

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PROJETO DE CIRCUITOS RF EM TECNOLOGIA  
CNTFET PARA PADRÃO *BLUETOOTH*

ALEX YUZO MOROGUMA

ORIENTADOR: STEFAN MICHAEL BLAWID  
CO-ORIENTADORA: JANAÍNA GONÇALVES GUIMARÃES

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM  
SISTEMAS ELETRÔNICOS E AUTOMAÇÃO.

PUBLICAÇÃO: MTARH.DM - 017 A/99

BRASÍLIA/DF: MARÇO - 2014.



UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PROJETO DE CIRCUITOS RF EM TECNOLOGIA  
CNTFET PARA PADRÃO *BLUETOOTH*

ALEX YUZO MOROGUMA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA FACULDADE DE TECNOLOGIA DA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA, COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA DE SISTEMAS ELETRÔNICOS E DE AUTOMAÇÃO.

APROVADA POR:

---

Prof. Stefan Michael Blawid, PhD. (ENE-UnB)  
(Orientador)

---

Prof. Sandro Augusto Pavlik Haddad, PhD. (ENE-UnB)  
(Examinador Interno)

---

Prof. Demétrio Antônio da Silva Filho, PhD. (IF-UnB)  
(Examinador Externo)

BRASÍLIA/DF, 21 DE MARÇO DE 2014.

## FICHA CATALOGRÁFICA

MOROGUMA, ALEX YUZO

PROJETO DE CIRCUITOS RF EM TECNOLOGIA CNTFET PARA PADRÃO  
*BLUETOOTH*

xvii, 134p., 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Departamento de engenharia elétrica, 2014). Dissertação de Mestrado - Universidade de Brasília.  
Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Bluetooth

2. Nanotubos de carbono

3. Transistores de nanotubo de carbono

4. Projeto de circuitos analógicos

I. ENE/FT/UnB

II. Título (série)

## REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

Moroguma, A. Y. (2014). Projeto de circuitos RF em tecnologia CNTFET para padrão *Bluetooth*. Dissertação de Mestrado em engenharia de Sistemas eletrônicos e de automação, Publicação MTARH.DM - 17 A/99, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 134p.

## CESSÃO DE DIREITOS

NOME DO AUTOR: ALEX YUZO MOROGUMA.

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO: PROJETO DE CIRCUITOS RF EM TECNOLOGIA CNTFET PARA PADRÃO *BLUETOOTH*.

GRAU / ANO: Mestre / 2014

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta dissertação de mestrado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desta dissertação de mestrado pode ser reproduzida sem a autorização por escrito do autor.

---

Alex Yuzo Moroguma  
Condomínio Estância Jardim Botânico Cj. G casa 171  
71.680-365 Brasília - DF - Brasil.

## DEDICATÓRIA

Dedico esse trabalho principalmente aos meus pais, que me deram força, me iluminaram nos momentos mais complicados e confusos. Além de me ensinarem a sempre persistir nos objetivos, por mais que sejam difíceis.

## AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente aos meus professores, Janaína Guimarães e Stefan Blawid, por ter me ajudado e apoiado, durante esses dois anos. Nesse tempo aprendi muito com eles, tanto na vida acadêmica como na vida pessoal. Sou muito grato por terem sido compreensíveis e me dado apoio em momentos de dúvida.

Em segundo lugar, agradeço a minha namorada, Aline, que durante esse tempo foi muito compreensiva pelas minhas ausências durante finais de semana e feriados. Também agradeço por ter me acompanhado durante os períodos noturnos na biblioteca.

Gostaria muito de agradecer também ao grupo de pesquisa da Universidade de Dresden por ter me concedido o modelo para que eu pudesse desenvolver esse trabalho, e mais especificadamente ao Martin por ter me dado suporte durante todo esse período.

Agradeço também aos meus colegas de laboratório, Lucas, Genival, Rafael Ferreira, Rafael Martins, Reinaldo e Eduardo, por sempre estarem prontos para me socorrer, tirar dúvidas, abrir discussões, pontos de vista, entre muitas outras coisas. Além de serem pessoas completamente proativas e dedicarem parte de suas vidas para deixar o laboratório sempre vivo e com um ambiente totalmente agradável, respeitando as diferenças e as limitações de cada um.

Agradeço ao professor Camargo, por estar sempre no laboratório, lutando para que ele sempre melhore. Dando crédito e oportunidade para que novas pessoas possam aprender e evoluir lá dentro.

## RESUMO

### PROJETO DE CIRCUITOS RF EM TECNOLOGIA CNTFET PARA PADRÃO *BLUETOOTH*

**Autor:** Alex Yuzo Moroguma

**Orientador:** Prof. Stefan Michael Blawid

**Programa de Pós-graduação em Engenharia de Sistemas Eletrônicos e de Automação**

**Brasília, março de 2014**

Neste projeto foram desenvolvidos e simulados circuitos à base de nanotubos de carbono (CNT) de efeito de campo (FET). Esses circuitos tiveram como propósito analisar a viabilidade da substituição da tecnologia CMOS pela tecnologia CNTFET para o padrão *Bluetooth* em 2,4 GHz . As simulações dos circuitos foram realizadas com um modelo compacto para CNTFETs, denominado TCAM. Os elementos passivos dos circuitos foram selecionados da biblioteca da tecnologia CMOS 0,35  $\mu m$ . A plataforma profissional *Cadence*, que possui um módulo destinado a simulações chamado de *Spectre*, foi utilizada para o projeto e para a simulação dos circuitos.

Para a realização desse estudo, foram projetados os principais componentes/blocos do padrão *Bluetooth*: o amplificador fonte comum, o oscilador LC tanque e o misturador Célula de Gilbert. Para cada circuito projetado, os seguintes parâmetros característicos do CNTFET foram analisados: i) densidade de tubos, ii) número de dedos em paralelo, iii) porcentagem de nanotubos metálicos e iv) largura da porta. O impacto da presença de nanotubos metálicos no canal dos CNTFETs, que degrada o sinal e limita o uso dessa tecnologia no desempenho de circuitos analógicos, foi estudado com maior detalhe. Pode-se concluir que a complexidade do circuito está diretamente relacionada à tolerância a presença de nanotubos metálicos.

A influência do layout do CNTFET multi-tubos e multi-dedos na performance do circuito pode ser demonstrada mais claramente pelo amplificador fonte comum. A largura da porta altera o número de tubos paralelos que conectam a fonte com o dreno e portanto, muda o ponto de operação DC. O aumento do número de dedos do transistor é benéfico para performance AC em altas frequências, pois a impedância da porta é reduzida.

Os parâmetros do layout e da tecnologia precisam ser selecionados com cuidado para o sucesso de projetos de circuitos mais complexos. A parte ativa do oscilador inves-

tigada gera uma resistência negativa, na qual é essencial para manter um sinal não-atenuado. O número de dedos do transistor mostrou ser o parâmetro essencial para obter a magnitude requerida da resistência negativa. Para o projeto do misturado, todos os parâmetros tiveram que ser otimizados para atingir o ganho necessário para funcionamento.

Depois da otimização dos parâmetros, todos os componentes *Bluetooth* aqui investigados puderam ser projetados com sucesso empregando a plataforma da tecnologia CNTFET. No entanto, os circuitos complexos requerem uma tecnologia CNTFET quase-ideal e não disponível atualmente. Uma possível solução a este problema seria o *desing* de novas arquiteturas dos circuitos.



# ABSTRACT

## FEASIBILITY STUDY FOR DESIGNING BLUETOOTH COMPONENTS BASED ON A CNFET TECHNOLOGY PLATFORM

**Author:** Alex Yuzo Moroguma

**Supervisor:** Prof. Stefan Michael Blawid

**Programa de Pós-graduação em Sistemas Eletrônicos e Automação**

**Brasília, march de 2014**

This project presents the development and simulation of integrated circuits based on carbon nanotube (CNT) field-effect transistors (FETs). These circuits were aimed to analyze the feasibility of replacing CMOS by CNTFET technology for devices fulfilling the Bluetooth standard at 2.4 GHz. The circuit simulations were performed with a compact model for CNTFETs, called TCAM. The passive circuit elements were selected from the CMOS 0.35  $\mu\text{m}$  library. The professional platform *Cadence*, which has a simulation module called *Spectre*, was used for circuit design and simulation.

To perform this study, we designed some Bluetooth standard main components/blocks: a common-source amplifier, an LC tank oscillator and a Gilbert cell mixer. For each designed circuit, the following CNTFET parameters were analyzed: density of tubes, number of fingers in parallel, the percentage of metallic nanotubes and gate width. It can be concluded that the complexity of the circuit is directly related to the tolerance to the presence of metallic nanotubes.

The influence of the layout of a multi-tube multi-finger CNTFET on circuit performance could be most clearly demonstrated for the common-source amplifier. The gate width alters the number of parallel tubes connecting source and drain and therefore shifts the DC bias point. An increasing number of transistor fingers is beneficial for the high frequency AC performance since the gate impedance is reduced.

The layout and technology parameters had to be chosen with care for the successful design of more complex circuits. The active part of the investigated oscillator creates a negative resistance which is essential for maintaining a non-attenuated signal. The number of transistor fingers proved to be the essential parameter to obtain the required magnitude of the negative resistance. For the mixer design all parameters had to be optimised to achieve the necessary gain.

After parameter optimisation, all *Bluetooth* components investigated here could be

designed successfully employing a CNTFET technology platform. However, complex circuits require a quasi-ideal CNTFET technology not available today. A possible resort would be the invention of new system architectures.

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
1.1	Objetivos	2
1.2	Metodologia	3
1.3	Organização	3
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	<b>5</b>
2.1	Nanotubos de Carbono	5
2.1.1	Introdução	5
2.1.1.1	Contexto histórico	6
2.1.1.2	Tipos de CNT	6
2.1.2	Propriedades do CNT	8
2.1.2.1	Propriedades Mecânicas	9
2.1.2.2	Propriedades Térmicas	10
2.1.2.3	Propriedades Elétricas	11
2.1.3	Métodos de produção do CNT	12
2.1.3.1	Descarga por arco	12
2.1.3.2	Ablação a laser	14
2.1.3.3	Deposição por vapor químico (CVD)	16
2.2	CNTFET	18
2.2.1	Introdução	18
2.2.2	Modelo TCAM	20
2.3	<i>Bluetooth</i> IEEE 802.15.1	21
2.4	Osciladores	23
2.4.1	Teoria de controle em osciladores	23
2.4.2	Topologia de Osciladores	25
2.4.2.1	Osciladores em anel	25
2.4.2.2	Osciladores a cristal	27
2.4.2.3	Osciladores LC tanque	28
2.4.2.3.1	Ruído de fase	30
2.5	Misturador	32

2.5.1	Introdução . . . . .	32
2.5.2	Classificação dos Misturadores . . . . .	33
2.5.3	Misturador Célula de Gilbert . . . . .	34
2.5.4	Figuras de mérito . . . . .	36
2.5.4.1	Ganho de conversão . . . . .	37
2.5.4.2	Figura de ruído (NF) . . . . .	37
2.5.4.3	Ponto de compressão de 1dB . . . . .	38
2.5.4.4	Produto de intermodulação . . . . .	39
<b>3</b>	<b>METODOLOGIA DE PROJETO</b>	<b>41</b>
3.1	Amplificador fonte comum . . . . .	41
3.2	Oscilador LC tanque . . . . .	42
3.3	Mixer . . . . .	43
3.4	Resumo . . . . .	45
<b>4</b>	<b>DESENVOLVIMENTO E RESULTADOS</b>	<b>47</b>
4.1	Características do Transistor . . . . .	47
4.1.1	Curva característica do transistor CNTFET . . . . .	47
4.1.2	Gráfico de $g_m$ e $g_{ds}$ . . . . .	48
4.1.3	Frequência de trânsito ( $f_t$ ) . . . . .	51
4.2	Amplificador fonte comum . . . . .	53
4.2.1	Análise de funcionamento . . . . .	54
4.2.2	Análise DC . . . . .	55
4.2.3	Análise AC . . . . .	60
4.3	Oscilador LC tanque . . . . .	62
4.3.1	Análise de funcionamento . . . . .	62
4.3.2	Projeto . . . . .	63
4.3.2.1	Projeto oscilador LC tanque CMOS . . . . .	63
4.3.2.2	Ruído de fase (Padrão <i>Bluetooth</i> ) . . . . .	64
4.3.2.3	Projeto oscilador LC tanque CNTFET . . . . .	65
4.4	Misturador . . . . .	69
4.4.1	Análise de funcionamento . . . . .	69
4.4.2	Projeto . . . . .	71
4.4.2.1	Projeto do misturador CMOS . . . . .	71
4.4.2.2	Projeto do misturador CNTFET . . . . .	72
4.4.2.2.1	Ganho de conversão . . . . .	74
4.4.2.2.2	Ponto de compressão de 1dB . . . . .	75
4.5	Análise dos resultados . . . . .	75

4.5.1	Características do transistor . . . . .	75
4.5.2	Amplificador fonte comum . . . . .	76
4.5.3	Oscilador . . . . .	77
4.5.4	Mixer . . . . .	78
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES</b>	<b>79</b>
5.1	Conclusão final . . . . .	79
5.2	Recomendações para trabalhos futuros . . . . .	81
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>90</b>
<b>A</b>	<b>Determinação do ganho máximo do <i>mixer</i></b>	<b>92</b>

## LISTA DE TABELAS

2.1	Classes do padrão <i>Bluetooth</i> . . . . .	22
3.1	Classificação dos misturadores com referência ao ganho de conversão . .	44
4.1	Parâmetros do modelo TCAM . . . . .	54
4.2	Oscilador LC tanque CMOS . . . . .	63
4.3	Especificações do padrão <i>Bluetooth</i> para os sinais de interferência . . . .	64
4.4	Ruído de fase requerido pelo padrão <i>Bluetooth</i> . . . . .	65
4.5	Ruído de fase do oscilador LC tanque CNTFET . . . . .	67
4.6	Resumo dos resultados obtidos do misturador CMOS [71] . . . . .	71
5.1	Resumo dos resultados obtidos . . . . .	81

## LISTA DE FIGURAS

2.1	Diagrama de uma folha de grafeno [58]. . . . .	7
2.2	Estruturas mais conhecidas de CNT [67] . . . . .	8
2.3	Equipamento para produção de CNT usando descarga por arco [3, 4] . . . . .	13
2.4	Equipamento utilizado para a produção de CNT por ablação a laser [4] . . . . .	15
2.5	Esquemático da produção de CNT por CVD [4] . . . . .	17
2.6	Exemplo de um CNTFET . . . . .	19
2.7	Característica multi-tubo e multi-dedo [14] . . . . .	19
2.8	Modelo de grandes sinais do TCAM . . . . .	20
2.9	Diagrama esquemático do transceptor RF para <i>Bluetooth</i> [54]. . . . .	23
2.10	Ilustração da troca de energia do capacitor para o indutor.[24] . . . . .	24
2.11	Representação do oscilador com realimentação negativa.[59] . . . . .	24
2.12	Lugar geométrico da raízes do oscilador [47] . . . . .	25
2.13	Oscilador em anel com 5 inversores em série [47] . . . . .	26
2.14	Exemplo de funcionamento no tempo de um oscilador em anel. . . . .	26
2.15	Circuito equivalente do oscilador à cristal . . . . .	27
2.16	a) e b) Sem e Com resistência negativa c)Resistência negativa.[59] . . . . .	28
2.17	a) Oscilador de uma porta. b) Modelo de pequenos sinais. [59] . . . . .	29
2.18	Oscilador duplo [59] . . . . .	29
2.19	Impedância do circuito em função da frequência [47] . . . . .	30
2.20	Resposta em frequência do oscilador a) Ideal b) Real [54] . . . . .	31
2.21	Esquema de um multiplicador analógico ideal [48] . . . . .	33
2.22	Estrutura banceamento simples e duplo [23] . . . . .	34
2.23	Circuito misturador Célula de Gilbert [13] . . . . .	35
2.24	Impedâncias adicionadas ao estágio de transcondutância. [48] . . . . .	36
2.25	Ponto de compressão de 1 dB [48]. . . . .	39
3.1	Fluxo básico de projeto de circuito CNTFET . . . . .	46
4.1	Curva característica $I_d \times V_{ds}$ . . . . .	48
4.2	Curva característica $I_d \times V_{gs}$ . . . . .	48
4.3	Transcondutância para 3 frações de nanotubos metálicos 0%, 2%, 10%. . . . .	49

4.4	Condutância ( $g_{ds}$ ) para 3 frações de nanotubos metálicos 0%, 2%, 10%.	50
4.5	Circuito utilizado para retirar os gráficos de $g_m$ e $g_{ds}$ . . . . .	50
4.6	Relação de dependência do ganho pela quantidade de tubos metálicos. .	51
4.7	Transcondutância ( $g_m$ ), com 2% de nanotubos metálicos. . . . .	51
4.8	Condutância ( $g_{ds}$ ), com $V_{ds}$ igual a 1,63 V e com 2% de tubos metálicos.	52
4.9	Frequência de trânsito com variação de $V_{ds}$ . . . . .	53
4.10	Relação entre $f_t$ e tubos metálicos para $V_{ds}$ igual a 1,8 V . . . . .	54
4.11	Circuito do amplificador fonte comum CNTFET . . . . .	55
4.12	Curva $V_{ds}$ x $V_{gs}$ com e sem tubos metálicos. . . . .	56
4.13	Relação entre a curva $I_{ds}$ x $V_{gs}$ e tubos metálicos com $V_{ds}=1,63$ . . . .	57
4.14	Relação entre a curva $I_{ds}$ x $V_{ds}$ e tubos metálicos com $V_{gs}=0,5$ . . . .	57
4.15	Corrente de dreno em função da porcentagem de tubos metálicos . . . .	58
4.16	Curva $I_{ds}$ x $V_{gs}$ , com $V_{ds}=1,63$ e $V_{gs}$ positivo e negativo . . . . .	58
4.17	Curva do ganho pela resistência $R_0$ , para 0% de nanotubos metálicos. .	59
4.18	Curva do ganho pela resistência $R_0$ , para 10% de nanotubos metálicos.	59
4.19	Análise AC do circuito amplificador, com 20 dedos em paralelo. . . . .	61
4.20	Análise AC do circuito amplificador, com 60 dedos em paralelo. . . . .	62
4.21	Espectro de frequência do amplificador. . . . .	62
4.22	Layout do circuito oscilador LC tanque. . . . .	66
4.23	Amplitude do sinal em função da variação do número de dedos. . . . .	67
4.24	Amplitude do sinal em função da variação dos nanotubos metálicos. . .	68
4.25	Resposta transiente do oscilador LC tanque, sem nanotubos metálicos.	68
4.26	Espectro de frequência do oscilador LC tanque. . . . .	69
4.27	Circuito do misturador CNTFET célula de Gilbert. . . . .	70
4.28	Resposta transiente diferencial do misturador. . . . .	73
4.29	Espectro de frequência do misturador. . . . .	73
4.30	Circuito utilizado para retirar as figuras de mérito. . . . .	74
4.31	Ponto de compressão de 1 dB, mostrando a linearidade do misturador .	75
A.1	Corrente de polarização ( $I_d$ ) em função da tensão de pico a pico ( $V_{pp}$ ). .	92
A.2	Número de dedos em função da tensão de pico a pico ( $V_{pp}$ ). . . . .	92
A.3	Resistência ( $R_l$ ) em função da tensão de pico a pico ( $V_{pp}$ ). . . . .	93
A.4	Resistência ( $R_s$ ) em função da tensão de pico a pico ( $V_{pp}$ ). . . . .	93
A.5	Densidade de tubos em função da tensão de pico a pico ( $V_{pp}$ ). . . . .	93
A.6	Largura da porta ( $W_g$ $RF$ ) em função da tensão de pico a pico ( $V_{pp}$ ). . .	94
A.7	Largura da porta ( $W_g$ $LO$ ) em função da tensão de pico a pico ( $V_{pp}$ ). . .	94



# LISTA DE SÍMBOLOS, NOMENCLATURA E ABREVIACÕES

$\text{Å}$ : angstrom é o mesmo que  $10^{-10}$

CNT: nanotubo de carbono.

