efeitos quânticos) para a capacidade de realizar arquiteturas de sistema usando transistores CMOS com os níveis de desempenho exigidos por aplicações futuras. É reconhecido que essas limitações, tão fundamentais quanto econômicas, exigem que a indústria de semicondutores explore o uso de novos materiais e dispositivos capazes de complementar ou mesmo substituir o transistor CMOS em sistemas em chip na próxima década e antes que a tecnologia baseada em silício alcance seus limites em 2020, quando o comprimento do canal do MOSFET seja inferior a $10nm$ (O'CONNOR et al., 2007). Nessa escala, os conceitos da microeletrônica começam a ser suprimidos pelos da nanoeletrônica, que é regido pela mecânica quântica.

Em geral, a pesquisa em nanociência se concentra principalmente na busca por novos conceitos físicos e na criação de tecnologia necessária para o desenvolvimento de nanodispositivos. Os CNTFETs (transistor de efeito de campo de nanotubos de carbono) estão entre os nanodispositivos mais promissores do ponto de vista de sua integração em futuros sistemas nanoeletrônicos de chips.

É possível considerar que os CNTFETs podem ser usados para construir circuitos lógicos sob dois cenários:

- O CNTFET substitui o MOSFET, transpondo funções lógicas existentes diretamente para uma nova tecnologia.
- Propriedades específicas do CNTFET podem ser usadas, permitindo a criação de funções lógicas completamente novas, inacessíveis a circuitos baseados em MOSFET.

O CNTFET usa o CNT como um canal entre a fonte e o dreno no MOSFET de silício convencional, como mostrado na Fig. 11. Podem ser nanotubos de parede simples (SWNTs) ou nanotubos de paredes múltiplas (MWNTs), dependendo do número de tubos utilizados como canal. Os SWNTs são preferidos em aplicações eletrônicas devido à sua alta capacidade de transporte de corrente e propriedades metálicas e semicondutoras, dependendo do ângulo em que os tubos estão dispostos.

A estrutura do CNTFET é quase a mesma do MOSFET de silício, exceto que o CNT está conectado ao transistor e atua como canal. O CNTFET opera com o mesmo princípio do MOSFET, pois os elétrons viajam do terminal de fonte para o terminal de dreno (SINHA; CHAUDHURY, 2014).

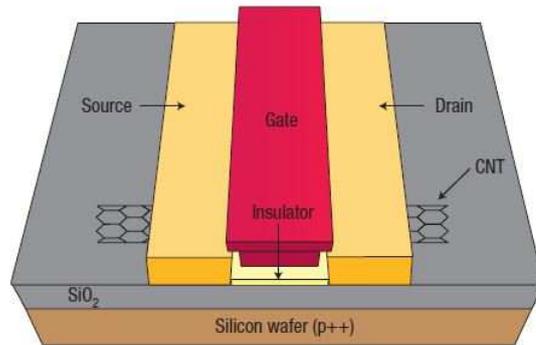


Figura 11 – Esquemático de um CNTFET (AVOURIS; CHEN; PEREBEINOS, 2007).

A Figura 12 mostra o layout típico de um CNTFET para aplicações PA (Amplificadores de Potência). A potência máxima de saída aumenta com múltiplos CNTs em paralelo enquanto a estrutura multi-dedo aumenta o número de canais por tubo (CLAUS; SCHRÖTER, 2009). A característica multi-tubo permite a condução de correntes maiores, enquanto a característica multi-dedo está relacionada com a impedância na porta, assim, quanto maior a quantidade de dedos/portas em paralelo, menor será a impedância. Este layout é adequado para projetos de circuitos analógicos de alta potência e alta frequência.

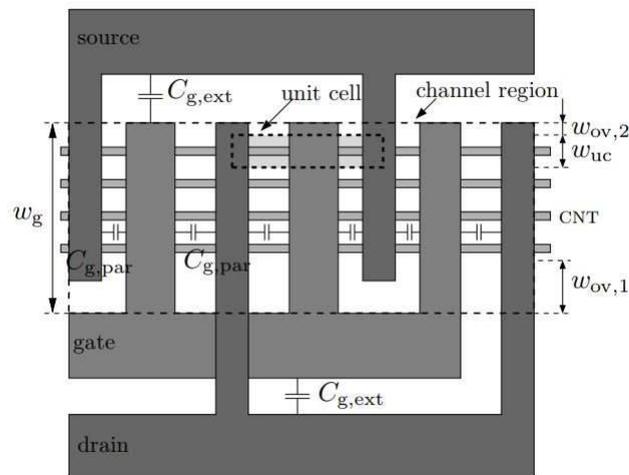


Figura 12 – Layout multi-dedo de um CNTFET multi-tubo (CLAUS; SCHRÖTER, 2009).

4.2 Estado da Arte

Recentemente tem sido feito desenvolvimentos na classificação e crescimento seletivo de nanotubos de carbono. Como visto na seção 3.3, os CNTs podem ser fabricados por uma variedade de métodos, como descarga de arco elétrico, ablação a laser e crescimento por CVD.

Os CNTs podem ser cultivados diretamente em “wafers” usando CVD e um material catalisador adequado. O resultado do crescimento em termos de quiralidade, densidade e alinhamento do tubo depende não apenas das condições de crescimento, mas também do substrato selecionado. No quartzo, CNTs com densidade de até $15/\mu m$ e uma relação $s : m$ de até $19 : 1$ (95% de nanotubos metálicos) já foram alcançados. Uma outra abordagem utilizada com frequência é a dispersão de, por exemplo, CNTs comercialmente disponíveis a partir de uma solução em “wafers”. os CNTs na solução podem ser purificados em até 99% de tubos semicondutores por ultracentrifugação (UCF)(SCHRÖTER et al., 2013).

A aplicação de procedimentos especiais de classificação permite alcançar uma alta pureza de tubos semicondutores de até 99,9% (por exemplo, Nanointegris), bem como quiralidade e até mesmo a seleção de comprimento (SCHRÖTER et al., 2016).

Por meio da tabela 1 é possível ver a pureza dos nanotubos de carbono disponíveis comercialmente e suas respectivas empresas responsáveis.

4.3 Modelo CCAM

Conforme (SCHRÖTER et al., 2015), o CCAM (modelo de nanotubo de carbono compacto) nada mais é que um modelo de grandes sinais que descreve com precisão as características DC e de pequenos sinais dos CNTFETs fabricados por meio de formulações computacionais eficientes e suaves de corrente e carga. Este modelo permite para um dado comprimento de porta, dimensionar a geometria de um transistor de dedo e tubo único para múltiplos dedos e tubos. Aspectos como transporte ambipolar, dependência de temperatura com auto aquecimento, ruído e um modelo de armadilha também podem ser obtidos por meio do CCAM, que apresenta concordância com as equações de transporte de Boltzmann e medidas de barreira Schottky dos CNTFETS. O modelo foi implementado em Verilog-A, tornando-o amplamente disponível para simulações computacionais. A Figura 13 mostra o circuito equivalente elétrico para o modelo CCAM.

Este modelo até o momento descreve bem o comportamento apenas de transistores CNTFET do tipo N, sendo este um dos fatores limitantes para escolha da topologia a ser implementada neste trabalho.

Para se trabalhar com o CCAM é preciso desenvolver algum método que converta os parâmetros físicos em parâmetros elétricos do transistor CNTFET, para isso pode-se

Tabela 1 – Pureza dos CNTs disponíveis comercialmente, traduzido e adaptado de (VASHIST et al., 2011).

CNTs	Pureza	Empresa
SWCNTs metálicos, semicondutores e de ultra-alta pureza	99%	NanoIntegris Inc., USA
MWCNT; SWCNT; SWCNT; CNT-COOH; CNT-Amide	> 95%	NanoLab, Inc., USA
Como produzido, pré-purificado e purificado SWCNT	97%	Nano-C, USA
SWCNT; MWCNT; DWCNT	90 – 95%	Helix Material Solutions, USA
SWCNT; DWCNT; MWCNT alinhado; MWCNT regular e de curta duração; -OH & -COOH funcionalizados, dispersíveis CNTs; CNTs especiais	95%	Nanostructured & Amorphous Materials, Inc., USA
SWCNT; MWCNT; -OH & -COOH funcionalizado SWCNT & MWCNT	90 – 95%	SkySpring Nanomaterials, Inc., USA
SWCNT; DWCNT; MWCNT; -OH & -COOH funcionalizados SWCNT, DWCNT & MWCNT	80 – 90%	Arry International GmbH, Germany
SWCNT; MWCNT; CNTs funcionalizados (personalizado)	90 – 98%	SouthWest NanoTechnologies Inc., USA
MWCNT; CNTs de grau de emissão de campo; MWCNT alinhado verticalmente em substratos	80 – 90%	Xintek Inc., USA
CNT (personalizado)	> 93%	Nanocarbon Sales, Canada
SWCNT; MWCNT; -OH & -COOH funcionalizado SWCNT & MWCNT	80 – 90%	Nanoshel, USA
SWCNTs (como preparado; purificado, baixa funcionalidade; alta funcionalidade purificada; amida funcionalizada; solúvel orgânico; solúvel em água)	> 80%	Carbon Solutions, Inc., USA
SWCNT; DWCNT; MWCNT	> 90 – 95%	SES Research, USA
SWCNT; DWCNT; MWCNT; CNTs funcionalizados com -OH & -COOH	> 90 – 95%	Cheap Tubes Inc., USA
SWCNT; DWCNT; MWCNT; CNTs funcionalizados com -OH e -COOH; MWCNTs alinhados	90 – 95%	Sun Innovations, Inc., USA
MWCNT	> 93%	Fibermax Composites, Greece
SWCNT; MWCNT; CNTs funcionalizados com -OH, -NH ₂ e -COOH; MWCNTs grafitados; MWCNTs curtos	> 90 – 97%	Feibo (ShangHai)Chemical Technology Co., Ltd., China
SWCNT; DWCNT; MWCNT; CNTs funcionalizados com -OH, -NH ₂ e -COOH; MWCNTs grafitados; MWCNTs revestidos com Ni; CNTs alinhados; CNTs helicoidais	>90 – 95%	Times Nano, China

utilizar de ferramentas matemáticas e programas computacionais que considerem valores realísticos já estimados. (PIMENTA, 2018) desenvolveu um algoritmo chamado CNTFET-Workflow que tem como entrada os parâmetros físicos do transistor que se pretende alterar e baseado em valores preestabelecidos converte-os em parâmetros elétricos por meio de métodos numéricos como a regressão linear e o método de Monte Carlo.

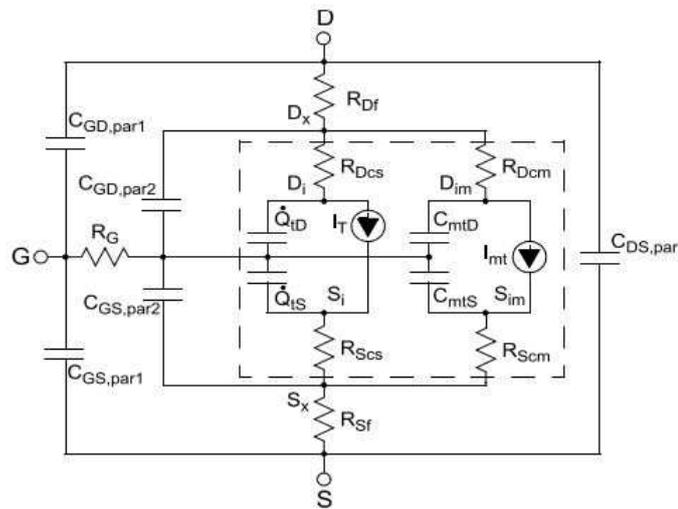


Figura 13 – Circuito elétrico equivalente do modelo compacto (SCHRÖTER et al., 2015).

5 Misturadores de Frequência

As considerações realizadas nesse capítulo são para dispositivos baseados na tecnologia MOSFET. Como os dispositivos CNTFETs apresentam comportamentos similares aos MOSFET, algumas condutas podem ser adotadas a fim do desenvolvimento deste trabalho.

5.1 Considerações Gerais

Um *mixer*, ou misturador de frequências, realiza a translação de um sinal para a frequência de um oscilador local (LO) por meio de uma multiplicação no domínio do tempo, permitindo assim que sinais sejam convertidos em diferentes frequências de acordo com sua aplicação.

A modulação é um procedimento feito em sistemas de telecomunicações com o objetivo de diminuir o comprimento da antena emissora e receptora e de realizar um deslocamento espectral no sinal, ou seja, um deslocamento das componentes de frequências de um sinal para outra faixa de frequências.

Com base no desenvolvimento de uma **modulação tonal** feita por (LATHI, 1998) para encontrar o sinal DSB (faixa lateral dupla) e seu respectivo espectro, foi considerado inicialmente um sinal mensagem em banda base $m(t)$ e uma exponencial complexa $e^{\pm j\omega_0 t}$. Aplicando as propriedades da transformada de Fourier, observa-se o sinal no domínio do tempo e seu respectivo correspondente no domínio da frequência

$$m(t) \iff M(\omega). \quad (5.1)$$

Multiplicando $m(t)$ por uma exponencial complexa, temos um deslocamento na frequência

$$m(t)e^{\pm j\omega_0 t} \iff M(\omega \pm \omega_0). \quad (5.2)$$

Multiplicando agora $m(t)$ por uma portadora senoidal $\cos(\omega_0 t)$, temos a seguinte decomposição:

$$m(t) \cos(\omega_0 t) = \frac{1}{2} [m(t)e^{j\omega_0 t} + m(t)e^{-j\omega_0 t}], \quad (5.3)$$

sendo que ao aplicar (5.2) em (5.3)

$$m(t) \cos(\omega_0 t) \iff \frac{1}{2}[M(\omega - \omega_0) + M(\omega + \omega_0)]. \quad (5.4)$$

Isso mostra que a multiplicação de um sinal $m(t)$ por um sinal senoidal de frequência ω_0 desloca o espectro de $M(\omega)$ para $\pm\omega_0$. Esse tipo de modulação é chamado de **modulação por amplitude**.