CNTFET: transistor de nanotubo de carbono.

GFSK: *Gaussian Frequency Shift Key*

$H_e, Ar, CH_4$ : são elementos químicos, Hélio, Argônio, metano, respectivamente.

$H_2O$ : molécula de água.

ISM: *Industrial Scientific Medical*

K: Kelvin, unidade de temperatura.

LNA: amplificador de baixo ruído.

LTI: *Linear Time Invariant*.

LTV: *Linear Time Variant*.

MWNT: nanotubo de carbono de parede múltipla

MHz: megahertz. Unidade de frequência multiplicada por  $10^6$ .

$N_i, Co, Fe, Pt, Pd$ : são elementos químicos, Níquel, Cobalto, Platina, Paládio.

$OH^-$ : radical hidroxila.

PSS: *Periodic Steady State Analysis*

PA: amplificador de potência.

QPSS: *Quasi-Periodic Steady State*

RF: rádio frequência.

SWNT: nanotubo de carbono de parede simples

SNR: relação sinal ruído.

$S_{BL}$ : potência do sinal de interferência.

TPa: unidade de medida de pressão tera pascal

VCO: Oscilador controlado por tensão.

$^{\circ}C$ : unidade de temperatura centígrada.

# 1 INTRODUÇÃO

Há umas duas décadas atrás, era muito comum fazer comunicação de dados de um computador para o outro por meio de fios, levando a uma quantidade enorme de fios e a uma desagradável poluição visual além de uma dificuldade enorme de manutenção. Atualmente essas redes foram substituídas pelas comunicações *wireless*, que são muito mais versáteis e de fácil manutenção. O mesmo ocorreu com as comunicações móveis, antigamente era necessário que um dispositivo estivesse na mesma linha de visada que outro e que a distância entre eles fossem bem pequena, aproximadamente 15 cm, para que houvesse a comunicação entre eles (comunicação infravermelho). Hoje em dia existem os dispositivos *Bluetooth*, que pode fazer comunicação com outros dispositivos que não estejam necessariamente na mesma linha de visada e pode atingir o raio de alguns metros. Essa tecnologia está cada vez mais conquistando o mercado, não só na área de telefonia, mas também nos pequenos utensílios do dia a dia como *mouse*, fone de ouvido, entre outros.

Toda tecnologia emergente precisa ter uma aplicação para se firmar no mercado consumidor. O CNTFET é uma tecnologia emergente e o *Bluetooth* é um protocolo muito difundido nos dispositivos atuais. Por isso que a integração entre eles poderia gerar um resultado interessante. Outro motivo da escolha do *Bluetooth* foi a sua baixa frequência de operação frente à frequência de trânsito ( $f_t$ ) do CNTFET, com isso é possível fabricar dispositivos *Bluetooth* muito mais baratos porque os transistores precisam ter apenas um comprimento do canal relaxado (alguns  $\mu m$ ).

No mundo digital, existem algumas arquiteturas que ainda são analógicas. Uma delas é o *Bluetooth*. A principal vantagem dos dispositivos analógicos frente aos digitais é a velocidade de processamento e a qualidade do sinal, ou seja, por não existir nas arquiteturas analógicas uma conversão analógico/digital e uma digital/analógico, faz com que essas arquiteturas tenham a possibilidade de serem mais velozes. Para melhorar essas arquiteturas vários pesquisadores estudam novas fontes de matérias que sejam mais baratos e apresentem melhores desempenhos que a tecnologia anterior, chamados de tecnologias emergentes. Uma dessas tecnologias é a do nanotubo de carbono (CNT), que é composto por um elemento químico de alta abundância na atmosfera que é o carbono e também apresenta desempenhos melhores que a tecnologia a base de silício.

Por isso que muitos projetos estão sendo desenvolvidos na área da eletrônica analógica para que esses materiais possam competir com a tecnologia atual.

Outro problema da tecnologia atual é redução do tamanho dos dispositivos *complementary metal-oxide-semiconductor* (CMOS) que está chegando no seu limite, ou seja, com o tamanho reduzido, as propriedades de onda-partícula escrito por de Broglie e por outros pesquisadores da época tornam-se mais adequadas para explicar os fenômenos quânticos como o tunelamento, que ocorrem dentro do dispositivo. Deixando para trás a ideia do elétron sendo um corpo sólido com carga. O transporte dos elétrons através dos canais de CNTFETs (transistor de efeito de campo de nanotubo de carbono) com comprimento abaixo de 50 nm é considerado balístico. Um transporte balístico é definido quando o caminho médio livre visto pelo elétron é muito elevado, ou seja, durante a passagem do elétron pelo nanotubo há poucos ( nenhuns) eventos de espalhamento. Portanto, para a modelagem das características elétricas dos CNTFETs precisa-se levar em consideração a natureza dual das cargas.

A frequência é outro fator limitante na atualidade, os dispositivos MOS operam normalmente em alguns GHz, sendo que a sua frequência de trânsito chega a algumas centenas GHz. Estudos mostram que os CNTFETs têm capacidade de operar em frequências mais elevadas a ser da ordem de algumas centenas de GHz, e a sua frequência de trânsito pode chegar na ordem de alguns THz, isso se deve principalmente pelo fato dos CNFETs possuírem um caminho médio livre muito elevado.

O *hardware* do padrão *Bluetooth* está diretamente ligado ao projeto de circuitos analógicos. Existem alguns blocos muito importantes nessa tecnologia como por exemplo o oscilador e o "mixer" (misturador), que devem atender a alguns pré-requisitos da própria tecnologia. É interessante notar que a substituição dos transistores CMOS para os CNTFETs pode levar a produção de dispositivos que operem com um consumo menor de potência e ocupem uma menor área, tendo a possibilidade de operar em frequências mais elevadas, ou seja, transmitem uma maior quantidade de dados em um mesmo intervalo de tempo.

## 1.1 Objetivos

Esse trabalho tem o foco na viabilidade da substituição (BI)CMOS para CNTFET nos dispositivos *Bluetooth*. Para isso foi utilizado o TCAM (*Transmission based Carbon nanotube transistor compact Model*), um modelo compacto em Verilog-A para simulações

(SPICE) de circuitos. O TCAM descreve o comportamento de um CNTFET com vários nanotubos em paralelo e com vários dedos (*finger*), ou seja, um transistor multi-tubo e multi-dedo. Esse modelo é compatível com a plataforma *Cadence*, o qual foi utilizado a combinação dos CNTFETs com canais abaixo de 50 nm e com os elementos passivos baseados na tecnologia 0,35  $\mu\text{m}$  CMOS.

Para fazer essa substituição, foi necessário dividir a arquitetura *Bluetooth* em vários blocos menores, como por exemplo: o bloco do amplificador de potência (PA), do oscilador, do misturador (*mixer*), do amplificador de baixo ruído (LNA), entre outros. E para cada um deles, foi necessário fazer um estudo para se descobrir qual era a arquitetura mais apropriada para a substituição, sendo necessário traçar objetivos menores para cumprir o objetivo principal.

## 1.2 Metodologia

O CNTFET é uma tecnologia emergente e promissora, por isso que muitos trabalhos estão sendo desenvolvidos para compreender o funcionamento dessa tecnologia. O TCAM é um modelo que foi recentemente desenvolvido para fazer simulações desses transistores. Após o recebimento do TCAM, o primeiro passo foi a implementação e a familiarização por meio análises de seus parâmetros.

Em seguida, foi necessário traçar uma estratégia de projeto para desenvolver os primeiros circuitos. A primeira estratégia aplicada foi a análise gráfica para determinar o ponto de operação, utilizada no desenvolvimento do amplificador fonte comum. Depois foi necessário fazer o projeto do circuito CMOS para ter um ponto inicial no projeto do CNTFET (transistor de efeito de campo de nanotubo de carbono) e a partir disso fazer a análise gráfica, com isso foram desenvolvidos o oscilador LC tanque e o misturador célula de Gilbert.

Projetado o circuito, o próximo passo foi checar se o projeto estava de acordo com os critérios exigidos pelo padrão *Bluetooth*. Foram selecionadas algumas figuras de mérito para fazer essa checagem.

## 1.3 Organização

Esse trabalho tem a seguinte organização: No capítulo 1, foi abordado um breve introdução sobre o tema da tese, traçando os objetivos do trabalho.

No capítulo 2, será abordado uma introdução de todos os conceitos envolvidos para a realização da tese, como uma breve discussão sobre nanotubos de carbono, os principais conceitos envolvendo transistores de nanotubo de carbono, quais são os fundamentos do oscilador e do misturador. Para encerrar o capítulo, será abordado alguns conceitos sobre o padrão *Bluetooth*.

O capítulo 3 foi dedicado à metodologia do trabalho, apresentando quais foram os métodos utilizados para projeto de cada circuito descrito no capítulo anterior.

No capítulo 4 houve um foco nos resultados encontrados nas características do transistor (frequência de trânsito ( $f_t$ ), transcondutância ( $g_m$ ), condutância ( $g_{ds}$ )). Além de fazer uma análise dos resultados encontrados para o amplificador fonte comum, oscilador LC tanque e para o misturador.

Finalmente no capítulo 5 foi apresentado a conclusão e os trabalhos futuros.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Nesse capítulo, serão abordados alguns conceitos importantes no projeto do *Bluetooth*. Primeiramente, será feita uma breve introdução sobre nanotubos de carbono. Na próxima seção, será descrito um pouco do funcionamento do CNTFET, abordando algumas características do modelo TCAM, tais como parâmetros e limitações. Em seguida, será detalhado o funcionamento dos principais blocos do circuito que compõem o padrão *Bluetooth*, que está incluído os principais tipos de osciladores, misturadores (*mixers*), amplificadores, e o princípio de funcionamento de cada um desses blocos.

### 2.1 Nanotubos de Carbono

Nessa seção será mostrado, em linhas gerais, a forma física de um nanotubo de carbono e como determina se um nanotubo de carbono apresenta características semi-condutoras ou metálicas. Em seguida, será mostrado algumas características físicas do CNT como módulo de elasticidade, condutibilidade térmica e elétrica que fizeram com que essa molécula seja alvo de muitas pesquisas. Para encerrar será mostrado a estrutura geral de um CNTFET (transistor de nanotubo de carbono).

#### 2.1.1 Introdução

O carbono é um dos elementos mais versáteis da tabela periódica. Ele pode formar diversos tipos de estruturas dependendo do tipo de ligação e da geometria. Suas propriedades são conseqüências diretas do arranjo dos elétrons em volta do núcleo [35]. Portanto, dependendo do número e da natureza das ligações, é possível determinar a geometria e as propriedades dos alótropos do carbono.

Na fase sólida, existem 3 alótropos do carbono: o grafite, o diamante e o *buckminsterfullerene*. Diamante é a estrutura cristalina em que cada átomo de carbono se liga com quatro outros átomos formando hibridização  $sp^3$  e geometria tetraédrica. Esse alótropo é um excelente condutor de calor, aproximadamente 5 vezes melhor que o cobre, além de um isolante elétrico e possuir propriedades ópticas cristalinas [35].

O grafite é feito por camadas de folhas planares com hibridização  $sp^2$  formando uma

rede hexagonal. Por possuir uma geometria diferente, o grafite apresenta propriedades físicas, químicas e elétricas também diferentes como: ser macio, opaco e condutor elétrico.

Os *buckminsterfullerenes*, ou fulerenos, pertence a família das moléculas esferoidais ou cilíndricas com hibridização  $sp^2$  [35]. Os nanotubos de carbono (CNT) também pertencem a essa família. Esse trabalho é focado na utilização dessa molécula para produção de CNTFET, abaixo será feito um breve histórico dela.

#### 2.1.1.1 Contexto histórico

Os fulerenos foram descobertos em 1985 por Rick. A molécula descoberta por eles foi o  $C_{60}$  também conhecida como "bucky ball", que possui 60 átomos de carbono formando pentágonos e hexágonos [17]. Essa estrutura possui a mesma hibridização do grafite, mas o arranjo não era planar, portanto apresentava novas propriedades físicas e químicas, uma das mais importantes propriedades é a de ser semicondutora. [35].

Em 1990, foi proposto por Smalley uma estrutura carbono-carbono com características tubulares o qual se baseava no alongamento do fulereno  $C_{60}$ . Mas apenas em 1991 houve a primeira evidência experimental da existência do CNT de múltiplas camadas (MWNTs), o qual foi observado por Iijima [33] em um microscópio de transmissão de elétron. Dois anos mais tarde é que foi observado o nanotubo de carbono de parede simples (SWNT). Depois desse trabalho, as pesquisas na área da nanotecnologia se desenvolveram extremamente rápido, uma prova disso foi o número de publicações feitas com o nome "nanotubo de carbono" em 1992, que foram apenas 9, e a quantidade de publicações feitas com o mesmo nome em 2004 chegou perto de 5000 [51].

#### 2.1.1.2 Tipos de CNT

Um nanotubo de carbono é uma estrutura cilíndrica formada por folhas de grafeno enroladas entorno de um eixo de simetria. Suas propriedades elétricas e físicas estão diretamente relacionadas com a maneira que os anéis (hexágonos) são arranjados [63], ou seja, como é a sua orientação em relação ao eixo do CNT. Normalmente, eles são considerados 1D pelo seu diminuto diâmetro, que varia de 0,7 a 10 nm para um SWNT [63].



Em relação a um MWNT, sua estrutura é formada por vários SWNT concêntricos podendo, essa quantidade, variar de 2 a 50 nanotubos, essa distância entre eles fica em torno de 0,34 nm. Então, seu diâmetro final varia entorndo de 4 a 30 nm. [17].

Um conceito importante para determinar a estrutura atômica do CNT é a direção de enrolamento, chamado de vetor de quiralidade ou vetor quiral ( $\vec{C}_h$ ) e o ângulo de quiralidade  $\theta$ . Eles são especificados por um par de números inteiros (n,m)[30], como mostrado na Fig. 2.1. Esses valores de m e n devem satisfazer a seguinte relação:  $0 \leq |m| \leq n$ . Portanto o vetor de quiralidade é dados por:

$$\vec{C}_h = n\vec{a}_1 + m\vec{a}_2 \quad (2.1)$$

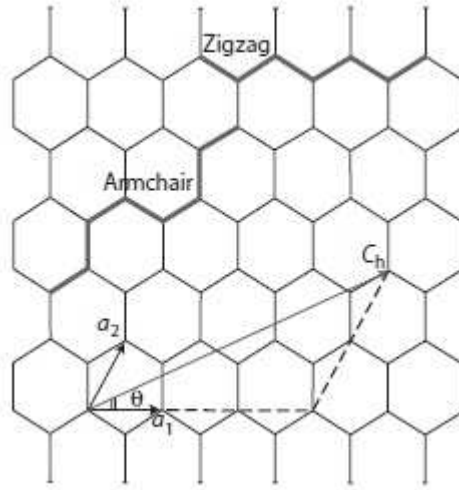


Figura 2.1: Diagrama de uma folha de grafeno [58].

Os vetores bases  $a_1$  e  $a_2$  têm um comprimento aproximado de  $|a_1| = |a_2| = 2,461 \text{ \AA}$  e formam um ângulo de  $60^\circ$ . Nos nanotubos de carbono, a camada de grafeno é enrolada de tal forma que o vetor quiral  $\vec{C}_h$  se converte na circunferência do nanotubo.

Uma folha de grafeno pode ser enrolada de várias formas diferentes, como foi dito anteriormente, dependendo do vetor quiral. Os nanotubos são divididos em dois tipos: os quirais e os aquirais. Em um nanotubo quiral, em geral, o ângulo de quiralidade varia de  $0^\circ < \theta < 30^\circ$ , ou em termos do vetor quiral,  $m$  e  $n$  têm que ser diferentes e não iguais a zero. Nas estruturas mais conhecidas, *Zigzag* e a *Armchair* mostradas na Fig. 2.2, são os casos limites, nesse  $\theta = 0^\circ$ , ou seja,  $n = 0$ , e naquele  $\theta = 30^\circ$ , ou seja,  $m = n$ . Nesses dois casos, os nanotubos são simétricos e aquirais.

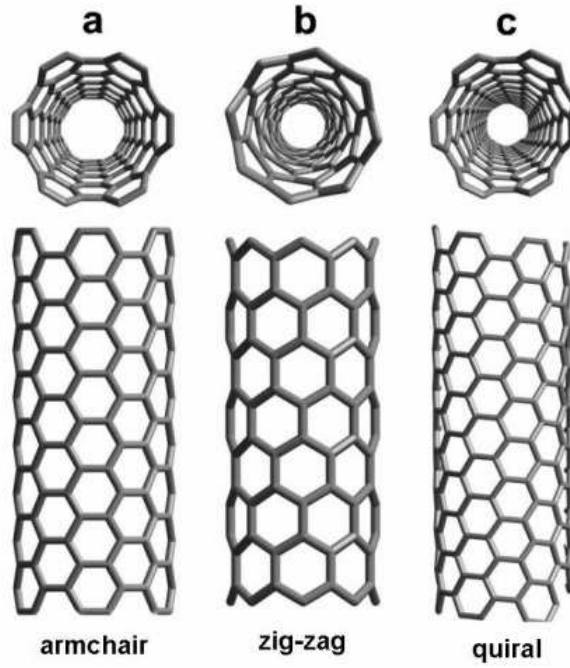


Figura 2.2: Estruturas mais conhecidas de CNT [67]

O diâmetro ( $d_t$ ) do um CNT ( $n,m$ ), está claramente relacionado com o vetor  $\vec{C}_h$  pela seguinte relação:

$$d_t = \left| \frac{\vec{C}_h}{\pi} \right| = \frac{a}{\pi} \sqrt{n^2 + mn + m^2} \quad (2.2)$$

O ângulo quiral  $\theta$  é definido como o ângulo entre os vetores  $\vec{C}_h$  e o vetor  $\vec{a}_1$ . Portanto para determiná-lo basta fazer o produto escalar entre eles.

$$\cos \theta = \frac{\vec{C}_h \cdot \vec{a}_1}{|\vec{C}_h| |\vec{a}_1|} = \frac{2n + m}{2\sqrt{n^2 + mn + m^2}} \quad (2.3)$$

### 2.1.2 Propriedades do CNT

Algumas propriedades físicas, mecânicas e elétricas, largamente exploradas na literatura, serão descritas a seguir. Por suas propriedades, os CNTs têm ganho um crescente interesse na comunidade científica.

### 2.1.2.1 Propriedades Mecânicas

As propriedades mecânicas do CNT são de grande interesse para a comunidade científica, principalmente no ramo das nanomáquinas. Essas estruturas são muito rígidas e fortes, com o módulo de Young na ordem de 1 TPa (comparativamente, o aço, tem módulo de Young aproximadamente de 210 GPa). Essas medidas foram feitas por Treacy com a ajuda de alguns colaboradores utilizando um microscópio eletrônico de transmissão, medindo as suas amplitudes [79]. Outros pesquisadores também obtiveram esses resultados com um microscópio de força atômica, e acabaram chegando a valores aproximados [83], mas também observaram que o CNT tinha capacidade de ser repetidamente curvado em grandes ângulos sem sofrer sérios danos a sua estrutura.

O módulo de Young ( $E$ ) ou módulo de elasticidade um parâmetro relacionado com a rigidez do material dado por:

$$E = \frac{\sigma}{\epsilon} = \frac{F/A}{\delta L/L_0} = \frac{FL_0}{A\delta L} \quad (2.4)$$

Onde,  $L_0$  é o comprimento inicial do material e  $F$  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,  $\sigma$  é a pressão aplicada sobre a área  $A$  e  $\epsilon$  é a porcentagem de deslocamento causado pela força  $F$ . Uma observação importante é que o módulo de Young não varia muito de acordo com a quiralidade do CNT. Estudos mostram que essa variação é maior em relação ao diâmetro [25]. Portanto, quanto maior o diâmetro do nanotubo, mais ele se aproxima das propriedades do grafite [31].

Sabendo-se da não dependência do módulo de Young com a quiralidade, é possível determinar a constante de Hooke axial ( $k_a$ ) em relação ao diâmetro  $d_t$ , em função dos parâmetros  $m$  e  $n$ :

$$k_a = \frac{Eha}{L_0} \sqrt{n^2 + mn + m^2} \quad (2.5)$$

onde,  $a = 2,49 \text{ \AA}$ ,  $h$  é a espessura do nanotubo, considerada como sendo a espessura do grafeno  $3,34 \text{ \AA}$ .

Para determinar a constante de Hooke de um CNT multi camadas, basta somar as constantes de cada camada. Vale ressaltar que isso não vale para o módulo de Young, pois nesse caso será necessário fazer a medida de cada CNT.

Além das propriedades citadas acima, os CNTs são candidatos ideais para reforçar compósitos por causa do seu tamanho reduzido, densidade baixa, razão de aspecto elevada (razão do comprimento pelo diâmetro). Um exemplo claro disso, são metais mais resistentes e com alta condutibilidade térmica.

### 2.1.2.2 Propriedades Térmicas

Como os alótropos do carbono apresentam boa condutibilidade térmica, é de se esperar que o CNT também apresentasse uma boa condutibilidade térmica. Os primeiros pesquisadores a discutir esse tema foram Rudolf e Lorents em 1995, baseado no fato dos elétrons percorrerem o nanotubo mais livremente pelo fato do caminho médio livre ser maior ( $\lambda_{eff}$ ) [62].

A condutibilidade térmica é definida como sendo a quantidade de calor  $Q$  transmitida através de um material de espessura  $t$ , em uma direção normal a uma superfície de área  $A$ , devido a uma variação de temperatura entre dois pontos.

$$Q = k \frac{A}{t} \delta T \quad (2.6)$$

Foram feitas algumas medições, usando um método pirolítico, da condutibilidade térmica de CNT multicamadas e foi observado que ela varia linearmente com a temperatura de 4 a 300 K [84]. Nessas medições, o nanotubo tinha um diâmetro muito grande podendo ser considerado bidimensional. Com base nisso, a partir de determinada temperatura, a condutibilidade aumentava quadraticamente com a temperatura. Em outro estudo usando nanotubos isolados de diâmetro reduzido [41], foi determinado que a condutibilidade térmica em nanotubos isolados multicamadas é muito maior que a do grafite a temperatura ambiente. E duas ordens de grandeza maior que as obtidas para aglomerados de CNT multicamadas.

Recentemente, muitos estudos estão sendo desenvolvidos na análise dos efeitos termoelétricos. Esse efeito é a conversão direta da diferença de temperatura em tensão

elétrica. Pesquisas recentes com nanoestruturas buscam demonstrar uma maneira de aumentar a condutibilidade térmica sem prejudicar as propriedades eletrônicas do material [28]. Desse modo, uma figura de mérito muito importante para avaliar se o material é importante para aplicações termoelétricas é o ZT, que é definido como:

$$ZT = (S^2\sigma/k)T \quad (2.7)$$

Onde  $\sigma$  é a condutância elétrica do material, T é a temperatura, k é a condutividade térmica, e S é o chamado coeficiente de Seebeck definido como a razão  $\delta V/\delta T$ , e que depende das propriedades eletrônicas do material. Em sistemas eletrônicos é interessante que haja um aumento da condutibilidade térmica para que o sistema possa trocar mais rápido o calor gerado para o meio ambiente, ou seja, é necessário que haja uma redução no valor de ZT.

### 2.1.2.3 Propriedades Elétricas

O transporte elétrico dentro do nanotubo de carbono é regido pela mecânica quântica devido ao seu reduzido tamanho e a sua estrutura [64], tornando o transporte dentro dele praticamente balístico ao longo de pelo menos 1  $\mu m$  porque nessa distância o retroespalhamento na condução dos elétrons é muito pequeno.

A condutância entre dois terminais de um CNT metálico é dado pela fórmula de Landauer para condutores 1D (unidimensionais):

$$G = \frac{2e^2}{h} \sum_i^N T_i \quad (2.8)$$

onde,  $G_0 = \frac{2e^2}{h} = \frac{1}{12.9k\Omega}$  é a unidade quântica da condutância e  $T_i$  é a taxa de transmissão do i-ésimo canal de condução.

No caso de espalhamento no interior do CNT, o caminho médio livre efetivo é usado para descrever a probabilidade de espalhamento na condução dos elétrons. As duas principais causas que o influenciam está ligado ao espalhamento elástico causado pelas potenciais irregularidades ou impurezas como os íons que aparecem no material e o

espalhamento inelástico causado pelos fônons. Portanto a equação que descreve o caminho médio livre ( $\lambda_{eff}$ ) é [64]:

$$\frac{1}{\lambda_{eff}} = \frac{1}{\lambda_{el}} + \frac{1}{\lambda_{ac}} + \frac{1}{\lambda_{op}} \quad (2.9)$$

onde  $\lambda_{el}$ ,  $\lambda_{ac}$ ,  $\lambda_{op}$  é o caminho médio livre para o espalhamento elástico, acústico e óptico, respectivamente. Nesse contexto, como o retroespalhamento é constante, o espalhamento elástico e acústico é reduzido drasticamente, contribuindo muito pouco para o  $\lambda_{eff}$ . Portanto a condução de elétrons em um CNT metálico em baixas energias pode ser dito como um transporte balístico para uma distância menor que  $1 \mu m$ . Por outro lado, se o fenômeno óptico exceder a energia óptica do fônon (aproximadamente  $180 \text{ meV}$ ), o  $\lambda_{op}$  se reduz drasticamente na ordem de  $20$  a  $30 \text{ nm}$  resultando em uma corrente de saturação e uma elevada tensão ocasionando na quebra do CNT. Em CNTs semicondutores, existem indicações que em baixas energias o  $\lambda_{eff}$  é na ordem de  $100 \text{ nm}$ . Não está incluído no modelo compacto TCAM nenhum tipo de espalhamento citado.

Um ponto importante a se destacar é que o CNT apresenta uma alta densidade de corrente na ordem de  $10^9 \text{ A/cm}^2$ , devido as baixas taxas de probabilidade de espalhamento, as fortes ligações químicas carbono-carbono e a alta condutibilidade elétrica [64].

### 2.1.3 Métodos de produção do CNT

Nessa seção será analisado as três principais formas de produção do CNT, descarga por arco, ablação a laser e deposição por vapor químico e quais vantagens e desvantagens cada uma apresenta.

#### 2.1.3.1 Descarga por arco

Essa foi a primeira técnica utilizada para sintetizar CNTs. Primeiramente o intuito era produzir em larga escala os fulerenos [81], mas durante o processo além de encontrarem os fulerenos, encontraram em pequena quantidade CNTs, essa observação foi feita por Iijima [33].

A técnica se inicia com a retirada do gás de dentro da câmara por meio de uma bomba de vácuo, depois de retirado esse gás, é introduzido um gás ambiente ( $H_e$ ,  $A_r$ ,  $CH_4$ ) de acordo com uma pressão pré-estabelecida, em seguida é aplicado entre as duas hastes de grafite uma alta tensão DC que gera um arco entre elas como mostrado na Figura 2.3. Esse arco faz com que parte do grafite que está no anodo se evapore para formar fulerenos, esses fulerenos são depositados dentro câmara [65, 60]. Mas uma pequena parte desse grafite evaporado vai para o catodo onde é encontrado boa parte dos CNT produzidos [33].

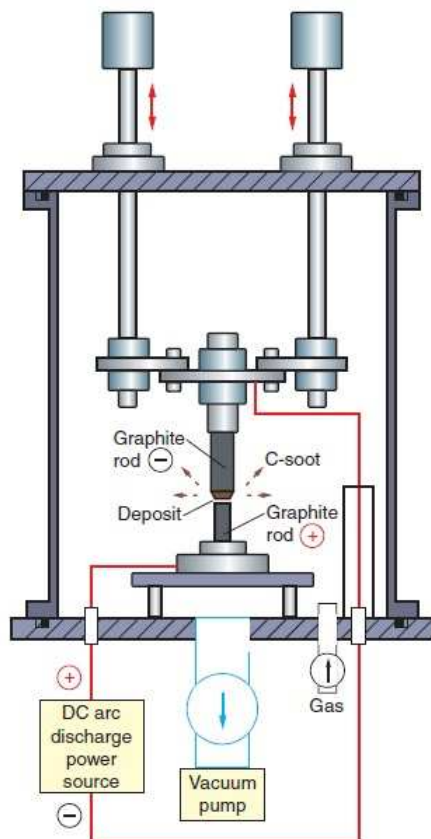


Figura 2.3: Equipamento para produção de CNT usando descarga por arco [3, 4]

Por esse método descrito, usando duas hastes de grafite puro, se obtém no catodo *Multi-wall Nanotubes* (MWCNT). Se o grafite puro do anodo for substituído por uma haste de grafite contendo cristais de metal ( $F_e$ ,  $C_o$ , etc.) e no catodo mantivesse a haste de grafite pura, serão gerados nanotubos de carbono de parede simples (SWCNT-*Single-wall nanotubes*) [34, 9]. Portanto é possível sintetizar por esse método CNTs, tanto MWCNT quanto SWCNT [19, 15].

Estudos, por meio de microscopia de massa [82], foram realizados antes e depois da aplicação do arco elétrico nas hastes de grafite. Eles usaram o  $CH_4$  como gás inerte

dentro da câmara e revelaram que a decomposição térmica do  $CH_4$  faz com que o grafite puro seja evaporado em hidrogênio puro [2, 85] produzindo um MWCNT com alta cristalinidade [85]. Ao contrário do MWCNT, os fulerenos não podem ser produzidos em ambiente que haja hidrogênio, sendo portanto necessário utilizar outros gases nobres como He e Ar. Essa é uma das grandes diferenças entre os fulerenos e o MWCNTs em termos de processo produtivo.

Os SWCNT, por necessitarem que a haste de grafite tenha alguns cristais de metal, é necessário que se faça um tratamento ao final para retirar as nanopartículas de metal que são criadas. O processo de produção de SWCNT em larga escala usando descarga por arco foi feito por Journet [38]. Neste processo foi utilizado o bimetal  $N_i$ -Y como catalizador dentro da haste de grafite e gás He dentro da câmara. Mais tarde, foram investigados vários outros tipos de metais como  $N_i, C_o, F_e, P_t, P_d$  e várias combinações entre eles e a que obteve o maior rendimento foi a liga  $N_i - C_o$ . Mais tarde foi observado que os SWCNT não são formados em sua maioria no catodo como os MWCNT, eles ficam espalhados na câmara, portanto se utilizasse uma descarga AC ao invés de DC, seriam ambos os eletrodos seriam evaporados, produzindo maior quantidade de SWCNT [52].

Normalmente é difícil fazer com que os CNT cresçam alinhados por esse método, mas é possível obter um alinhamento parcial de SWCNT usando o método de convecção [86] ou o método do arco direto por plasma [32]. Por outro lado, a temperatura de crescimento do método de descarga de arco é maior do que a utilizada em outros métodos de produção CNT, isso acarreta uma cristalinidade e perfeição geralmente alta.

### 2.1.3.2 Ablação a laser

Esse método também conhecido como vaporização a laser foi originariamente desenvolvido como fonte de partículas ultrafinas [8, 80]. Posteriormente, o grupo de Smalley desenvolveu esse método para produção de fulerenos e CNTs [27, 75]. O laser por apresentar uma alta densidade de energia é muito utilizado em processos que se exijam um elevado ponto de ebulição como é o caso do grafite que é por volta de  $4830^\circ C$ . É interessante notar que se apenas o laser for aplicado no carbono, a quantidade de fulerenos e CNT são muito baixas, sendo quase impossível de se perceber a presença deles. O grupo de Smalley, em 1992, desenvolveu um método que junto com o laser,



há um sistema de recozimento [27], fazendo com que seja possível se produzir em larga escala fulerenos e CNTs.

A Figura 2.4 mostra o desenho do funcionamento desse método. Nele estão presentes os seguintes elementos, um forno, um tubo de Quartz, o alvo de carbono dopado com metais e um sistema de controle de fluxo de gás que deve manter a pressão e o fluxo constante [27, 75].

O laser na janela é focalizado no alvo de carbono dopado, que está localizado no centro do forno. O alvo é vaporizado pelo laser dentro do forno para formar o SWCNT. O fluxo e a pressão de  $A_r$  são aproximadamente de  $1\text{ cm/s}$  e  $500\text{ torr}$ , respectivamente. Os SWCNT são conduzidos pelo fluxo de gás até a "armadilha", onde são coletados.

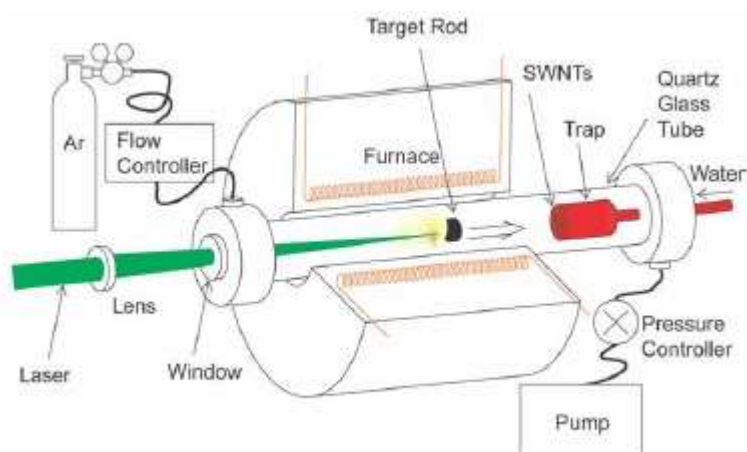


Figura 2.4: Equipamento utilizado para a produção de CNT por ablação a laser [4]

Esse método possui várias vantagens em relação ao anterior. Uma delas é a alta qualidade na produção de SWCNT, ou seja, ele possui uma baixa quantidade de contaminantes e poucos defeitos, podendo ser feito o processo de purificação retirando os metais que são produzidos junto com a evaporação da amostra de grafite [6, 12]. Além dessa vantagem citada, uma outra muito importante é a possibilidade de controle do diâmetro do nanotubo além de se poder também fazer uma análise dinâmica do crescimento do CNT regulando a densidade de energia do laser.

O método de ablação a laser, gera CNTs muito mais homogêneos que o método por descarga de arco. Existe um método híbrido que produz CNTs com alta homogeneidade comparável com o método de ablação a laser. Ele é resultado da junção desses dois métodos conhecido como descarga de arco por pulso em alta temperatura. Esse processo utiliza uma descarga de arco por pulso dentro de um forno [74, 72, 73, 69]. É claro

que os SWCNTs resultantes desse procedimento ainda terá contaminantes metálicos. Para remover esses contaminantes é necessário que haja um processo de purificação baseado em oxidação por ar quente ou um processo químico a base de  $H_2O_2$  [12].

O diâmetro do CNT pode ser controlado mudando vários fatores como a temperatura do forno, metal catalítico, fluxo de gás [5, 68, 39]. Em experimentos é possível notar que quanto maior a temperatura do forno, maior é o diâmetro do SWCNT [5]. Se for usado a liga  $N_i - Y$  como metal catalítico, também há um aumento no diâmetro, agora caso se utilize a liga  $R_h - P_d$  o efeito é contrário [39, 40].

### 2.1.3.3 Deposição por vapor químico (CVD)

Essa técnica é uma das mais populares porque ela é bem simples e econômica em relação as outras. A pressão e a temperatura são menores, mas há o sacrifício da cristalinidade do SWCNT, que é muito menor. De maneira geral esse método se baseia na decomposição térmica de vapor de hidrocarboneto na presença de metal catalizador. Portanto, ele é conhecido na literatura como CVD térmico ou catalítico para diferenciar as várias outras formas de CVD. Essa técnica também é considerada como uma das mais versáteis, pois é possível se utilizar de vários tipos de hidrocarbonetos em vários estados da matéria (sólido, líquido e gasoso), sendo a forma gasosa a mais utilizada, como também é possível crescer nanotubos organizados, alinhados e/ou isolados em substratos contendo nanopartículas de catalizadores. Esse tipo de técnica é especialmente interessante para a construção de dispositivos eletrônicos, permitindo um controle da posição do crescimento do nanotubo em escala nanométrica. A técnica de CVD permite a obtenção de uma grande quantidade de CNTs, ou a formação de SWCNT, ou ainda a produção de MWCNT alinhados [76]. Uma característica importante dessa técnica é que ela oferece um melhor controle dos parâmetros de crescimento dos SWCNT, principalmente em relação ao diâmetro dos CNTs porque ele está diretamente relacionado com o tamanho das nanopartículas utilizadas como catalizadores [44]

As principais fonte de hidrocarbonetos são: Acetileno [37, 45], etileno [29] e metano [57]. Além de hidrocarbonetos é possível a utilização de álcoois como etanol, metanol e algumas substâncias orgânicas como monóxido de carbono. Pelo fato do etileno e do acetileno serem mais reativos que o metano, o crescimento de SWCNT utilizando etileno ocorre em "baixas" temperaturas aproximadamente  $550^\circ C$  enquanto que com o

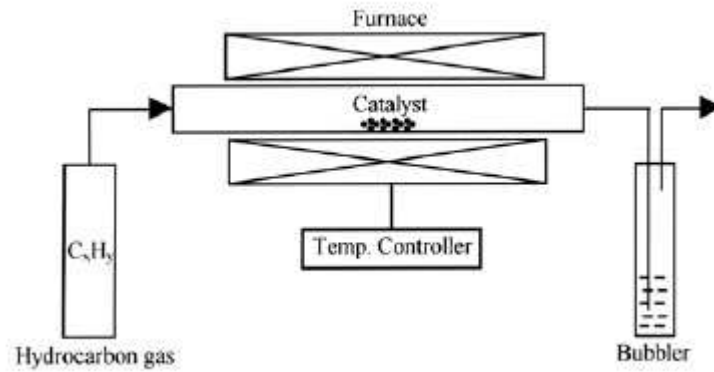


Figura 2.5: Esquemático da produção de CNT por CVD [4]

metano a temperatura sobe para  $680^{\circ}C$  [51].

Durante o processo de produção dos CNTs, aparece uma quantidade elevada de carbono amorfo, mais conhecido como fuligem. Para se reduzir essa quantidade é adicionado uma quantidade controlada de oxigênio, radical hidroxila  $OH^{-}$  ou  $H_2O$ . Isso foi evidenciado na síntese de CNTs usando etanol e metanol como fonte de carbono [49]. O radical  $OH^{-}$  formado ataca as formas defeituosas, carbono amorfo e MWCNT, permitindo a obtenção de SWCNT de elevada qualidade e pureza [49].

Em relação aos catalizadores, eles são nanopartículas utilizados na síntese de CNTs que funcionam como desidrogenadores dos precursores do carbono e no crescimento dos CNTs. Um cuidado importante que se deve tomar na hora de se escolher essas nanopartículas, está ligado ao tamanho delas, principalmente quando se está produzindo SWCNT, que tem um diâmetro muito reduzido na ordem de 1 a 5 nm, podendo ocasionar sérias deformidades no crescimento dos CNTs.