Para um sinal em banda-base $m(t)_{BB} = \cos(\omega_m t)$, a modulação é uma **modulação tonal**, pois o sinal modulante é puramente senoidal. Assim, o espectro de $m(t)_{BB}$ é dado por

$$M(\omega) = \pi[\delta(\omega - \omega_m) + \delta(\omega + \omega_m)]. \quad (5.5)$$

O espectro de (5.5) consiste em dois impulsos localizados em $\pm\omega_m$, como pode ser visto na Fig. 14.

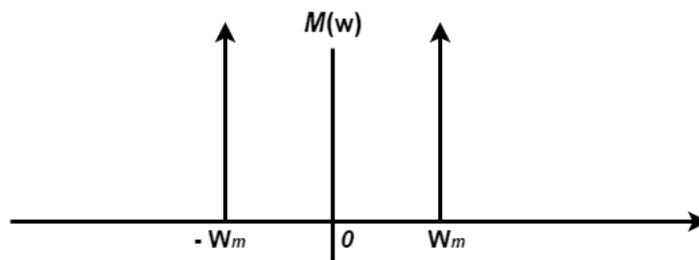


Figura 14 – Espectro de $m(t)_{BB}$, adaptado de (LATHI, 1998).

Multiplicando o sinal modulante $m(t)_{BB} = \cos(\omega_m t)$ por uma portadora $\cos(\omega_c t)$, temos:

$$\varphi_{DSB}(t) = \cos(\omega_m t) \cos(\omega_c t). \quad (5.6)$$

O espectro de (5.6) é visto na Fig. 15 como sendo o espectro da Fig. 14 deslocado para em torno de $\pm\omega_c$, sendo assim uma **modulação tonal de banda lateral dupla** que consiste de impulsos em $\pm(\omega_c - \omega_m)$ e $\pm(\omega_c + \omega_m)$, ou seja, a multiplicação da mensagem pela portadora permite levar a mensagem para altas frequências. Essa operação pode ser realizada pelo *mixer de upconversion*, que tem por função levar o sinal para altas frequências antes de ser enviado para a antena de transmissão do transceptor.

Segundo (RAZAVI, 2011), *mixers* realizam translação de frequência multiplicando duas formas de onda. Deste modo, um *mixer* possui em sua composição três diferentes portas, sendo elas duas de entrada e uma de saída. A Figura 16 mostra um transceptor genérico onde *mixers* são usados. Existem dois tipos de *mixer*, o *mixer downconversion*, usado no caminho de recepção do transceptor, que recebe um sinal de rádio frequência pela entrada RF e o sinal de um oscilador local pela entrada LO, produzindo um sinal de saída

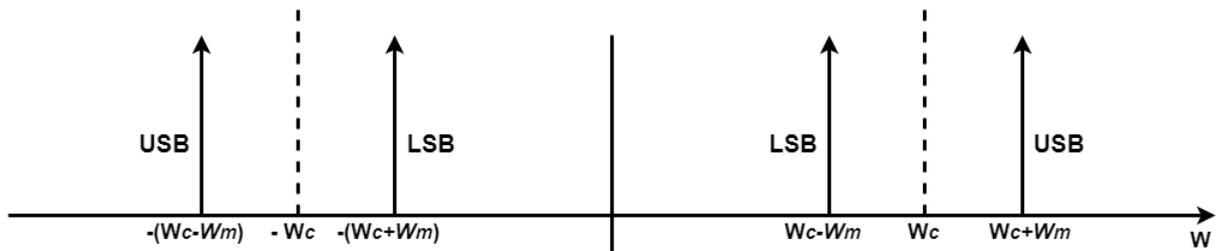


Figura 15 – Espectro de 5.6, adaptado de (LATHI, 1998).

na porta IF com uma frequência menor que a frequência do sinal RF recebido na entrada. No caminho de transmissão é utilizado um *mixer upconversion* que é semelhante ao *mixer downconversion*, porém recebe sinais de entrada IF e do oscilador local, produzindo um sinal RF na saída com a frequência maior que a recebida na porta IF. Isso é feito para que o sinal a ser transmitido esteja na banda de frequência regulamentada, sendo neste projeto de $2,4\text{GHz}$.

Um *mixer* pode ser simplesmente elaborado como mostra a Fig. 17, sendo que V_{LO} liga e desliga o interruptor, produzindo na saída $V_{IF} = V_{RF}$ ou $V_{IF} = 0$. Por meio de uma comutação abrupta no interruptor, a operação pode ser vista como sendo a multiplicação da entrada RF por uma onda quadrada alternando entre 0 e 1, mesmo se o próprio V_{LO} for uma senóide. Portanto, o circuito mistura a entrada RF com todos os harmônicos do LO, produzindo assim as chamadas “esporas de mistura”. A porta LO deste *mixer* é bastante não-linear. A porta RF deve permanecer suficientemente linear para satisfazer os requisitos de intermodulação e/ou compressão (RAZAVI, 2011).

Segundo (RAZAVI, 2011), *mixers* sofrem um menor ganho e um ruído mais alto à medida que a comutação na porta LO se torna menos abrupta. Assim sendo, projeta-se *mixers* e LO's de forma a garantir comutação abrupta e lidar com a mistura de esporas no nível de arquitetura.

5.2 Parâmetros de Desempenho

5.2.1 Ruído e Linearidade

Para *mixers upconversion*, o ruído torna-se um pouco crítico apenas se o ruído de saída TX na banda RX tiver que ser muito pequeno, mas mesmo esses casos exigem desempenho de ruído de mixagem mais relaxado do que o receptor. A linearidade de *mixers upconversion* é especificada pelo tipo de modulação e a oscilação do sinal em banda-base (RAZAVI, 2011).

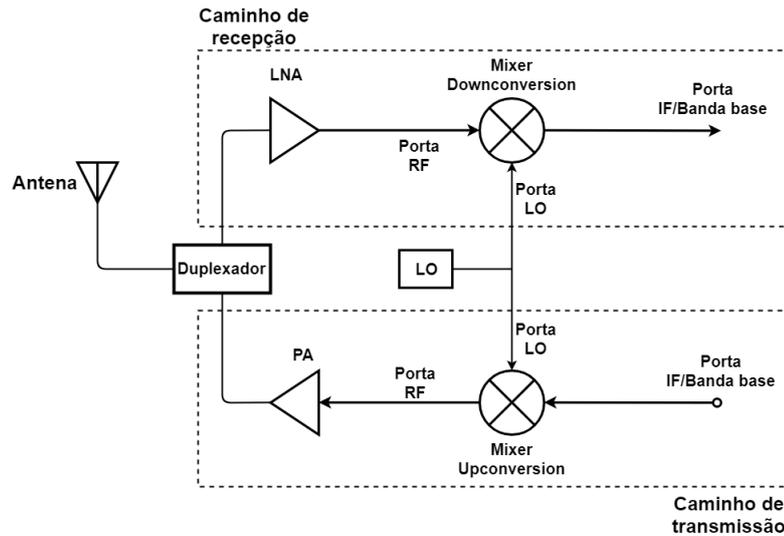


Figura 16 – Função do *mixer* em um transceptor genérico, traduzido e adaptado de (RAZAVI, 2011).

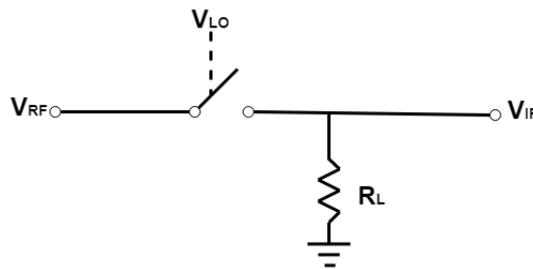


Figura 17 – *Mixer* usando uma chave ideal, adaptado de (RAZAVI, 2011).

5.2.2 Ganho

Em transmissores de conversão direta, é desejável que o ganho seja maximizado e conseqüentemente a oscilação de saída dos *mixers upconversion*, desse modo relaxando o ganho requerido pelo amplificador de potência. Em transmissores de duas etapas, por outro lado, os *mixers IF* devem fornecer apenas um ganho moderado, de modo a evitar a compressão do *mixer RF*.

Segundo (RAZAVI, 2011), o ganho de *mixers* deve ser cuidadosamente definido para evitar confusão. O “ganho de conversão” de um *mixer downconversion* é dada pela relação de tensão rms do sinal IF para a tensão rms do sinal RF. Observe que estes dois sinais estão centrados em torno de frequências diferentes. O ganho de conversão de tensão pode ser medido aplicando uma senoide em ω_{RF} e encontrando a amplitude do componente downconverted em ω_{IF} . Para *mixers upconversion*, o ganho de conversão é definido de forma semelhante, mas a partir da porta IF/banda-base para a porta RF.

5.2.3 Passagem Direta Porta-a-Porta

Em consequência das capacitâncias do dispositivo, *mixers* sofrem de acoplamento indesejado (passagem direta) de uma porta para outra [Fig. 18(a)]. Por exemplo, se um *mixer* é realizado por um MOSFET [Fig. 18(b)], então as capacitâncias porta-fonte e porta-dreno criam uma passagem direta da porta LO para as portas RF e IF.

Segundo (RAZAVI, 2011), a passagem direta porta-a-porta de *mixers upconversion* são menos críticas, exceto pelo componente LO-RF. A passagem de LO corrompe a constelação de sinais transmitidos e deve ser minimizada.

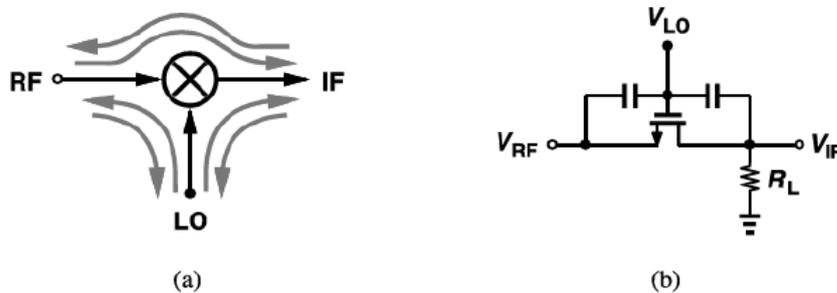


Figura 18 – (a) Mecanismo de passagem em um *mixer*, (b) caminhos de passagem em um *mixer* MOS (RAZAVI, 2011).

5.3 Mixers de Balanceamento Simples e Balanceamento Duplo

O circuito da Figura 18(b) opera com entradas de terminação única RF e LO, no entanto esta topologia é raramente utilizada em projetos modernos RF pelo fato de descartar o sinal RF por metade do período. Uma abordagem mais eficiente é mostrada na Fig. 19, onde dois interruptores são acionados por fases LO diferenciais de forma que a entrada RF é comutada para duas saídas distintas. Chamado de *mixer* de “balanceamento simples” por causa da forma de onda LO equilibrada. Além de oferecer um ganho de conversão maior, o circuito naturalmente fornece saídas diferenciais mesmo com uma entrada RF de terminação única, o que facilita no projeto de estágios subsequentes. Além disso, a passagem LO-RF na frequência de ω_{LO} desaparece se o circuito for simétrico, no entanto, devido a não-linearidade, um componente em $2\omega_{LO}$ ainda vaza para a entrada.

Segundo (RAZAVI, 2011), devido a uma significativa passagem direta de LO-IF, observa-se que $V_{out1} - V_{out2}$ contém um vazamento LO igual a $2\alpha V_{LO}$. Para eliminar este efeito, conecta-se dois *mixers* de balanceamento simples de modo que sua saída cancela a passagem direta LO, mas o sinal de saída não. Mostrado na Figura 20, tal topologia introduz duas passagens diretas opostas em cada saída. Chamado de *mixer* de “balanceamento duplo”, o circuito da Fig. 20 opera com ambas as formas de onda LO balanceadas e en-

tradas RF balanceadas. É possível aplicar uma entrada RF de terminação única enquanto se aterriza a outra, mas ao custo de um ruído de entrada maior.

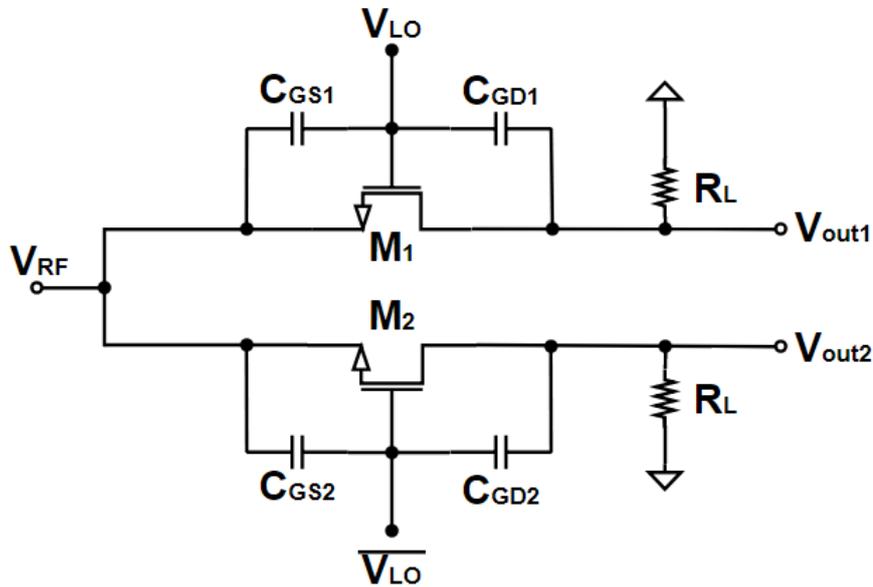


Figura 19 – *Mixer* passivo de balanceamento simples, adaptado de (RAZAVI, 2011).

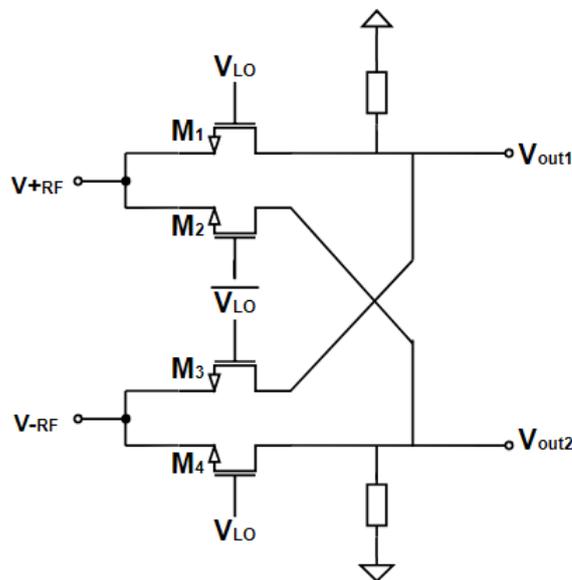


Figura 20 – *Mixer* passivo de balanceamento duplo, adaptado de (RAZAVI, 2011).