O estudo dos catalizadores é primordial para obtenção dos SWCNT. A partir do controle da condições de síntese, temperatura, fonte de carbono e o tipo de catalizador é possível também se obter CNTs com múltiplas camadas. Os principais catalizadores são:  $N_i$ [10],  $F_e$ [46],  $C_o$  [78] e suas ligas.

## 2.2 CNTFET

### 2.2.1 Introdução

A escala de tamanho dos transistores na microeletrônica está chegando a dimensões nanométricas. A lei de Moore [50], faz uma predição de que será possível fabricar transistores com 16 nm dentro de poucos anos. Se houver uma redução nessa escala, os conceitos da microeletrônica começam a ser suprimidos pelos da nanoeletrônica, que é regida pela mecânica quântica. As estruturas construídas com tamanhos menores que 100 nm, começa a ter problemas com os conceitos semiclássicos (física clássica modificada com alguns princípios quânticos), se aproximando dos conceitos da mecânica quântica. Essa mudança que foi citada não é apenas em relação a escala, mas também comportamental, onde conceitos completamente diferentes serão aplicados. Abaixo seguem alguns exemplos:

- Os níveis de energia dentro das bandas são discretos, enquanto que na microeletrônica os níveis são quase contínuos.
- O fenômeno do tunelamento quântico se torna mais evidenciado nessas nanoestruturas, do que nas estruturas MOS.

O CNTFET é um dispositivo fisicamente similar ao MOS onde no canal é colocado um ou vários nanotubos em paralelo para fazer o transporte de carga como mostrado na Fig. 2.6. Eles têm grande potencial para substituição dos semicondutores tradicionais da microeletrônica, principalmente pela possibilidade de operar a uma frequência mais elevada. Em função do seu canal ser composto por um tubo de grafeno, como foi visto anteriormente, e possuir um caminho médio livre elevado. Tornando o transporte dos portadores balístico e resultando em uma intensidade de corrente elétrica maior.

O uso de CNTFETs em circuitos analógicos tem sido cada vez mais investigado na literatura [14, 20]. Esse trabalho faz parte do primeiro projeto de circuitos baseados nessa tecnologia, usando o modelo compacto TCAM multi-tubo, multi-dedo e balístico.

A Fig. 2.7 mostra o esquemático de uma arquitetura CNTFET multi-tubo e multi-dedo. A característica multi-dedo é representada pela presença de vários blocos de

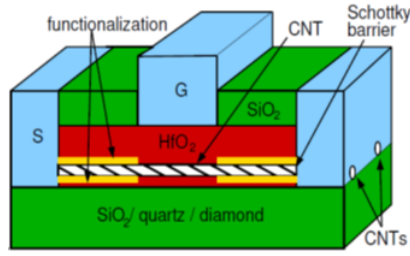


Figura 2.6: Exemplo de um CNTFET

célula unitária juntos. Um bloco composto por uma célula unitária é formado pela presença de uma sequência de fonte, dreno e porta bem definidos como mostrado na Fig. 2.7. Com a junção de várias células em paralelo, pode-se chegar a um transistor multi-dedo. Nessa mesma figura, é possível notar que existem 4 tubos em paralelo passando pelo canal do transistor, mostrando a característica multi-tubo. Dependendo da densidade de nanotubos pode-se determinar a quantidade numérica de tubos em paralelo, basta fazer a multiplicação de  $W_g$  (largura da porta) pela densidade de tubos. Por exemplo, se o transistor possui uma densidade de 10 nanotubos/ $\mu m$  e uma largura da porta de 1  $\mu m$ , então esse transistor possui 10 nanotubos em paralelo.

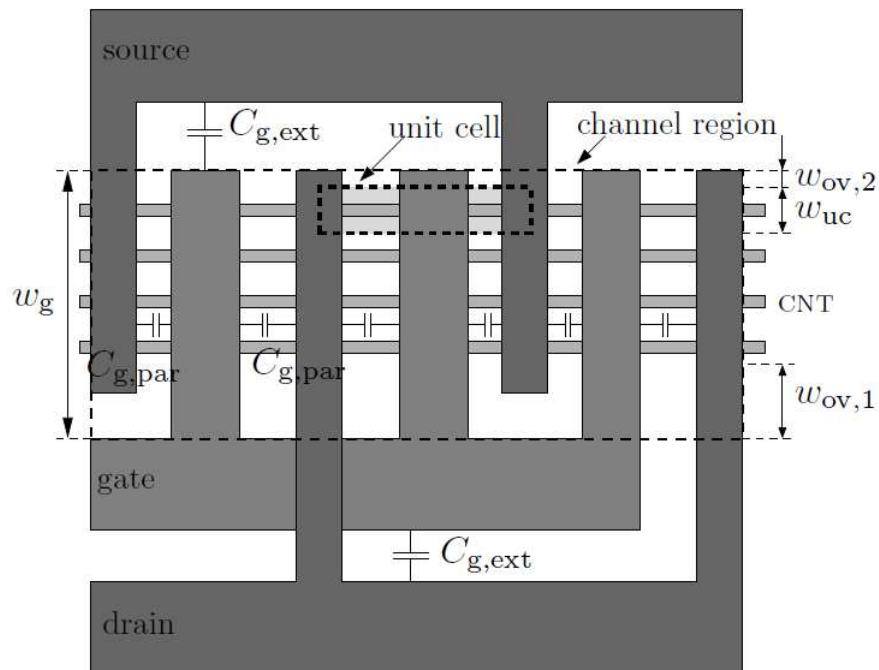


Figura 2.7: Característica multi-tubo e multi-dedo [14]

A característica multi-tubo faz com que o transistor possa conduzir maiores correntes por ele apresentar vários tubos em paralelo, portanto sendo adequado no projeto de circuitos analógicos de alta potência. A característica multi-dedo está relacionado com

a impedância na porta, quanto maior for a quantidade de dedos/portas em paralelo, menor será a impedância na porta. Essa característica ajuda no projeto de circuitos de alta frequência.

Normalmente, o crescimento catalíticos dos nanotubos leva a aproximadamente 30% de tubos metálicos se não houver nenhum processo de tratamento. Mas em CNTFETs é desejável que todos os tubos tenham características semicondutoras, fazendo com que os tubos que tenham características metálicas sejam toleráveis no projeto. Durante esse projeto, chegou-se à conclusão que em alguns circuitos 10% de tubos metálicos eram suficientes para que inviabilizasse o projeto de alguns circuitos, por isso que os gráficos obtidos foram feitos com no máximo 10% desses tubos.

### 2.2.2 Modelo TCAM

O TCAM é um modelo compacto desenvolvido pelo grupo da pesquisa CEDIC da TU Dresden, Alemanha, que descreve o comportamento dos transistores com canais de comprimento abaixo de 50 nm e é baseado na transmissão de elétron por um único nanotubo semicondutor proposto por Gross [26], mas estendido para um modelo compacto com múltiplos tubos e com a influência dos tubos metálicos e outros parasitas, como mostra a Fig. 2.8. Para os tubos metálicos está também incluído o efeito de espalhamentos de elétrons de acordo com as equações usadas por Pop *et al.* [56] e Sakalas *et al.* [66]. No modelo TCAM, é considerado que os múltiplos tubos estão em paralelo

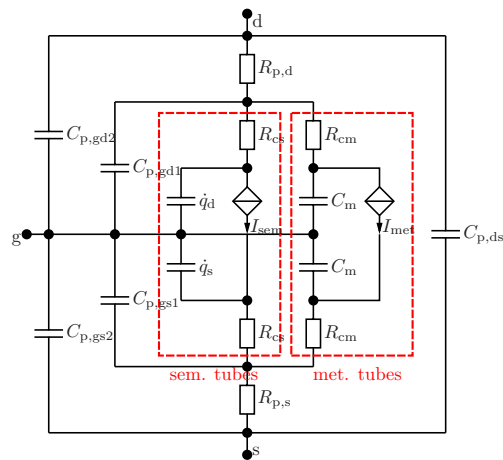


Figura 2.8: Modelo de grandes sinais do TCAM

Quando o TCAM foi desenvolvido, levou-se em consideração que o nanotubo tinha apenas uma dimensão (1D), isso associado ao diminuto tamanho dele, que é abaixo de 50 nm, faz com que seja possível a consideração de que o caminho médio livre dentro do nanotubo seja muito elevado, fazendo com que o CNTFET seja considerado balístico. Isso leva a concluir que o transporte de corrente pelo nanotubo é também balístico, podendo também sofrer efeitos quânticos.

As principais características do modelo TCAM são: a inclusão do tunelamento através da barreira Schottky, que inevitavelmente surge com o contato de um semicondutor com um metal para o cálculo da corrente e da carga; transporte balístico ao longo do canal; cálculo auto consistente (*self-consistent*) para o potencial do tubo e um modelo acurado do espalhamento em tubos metálicos, incluindo também o "self-heating". Para um projetista os parâmetros mais relevantes do modelo são largura da porta e o número de portas em paralelo chamado de dedos. O modelo também permite fazer a mudança dos parâmetros, como a densidade de tubos em paralelo e a porcentagem de nanotubos metálicos. Isso dá ao projetista acesso a alguns parâmetros da tecnologia e abre, por exemplo, oportunidade de analisar o potencial da tecnologia. Os parâmetros dos tubos semicondutores do modelo compacto TCAM são resultados experimentais publicados por Javey *et al.* [36].

### 2.3 *Bluetooth* IEEE 802.15.1

O *Bluetooth* é uma especificação aberta que foi desenvolvido inicialmente para redes de pequeno alcance chamadas de *Personal Area Networks* (PAN), fazendo comunicação com dispositivos pessoais que ficavam perto do usuário sem a necessidade de fios, através de uma rede *ad hoc* [77, 53]. Uma rede *ad hoc* é uma conexão que não precisa de um nó central ou de um *Access Point* (AP) entre dois ou mais aparelhos. Na atualidade, muitos dispositivos eletrônicos utilizam essa tecnologia, dentre eles estão os aparelhos celulares, carros, mouse, fone de ouvido, impressoras, e muitos outros.

As principais características do padrão *Bluetooth* são o uso de sinais de rádio em ondas curtas, segurança, baixo custo e baixo consumo de energia. Também se destacam pela robustez e baixa complexibilidade.

A maioria dos dispositivos *Bluetooth* são encontrados na Classe 2, outros têm um alcance um pouco maior chegando atuar na mesma distância da tecnologia *Wi-fi*. A

Tab. 2.1 mostra de forma resumida o raio e a potência de consumida de cada classe do padrão *Bluetooth*.

Tabela 2.1: Classes do padrão *Bluetooth*

Classe	Potência	Raio de Alcance aprox.
Classe 1	100 mW	100 m
Classe 2	2,5 mW	10 m
Classe 3	1 mW	1 m

Quanto maior a classe, menor é a chance de interferência entre outros dispositivos localizados próximos, mas também mais perto devem ficar dos elementos que estão se comunicando. Dependendo da situação, o raio é tão pequeno que se torna desconfortável essa comunicação, por isso que se evita fabricar dispositivos na Classe 3 e é preferível fabricar dispositivos na Classe 2. A Classe 1 não é muito utilizada no padrão *Bluetooth*, pois o *Wi-fi* tem esse raio aproximado de alcance de 100 m.

A arquitetura *Bluetooth*, pode ter até 6 nós chamados de escravos conectados ao nó chamado de mestre[77], esse sistema de rede é conhecido como *piconet*.

O *Bluetooth* opera na faixa ISM (*Industrial, Scientific and Medical*), centrada em 2,45 GHz. No Brasil, segundo a resolução 305 da Anatel a faixa ISM varia de 2,4 GHz até 2,4835 GHz. Essa banda foi dividida em 79 canais de 1 MHz cada para evitar interferência. Nessa frequência a taxa de transmissão de dados chega até a 1 Mbps para as versões 1.0 e 1.2, para as versões 2.0 e 2.1 essa taxa de transmissão chega até a 3 Mbps.

Primeiramente é necessário ter ideia do caminho percorrido pelo sinal durante a transmissão e a recepção de um sinal a fim de que fique mais fácil a compreender da análise feita no projeto dos principais blocos do *Bluetooth*. A Fig. 2.9 mostra em linhas gerais um sistema transceptor de rádio frequência (RF). Na recepção de um sinal, a antena é responsável por captar o sinal ambiente. Esse sinal normalmente possui uma baixa potência em função dos elementos externos que fazem com que seja atenuado. Para aumentar os níveis de tensão, é necessário que ele passe por um amplificador de baixo ruído (LNA) e também por um filtro passabanda para retirar os ruídos que foram adicionados durante o trajeto. Após essa fase o sinal passa por um misturador, que vai aumentar (transmissão) ou diminuir (recepção) a frequência do sinal. Feito esse deslocamento na frequência, o sinal vai para o conversor analógico-digital e para o sistema de processamento de sinal (DPS). Na transmissão, o sinal vem do DPS, passa pelo



conversor digital-analógico e entra no misturador para elevar a frequência e vai para o filtro passa banda a fim de que o sinal fique o mais puro possível e por fim passa pelo amplificador de potência para aumentar o nível de potência RMS (*root mean square*) do sinal que será enviado pela antena.

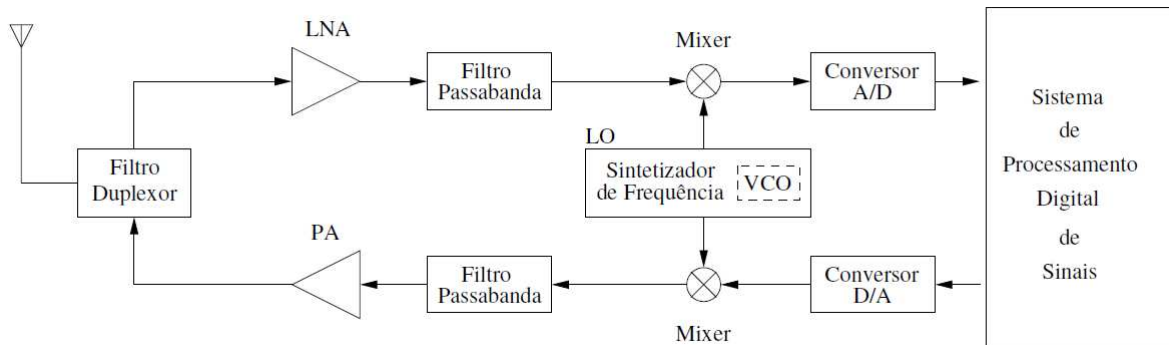


Figura 2.9: Diagrama esquemático do transceptor RF para *Bluetooth* [54].

## 2.4 Osciladores

Nessa seção, será abordado uma introdução dos conceitos de oscilador, mostrando principalmente a teoria de controle envolvida no projeto desses circuitos e algumas topologias que são muito utilizadas dependendo de cada caso em concreto. Tendo o foco principal no oscilador LC tanque, pois ele foi escolhido no desenvolvimento do projeto.

### 2.4.1 Teoria de controle em osciladores

O oscilador é, de maneira simplificada, um circuito que dado um valor de tensão inicial, ele irá permanecer oscilando indefinidamente, ou seja, esse circuito não possui uma tensão de entrada. O oscilador mais simples que pode ser projetado é um capacitor carregado conectado a um indutor. Nesse circuito, o capacitor ficará trocando energia com o indutor como mostrado na Fig. 2.10. Como o capacitor e o indutor não são ideais, ou seja, possuem perda de energia durante o carregamento e o descarregamento, a amplitude do sinal iria diminuir até que sistema iria parar de oscilar em poucos ciclos.

Para a solução desse problema, existem circuitos com realimentação que compensam essa perda de energia. Um sistema simples pode ser visto na Fig. 2.10, que mostra a representação do oscilador como  $H(s)$  e a saída fazendo a realimentação com a entrada.

A função de transferência para esse sistema é dado por [59]:

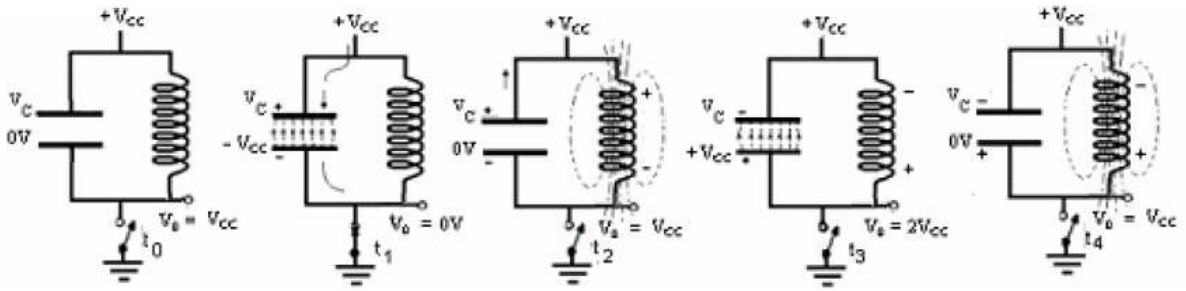


Figura 2.10: Ilustração da troca de energia do capacitor para o indutor.[24]

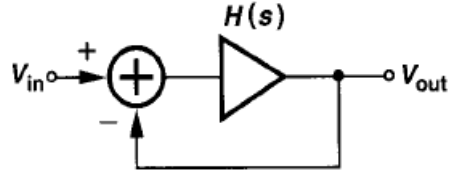


Figura 2.11: Representação do oscilador com realimentação negativa.[59]

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{H(s)}{1 + H(s)} \quad (2.10)$$

O ideal seria que  $H(s)$  fosse igual a  $-1$  na frequência de oscilação ( $\omega_0$ ), para que o denominador da equação de transferência Fig. 2.10 fosse igual a zero e resultasse em um ganho infinito, mas em função das não linearidades que o oscilador possui, há um deslocamento dos pólos para o eixo imaginário para que o oscilador se estabilize, como será mostrado mais a frente.

Normalmente, em sistemas em que a realimentação é negativa, é necessário que  $H(s)$  tenha uma defasagem de  $180^\circ$  para que haja oscilação. Para sistemas em que a realimentação é positiva essa defasagem deve ser de  $360^\circ$ .

Em resumo, existe um critério chamado de Critério de Barkhausen [59] que afirma que para se ter oscilação na frequência  $\omega_0$  no caso de realimentação negativa, é necessário que:

$$|H(s)| \geq 1 \quad (2.11)$$

$$\angle H(s) = 180^\circ \quad (2.12)$$

As Fig. 2.11 e Fig. 2.13 são condições necessárias, mas não suficientes para que haja oscilação. Na prática, são necessários valores muito maiores de  $|H(s)| \geq 1$  para que oscile [47].

O gráfico da Fig. 2.12 é interessante porque mostra a posição inicial dos pólos do oscilador e o deslocamento de pelo círculo de raio  $w_0$  até o eixo imaginário. A posição inicial do pólo no semi-plano direito, segundo a teoria de controle gera um sistema instável, mas em função da existência das não linearidades ou mesmo pela saturação do transistor, há esse deslocamento para o eixo imaginário onde a parte real é igual a zero para evitar perdas e o circuito possa oscilar sem degradar o sinal e o sistema se torne estável. Na parte "b" da Fig. 2.12 é possível verificar claramente esse processo descrito, onde o circuito começa a oscilar e até que em um determinado momento, as não linearidades fazem com que o circuito não se amplifique indeterminadamente.

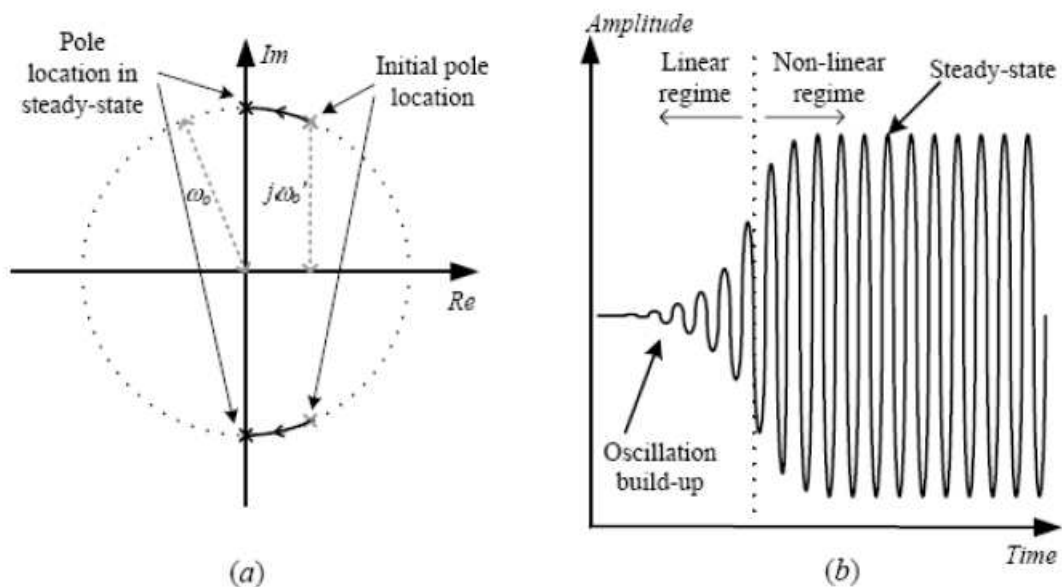


Figura 2.12: Lugar geométrico da raízes do oscilador [47]

## 2.4.2 Topologia de Osciladores

### 2.4.2.1 Osciladores em anel

Os osciladores em anel são considerados as arquiteturas mais simples de ser projetado por possuir apenas inversores em sua topologia. Um exemplo dessa arquitetura é o apresentado na Fig. 2.13. Esse oscilador tem 5 estágios, o número de estágios é igual ao número de inversores em série. Esse circuito também é chamado de *single-ended*, pois a saída do último transistor é a entrada do primeiro [70].



Figura 2.13: Oscilador em anel com 5 inversores em série [47]

Normalmente nessa arquitetura, o número de inversores é ímpar e maior ou igual a 3 para atender o Critério de Barkhausen descrito acima. Com um inversor apenas gera uma defasagem de  $90^\circ$ , o que não atende o critério da defasagem, com dois inversores geraria  $180^\circ$  de defasagem, atendendo o critério da defasagem, mas não teria uma realimentação negativa e sim positiva, portanto 3 inversores seria o número mínimo de inversores necessários para que haja oscilação.

O período de oscilação é uma função do tempo de propagação média do sinal e do número de inversores que é conectado em cascata [70]. Como mostrado na equação:

$$T = 2 t_p N \quad (2.13)$$

onde,  $t_p$  é o tempo de propagação média e  $N$  é o número de inversores, portanto a frequência de oscilação é dada por  $f = \frac{1}{2 t_p N}$ . Na Fig. 2.14 ilustra de maneira bem intuitiva como ocorre as oscilações, as tensões  $v_1$ ,  $v_2$ ,  $v_3$  são as saídas dos inversores.

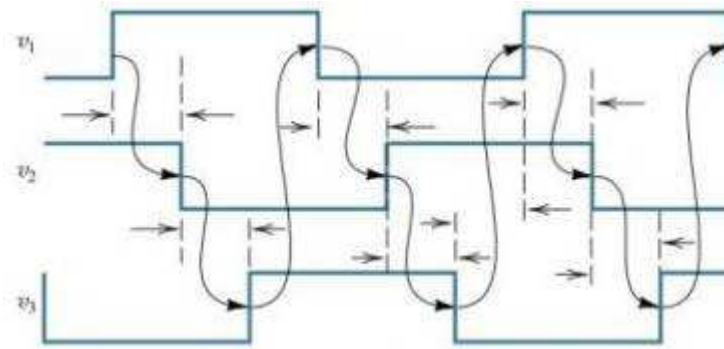


Figura 2.14: Exemplo de funcionamento no tempo de um oscilador em anel.

O uso desse oscilador é interessante, caso se necessite de um circuito de fácil projeto, que consuma baixa potência e possua uma grande faixa de variação de frequência [47]. É possível também que ele possa trabalhar em frequências elevadas e não necessite de um elemento passivo para fazer a oscilação. Isso também faz com que o circuito ocupe menos área. Mas ele não é aconselhável caso seja necessário que se tenha um bom ruído de fase.

### 2.4.2.2 Osciladores a cristal

Os osciladores à cristal são circuitos que possuem um material piezoelétrico como fonte primária para oscilação. As principais substâncias que produzem esse efeito piezoelétrico são quartzo, os sais do Rochelle e a turmalina [7].

Materiais piezoelétricos são materiais que ao se aplicar uma tensão AC através deles, eles começam a vibrar na frequência da tensão aplicada. O mesmo ocorre caso se aplique uma força mecânica fazendo com que eles vibrem, surge-se então uma tensão AC em seus terminais.

O material mais utilizado na eletrônica como oscilador é o quartzo [7], por não ser tão rígido e possuir uma atividade piezoelétrica boa, além de ser barato e fácil de encontrar na natureza. Esses materiais possuem uma frequência de oscilação fixa dependendo de como é cortada, podendo chegar a algumas dezenas de MHz [47].

Normalmente, na produção dos cristais para dispositivos eletrônicos é necessário que o cristal tenha duas placas de metal para fazer o contato, há portanto a formação de uma capacitância em virtude da camada metal, isolante (cristal), metal. Por isso que no circuito equivalente do cristal tem um capacitor em paralelo como mostrado na Fig. 2.15. No projeto de circuitos, cristal funciona como um indutor bem grande, com uma pequena perda e algumas capacitâncias parasitas, por isso que no modelo equivalente há em série com o indutor uma capacitância e uma resistência.

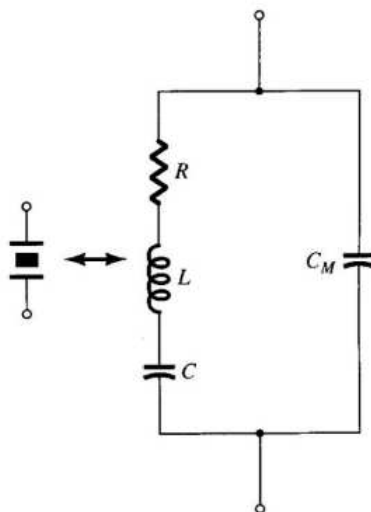


Figura 2.15: Circuito equivalente do oscilador à cristal

Esses osciladores produzem sinais muito puros [47], mas tem a desvantagem de possuir

uma frequência fixa como foi dito, o que dificulta e muito o projeto de osciladores controlados por tensão (VCO), ocuparem uma área relativamente grande e não conseguirem atingir frequências elevadas, portanto não são ideais para circuitos de rádio frequência (RF).

### 2.4.2.3 Osciladores LC tanque

Os osciladores LC tanque são conhecidos por esse nome por possuir um tanque de energia formado por indutor e um capacitor como mostrado na Fig. 2.10. Normalmente, na literatura, é muito utilizado o método de modelagem por meio da resistência negativa Fig. 2.16 c) [47]. O modelamento começa pelo fato do indutor e do capacitor não serem elementos ideais como falado anteriormente, essa não idealidade é representada na Fig. 2.16 a) pela resistência  $R_p$ , que é a resistência efetiva do tanque. É possível notar que se o indutor ou o capacitor estiver carregado, esse circuito da Fig. 2.16 a) não consegue manter a oscilação. Para isso um circuito ativo que, geralmente, além de fornecer a resistência negativa ( $-R_p$ ) também fornece uma etapa de amplificação do sinal é adicionado ao tanque como ilustrado nas Fig. 2.16 b) e c).

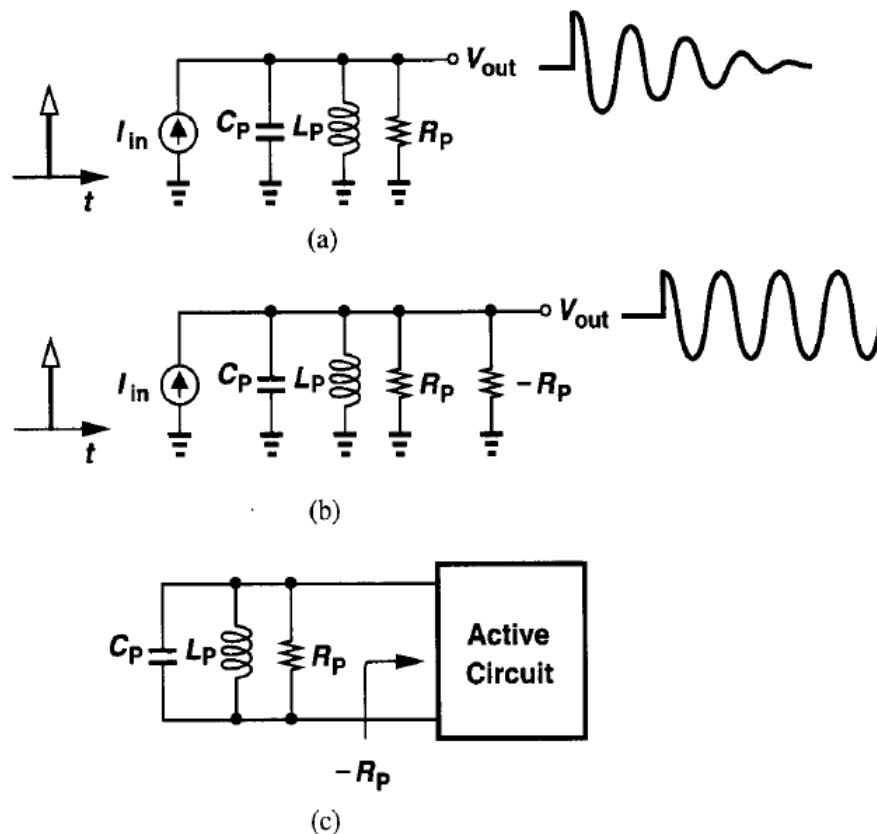


Figura 2.16: a) e b) Sem e Com resistência negativa c) Resistência negativa.[59]

No caso mais simples, que é o oscilador de uma porta. É possível verificar aplicando o

modelo de pequenos sinais que a resistência  $R_p$  tem que ser maior que  $-2/g_m$  [59] para que haja oscilação como mostrado na Fig. 2.17.

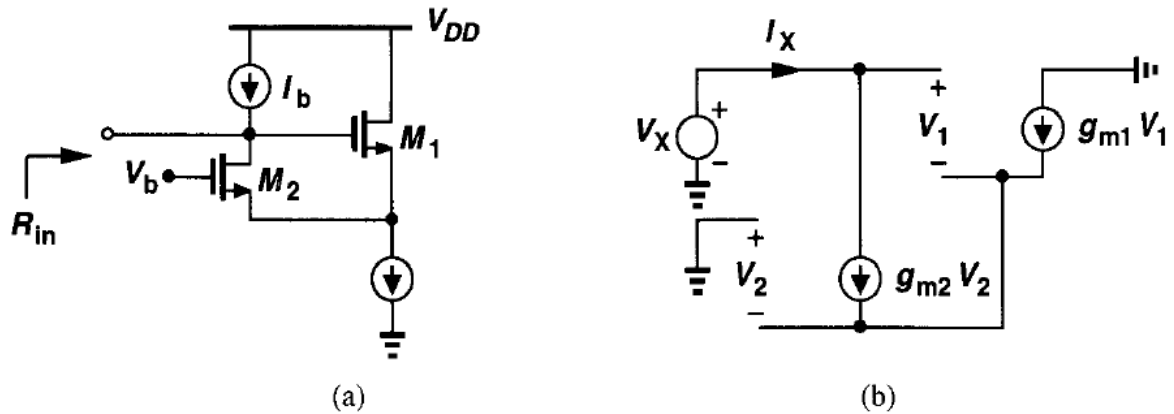


Figura 2.17: a) Oscilador de uma porta. b) Modelo de pequenos sinais. [59]

O mesmo ocorre para o oscilador duplo (Fig. 2.18). Que foi escolhido para ser projetado nessa dissertação.

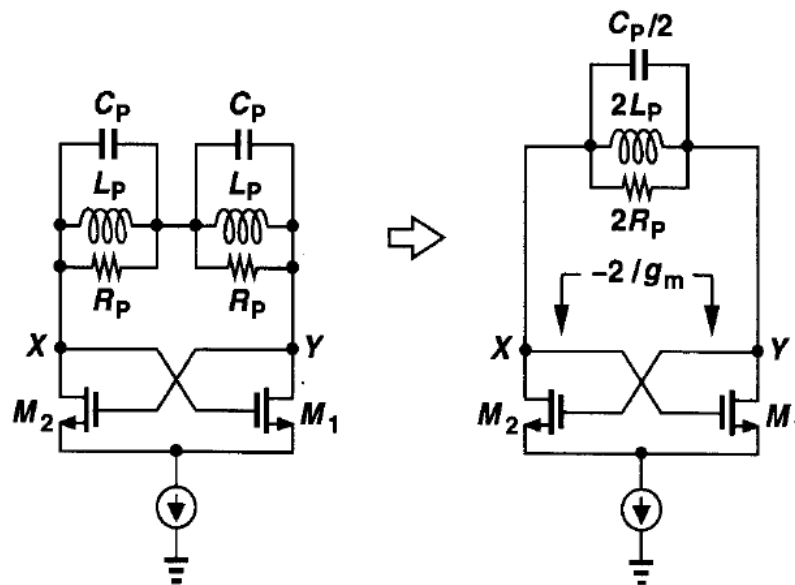


Figura 2.18: Oscilador duplo [59]

A impedância do circuito da Fig. 2.16 b) varia com a frequência [47], como mostrado na Fig. 2.19. O máximo dessa impedância ocorre justamente na frequência de ressonância e o valor da impedância é justamente  $R_p$ . Na frequência de ressonância, a impedância do tanque é máxima, fazendo com que as reatâncias do capacitor e do indutor sejam iguais em módulo, mas opostas em sinal [47].

A resistência  $R_p$  tem uma relação muito forte com o fator de qualidade do sinal, o qual

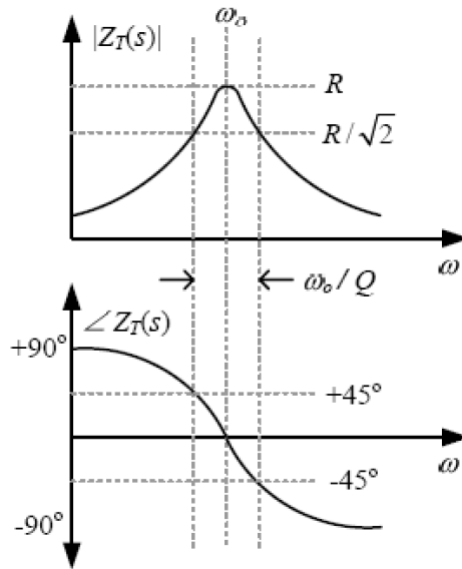


Figura 2.19: Impedância do circuito em função da frequência [47]

mede a habilidade do circuito em armazenar energia. Que está mostrado na Fig. 2.14. Então, quanto maior o valor de  $R_p$ , maior será o fator de qualidade e portanto melhor será o ruído de fase do circuito [47].

$$Q = \frac{R_p}{\omega_0 L} = \omega_0 R_p C \quad (2.14)$$

A frequência de ressonância no oscilador LC tanque está relacionado exclusivamente com os elementos passivos do circuito pela equação:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.15)$$

#### 2.4.2.3.1 Ruído de fase .

Um oscilador ideal gera no espectro de frequência um pulso na frequência de oscilação, mas na realidade não é isso que acontece. Normalmente o sinal do oscilador é influenciado por vários fatores, tanto internos quanto externos, que são chamados de ruído. Este ruído acarreta no sinal uma variação tanto na amplitude quanto na fase, fazendo com que o oscilador real gere em sua saída bandas laterais como mostrado na Fig. 2.20. Essas bandas refletem principalmente na variação da fase, portanto denominando-se ruído de fase.



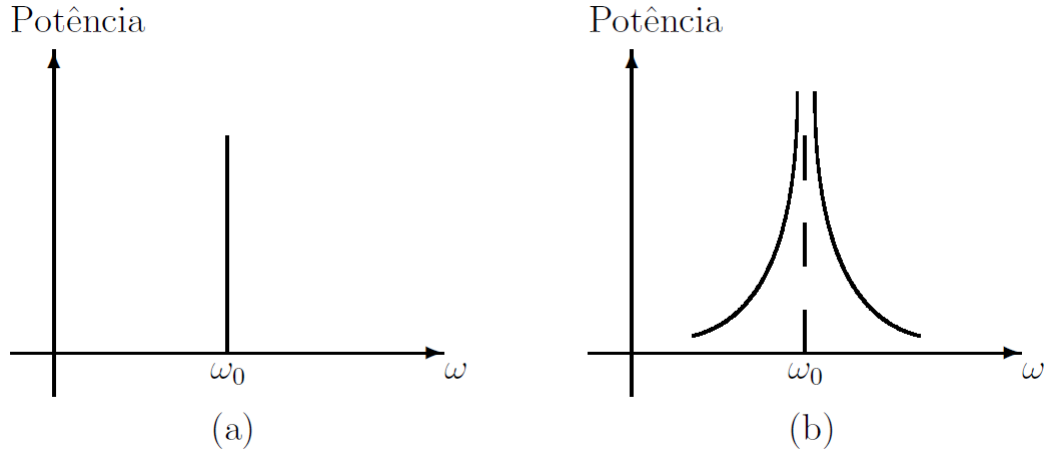


Figura 2.20: Resposta em frequência do oscilador a) Ideal b) Real [54]

O ruído de fase é quantificado de acordo com a seguinte definição: Considera-se uma largura de banda de 1 Hz separada de  $\Delta w$  da frequência de oscilação  $w_0$ , calcula-se a potência do ruído nessa banda e expressa-se a relação, em decibéis, entre essa potência e a potência do sinal[54]. De acordo com a Eq. 2.16:

$$\mathcal{L}(\Delta f) = 10 \log \left[ \frac{P_{bandalateral}(w_0 + \Delta w, 1Hz)}{P_{portadora}} \right] \quad (2.16)$$

onde,  $\mathcal{L}(\Delta f)$  é o ruído de fase medido a  $\Delta w$  da frequência de oscilação,  $w_0$  é a frequência angular de oscilação,  $P_{bandalateral}(w_0 + \Delta w, 1Hz)$  é a potência de banda lateral calculada numa largura de banda de 1 Hz, a uma frequência  $\Delta w$  separada da frequência de oscilação  $w_0$ ,  $P_{portadora}$  é a potência da portadora. Olhando a fórmula, pode-se ter a impressão que o ruído de fase é uma figura de mérito adimensional, pois faz a razão entre duas potências e passa por um operador matemático transformando para dBc, mas como a potência da banda lateral  $P_{bandalateral}(w_0 + \Delta w, 1Hz)$  é calculada dentro de uma banda de 1 Hz, então a unidade do ruído de fase é dBc/Hz

Existem diferentes maneiras de fazer o cálculo do ruído de fase baseados nos modelos *Linear Time Invariant* (LTI) e *Linear Time Variant* (LTV) como mencionado por Pelaez [54]. Mas existe uma maneira prática e usual para fazer esse cálculo no padrão *Bluetooth*, que foi adotado nesse trabalho para o cálculo do ruído de fase.