5.4 Mixers Upconversion

As arquiteturas de transmissores usam *mixers upconversion* para transladar o espectro em banda base para a frequência da portadora em um ou dois passos.

5.4.1 Requisitos de Desempenho

A Figura 21 mostra um transmissor genérico. O projeto dos circuitos de TX tipicamente começa com o PA. Assim sendo, o PA é projetado de forma a entregar uma potência especificada para a antena enquanto satisfaz certos requisitos de linearidade (em termos da potência do canal adjacente ou ponto de compressão de $1 - dB$). Segundo (RAZAVI, 2011), o PA apresenta uma certa capacitância de entrada e, devido ao seu ganho moderado, demanda uma certa oscilação na entrada. Para isso, os *mixers upconversion* devem atender a quatro requisitos de projeto, sendo eles:

- 1- Transladar o espectro em banda base para uma frequência de saída alta enquanto fornece um ganho suficiente.
- 2- Conduzir a capacitância de entrada do PA.
- 3- Entregar uma oscilação necessária para a entrada do PA.
- 4- Não limitar a linearidade do TX.

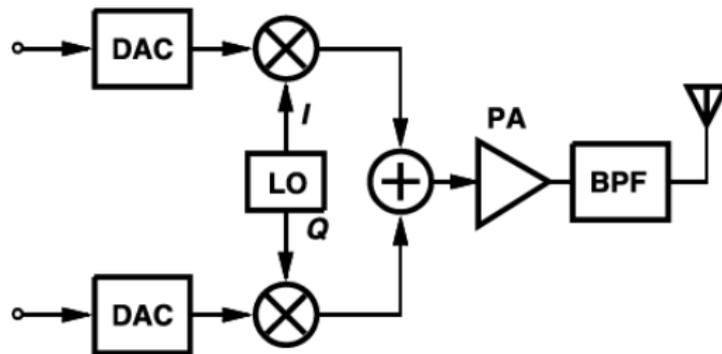


Figura 21 – Transmissor genérico (RAZAVI, 2011).

Segundo (RAZAVI, 2011), a interface entre os *mixers* e o PA implica outra questão crítica. Desde que a banda base e circuitos *mixer* são tipicamente realizadas de forma diferencial, e a antena é tipicamente de terminação única, o projetista deve decidir em qual ponto e como a saída diferencial dos *mixers* devem ser convertidos para um sinal de terminação única.

5.4.2 Topologias de Mixers Upconversion

5.4.2.1 Mixers Passivos

Segundo (RAZAVI, 2011), um *mixer* passivo de balanceamento duplo exibe um ganho de conversão de $\frac{2}{\pi}$. Como visto na Figura 22, tal topologia é mais relevante para

projeto TX do que estruturas de balanceamento simples, isso pelo fato de as formas de onda em banda base serem tipicamente avaliadas na forma diferencial.

Enquanto simples e bastante linear, o circuito da Fig.22(a) deve lidar com um número de questões. Primeiro, a largura de banda nos nós X e Y devem acomodar a frequência do sinal *upconverted*, assim como evitar perda adicional. Esta largura de banda é determinada pela resistência dos interruptores (R_{on}), suas contribuições de capacitâncias para os nós de saída, e a capacitância de saída do próximo estágio (C_{in}). Interruptores mais amplos aumentam a largura de banda até o ponto onde suas capacitâncias sobrecarregam C_{in} , mas eles também apresentam uma maior capacitância nas portas LO (RAZAVI, 2011). A Figura 22(b), mostra que por meio da ressonância de L_1 , é possível anular a capacitância nos nós X e Y.

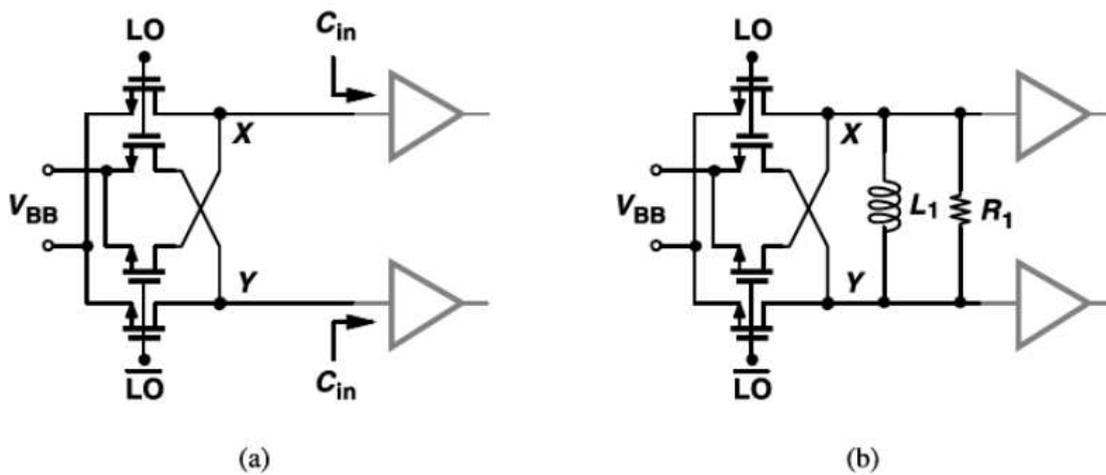


Figura 22 – (a) *Mixer* passivo de balanceamento duplo, (b) uso de ressonância para aumentar a largura de banda (RAZAVI, 2011).

A segunda questão trata-se do uso de *mixers* passivos em um conversor por quadratura, onde as saídas dos dois *mixers* devem ser somadas. Infelizmente, *mixers* passivos detectam e produzem tensões, tornando a soma direta difícil. Assim sendo, faz-se a conversão de cada saída para corrente, realiza a soma das correntes, e converte o resultado novamente para tensão. Tal arranjo pode ser observado na Fig. 23, onde os pares quase-diferencial $M_1 - M_2$ e $M_3 - M_4$ realizam a conversão V/I e os resistores de carga, conversão I/V . Este circuito pode fornecer ganho enquanto se presta a baixa tensão de alimentação. As fontes aterradas de $M_1 - M_4$ também geram uma linearidade relativamente alta. Uma desvantagem dessa topologia é que seu ponto de polarização é sensível ao modo comum de entrada, por exemplo, I_{D1} depende de V_{BB} e varia significativamente com o processo e com a temperatura. Por esta razão, empregamos acoplamento ac entre o *mixer* e o conversor V/I e definimos a polarização por um espelho de corrente (RAZAVI, 2011).

A terceira questão diz respeito à tensão de *overdrive* disponível dos interruptores

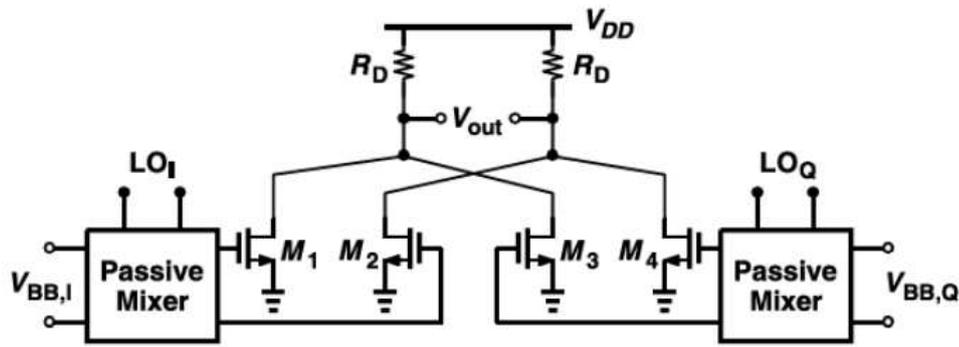


Figura 23 – Somatório das saídas em quadratura (RAZAVI, 2011).

dos *mixers*, onde um pequeno *overdrive* também degrada a linearidade dos interruptores. É importante notar que foram adicionados indutores ao circuito para melhorar a largura de banda, economizar *headroom* de tensão e para aumentar o *overdrive* dos interruptores. Percebe-se que um conversor por quadratura requer um grande número de indutores. A passagem direta da portadora em *mixers* passivos surge principalmente de incompatibilidades entre as capacitâncias de porta-dreno dos interruptores (RAZAVI, 2011).

5.4.2.2 Mixers Ativos

Upconversion em um transmissor também pode ser realizado por meio de *mixers* ativos, onde enfrenta problemas diferentes daqueles dos *mixers* passivos. Começamos com uma topologia de balanceamento duplo empregando um par quase diferencial (Figura 24). As cargas indutivas servem a dois propósitos, isto é, elas atenuam problemas de *headroom* de tensão e aumenta o ganho de conversão anulando a capacitância no nó de saída. Segundo (RAZAVI, 2011), o ganho de conversão de tensão para esta topologia é dado por:

$$A_v = \frac{2}{\pi} g_{m1,2} R_p \quad (5.7)$$

Onde R_p é a resistência paralela equivalente de cada indutor na ressonância.

Com apenas baixas frequências presentes nas portas e drenos de M_1 e M_2 na Fig. 24, o circuito é bem tolerante a capacitâncias nos nós P e Q. Contudo, o empilhamento dos transistores limita o *headroom* de tensão.

Segundo (RAZAVI, 2011), as condições de polarização do circuito da figura acima dependem fortemente do nível de modo comum de saída do conversor DAC. Portanto, aplicou-se algumas modificações, chegando na topologia vista na Fig. 25(a), uma célula de Gilbert. Este circuito enfrenta duas dificuldades. Primeiro, a fonte de corrente consome *headroom* adicional de tensão. Segundo, desde que o nó A não pode ser mantido em terra ac por um capacitor em baixas frequências de banda base, a não-linearidade é mais

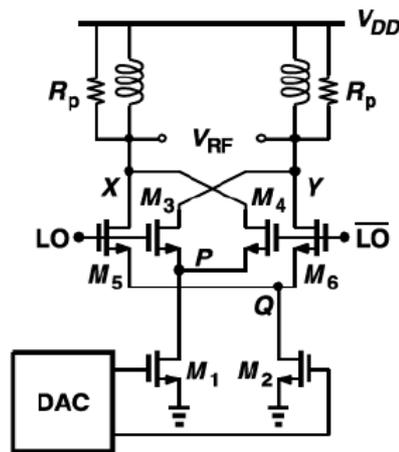


Figura 24 – *Mixer upconversion* ativo (RAZAVI, 2011).

pronunciada. Portanto, dobra-se o caminho de entrada e degenera o par diferencial para aliviar estas questões [Figura 25(b)].

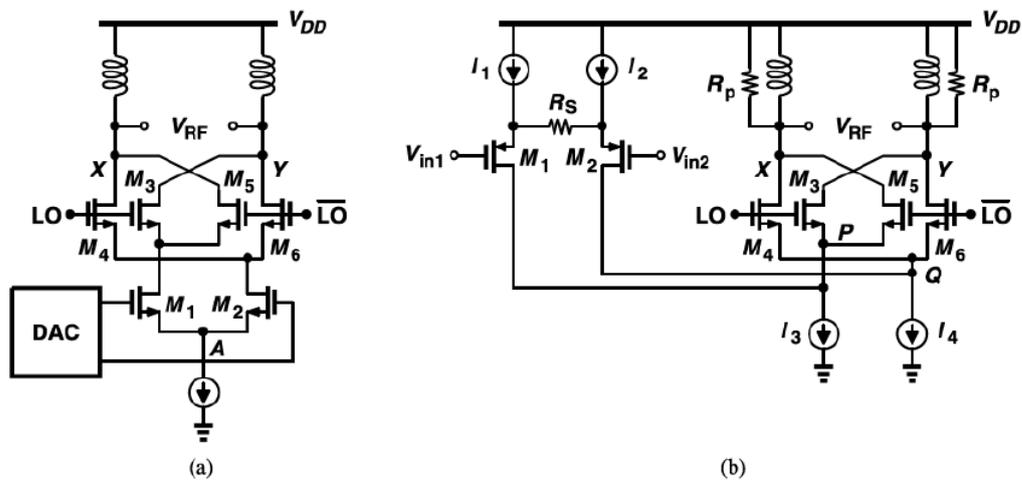


Figura 25 – (a) Célula de Gilbert como um *mixer upconversion*, (b) *mixer* com estágio de entrada dobrado (RAZAVI, 2011).

Apesar da degeneração, o circuito da Fig. 25(b) pode experimentar uma não-linearidade considerável se a oscilação de tensão em banda base exceder um certo valor.

6 Projeto do *Mixer Upconversion*

Neste capítulo será apresentado a topologia utilizada para o projeto do *mixer*, metodologia para dimensionamento e polarização do circuito e as simulações necessárias para extração das figuras de mérito.

6.1 Metodologia Top-Down para o projeto do *Mixer Upconversion*

Avanços na tecnologia de integração em larga escala permitem a implementação de circuitos grandes e complexos em um único chip. No entanto, devido a essa complexidade, é impraticável simular um chip completo em termos de transistores. A simulação de sinais mistos e a linguagem de descrição de hardware analógico permitem uma abordagem de projeto de cima para baixo para os CIs de sinal de grande porte e encurtam os ciclos de projeto (MURAYAMA; GENDAI, 1996).

A Figura 26 descreve como é o ambiente de projeto top-down de sinais mistos. O projeto inicia-se com uma descrição do comportamento do sistema usando uma linguagem de descrição de hardware. Em seguida são feitas verificações de características comportamentais do sistema e modificações do projeto caso necessário. Essa verificação antecipada evita o desperdício de tempo valioso de projeto e recursos de engenharia durante a implementação detalhada do circuito. Esta é uma das maiores vantagens da metodologia top-down.