Esse método é baseado na premissa de que o canal de recepção do sinal não possui ruído e que a única interferência produzida na banda do sinal desejado será causada

pelo ruído de fase do oscilador. Então, a única interferência que será considerada é o produto da mistura das bandas laterais do espectro do oscilador com os sinais fora da banda do sinal.

Considerando isso, o ruído de fase é calculado com base na relação sinal-ruído requerido na saída (SNR), na potência dos sinais de interferência separados de  $\Delta f$  do sinal desejado ( $S_{BL}$ ) e na potência do sinal desejado ( $S_{Des}$ ) como mostrado na Eq. 2.17.

$$\mathcal{L}(\Delta f)\left[\frac{dBc}{Hz}\right] = (S_{Des} - S_{BL}) - SNR - 10\text{Log}(BW) \quad (2.17)$$

## 2.5 Misturador

Nessa seção, será feita uma introdução sobre o conceito de misturador, mostrando algumas abordagens matemáticas envolvidas no funcionamento dele, além de fazer uma explanação de algumas topologias bastante estudadas na literatura dando um foco no misturador Célula de Gilbert com balanceamento duplo, pois ele foi escolhido para ser projetado. A seção será finalizada com uma ideia geral das principais figuras de mérito utilizadas na literatura para validar o funcionamento do misturador.

### 2.5.1 Introdução

O misturador é uma estrutura feita para fazer a multiplicação de dois sinais no tempo, e um deslocamento deles na frequência. Ou seja, sua função é fazer com que o sinal recebido passe para uma frequência mais alta no caso da transmissão do sinal ou mais baixa no caso da recepção. Matematicamente, essa operação pode ser expressa da seguinte forma: Um sinal "a" recebido na antena da forma  $a = A \sin(w_1t + \phi_1)$  e um sinal "b" conhecido, gerado pelo oscilador local (LO), da forma  $b = B \sin(w_2t + \phi_2)$ . A multiplicação deles dá:

$$a b = A B \sin(w_1t + \phi_1) \sin(w_2t + \phi_2) \quad (2.18)$$

Usando a identidade trigonométrica  $\sin(A) \sin(B) = -\frac{1}{2}[\cos(A + B) - \cos(A - B)]$  chega-se que [42]:

$$a b = -\frac{A B}{2} [\cos((w_1 + w_2) t + (\phi_1 + \phi_2)) - \cos((w_1 - w_2) t - (\phi_1 - \phi_2))] \quad (2.19)$$

Segundo a Fig. 2.19, há dois sinais cossenoidais, uma com a soma das frequências e a outra com a subtração das frequências entre o LO e o sinal RF. Esse sinal passará por um filtro passa banda para determinar a frequência de operação como mostrado na Fig. 2.21.

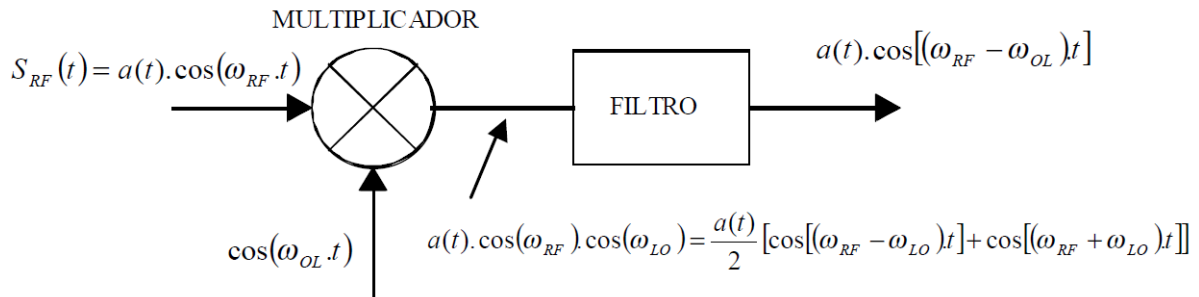


Figura 2.21: Esquema de um multiplicador analógico ideal [48]

Onde  $S_{RF}$  é o sinal recebido pela antena,  $\cos(\omega_{LO}.t)$  é o sinal cossenoidal do oscilador local e o filtro nesse caso selecionou a frequência mais baixa. Existe uma convenção para a classificação desses misturadores dependendo do deslocamento na frequência. Se a componente de sinal de saída escolhida for deslocada de  $\omega_{RF} - \omega_{LO}$  o misturador é dito *down-converter*, caso contrário ele é chamado de *up-converter* [48, 16]

O misturador por si só é um sistema não-linear como mostrado na Fig. 2.19 [16], mas essa não linearidade é o que permite o misturador funcionar [48]. Essa não linearidade também é responsável pelo aparecimento de sinais espúrios, chamados de produtos de intermodulação, ou seja, são gerados sinais em frequências diferentes da desejada. Dependendo da arquitetura escolhida, esses produtos são reduzidos ou eliminados [13].

## 2.5.2 Classificação dos Misturadores

Dependendo do ganho tido pelo misturador, ele pode ser classificado em dois tipos, os ativos e os passivos. Os misturadores passivos operam com ganhos necessariamente menor que 0 dB, e também consomem pouca potência e apresentam uma alta linearidade. Esse ganho menor que 0 dB se dá pelo fato do misturador passivo não possuir um estágio de amplificação, fazendo com que o sinal de entrada sempre seja atenuado.

Os misturadores ativos apresentam necessariamente um ganho real de conversão maior que 0 dB, pois ao contrário dos passivos eles apresentam um estágio de amplificação. Esses misturadores possuem uma séria limitação referente a linearidade, principalmente causado pelo conversor tensão-corrente presente nele. Existem algumas arquiteturas que melhoram essa linearidade, uma delas será mostrada mais a frente quando for explicado mais profundamente o funcionamento do misturador Célula de Gilbert. As vantagens e desvantagens dessas arquiteturas também poderão ser vista mais a frente na Tab. 5.1, situada na página 41, de forma resumida.

A estrutura dos misturadores é dividida em 3: desbalanceados, balanceamento simples e balanceamento duplo. A escolha do tipo de estrutura está ligado com o tipo de sinal RF sobre o qual opera. O problema das estruturas balanceadas é que elas sempre possuem um sinal diferencial na entrada do oscilador local (LO). Isso geralmente prejudica alguns projetos, pois alguns circuitos analógicos (osciladores) não possuem saída diferencial. A Fig. 2.22, mostra essa característica da entrada diferencial no oscilador local.

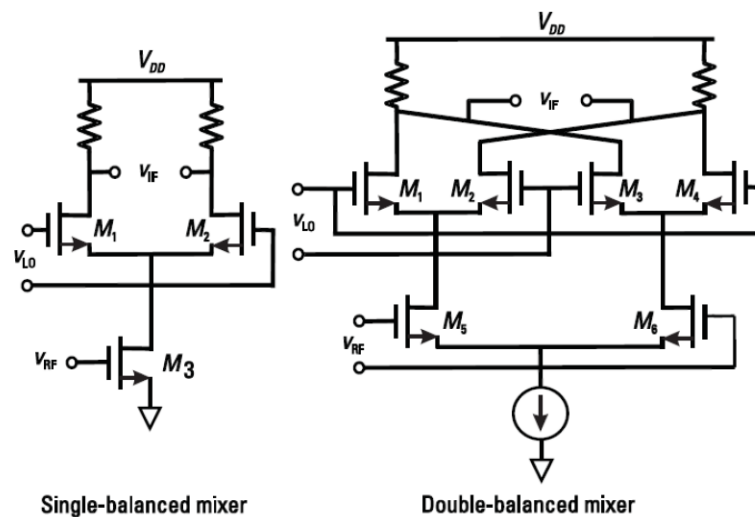


Figura 2.22: Estrutura balanceamento simples e duplo [23]

### 2.5.3 Misturador Célula de Gilbert

O misturador do tipo Célula de Gilbert é a arquitetura que mais vem sendo utilizada na atualidade [13, 48], principalmente por ela apresentar as vantagens das arquiteturas balanceadas, não necessitar de elementos reativos, apresentar um bom desempenho de ruído e um bom ganho de conversão [48]. Por esses motivos surgiram vários estudos para que houvesse uma otimização dessa arquitetura, dentre as principais dela pode-se citar:

- Célula de Gilbert tradicional
- Célula de Gilbert sem fonte de corrente
- Célula de Gilbert com estágio de RF alternativo
- Célula de Gilbert com injeção de corrente
- Célula de Gilbert com transformador integrado
- Micromixer

Nesse trabalho, foi-se utilizado a Célula de Gilbert tradicional, na literatura, maioria das arquiteturas destinadas ao padrão *Bluetooth* são feitas por esse tipo de célula. Principalmente por ela reduzir drasticamente algumas frequências.

O circuito Célula de Gilbert pode ser mostrado na Fig. 2.23, ela é dividida em 3 principais estágios [13]: transcondutância, chaveamento e carga.

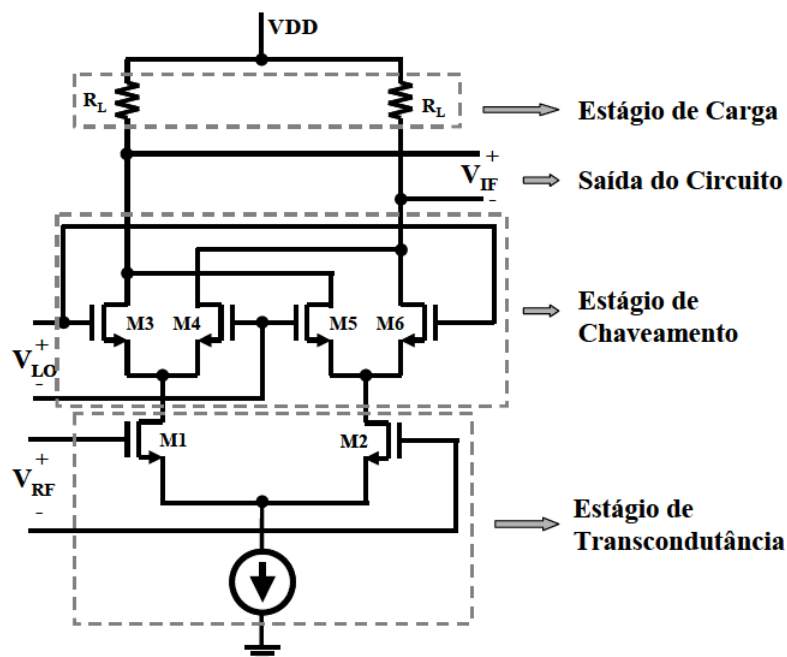


Figura 2.23: Circuito misturador Célula de Gilbert [13]

- Estágio de transcondutância: converte a tensão de entrada em corrente de entrada. É nesse estágio também que há a amplificação do sinal e também onde se determina o ganho, o ruído e a linearidade [48].

- Estágio de chaveamento: Nesse estágio é feito a mistura do sinal, por meio do chaveamento das correntes que vêm do estágio de transcondutância.
- Estágio de carga: converte a corrente de saída em tensão de saída.

Uma desvantagem dessa arquitetura é o baixo ponto de compressão e de intermodulação. Uma solução para esse problema é o uso de uma impedância no estágio de transcondutância para melhorar a linearidade do circuito, como mostrado na Fig. 2.24. Segundo Fong *et al.* [22], o uso de indutores é mais eficiente do que o uso de capacitores e resistores, ou seja, entre os elementos passivos o indutor provoca uma redução maior do que as outras figuras de ruído.

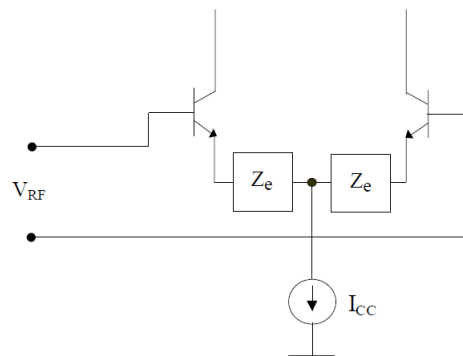


Figura 2.24: Impedâncias adicionadas ao estágio de transcondutância. [48]

#### 2.5.4 Figuras de mérito

Algumas figuras de mérito do misturador são muito exploradas na tecnologia. Por tanto para validar o projeto é necessário que o circuito atenda algumas exigências a depender do tipo de aplicação. Abaixo serão descritas algumas dessas principais figuras de mérito:

- Ganho de conversão;
- Figura de ruído;
- Ponto de intermodulação;
- Ponto de compressão de 1dB.

#### 2.5.4.1 Ganho de conversão

O ganho de conversão relaciona a potência disponível na saída do gerador de RF com a potência entregue na carga de frequência intermediária, ou seja, é a relação do nível de potência ou tensão do sinal de saída e o nível de potência ou tensão do sinal de entrada. Portanto, o ganho de tensão e de potência é definido pelas Fig. 2.20 e Fig. 2.21 [13, 16]:

$$\text{Ganho de Potência}(dB) = 10\log\left(\frac{P_{out}}{P_{in}}\right) \quad (2.20)$$

$$\text{Ganho de tensão}(dB) = 20\log\left(\frac{V_{outRMS}}{V_{inRMS}}\right) \quad (2.21)$$

No caso do misturador que está sendo estudado, se a fonte de entrada estiver casada com o circuito, a relação entre os ganhos de potência e tensão é dado por:

$$\text{Ganho de Potência}(dB) = \text{Ganho de tensão}(dB) + 10\log\left(\frac{R_s}{R_L}\right) \quad (2.22)$$

Onde  $R_S$  é a resistência da fonte de entrada e  $R_L$  é a resistência de carga do circuito. O ganho de potência tem uma dependência direta com dois fatores: a topologia que está sendo usada e a potência do sinal oscilador local (LO) [13]. No entanto, essa potência não pode ser aumentada indiscriminadamente, visto que há uma deteriorização das outras figuras de mérito.

#### 2.5.4.2 Figura de ruído (NF)

Existem duas definições formais na literatura sobre figura de ruído, mas ambas referem-se a qualidade do misturador. A primeira enfatiza que a figura de ruído é uma medida da sensibilidade do circuito frente a níveis baixos de sinais na entrada para que esse sinal não seja visto como apenas um simples ruído. A segunda enfatiza que a figura de ruído é a medida de como a relação sinal ruído (SNR) é degradada por um dispositivo [13, 16]. Portanto, matematicamente, NF é definido como:

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (2.23)$$

Existem também dois tipos de medidas para NF: o fator de ruído de banda lateral única (*Single-Sideband*) e o fator de ruído de banda lateral dupla (*Double-Sideband*). A diferença entre as duas está ligado com a forma que a contribuição do ruído do misturador é representada.

Primeiramente para entender esses conceitos é necessário que se tenha em mente o que seja canal imagem. Canal imagem é por definição uma frequência que dista da frequência do LO o mesmo valor que o sinal de RF, e quando é passado pelo misturador irá produzir um sinal na frequência intermediária que irá sobrepor ao sinal desejado. Ou seja, quando multiplica-se dois sinais na entrada do misturador, o sinal centrado em  $f_{LO} + f_{IF}$  é o mesmo que o sinal  $f_{LO} - f_{IF}$ , que irão gerar sinais intermediários na mesma frequência [48]. Portanto, é chamado canal imagem o sinal simétrico ao sinal desejado.

Retomando, a diferença entre esses dois tipos de medidas para NF está na forma de contribuição do ruído. Como o próprio nome já diz, no *Single-Sideband* (SSB), toda a potência de ruído do misturador é referida a um único terminal de entrada, enquanto que no *Double-Sideband* (DSB), o ruído é dividido e referido para dois terminais (o canal desejado e o canal imagem) [13].

#### 2.5.4.3 Ponto de compressão de 1dB

O ponto de compressão de 1 dB é definido como a relação entre a potência de saída e a potência de entrada. No caso ideal, a razão dessas duas grandezas deve ser constante, independentemente da potência de entrada. Mas no caso real, o comportamento não-linear do misturador e os limites de tensão/corrente fazem com que o circuito sature [13, 48].

O ponto em que a curva da potência de saída pela potência de entrada real se afasta da curva da ideal de 1 dB é chamado de ponto de compressão de 1 dB. Esse ponto é normalmente representado no eixo da potência de entrada como  $IP_{1dB}/Input P_{1dB}$  e no eixo da potência de saída  $OP_{1dB}/Output P_{1dB}$  como mostrado na Fig. 2.25.



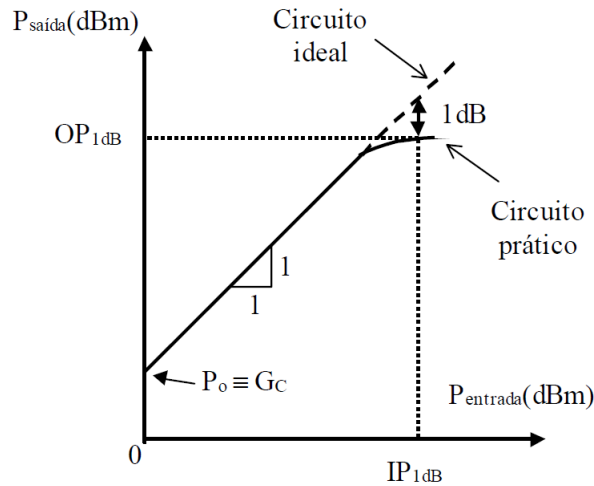


Figura 2.25: Ponto de compressão de 1 dB [48].

Uma informação importante que pode ser retirado do gráfico da Fig. 2.25, é a linearidade. Em alguns sistemas há a necessidade que o circuito tenha uma resposta linear com a variação da entrada, ou seja, é desejável que exista pontos de compressão de 1 dB mais elevados, a fim de que não haja saturação por parte do circuito.

Existe uma relação, que é normalmente utilizada para pequenos sinais, entre o ponto de interceptação de terceira ordem ( $IIP_3$ ) e o ponto de compressão de 1dB (Fig. 2.24)[13]. No entanto, quando é aplicado potências maiores na entrada do circuito essa relação cada vez mais se torna menos válida, ou seja, menos precisa.[13, 61]

$$P_{1dB} = IIP_3 - 9,6dB \quad (2.24)$$

#### 2.5.4.4 Produto de intermodulação

Um sistema de recepção sofre com o aparecimento desses produtos de intermodulação. Seria ideal que na recepção de um sinal, houvesse apenas o sinal da frequência desejada, mas na realidade não é isso que acontece. Normalmente é o contrário, são recebidos junto com a frequência desejada vários outros sinais. Alguns deles, principalmente os que se localizam perto da frequência de operação, são responsáveis pelo aparecimento dos produtos de intermodulação, e dependendo da situação podem degradar o sinal, fazendo a sobreposição dessas duas frequências (desejada e indesejada).

No caso ideal, quando se tem apenas 1 tom, ou seja, um sinal apenas em uma frequência e esse sinal passa pelo misturador, tom/sinal é transladado para duas frequências: uma alta e a outra baixa. Mas quando há o aparecimento de mais de um tom na entrada do circuito, são gerados junto com o sinal desejado vários outros sinais espúrios, chamados de produtos de intermodulação [13], que tem o seguinte formato:

$$f = (\pm m_1 f_{RF1} \pm m_2 f_{RF2} \pm m_3 f_{RF3} \pm \dots) \pm n f_{LO} \quad (2.25)$$

onde  $m_1, m_2, m_3, \dots$  são números inteiros e  $n=1,2,3,\dots$

Em função disso, que é desejável que os tons na entrada sejam o mais puros possível e que se localizem em frequências longe do sinal. Porque depois que esses tons passarem pelo misturador, pode ocorrer interferências e ficar cada vez mais difícil de separar por meio de filtros.