Em seguida, os blocos funcionais são traduzidos em representações de baixo nível e analisados. Nesse estágio, o projetista pode escolher um nível de abstração arbitrário para cada bloco. Por exemplo, o projetista responsável pelo projeto do filtro executou o modelo do filtro em termos de transistores, enquanto outras partes foram modeladas a nível de sistema para uma simulação mais rápida. Esta simulação multinível permite alta precisão quando necessário, enquanto fornece abstração onde possível. Se algum bloco for considerado inadequado, o projetista volta ao nível superior, ajusta as especificações do bloco funcional e simula novamente todo o circuito. Finalmente, o projeto em termos de transistores é verificado por simulação e as correções necessárias são feitas. Portanto, a metodologia de projeto top-down reduz o tempo de simulação e o número de iterações de projeto necessárias por meio da verificação completa do chip (MURAYAMA; GENDAI, 1996).

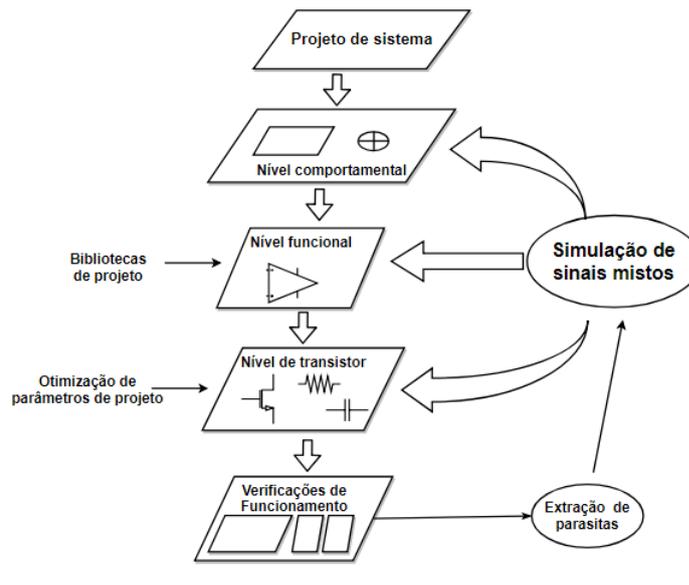


Figura 26 – Ambiente de projeto top-down de sinais mistos, traduzido e adaptado de (MURAYAMA; GENDAI, 1996).

Tabela 2 – Especificações *Mixer Upconversion*.

Especificações	Valor	Unidade
Tecnologia	0.18	μm
Tensão de alimentação	1.2	V
Faixa de operação	2.4	GHz
Potência dissipada	5	mW
Ganho de conversão	8	dB
IP1dB	-10	dBm

6.2 Topologia

A figura 27 mostra o esquemático da topologia usada para o *mixer upconversion* deste projeto.

6.3 Projeto Elétrico do *Mixer* e Simulações

O projeto do *mixer* será desenvolvido de acordo com o fluxograma visto na Fig. 28 tomando como base as especificações da tabela 2. O *mixer* será desenvolvido inicialmente usando transistores MOS a fim de checar o funcionamento da topologia e estabelecer testbechs para verificar se tal topologia consegue chegar aos valores especificados.

6.3.1 Circuito Tanque

Apresentada a topologia do *mixer*, é necessário estudar o estágio de carga, composto por um sistema LC que é basicamente um circuito ressonante, mais conhecido como

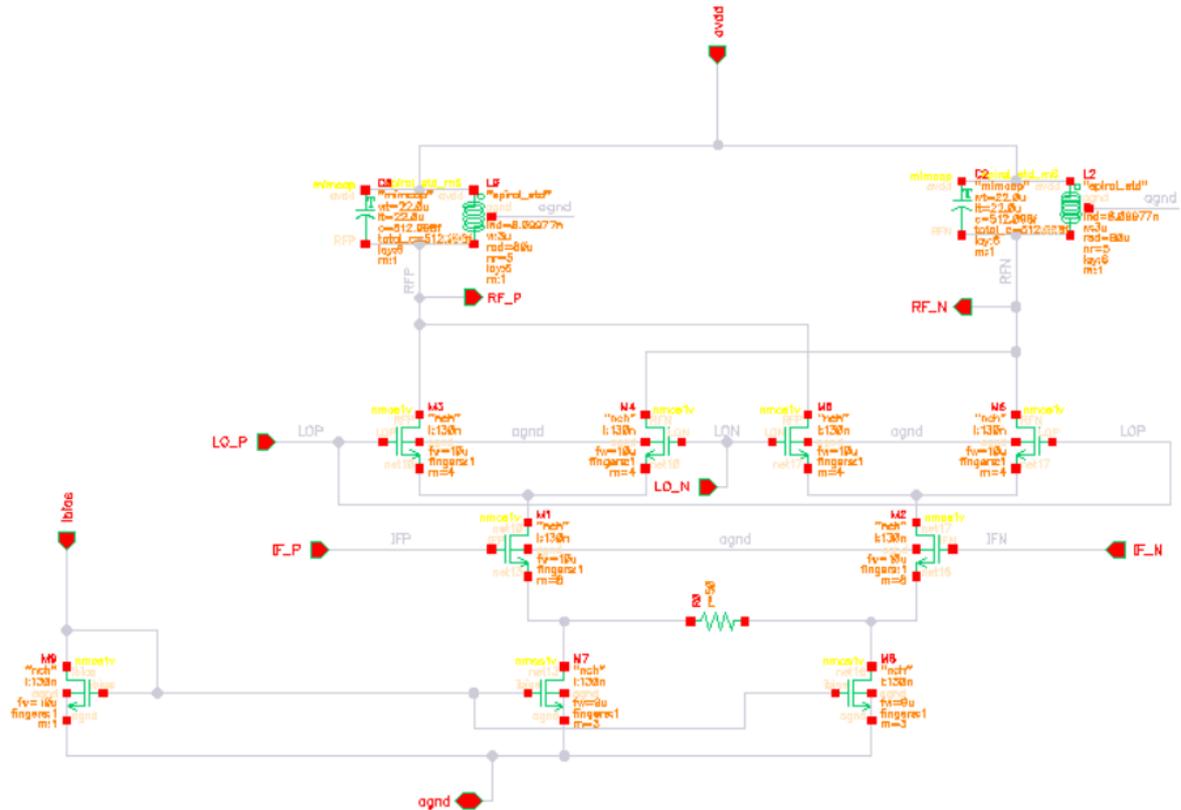


Figura 27 – Esquemático do *Mixer Upconversion*.

circuito tanque.

O circuito tanque foi usado no estágio de carga do *mixer* para sintonizá-lo na frequência de operação estabelecida na tabela 2. Dimensionando este circuito para uma frequência de operação de $2,4GHz$, escolheu-se um indutor de $8nH$ e um capacitor em paralelo. O valor do capacitor pode ser obtido por meio de

$$f_{ress} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (6.1)$$

assim, o valor da capacitância a ser usada nesse circuito é de $C = 0,5497pF$.

Com base nesses dados, é preciso descobrir o fator de qualidade (Q) do indutor para que seja definida qual a impedância de saída do *mixer*. para descobrir o valor de Q , utilizou-se o esquemático da Fig. 29, de onde foi obtido o gráfico da Fig. 30, sendo observado um fator de qualidade $Q = 9,487$.

Tendo em mãos o fator de qualidade, o próximo passo é descobrir a resistência de perdas de enrolamento da bobina (R_s), que pode ser obtido através de

$$Q = \frac{2\pi fL}{R_s}. \quad (6.2)$$

Mediante a eq. 6.2 obteve-se um valor de $R_s = 13\Omega$. Temos até o momento o valor

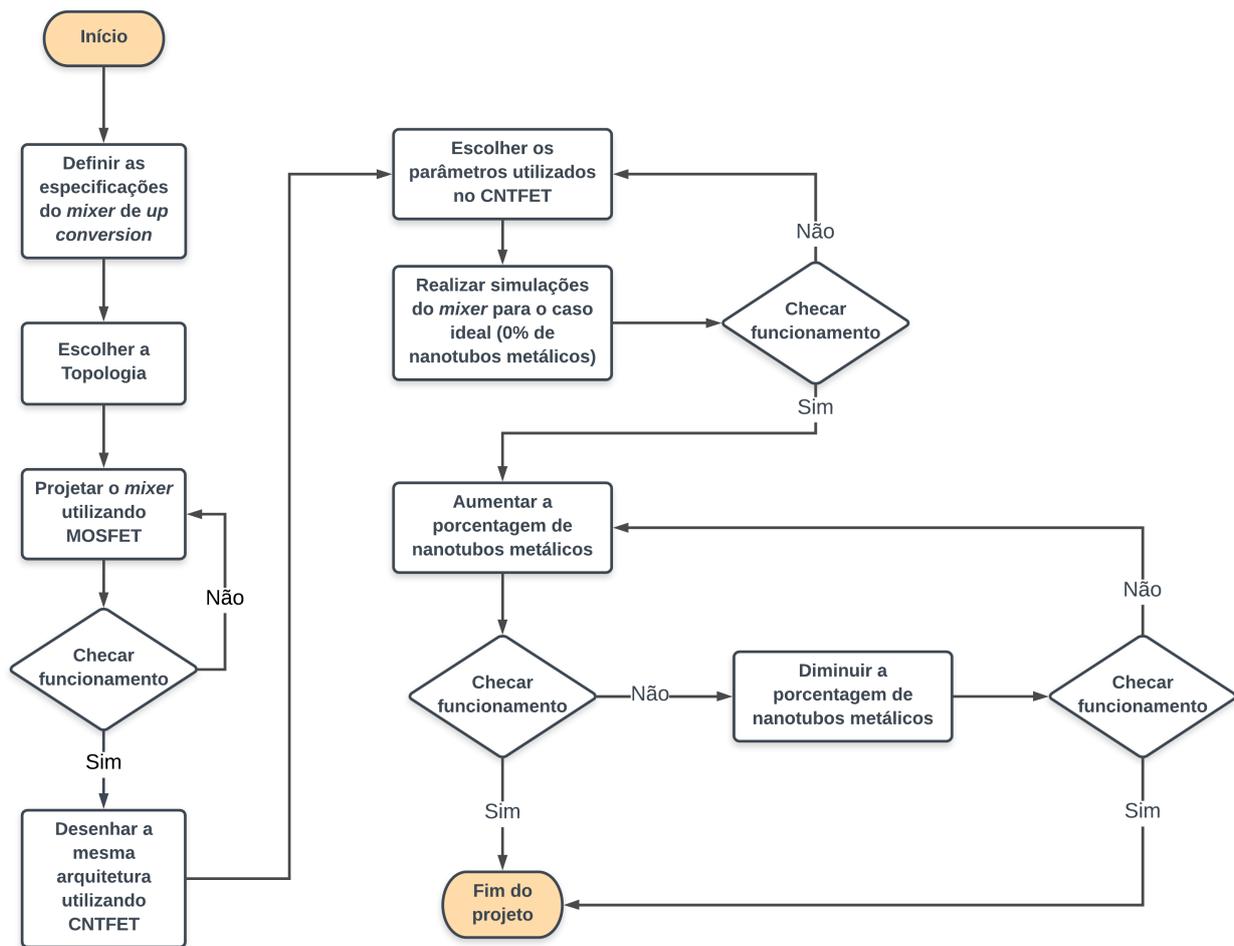


Figura 28 – Esquemático do Mixer *Upconversion*.

do indutor e da resistência de perdas do indutor. Para descobrir a impedância de saída, agora precisamos converter esse circuito série para paralelo, que pode ser feito facilmente por meio da equação

$$R_{out} = R_p = R_s(Q^2 + 1). \quad (6.3)$$

O valor da impedância de saída do *mixer* obtida por meio da eq. 6.3 é de $R_{out} = 1144\Omega$.

6.3.2 Metodologia de projeto

A figura 31 mostra um fluxograma da metodologia aplicada para o desenvolvimento do *mixer*. Essa metodologia foi aplicada neste projeto com o objetivo de polarizar o circuito com uma corrente que produza uma maior frequência de trânsito (f_t) e conseqüentemente uma maior transcondutância (gm), produzindo assim um maior ganho, pois o ganho do

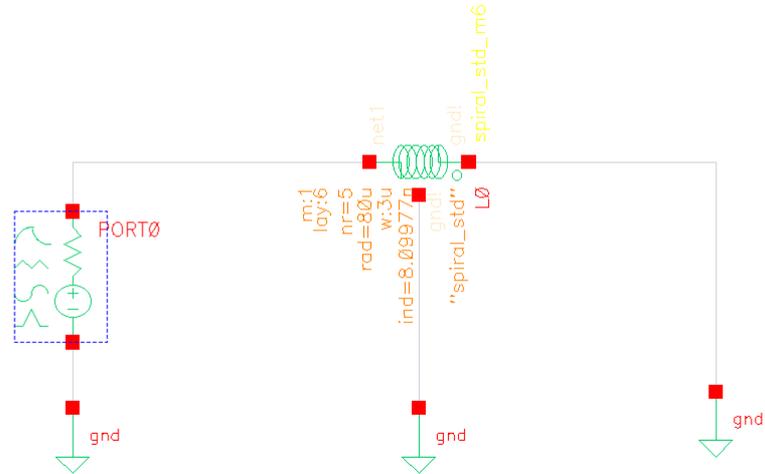


Figura 29 – Esquemático para extração do fator de qualidade do indutor do circuito tanque.