## 3 METODOLOGIA DE PROJETO

### 3.1 Amplificador fonte comum

Após recebido o TCAM, o primeiro passo foi colocá-lo para funcionar no software *Cadence* e, a partir disso, começar a se adaptar com essa plataforma profissional. O circuito escolhido para desenvolvimento e adaptação foi o amplificador fonte comum, por ser um circuito simples, com apenas um transistor.

Com esse circuito foi possível também entender melhor o funcionamento dos principais parâmetros de projeto: os nanotubos metálicos e os dedos em paralelo, ficando claro que os nanotubos metálicos são parasitas no sistema, formando um curto circuito entre o canal de fonte e o dreno, fazendo com que o transistor tenha uma menor eficiência.

A metodologia de projeto desse amplificador foi dividida em duas partes. Na primeira, uma análise DC do sistema, a fim de determinar o ponto de operação do circuito, visando principalmente obter o maior ganho possível. E a segunda, uma análise AC, com o objetivo de determinar o comportamento para altas frequências, que é uma das maiores vantagens do CNTFET. Para isso, foi considerado que inicialmente o amplificador não teria nanotubos metálicos, ou seja, o objetivo é fazer com que o amplificador trabalhe no ponto ideal, sem nanotubos metálicos, para que posteriormente a degradação do sinal pelos nanotubos metálicos pudesse ser analisada.

A análise do impacto das frações de nanotubos é muito importante no desenvolvimento de circuitos analógicos baseados em CNTFET, pois as frações são fatores limitantes para a tecnologia, influenciando diretamente na performance do amplificador.

É desejável que todos os nanotubos fossem semicondutores, mas normalmente não é isso que acontece no processo de produção. Geralmente, 30% dos nanotubos têm característica metálica. Portanto, muitos pesquisadores têm desenvolvido métodos que sejam baratos e eficazes para separar esses nanotubos, mas encontram sérias dificuldades. Com o desenvolvimento da tecnologia, é possível verificar que utilizando alguns métodos de tratamento chega-se a porcentagens muito reduzidas de nanotubos metálicos, aproximadamente 2 a 10%. Por isso que nesse trabalho a análise de cada

circuito será feita até essa porcentagem.

É importante salientar que como a tecnologia CNTFET apresenta características muito semelhantes com a tecnologia MOSFET, como curva característica, possuir 3 ou 4 terminais, possuir efeito de campo, entre outras. O modelo de pequenos sinais das duas tecnologias também são semelhantes, mas o que ainda não se sabe completamente são as dependências dos elementos no circuito de sinais pequenos como, por exemplo, o ponto do trabalho. Outra dificuldade encontrada é a falta de uma fórmula fechada para determinar a corrente de dreno como na tecnologia CMOS atual. Então, para fazer o projeto dessa primeira arquitetura foi utilizada a análise gráfica a partir das curvas características do transistor e da curva de transferência do amplificador.

### 3.2 Oscilador LC tanque

Terminada a análise do amplificador fonte comum, a próxima etapa seria fazer o projeto do Oscilador Controlado por Tensão (VCO) e do oscilador local que será conectado posteriormente ao misturador. O primeiro passo foi determinar qual arquitetura de oscilador utilizar. Atualmente são duas as principais estruturas: o oscilador em anel e o oscilador LC tanque. A primeira, apresenta algumas vantagens interessantes, que está diretamente ligada a possibilidade de operar a frequências mais elevadas em função de apresentar apenas transistores na sua arquitetura. Também pode ser facilmente projetada, pois é composta apenas de vários inversores em série, mas apresenta algumas desvantagens que não são desejáveis no padrão *Bluetooth*, como por exemplo o ruído de fase que geralmente é muito elevado. Outra desvantagem é a quantidade de harmônicos gerados pelas defasagens. A segunda arquitetura, que é a mais utilizada, tem um ruído de fase compatível com a tecnologia. A quantidade de harmônicos adicionados ao sinal é menor, mas também apresenta algumas desvantagens ligada a dependência da frequência de oscilação com os elementos passivos (capacitor e indutor) e a faixa de variação de frequência ser muito menor que a do oscilador em anel. Em função dessas vantagens e desvantagens das duas arquiteturas, chegou-se à conclusão que a melhor estrutura para essa situação seria o oscilador LC tanque.

Escolhida a arquitetura, o passo seguinte foi determinar qual o tipo de oscilador LC tanque é o mais ideal para o caso. Olhando na literatura, o mais utilizado é o oscilador LC tanque com par cruzado, pois o par cruzado gera uma resistência negativa que ajuda a compensar a resistência efetiva dos elementos passivos (capacitor e indutor), além de fornecer uma etapa de amplificação do sinal.

O próximo passo a ser seguido é fazer o projeto desse oscilador na tecnologia CMOS para que se possa entender melhor os critérios de projetos e as dificuldades que serão encontradas. O projeto desse circuito em CMOS é simples, pois existe um modelo de pequenos sinais que é aplicado ao transistor para se determinar o valor de  $g_m$  (transcondutância) e conseqüentemente da largura da porta. Como foi dito anteriormente essa análise não pode ser feita nos CNTFETs pela ausência de um modelo de pequenos sinais. A saída para esse problema também foi a análise gráfica.

Tendo em vista que foi utilizada a mesma forma de projeto, pode-se dizer que a metodologia de projeto também foi semelhante a do amplificador fonte comum. Primeiro, foram determinados os valores dos elementos passivos de acordo com a frequência escolhida, em seguida foram escolhidos os valores para a largura da porta e para a corrente de polarização, isso sem nanotubos metálicos. A escolha adequada da corrente de polarização e da largura da porta são muito importantes, pois são eles que definem o valor correto para a resistência negativa, que é um dos critérios para que haja oscilação. A corrente de polarização também tem outro papel muito importante, que está diretamente relacionada com o ponto de operação do transistor, que está sempre na saturação que é definida pela própria arquitetura, ou seja, nessa situação  $V_{ds}$  é sempre igual  $V_{gs}$  na análise DC.

### 3.3 Mixer

Feita a análise do oscilador, foi iniciado o projeto do misturador. A escolha do misturador adequado não é uma tarefa fácil e depende de vários fatores. Um deles é o tipo de aplicação, ou seja, como *downconverter*, *upconverter*, modulador, detector de fase, entre outros. Outro fator que deve ser levado em consideração são as especificações de projeto, principalmente ligadas as figuras de mérito, como linearidade, ganho de potência, consumo. Em função disso o primeiro passo do trabalho foi determinar qual o tipo de misturador que será usado. Como se deseja que a frequência do sinal se desloque para uma frequência menor que a utilizada, foi escolhido o misturador *downconverter*.

Determinado o tipo de misturador, foi necessário determinar a classificação do misturador mais adequado para o projeto, nas quais existem basicamente dois grandes grupos: os passivos e os ativos, a diferença entre eles está diretamente ligada ao ganho de conversão que cada um possui, enquanto que o primeiro não possui ganho o segundo possui. Na Tab. 5.1 serão mostradas, de maneira sucinta, as vantagens e desvantagens de cada arquitetura.

Tabela 3.1: Classificação dos misturadores com referência ao ganho de conversão

	Vantagens	Desvantagens
Passivos	Alta linearidade Alta faixa dinâmica	Perda de conversão Ruidoso Alta potência para LO
Ativos	Ganho de conversão Baixo ruído Alto isolamento entre terminais Baixa potência para LO	Baixa linearidade

Sabendo desses dados, foi escolhido um misturador ativo, principalmente por ele possuir um baixo ruído e um ganho de conversão maior em comparação a outra arquitetura. Em relação a desvantagem que ele apresenta, que é a baixa linearidade, foi adicionado um resistor no terminal de fonte, que melhora essa linearidade e faz com que essa arquitetura satisfaça as exigências do projeto.

Classificado o misturador, foi determinado que tipo de estrutura será utilizada. Existe na literatura basicamente três:

- Mixer desbalanceado (*unbalanced*)
- Mixer de balanceamento simples (*single balanced*)
- Mixer de balanceamento duplo (*double balance*)

A escolha do tipo de estrutura depende do modo que as fases dos sinais RF e LO serão arrançados nas entradas do misturador. De acordo com a escolha, algumas combinações fazem com que alguns sinais espúrios sejam somados ou subtraídos com outros, atenuando ou eliminando alguns harmônicos. Os misturadores balanceados apresentam melhores desempenhos que os misturadores não balanceados principalmente pela simetria, que ajuda na eliminação de alguns sinais espúrios.

Em relação ao balanceamentos simples e duplo, algumas referências apontam que a topologia *double balance* apresenta uma maior eliminação de sinais espúrios, mas possuem desvantagens referente a área ocupada. Portanto, foi escolhido como estrutura de misturador o *double balance* [21].

A estrutura *double balance* mais conhecida e estudada na literatura, é a chamada Célula de Gilbert, pois apresenta todas as vantagens das estruturas de duplo balanceamento e além disso um ganho de conversão positivo. Em função disso, foi escolhida para ser projetada em tecnologia CNTFET.

A metodologia de projeto foi baseada em dois momentos, uma análise DC, na qual foi determinada a corrente de polarização, os valores de tensão de entrada (ponto de operação) e resistência de conversão (tensão-corrente) a fim de obter o maior ganho possível. E em um segundo momento, foi feita uma análise AC, que tem como objetivo analisar o comportamento do circuito em altas frequências. Foi considerado também durante o projeto que inicialmente os transistores CNTFETs não possuíam nanotubos metálicos.

### 3.4 Resumo

Após vários projetos de circuitos, foi possível elaborar uma fluxo de projeto, que será mostrado na Fig. 3.1. O fluxo básico de projeto consiste em fazer um projeto CMOS, encontrar um possível ponto de operação e substituí-lo no projeto feito em CNTFET. Normalmente apenas essa substituição não é suficiente, é necessário fazer alguns ajustes para que o circuito possa operar satisfatoriamente. Mas o intuito é ter um primeiro ponto de referência.

Em alguns casos, o ponto de operação do CNTFET é tão diferente do CMOS que é necessário fazer várias análises gráficas e análises DC para encontrar o primeiro possível ponto de operação.

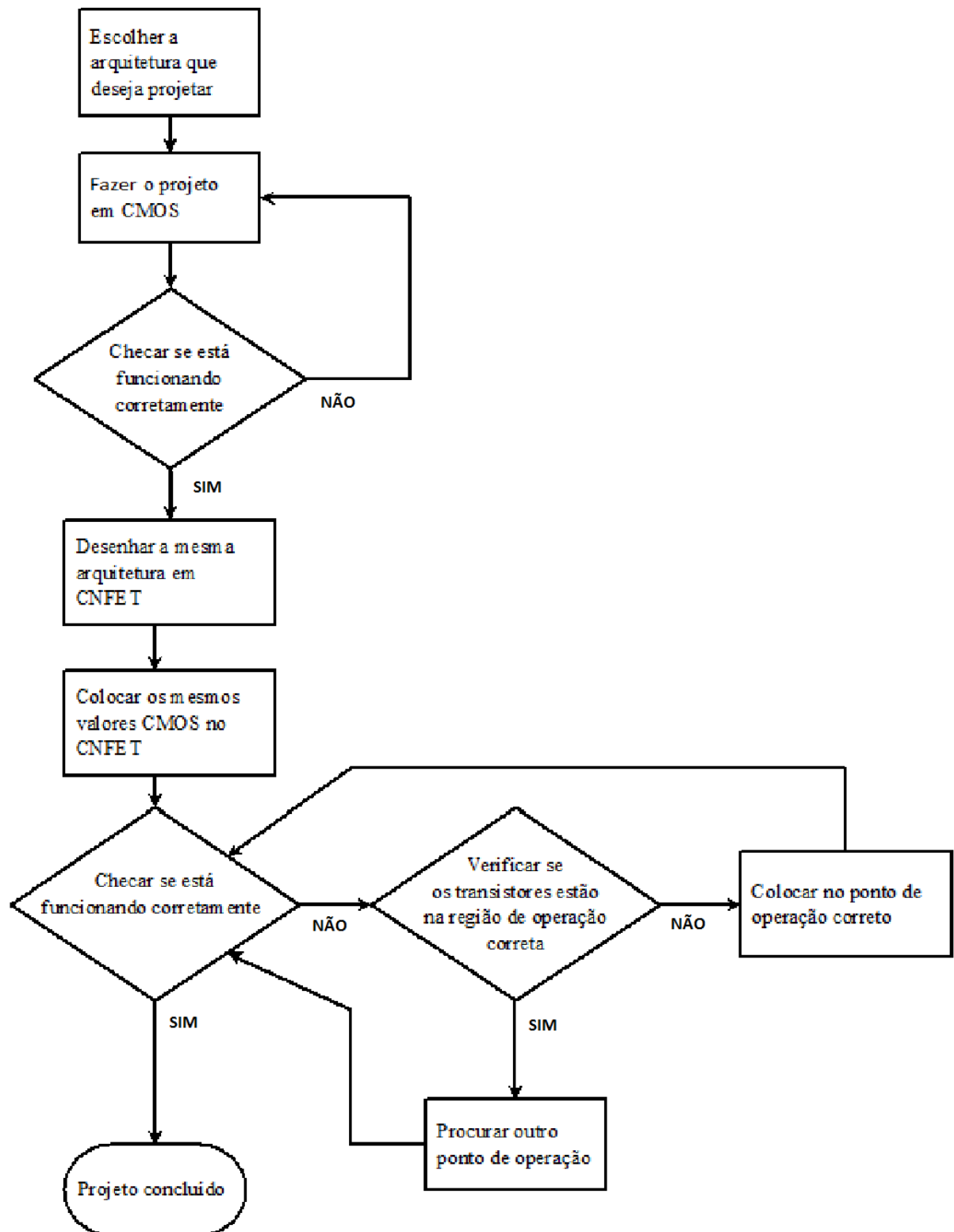


Figura 3.1: Fluxo básico de projeto de circuito CNTFET



## 4 DESENVOLVIMENTO E RESULTADOS

Nesse capítulo, serão apresentados os resultados que foram obtidos referentes ao amplificador fonte comum, ao oscilador LC tanque e ao misturador, além de detalhar um pouco melhor uma figura de mérito importante para a tecnologia, a frequência de trânsito ( $f_t$ ). Todos os circuitos foram feitos totalmente em ambiente *Cadence* compatível com a tecnologia  $0,35 \mu m$ , usando para simulação o software *Spectre*.

### 4.1 Características do Transistor

Em tecnologias emergentes, é muito importante fazer a caracterização do transistor para que o pesquisador possa ter parâmetros iniciais de pesquisa e pontos de referência para futura comparação com a tecnologia vigente. Nessa sessão será apresentado alguns parâmetros de pequenos sinais como  $g_m$  (transcondutância) e  $g_{ds}$  (condutância) e também uma figura de mérito importante para avaliar o potencial do transistor para operar em frequências mais elevadas que é a frequência de trânsito  $f_t$ .

#### 4.1.1 Curva característica do transistor CNTFET

O CNTFET apresenta características semelhantes ao MOSFET como possuir: três ou quatro terminais, características de efeito de campo, tensão de corte sem tubos metálicos, região de saturação, região linear, tensão de limiar ( $V_{th}$ ). Além de uma curva característica muito semelhante como mostrado nas Fig. 4.1 e Fig. 4.2.

Nota-se que na ausência de nanotubos metálicos existe claramente uma região de saturação e uma região linear bem definida, mas a medida que a quantidade de tubos metálicos aumenta essa fronteira se torna menos clara. Esse efeito prejudica o projeto de circuitos analógicos, principalmente os que necessitam que o transistor opere na saturação. Esse efeito tem uma aparência semelhante com um efeito conhecido nos MOSFETs chamado de modulação do canal, o qual há uma diminuição do mento do canal por deslocamento do ponto de estrangulamento no sentido do dreno para fonte.

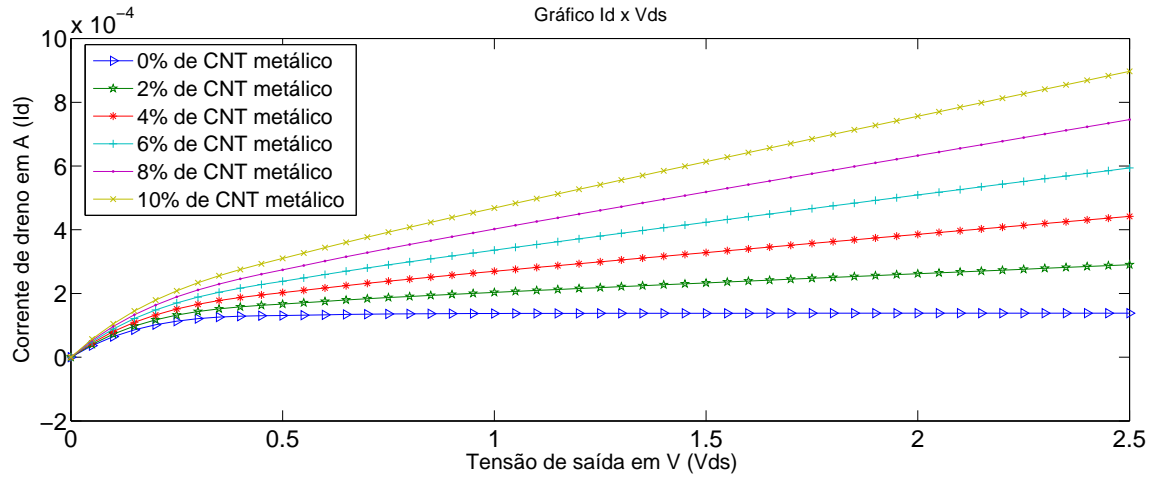


Figura 4.1: Curva característica  $I_d \times V_{ds}$ .

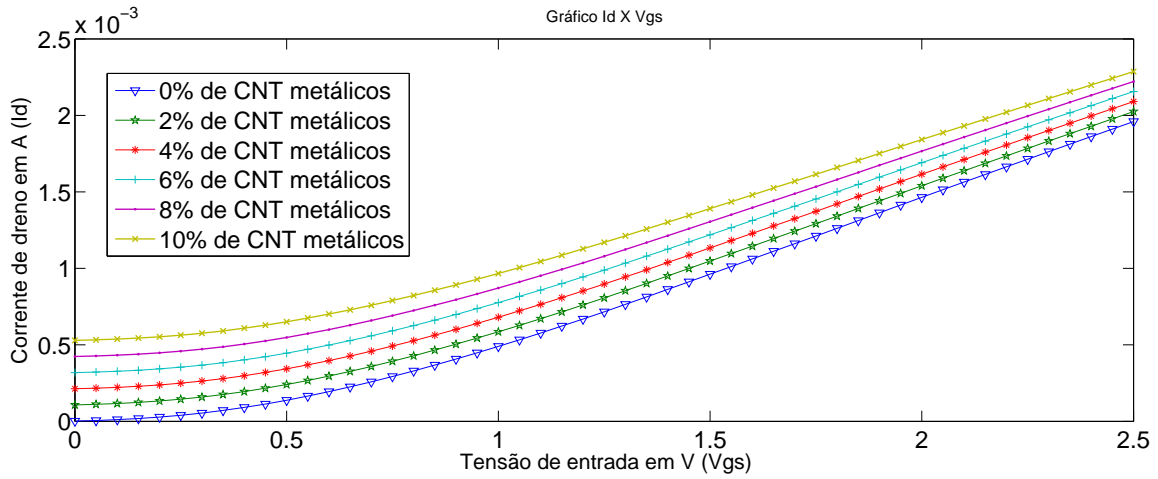


Figura 4.2: Curva característica  $I_d \times V_{gs}$ .