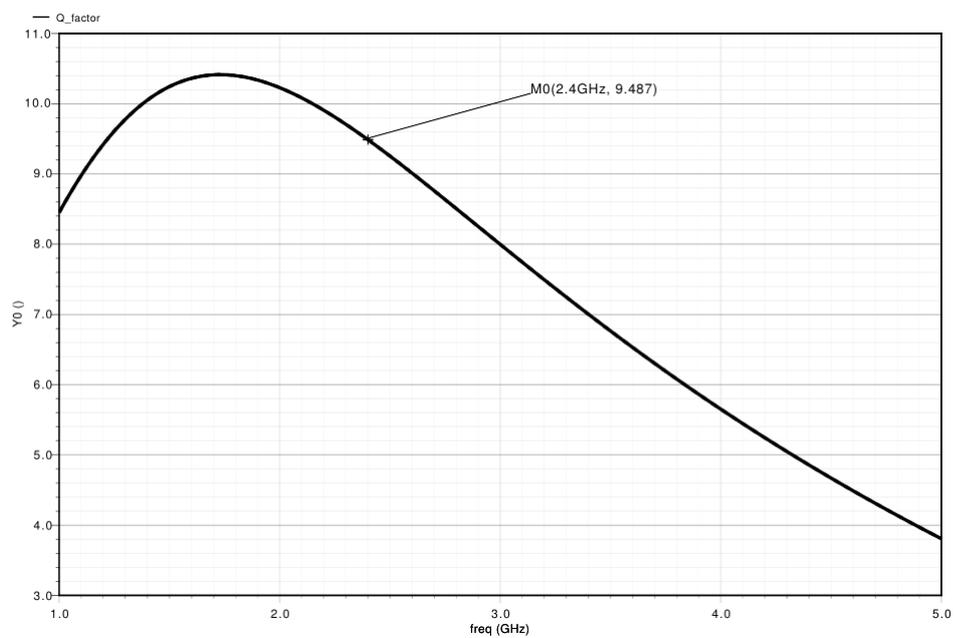


Figura 30 – Fator de qualidade do indutor.

mixer é diretamente proporcional a gm .

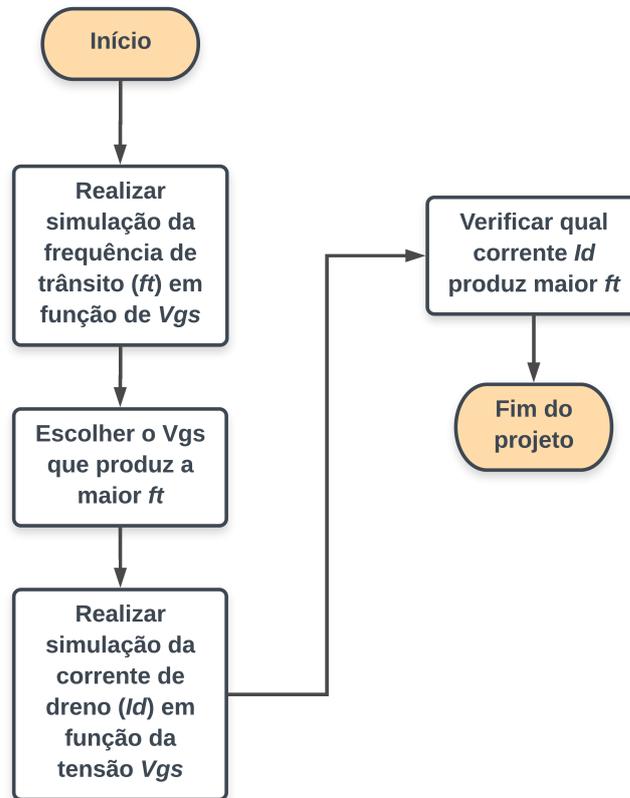


Figura 31 – Metodologia de projeto aplicada ao *mixer upconversion*.

6.3.3 Mixer MOSFET

Para o projeto do *mixer upconversion* utilizando transistores MOSFET, utilizou-se a metodologia descrita na Fig. 31 com o objetivo de obter o maior ganho de conversão possível. Dessa forma atribuiu-se valores de $W = 10\mu$ e $L = 130n$, largura e comprimento do canal respectivamente. Esses valores foram escolhidos pois para RF escolhe-se L mínimo para atingir máximas frequências, pois quanto maior o L, conseqüentemente maior será o W, deixando o circuito maior tendo mais capacitâncias parasitas envolvidas, então escolhe-se um L mínimo para ter menor capacitâncias parasitas possível. O W foi escolhido empiricamente para um valor interessante no momento da construção dos dispositivos no layout. Em seguida, fez-se a simulação da frequência de trânsito em função da tensão V_{gs} para descobrir qual tensão produz a maior f_t . As figuras 32 e 33 mostram o esquemático e o resultado da simulação.

Como pode-se ver, para uma tensão $V_{gs} = 895mV$ produziu-se uma $f_t = 75,3GHz$. O próximo passo será a realização da simulação da corrente de dreno (I_D) em função da tensão V_{gs} . Para essa simulação, utilizou-se o mesmo esquemático da Fig. 32, tendo como resultado os valores obtidos na Fig. 34, que foi uma corrente $I_D = 3mA$ para um

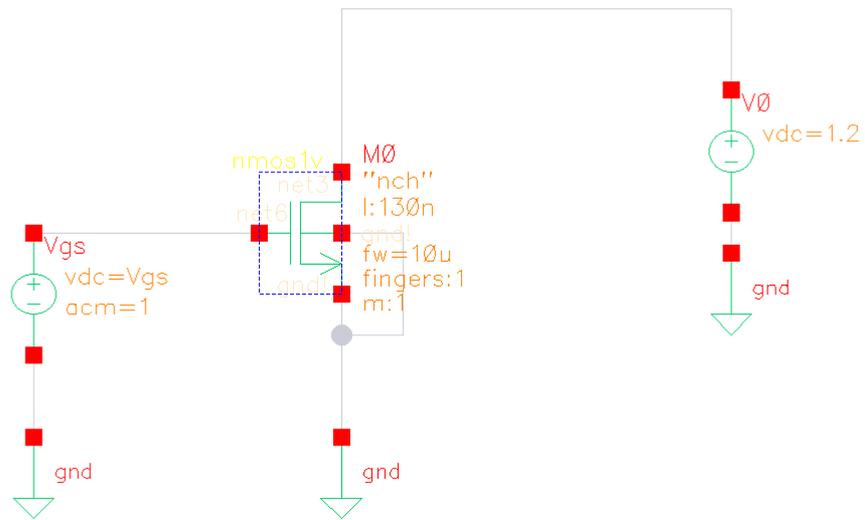


Figura 32 – Esquemático para simulação da frequência de trânsito e corrente de dreno.

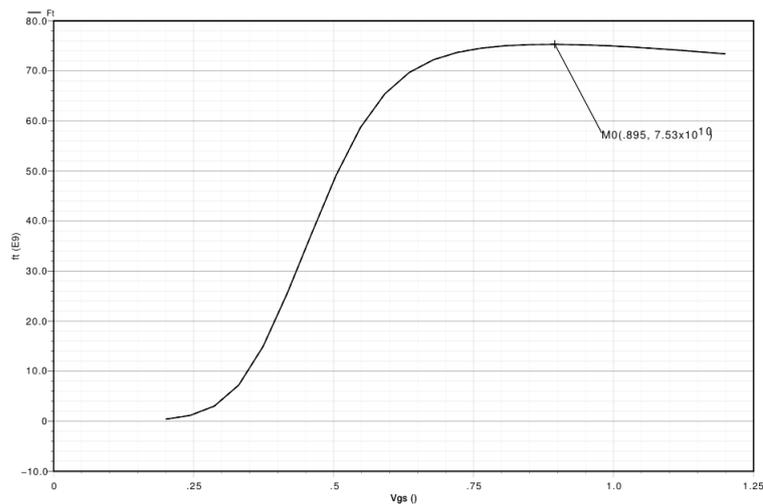


Figura 33 – Simulação da frequência de trânsito do transistor MOSFET.

$V_{gs} = 895mV$ e uma transcondutância de $7,5mS$, valor este que foi obtido observando os pontos de operação DC do transistor no esquemático.

Tendo em mãos o valor de I_D que produz o maior gm , basta utilizar os valores de W e L estipulados acima e garantir que no estágio de transcondutância do *mixer* passe o valor de $I_D = 3mA$ em cada transistor, assim o *mixer* terá um maior gm e consequentemente um maior ganho de conversão para as dimensões pré-estabelecidas.

6.3.3.1 Simulações de Desempenho

Para realizar a simulação do ganho de conversão, utilizou-se o circuito mostrado na Fig. 35.

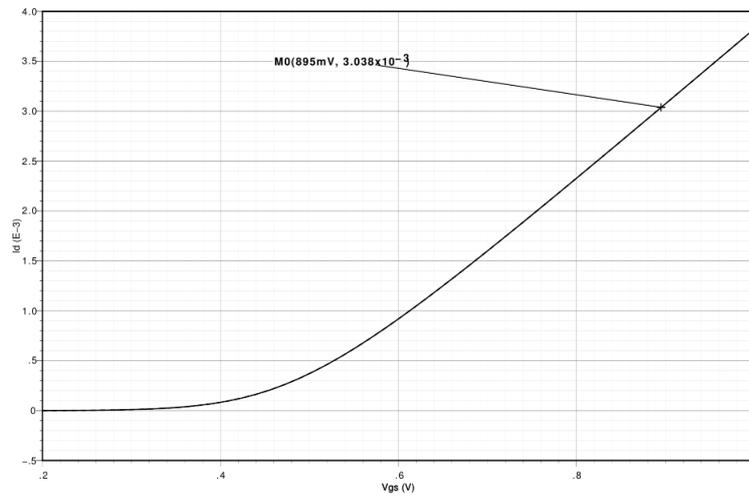


Figura 34 – Simulação da corrente de dreno do transistor MOSFET.

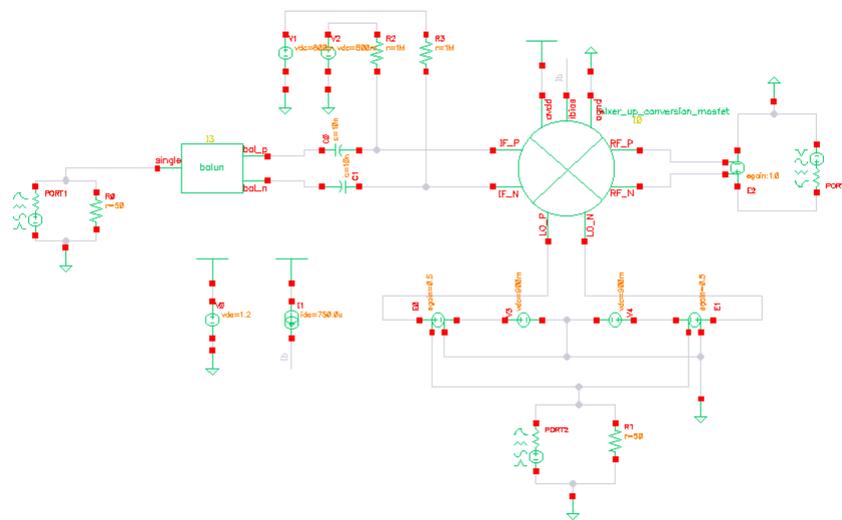


Figura 35 – Testbench para simulação do ganho de conversão do *mixer upconversion* MOSFET.

Este testbench utiliza três PORTs, componente este que permite colocar uma tensão de entrada e uma impedância de fonte. Utilizou-se também o BALUN, que é responsável por realizar a transformação de um sinal desbalanceado vindo da entrada IF para outro balanceado passando por capacitores de desacoplamento e só depois mandado para a porta IF do *mixer*. Nas entradas positiva e negativa do *mixer* são aplicadas tensões DC. Para a entrada do oscilador local foram colocadas duas fontes DC que estão ligadas a duas fontes VCVS que desempenham o papel de atenuar a tensão gerada pela PORT do oscilador local em 50% para criar as componentes positivas e negativas.

A Figura 36 mostra o resultado do ganho de conversão para o *mixer*, de onde obteve-se um valor de $15,77dB$ para uma potência do oscilador local de $10dBm$, no entanto, percebeu-se que a potência dissipada pelo circuito se encontrava em um valor de $8,4mW$, ultrapassando a especificação do *mixer*, então diminuiu-se a corrente I_{bias} que consequentemente reduziu a potência dissipada para $5mW$ obtendo assim um ganho de conversão de $13,95dB$, que pode ser visto na Fig. 37.

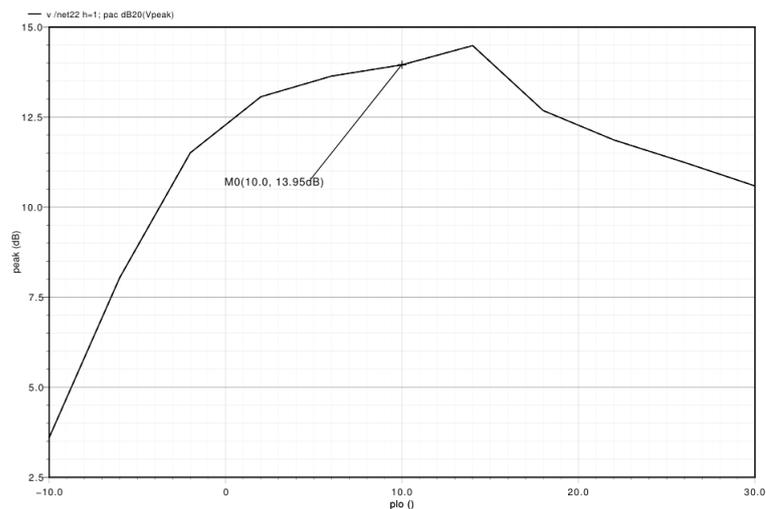


Figura 36 – Resultado da simulação do ganho de conversão do *mixer upconversion* MOSFET.

Para alcançar os valores citados acima, alterou-se a multiplicidade dos transistores. A multiplicidade consiste basicamente em colocar transistores em paralelo.

6.3.4 Mixer CNTFET

Para o projeto do *mixer* usando CNTFETs para o caso ideal com 0% de nanotubos metálicos, utilizou-se a mesma metodologia desenvolvida anteriormente para o *mixer* MOSFET adotando os parâmetros da tabela 3. Por meio do esquemático da Fig. 32 foi extraído a corrente de dreno de polarização do transistor CNTFET que permite a maior frequência de trânsito. O resultado das simulações da frequência de trânsito e corrente de dreno podem ser vistas nas figuras 38 e 39 respectivamente. Observa-se que

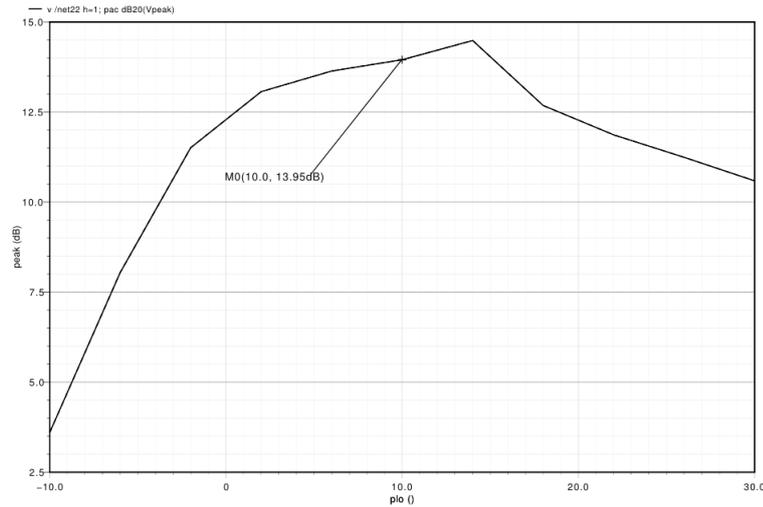


Figura 37 – Resultado da simulação do ganho de conversão do *mixer upconversion* MOSFET alterando a potência dissipada.

para uma máxima $f_t = 2,6GHz$ precisa-se polarizar o transistor com uma corrente de dreno $I_D = 379,8\mu A$.

Tabela 3 – Parâmetros do modelo CCAM.

Parâmetro	Descrição	Valor	Unidade
W_g	Largura da porta	10	μm
nf	Número de dedos	20	—
td	Densidade dos tubos	10	tubos/ μm
mf	Frações metálicas	0.01	%

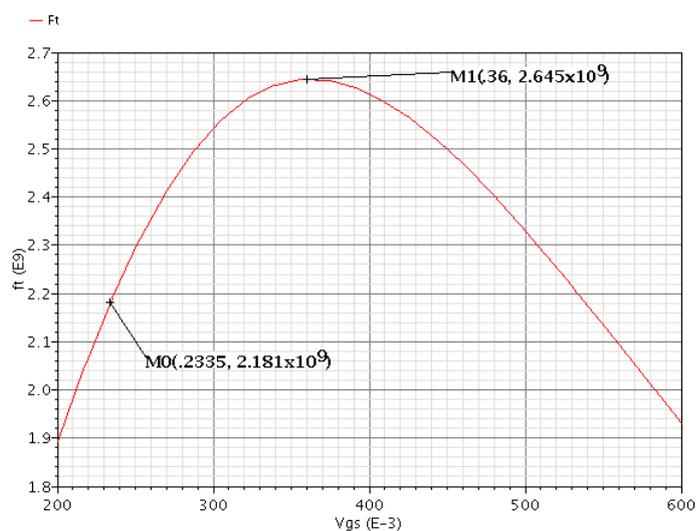


Figura 38 – Frequência de trânsito do CNTFET para 0.01% de nanotubos metálicos.

Sabendo disso, montou-se o esquemático da fig. 27 só que agora utilizando transistores CNTFET e substituindo o resistor R_0 por um indutor. Segundo (CIFUENTES,

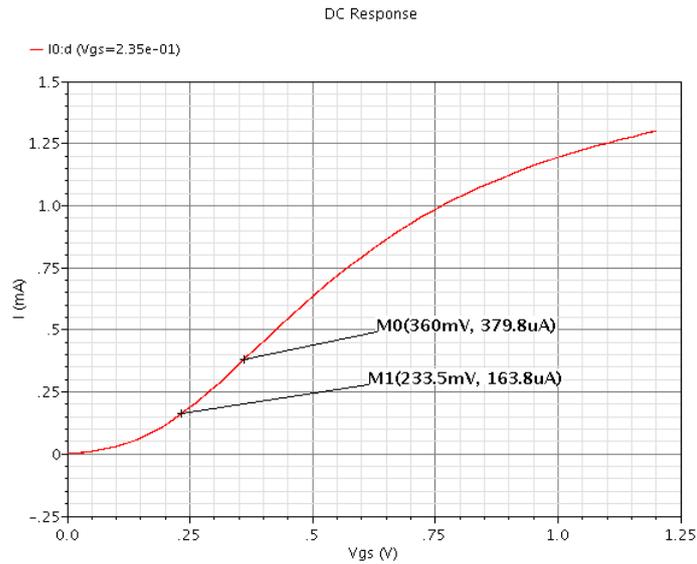


Figura 39 – Resultado da simulação do ganho de conversão do *mixer upconversion* MOS-FET alterando a potência dissipada.

2003), a degeneração do tipo indutivo permite melhora na linearidade do *mixer*. Em seguida, foi montado o testbench da Fig. 35 aplicando uma tensão de porta de $V_g = 560mV$ nas entradas IF e LO do *mixer*. Fez-se então uma análise DC do circuito para observar se passava a corrente I_D obtida anteriormente em cada um dos transistores no estágio de transcondutância, no entanto percebeu-se que o espelho de corrente utilizando CNTFETs não se comporta como no caso do transistor MOS, pois a corrente de dreno é altamente dependente da tensão V_{DS} .

Para a obtenção desse espelho de corrente foi utilizado um processo empírico em função do problema já relatado, diminuindo a frequência de trânsito para $ft = 2, 18GHz$ de forma que na polarização do transistor seja usada uma corrente $I_D = 163,8mA$, cerca de duas vezes menor que a usada para uma frequência de trânsito máxima como visto nas Fig. 38 e 39 respectivamente, notando uma queda de apenas $0,42GHz$ da frequência de trânsito máxima. Essa diminuição da frequência de trânsito foi necessário ser feita pois caso houvesse um aumento na multiplicidade no estágio de transcondutância futuramente para aumentar o ganho de conversão do *mixer*, este espelho de corrente consiga polarizar cada um dos transistores com a corrente I_D obtida nas simulações sem extrapolar a especificação de consumo de potência.

Feito isso, ajustou-se o espelho de corrente para que cada transistor do estágio de transcondutância fosse polarizado com uma corrente igual a $163,8mA$, sendo que foi necessário aumentar a multiplicidade dos transistores como visto na Fig. 40 para aumentar o ganho de conversão do *mixer*. Foi observado também que ao aumentar a multiplicidade no estágio de chaveamento houve uma diminuição considerável do ganho de conversão, isso se dá pelo fato do aumento das capacitâncias parasitas produzidas pela multiplicidade.

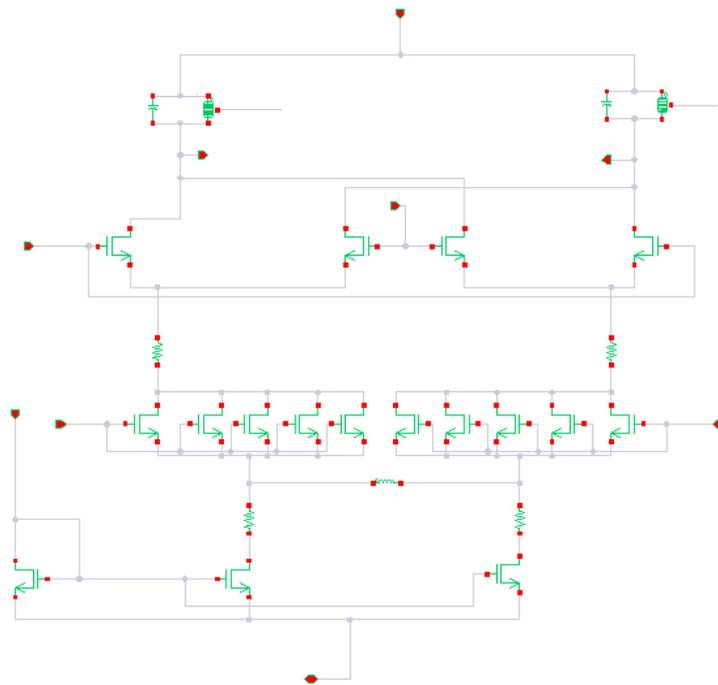


Figura 40 – Esquemático do *mixer* CNTFET com multiplicidade igual a 5 no estágio de transcondutância.

6.3.4.1 Ganho de conversão

Para a obtenção da ganho de conversão do *mixer* CNTFET utilizando 0% de nanotubos metálicos, fez-se o mesmo testbench usado para o *mixer* MOS (Fig. 35), que será aproveitado posteriormente para simulações do $IP1dB$ e da potência dissipada pelo circuito. Foi obtido um ganho de conversão de $11dB$, como pode ser observado na Fig. 41.

6.3.4.2 Linearidade

Em condições de pequenos sinais, a potência de saída aumenta linearmente com o aumento da potência do sinal de entrada. Quando o circuito muda para operação de grandes sinais, essa relação não é mais linear. O ponto de compressão de $1dB$ é uma medida dessa não-linearidade.

Para realizar o cálculo do $IP1dB$, aplica-se um tom médio no sinal de entrada IF e um tom grande no sinal de entrada LO para que seja realizada uma análise de estado estacionário quase periódico (QPSS). O QPSS permite entradas de sinais arbitrários incluindo a soma de senoides que não são periódicas.

É possível observar na Fig. 42 que o ponto de compressão de $1dB$ está localizado em $7.759dBm$.

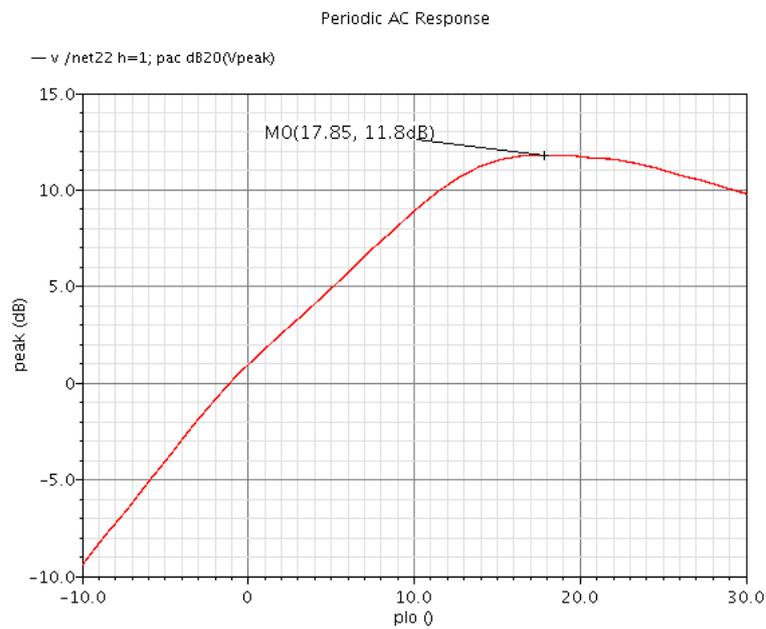
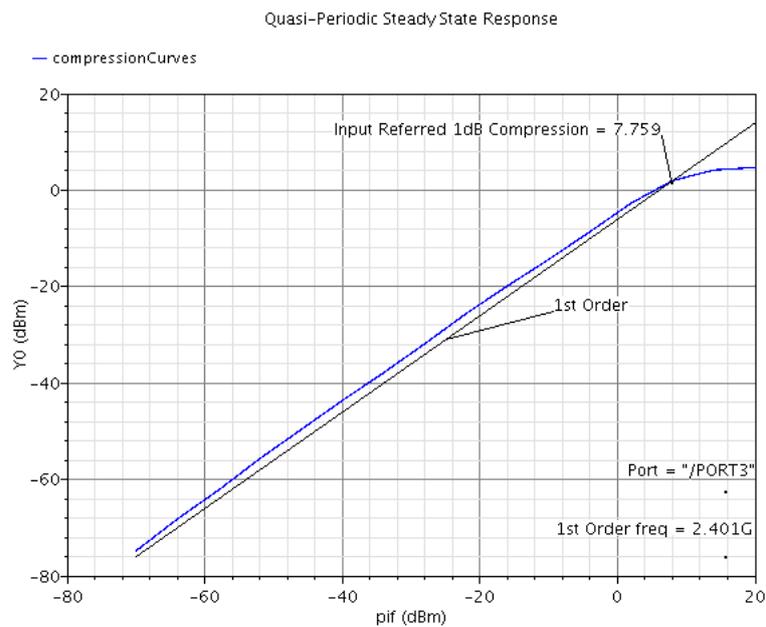


Figura 41 – Ganho de conversão para 0% de nanotubos metálicos.

Figura 42 – P_{1dB} para 0% de nanotubos metálicos.

6.3.4.3 Potência Dissipada

Por meio da simulação QPSS pode-se obter a potência dissipada pelo circuito. A figura 43 mostra o resultado dessa simulação.

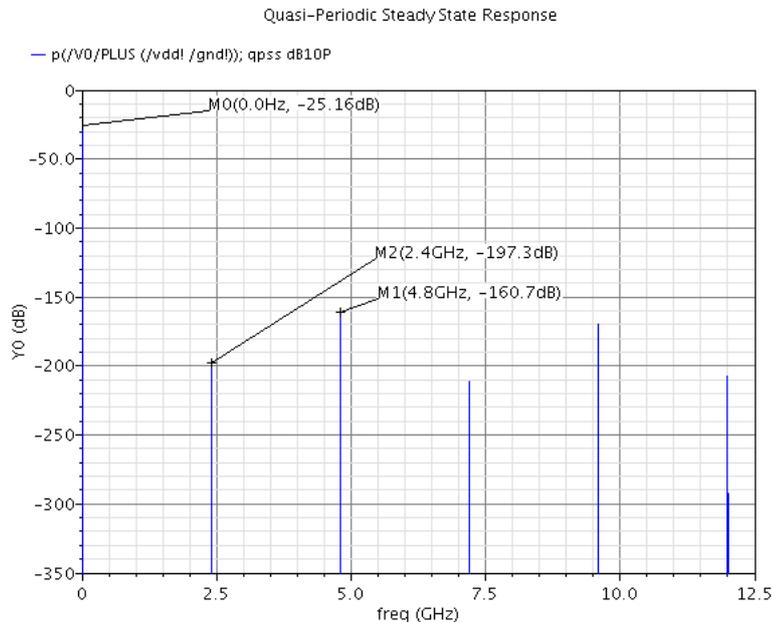


Figura 43 – Potência dissipada pelo *mixer* para 0% de nanotubos metálicos.

O sinal é composto por vários picos de harmônicos, sendo assim, para a obter a potência dissipada total pelo circuito é preciso somar todas as potências, no entanto, como pode ser observado na Fig. 43, apenas a harmônica fundamental é considerável, sendo as outras desprezíveis por serem muito pequenas em relação à fundamental. Dessa forma, só a harmônica fundamental será considerada, tendo um valor de -25.16dB que equivale a 3.05mW .

6.3.5 Mixer CNTFET com Nanotubos Metálicos

Após serem feitas as simulações do *mixer* para o caso ideal (0% de nanotubos metálicos), agora vamos contaminar o transistor CNTFET com frações de nanotubos metálicos e testar o seu funcionamento.

Faremos as mesmas simulações feitas anteriormente utilizando o testbench da Fig. 35, mas agora com 0.5% de nanotubos metálicos e posteriormente aumentando essa porcentagem para 0.8% onde serão feitas análises do comportamento do *mixer* para essas alterações.

6.3.5.1 Ganho de Conversão

Como pode ser observado nas Fig. 44 e 45, o *mixer* apresenta um ganho de conversão de 8.3dB e 8dB para 0.5% e 0.8% de nanotubos metálicos respectivamente.

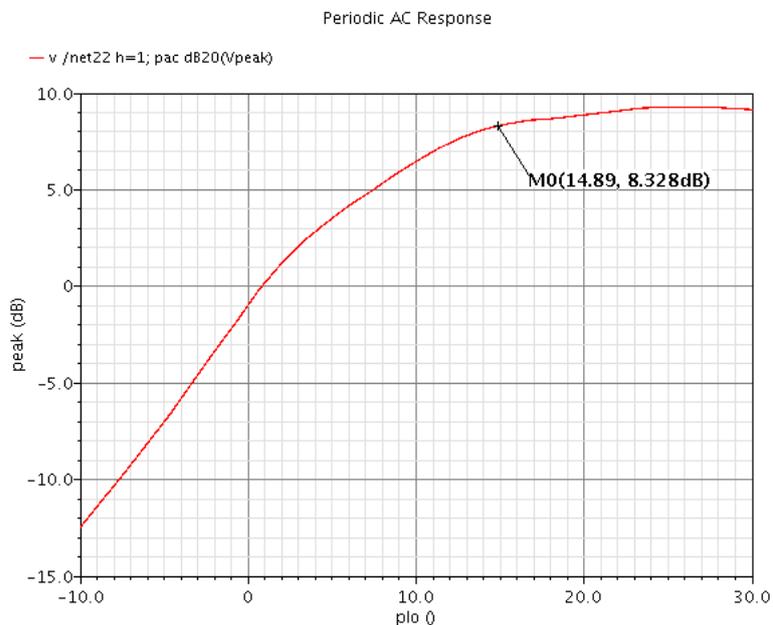


Figura 44 – $P1dB$ para 0.5% de nanotubos metálicos.

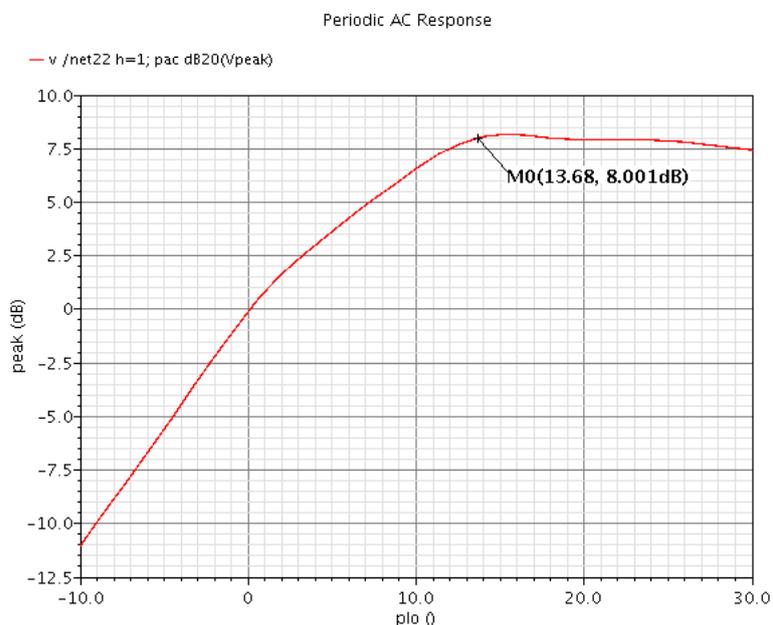


Figura 45 – Ganho de conversão para 0.8% de nanotubos metálicos.

6.3.5.2 Linearidade

As figuras 46 e 47 mostram os resultados de simulação do $P1dB$ para o *mixer* com 0.5% e 0.8% de nanotubos metálicos respectivamente. Com 0% de nanotubos metálicos

o *mixer* atingiu um $P1dB$ de $850.287m$ enquanto que para 0.8% o gráfico mostra um cruzamento da reta ideal em $41.6dBm$, no entanto, percebe-se uma não-linearidade ao ultrapassar uma potência de entrada na porta IF de $-15dBm$, tornando esse valor de $P1dB$ questionável.

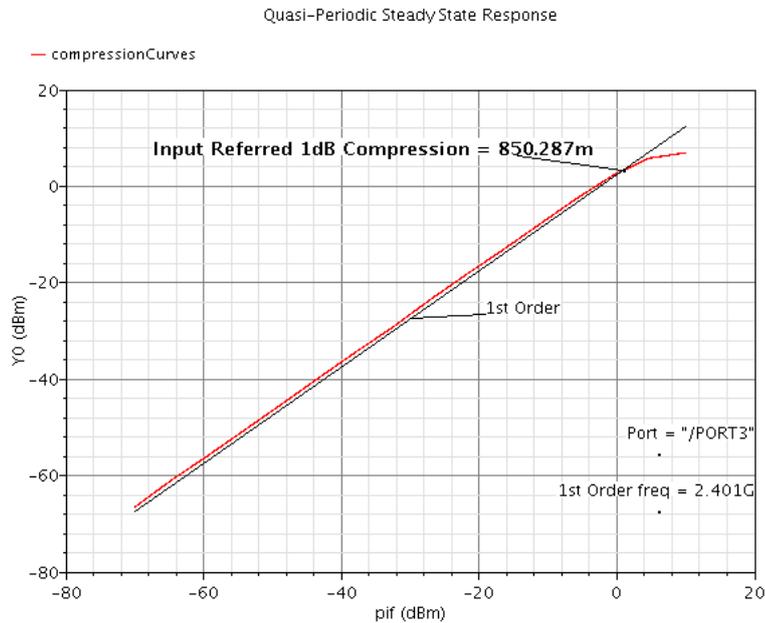


Figura 46 – $P1dB$ para 0.5% de nanotubos metálicos.

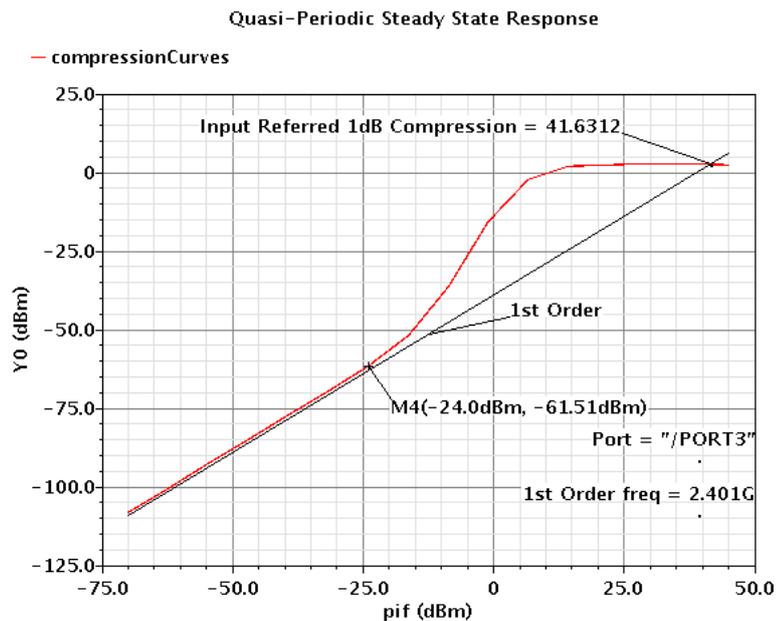


Figura 47 – $P1dB$ para 0.8% de nanotubos metálicos.

6.3.5.3 Potência Dissipada

Fez-se uma análise da potência dissipada pelo circuito inicialmente com 0.5% de nanotubos metálicos e posteriormente aumentando esse valor para 0.8%. A figura 48 mostra uma potência de $-19.96dB$ que equivale a $10.1mW$ e a Fig. 49 mostra que para 0.8% de nanotubos metálicos a potência dissipada pelo circuito foi de $-21.28dB$ que equivale a $7.45mW$.

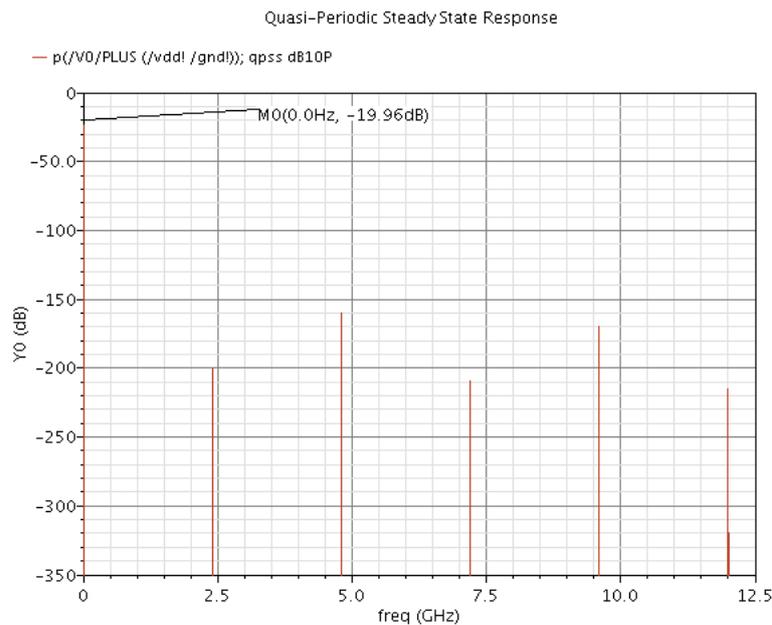


Figura 48 – Potência dissipada pelo *mixer* para 0.5% de nanotubos metálicos.

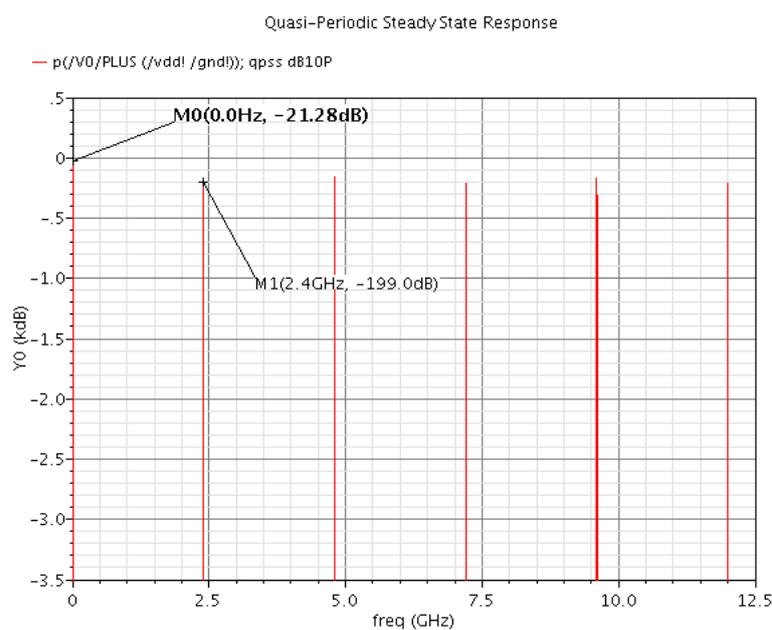


Figura 49 – Potência dissipada pelo *mixer* para 0.8% de nanotubos metálicos.

6.3.5.4 Funcionamento do Mixer Upconversion

Para analisar o comportamento do *mixer*, foi feita uma análise transiente com período de $2\mu s$ aplicando-se um sinal de entrada com uma frequência de $1MHz$ e um oscilador local com $2,4GHz$. A figura 50 mostra o resultado dessa análise.

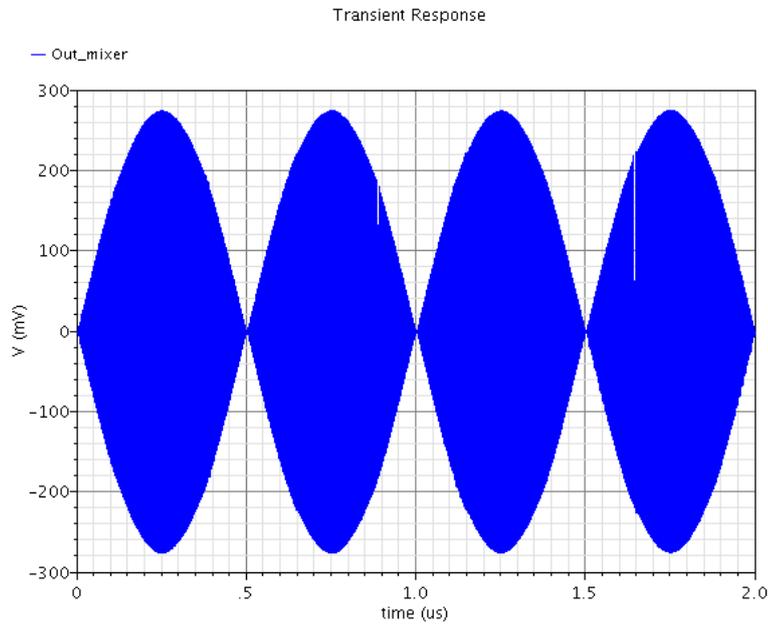


Figura 50 – Comportamento do *mixer upconversion* para 0.5% de nanotubos metálicos.

7 Resultados e Discussões

Neste capítulo será apresentado os resultados obtidos no projeto do *mixer upconversion* CNTFET e será feita uma comparação com os resultados obtidos por (FREITAS, 2016) para o *mixer upconversion* MOSFET com relação ao desempenho.

7.1 Quadro Geral

Para se trabalhar com o modelo CCAM no estudo e desenvolvimento do *mixer upconversion*, teve-se um empecilho com relação a conversão dos parâmetros físicos para os parâmetros elétricos do modelo (mais de sessenta parâmetros elétricos), fazendo com que tal conversão se tornasse dificultosa e quase impossível para um projetista sem o uso de alguma ferramenta computacional. Com a ajuda do algoritmo CNTFET-Workflow foi possível dar continuidade ao projeto, no entanto, pelo grande número de parâmetros elétricos que tiveram que ser alterados toda vez que se realizava o estudo do CNTFET com novos parâmetros físicos o processo se tornava cansativo e trabalhoso, tomando muito tempo e risco de se alterar um parâmetro de forma errada por desatenção.

A tabela 4 mostra uma síntese dos resultados obtidos tanto para o *mixer* utilizando CNTFETs quanto para o *mixer* utilizando MOSFETs.

Para fazer o mesmo circuito com o mesmo desempenho obtido por (FREITAS, 2016) com CNTFET ideal foi preciso menos consumo de potência e obteve-se uma melhor linearidade. Fez-se um estudo para saber o quão poluído com nanotubos metálicos o transistor pode ficar e obter o mesmo resultado do circuito com a tecnologia CMOS. Nesse estudo foi obtido que o CNTFET poderia ter até 0.5% de nanotubos metálicos que seria apresentado o mesmo desempenho do obtido com a tecnologia CMOS, com o diferencial de uma melhora significativa na linearidade ao utilizar CNTFETs.

Ao realizar a simulação do $P1dB$ para o transistor CNTFET com 0.8% de nanotubos metálicos, imaginou-se que havia um erro no modelo, pois obteve-se uma curva muito fora do esperado em relação ao transistor com 0.5%, então foi feito um novo estudo aumentando-se a porcentagem de nanotubos metálicos. Com 1% de nanotubos metálicos foi obtido uma curva com o mesmo comportamento do transistor com 0.8% em relação a linearidade. Assim, tanto com 0.8% quanto com 1% consegue-se atingir as especificações requeridas, no entanto, como acontece esse problema com a curva do $P1dB$, não é garantido a linearidade para porcentagens acima de 0.8% de nanotubos metálicos porque apresenta um comportamento atípico não previsto pela teoria.

É importante observar que o *mixer* CNTFET demandou uma alta potência nas

entradas do oscilador local para atingir as especificações estabelecidas, isso se dá pelo fato de não terem sido feitas alterações nas dimensões dos transístores do estágio de chaveamento, pois ao aumentar a multiplicidade perdia-se em ganho. Uma solução possível para esse problema seria dosar as dimensões das chaves de acordo com as especificações estabelecidas, de forma a manter um equilíbrio entre ganho, linearidade e potência requerida.

Tabela 4 – Quadro geral.

	Especificações	MOSFET	CNTFET			Unidade
			0%	0.5%	0.8%	
Tecnologia	0.18	0.13	-	-	-	μm
Potência dissipada	5	10.83	3.05	10.1	7.45	mW
Ganho de conversão	8	8	11.8	8.3	8	dB
IP1dB	-10	-9.78	7.759	850m	-	dBm

8 Conclusões

O modelo CCAM apresenta desafios em relação a alterações dos seus parâmetros físicos devido ao alto número de parâmetros elétricos requeridos, fazendo-se necessário um aprimoramento do modelo para facilitar o seu uso pelos projetistas em futuros projetos baseados na tecnologia de nanotubos de carbono.

Para o caso ideal do *mixer* utilizando transistores de nanotubo de carbono com 0% de nanotubos metálicos, apresentou desempenho superior ao que utiliza a tecnologia baseada em silício em questão de linearidade, consumo de potência e ganho de conversão. Dessa forma, transistores CNTFET são essenciais para o desenvolvimento de novos dispositivos de baixo consumo aplicados a IoT devido ao baixo consumo de potência averiguado no desenvolvimento do *mixer upconversion*.

Com o estado da arte atual dos nanotubos de carbono e com os resultados obtidos no projeto do *mixer upconversion* para figuras de mérito como linearidade, ganho de conversão e potência dissipada pode-se afirmar que é possível construir *mixers upconversion* utilizando CNTFETs com desempenho igual ou superior aos *mixers* MOSFET. Com o grau de pureza dos nanotubos de carbono fornecidos comercialmente por empresas no mercado mundial, pode-se construir *mixers upconversion* que satisfaça as especificações descritas na tabela 2 para transceptores ZigBee, no entanto não é garantido que o *mixer* apresente uma linearidade contínua, com base nas curvas obtidas para transistores CNTFET com grau de pureza de nanotubos metálicos maiores que 0.5%, sendo então necessário procedimentos de classificação para melhorar o grau de pureza para então se alcançar todos os requisitos de desempenho requeridos para o transceptor.

Como apresentado no desenvolvimento do *mixer*, o espelho de correntes utilizando CNTFETs não funciona adequadamente como no caso dos transistores MOSFET, então é necessário que sejam feitos estudos em trabalhos futuros para entender o funcionamento e aperfeiçoá-los investigando as causas de seu comportamento utilizando os modelos CCAM e TCAM e realizar comparações de resultados para os dois modelos.

Como não foi possível realizar simulações mistas utilizando as duas tecnologias neste trabalho, MOSFET e CNTFET, fica como sugestão a realização de simulações do LNA projetado com MOSFETs junto com o *mixer* projetado com CNTFETs e em Verilog-A.

Referências

- ANDO, Y. et al. Growing carbon nanotubes. *Materials today*, Elsevier, v. 7, n. 10, p. 22–29, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 45.
- AVOURIS, P.; CHEN, Z.; PEREBEINOS, V. Carbon-based electronics. *Nature nanotechnology*, Nature Publishing Group, v. 2, n. 10, p. 605, 2007. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 50.
- CIFUENTES, R. D. E. Estudo e projeto de um misturador CMOS para RF. *Universidade de São Paulo*, 2003. Citado na página 75.
- CLAUS, M.; SCHRÖTER, M. Design study of CNT transistor layouts for analog circuits. In: *Proc. NSTI Workshop on Compact Modeling*. [S.l.: s.n.], 2009. v. 3, p. 566–569. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 50.
- DRAGOMAN, D.; DRAGOMAN, M. Giant thermoelectric effect in graphene. *Applied Physics Letters*, AIP, v. 91, n. 20, p. 203116, 2007. Citado na página 42.
- DRESSELHAUS, M. S.; AVOURIS, P. Introduction to carbon materials research. In: *Carbon nanotubes*. [S.l.]: Springer, 2001. p. 1–9. Citado 3 vezes nas páginas 13, 37 e 39.
- FARAHANI, S. *ZigBee Wireless Networks and Transceivers*. [S.l.]: Newnes, 2008. Citado 5 vezes nas páginas 13, 30, 31, 32 e 33.
- FILHO, M. F. *Internet das Coisas (Internet of Things)*. [S.l.: s.n.], 2016. ISBN 9788550601113. Citado na página 29.
- FORRO, L.; SCHOENENBERGER, C. Physical properties of multi-wall nanotubes. In: *Carbon Nanotubes*. [S.l.]: Springer, 2001. p. 329–391. Citado na página 41.
- FREITAS, B. N. de. Projeto de um mixer de up-conversion para um transceptor zigbee. 2016. Citado na página 83.
- GEIM, A. K.; NOVOSELOV, K. S. The rise of graphene. *Nature materials*, Nature Publishing Group, v. 6, n. 3, p. 183, 2007. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 36.
- HERNANDEZ, E. et al. Elastic properties of C and B x C y N z composite nanotubes. *Physical Review Letters*, APS, v. 80, n. 20, p. 4502, 1998. Citado na página 41.
- IJJIMA, S. Helical microtubules of graphitic carbon. *Nature*, Nature Publishing Group, v. 354, n. 6348, p. 56, 1991. Citado na página 37.
- JIN, R. et al. The effect of annealing on the electrical and thermal transport properties of macroscopic bundles of long multi-wall carbon nanotubes. *Physica B: Condensed Matter*, Elsevier, v. 388, n. 1-2, p. 326–330, 2007. Citado na página 42.
- LATHI, B. P. *Modern Digital and Analog Communication Systems 3e Osece*. [S.l.]: Oxford university press, 1998. Citado 4 vezes nas páginas 13, 55, 56 e 57.
- LE, K. T. Designing a zigbee-ready IEEE 802.15. 4-compliant radio transceiver. *RF Design Bulletin*, 2004. Citado na página 27.

- MELO, P. *Padrão IEEE 802.15.4 - A base para as especificações Zigbee, WirelessHart e MiWi*. 2017. Disponível em: <<https://www.embarcados.com.br/padrao-ieee-802-15-4/>>. Citado na página 32.
- MENEZES, V. M. d. et al. Nanotubos de carbono interagindo com vitaminas B3 e C: um estudo de primeiros princípios. Universidade Federal de Santa Maria, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 46.
- MOROGUMA, A. Y. *Projeto de Circuitos RF em Tecnologia CNTFET para Padrão Bluetooth*. 2014. Monografia (Mestrado em Sistemas Eletrônicos e Automação), UnB (Universidade de Brasília), Distrito Federal, Brasil. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 37.
- MURATA, H.; SHIMOYAMA, H. Simulated electric field in an array of CNTs. *Carbon Nanotube and Related Field Emitters: Fundamentals and Applications*, Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, p. 143–162, 2010. Citado 3 vezes nas páginas 42, 43 e 44.
- MURAYAMA, T.; GENDAI, Y. A top-down mixed-signal design methodology using a mixed-signal simulator and analog hdl. In: IEEE. *Design Automation Conference, 1996, with EURO-VHDL'96 and Exhibition, Proceedings EURO-DAC'96, European*. [S.l.], 1996. p. 59–64. Citado 3 vezes nas páginas 14, 65 e 66.
- O'CONNOR, I. et al. CNTFET modeling and reconfigurable logic-circuit design. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, IEEE, v. 54, n. 11, p. 2365–2379, 2007. Citado na página 49.
- OLIVEIRA, T. R.; GIGLIO, G. P. de M. Análise de estudo de casos em abordagens pelo mundo da implementação de internet das coisas. *Caderno de Estudos em Sistemas de Informação*, v. 1, n. 2, 2018. Citado na página 30.
- PASTRANA-MARTÍNEZ, L. M. et al. Nanotubos e grafeno: Os primos mais jovens na família do carbono! *Biblioteca Digital do IPB*, p. 21–27, 2013. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/10198/8300>>. Acesso em: 03 jun. 2018. Citado na página 35.
- PEI, Q.; ZHANG, Y.; SHENOY, V. A molecular dynamics study of the mechanical properties of hydrogen functionalized graphene. *Carbon*, Elsevier, v. 48, n. 3, p. 898–904, 2010. Citado na página 37.
- PIMENTA, R. G. “CNTFET-Workflow”. 2018. Citado na página 53.
- POP, E. et al. Thermal conductance of an individual single-wall carbon nanotube above room temperature. *Nano letters*, ACS Publications, v. 6, n. 1, p. 96–100, 2006. Citado na página 42.
- RAZAVI, B. *RF microelectronics*. 2nd. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 2011. Citado 11 vezes nas páginas 13, 14, 56, 57, 58, 59, 60, 61, 62, 63 e 64.
- SAITO, R.; DRESSELHAUS, G.; DRESSELHAUS, M. S. *Physical properties of carbon nanotubes*. [S.l.]: World Scientific, 1998. Citado na página 37.
- SAITO, Y. *Carbon nanotube and related field emitters: fundamentals and applications*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010. Citado 3 vezes nas páginas 13, 44 e 45.

- SANTOS, L. J. d. et al. Fulereño[C60]: química e aplicações. *Química Nova*, Scielo, v. 33, p. 680 – 693, 00 2010. ISSN 0100-4042. Disponível em: <http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0100-40422010000300036&nrm=iso>. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 36.
- SCHRÖTER, M. et al. CNTFET-based RF electronics—state-of-the-art and future prospects. In: IEEE. *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), 2016 IEEE 16th Topical Meeting on*. [S.l.], 2016. p. 97–100. Citado na página 51.
- SCHRÖTER, M. et al. Carbon nanotube FET technology for radio-frequency electronics: State-of-the-art overview. *IEEE Journal of the Electron Devices Society*, IEEE, v. 1, n. 1, p. 9–20, 2013. Citado na página 51.
- SCHRÖTER, M. et al. A semiphysical large-signal compact carbon nanotube FET model for analog RF applications. *IEEE Transactions on Electron Devices*, IEEE, v. 62, n. 1, p. 52–60, 2015. Citado 3 vezes nas páginas 13, 51 e 53.
- SINHA, S. K.; CHAUDHURY, S. Comparative study of leakage power in CNTFET over MOSFET device. *Journal of Semiconductors*, IOP Publishing, v. 35, n. 11, p. 114002, 2014. Citado na página 50.
- TOMAR, A. *Introduction to Zigbee Technology*. 2011. Disponível em: <http://sensorembedded.com/product_extra_files/Introduction%20to%20Zigbee%20Technology.pdf>. Citado na página 30.
- TREACY, M. J.; EBBESEN, T.; GIBSON, J. Exceptionally high young's modulus observed for individual carbon nanotubes. *Nature*, Nature Publishing Group, v. 381, n. 6584, p. 678, 1996. Citado na página 40.
- VASHIST, S. K. et al. Advances in carbon nanotube based electrochemical sensors for bioanalytical applications. *Biotechnology advances*, Elsevier, v. 29, n. 2, p. 169–188, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 52.
- WONG, E. W.; SHEEHAN, P. E.; LIEBER, C. M. Nanobeam mechanics: elasticity, strength, and toughness of nanorods and nanotubes. *Science*, American Association for the Advancement of Science, v. 277, n. 5334, p. 1971–1975, 1997. Citado na página 40.