#### 4.1.2 Gráfico de $g_m$ e $g_{ds}$

A transcondutância ( $g_m$ ) e a condutância de saída ( $g_{ds}$ ) são dois parâmetros importantes para se caracterizar o transistor, porque são conhecidos como parâmetros de pequenos sinais e são calculados a partir das derivadas das curvas características do transistor como mostra as Fig. 4.1 e Fig. 4.2:

$$g_m = \frac{\delta I_d}{\delta V_{gs}} \quad (4.1)$$

$$g_{ds} = \frac{\delta I_d}{\delta V_{ds}} \quad (4.2)$$

Eles estão diretamente ligado ao ganho interno do transistor dado por:

$$Ganho = g_m R_s = \frac{g_m}{g_{ds}} \quad (4.3)$$

onde  $R_s$ , que é a resistência de saída do transistor, é o inverso de  $g_{ds}$ .

A relação de dependência da fração de nanotubos metálicos em relação a  $g_m$  e  $g_{ds}$  pode ser visto nas Fig. 4.3 e Fig. 4.4 respectivamente, onde foi utilizado como parâmetro de simulação um  $W_g$  de  $10 \mu m$ , 20 dedos em paralelo, 10 nanotubos/ $\mu m$ . Na Fig. 4.5 está representado o circuito utilizado.

Quanto maior a fração de nanotubos metálicos menor é a transcondutância ( $g_m$ ) e maior é a condutância ( $g_{ds}$ ). Então, o aumento da porcentagem de CNTs metálicos acarreta um ganho menor como mostra a Fig. 4.3 e a Fig. 4.6.

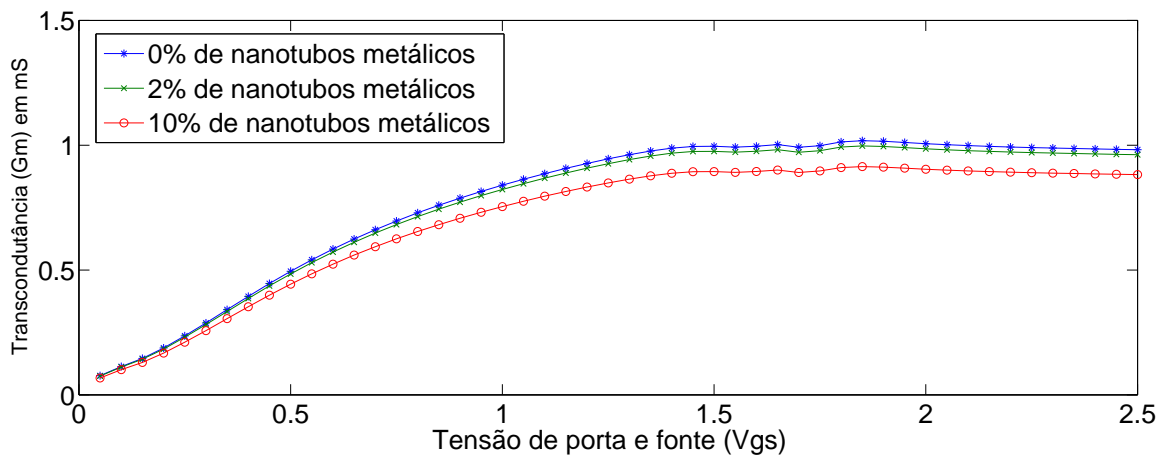


Figura 4.3: Transcondutância para 3 frações de nanotubos metálicos 0%, 2%, 10%.

A instabilidade ocorrida nas Fig. 4.3 e Fig. 4.4 entre  $V_{gs}$  igual a 1,5 V e 2 V pode ter sido causado por um erro do *Cadence* durante o cálculo da derivada das curvas das Fig. 4.1 e Fig. 4.2, pois o modelo TCAM gerou curvas características perfeitas, sem instabilidade.

É importante mostrar que existe uma relação direta com o aumento a largura da porta  $W_g$ , e  $g_m$  e  $g_{ds}$  como mostram as Fig. 4.7 e Fig. 4.8. O mesmo ocorre para a densidade de tubos. Mas o mesmo não ocorre para o gráfico do ganho, em que essa relação se torna muito estreita, ou seja, independentemente do valor de  $W_g$  o gráfico do ganho permanece praticamente constante.

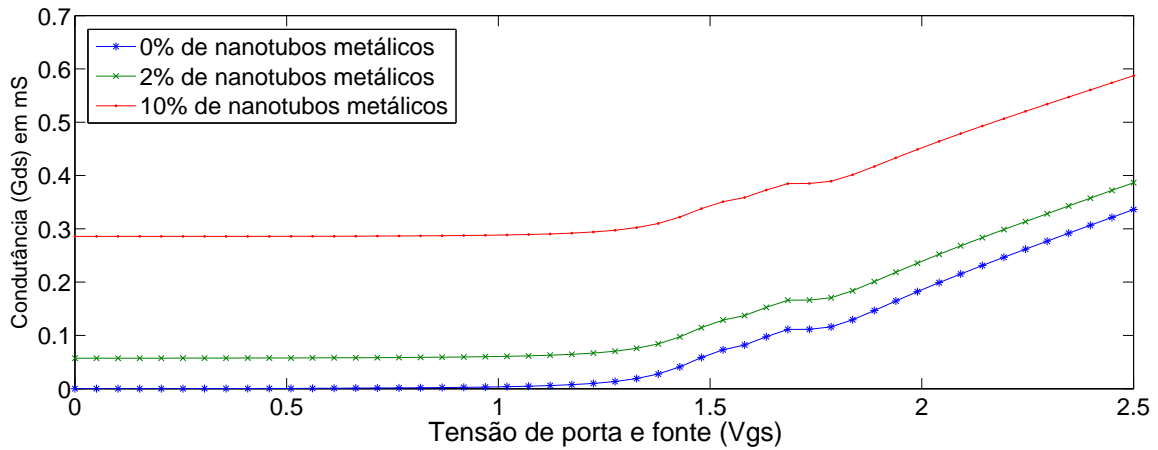


Figura 4.4: Condutância ( $g_{ds}$ ) para 3 frações de nanotubos metálicos 0%, 2%, 10%.

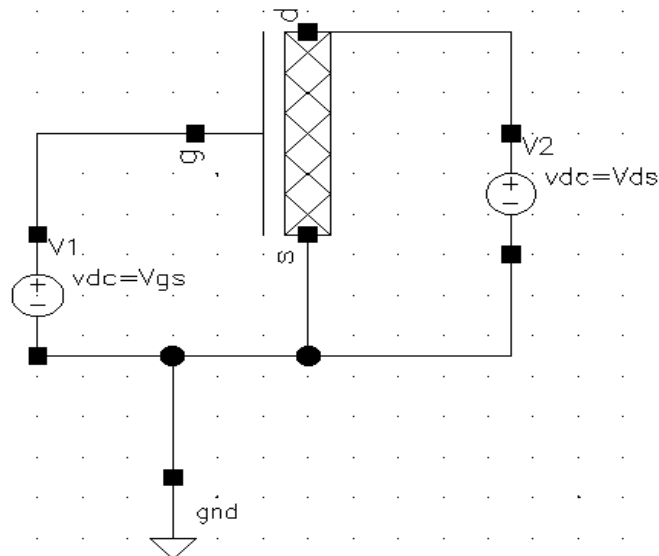


Figura 4.5: Circuito utilizado para retirar os gráficos de  $g_m$  e  $g_{ds}$

Durante a produção do gráfico da Fig. 4.6, notou-se que na ausência de nanotubos metálicos o valor do  $g_m \cdot R_s$  era muito elevado, na ordem de 2000, isso fazia com que houvesse dúvida quanto a legitimidade do gráfico. Mas chegou-se à conclusão de que esse valor era correto, pois a função  $g_{ds} = \delta I_d / \delta V_{ds}$  não é inversível quando não se tem nanotubos metálicos. Ou seja, para um transistor ideal, a função  $1/g_{ds}$  sem nanotubos metálicos era para tender ao infinito, fazendo com que o produto  $g_m R_s$  também tenda ao infinito, mas como no mundo real há sempre efeitos parasitas o ganho interno ficou limitado 2000. Portanto, por  $g_m R_s$  ser um limite superior em relação ao ganho, na

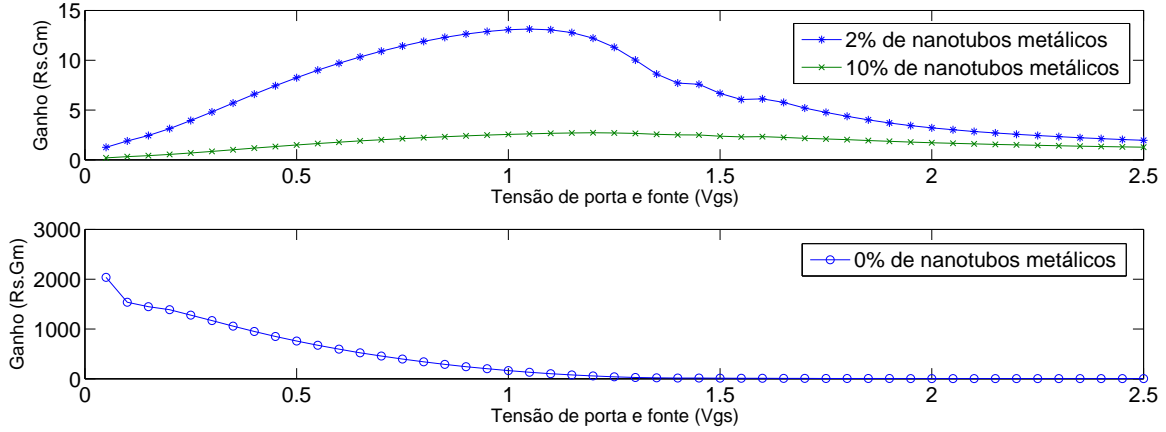


Figura 4.6: Relação de dependência do ganho pela quantidade de tubos metálicos.

ausência de nanotubos metálicos não é possível tirar nenhuma conclusão de qual seria o ganho máximo do circuito porque com certeza seria menor que infinito. Mas para outras porcentagens de nanotubos metálicos isso muda, pois a dependência ( $g_m R_s$ ) em relação aos nanotubos metálicos é muito grande, passando de 2000 sem nanotubos metálicos para aproximadamente 14 com 2% de nanotubos metálicos. Por isso que as curvas Fig. 4.7 e Fig. 4.8 foram feitas para 2% de nanotubos metálicos.

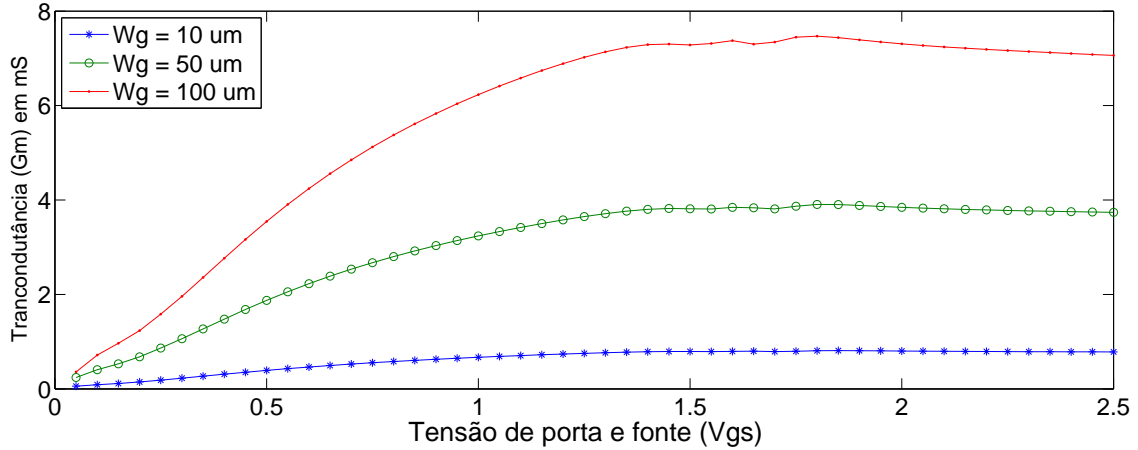


Figura 4.7: Transcondutância ( $g_m$ ), com 2% de nanotubos metálicos.

#### 4.1.3 Frequência de trânsito ( $f_t$ )

A frequência de trânsito é uma figura de mérito que é muito utilizada na tecnologia, principalmente em transistores de alta velocidade. Segundo Razavi [59]: A frequência de trânsito é definida como a frequência com que o ganho de corrente do dispositivo de pequeno-sinal cai para a unidade, enquanto que os terminais de fonte e dreno são

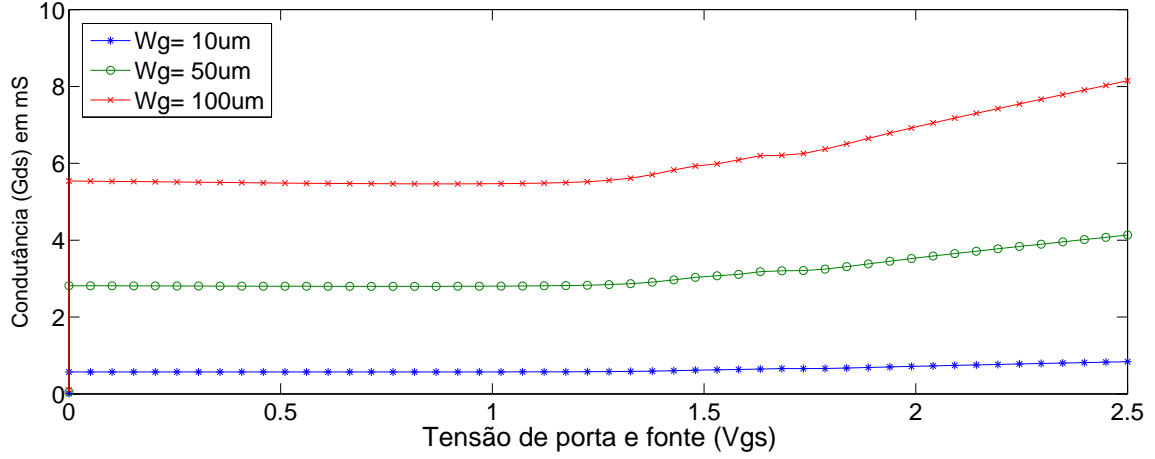


Figura 4.8: Condutância ( $g_{ds}$ ), com  $V_{ds}$  igual a 1,63 V e com 2% de tubos metálicos.

mantidos na referência AC. Ou seja, nessa frequência, o transistor deixa de ter ganho de corrente e passa a ter atenuação. Será mostrado na Fig. 4.9, um gráfico explorado em tecnologias emergentes, que mostra a frequência de trânsito para cada ponto de operação ( $V_{gs}$  e  $V_{ds}$ ). A  $f_t$  foi retirado a partir dos parâmetros Y do CNTFET. De acordo com procedimentos experimentais, foram extraídos esses parâmetros a 1 GHz, e então foram determinados os valores de  $C_g = C_{gs} + C_{gd}$ , onde  $C_{gd} = -Im(Y_{12})/(2\pi f)$  e  $C_{gs} = Im(Y_{11} + Y_{12})/(2\pi f)$ , e determinados os valores das transcondutâncias:

$$g_m = \sqrt{\text{Re}^2(Y_{21} - Y_{12}) + \text{Im}^2(Y_{21} - Y_{12})} \quad (4.4)$$

Para então determinar os valores da frequência de trânsito:

$$f_t = \frac{g_m}{2\pi C_g} \quad (4.5)$$

De acordo com a análise feita da transcondutância ( $g_m$ ), chegou-se a conclusão que não há uma alteração significativa da transcondutância da tecnologia CMOS para a tecnologia CNTFET. Isso mostra que usando a Eq. 4.5 conclui-se que a capacitância de porta ( $C_g$ ) é responsável por elevar a frequência de trânsito para alguns THz. Essa capacitância  $C_g$  é da ordem de alguns atto Farads.

O circuito amplificador irá trabalhar no ponto de operação com  $V_{ds}=1,63$  e  $V_{gs}= 0,5$ , resultando em uma frequência de trânsito de aproximadamente 1,51 THz, como mostrado

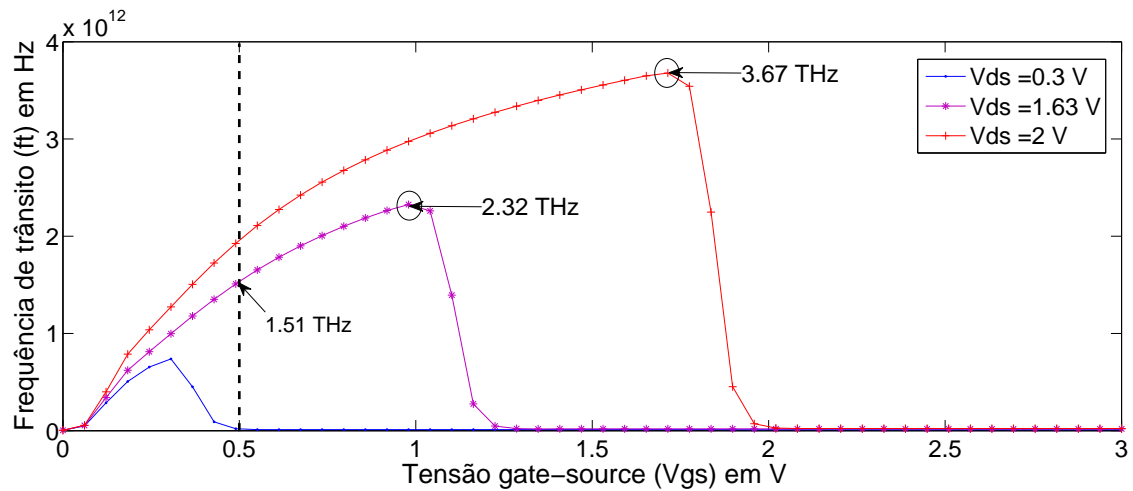


Figura 4.9: Frequência de trânsito com variação de  $V_{ds}$

na Fig. 4.9. Isso significa que nesse ponto de operação o transistor terá na frequência de 1,51 THz um ganho de pequeno sinal de uma unidade, a partir dessa frequência o ganho será menor.

A porcentagem de nanotubos metálicos tem uma grande influência na frequência de trânsito, como mostra a Fig. 4.10, ou seja, uma pequena porcentagem de nanotubos metálicos é suficiente para que a frequência de trânsito reduza pela metade, fazendo com que o transistor perca eficiência.

Nota-se na Fig. 4.10 que o pico máximo de cada porcentagem de nanotubos metálicos ocorre para valores de  $V_{gs}$  praticamente idênticos, ou seja, escolhido um ponto operação que esteja no pico da curva sem nanotubos metálicos, esse ponto também será o máximo para as outras porcentagens de nanotubos metálicos. Não ocorre o deslocamento significativo do pico como ocorre na Fig. 4.9, em que tensões diferentes de  $V_{ds}$  geram picos máximos de frequência de trânsito para valores diferentes de  $V_{gs}$ .

## 4.2 Amplificador fonte comum

O amplificador fonte comum, como apresentado no capítulo anterior, foi o primeiro circuito a ser projetado. Na qual, o principal objetivo era a ambientalização com o software *Cadence* e o aprendizado sobre o impacto dos parâmetros do modelo TCAM, e não efetivamente fazer um projeto no padrão *Bluetooth*. Portanto, esse circuito foi feito com a uma frequência menor ( $f_{req_{op}} = 10$  MHz) que a frequência de operação do *Bluetooth* (2,4 GHz). Mas nada impede que ele seja usado para operar nessa faixa de

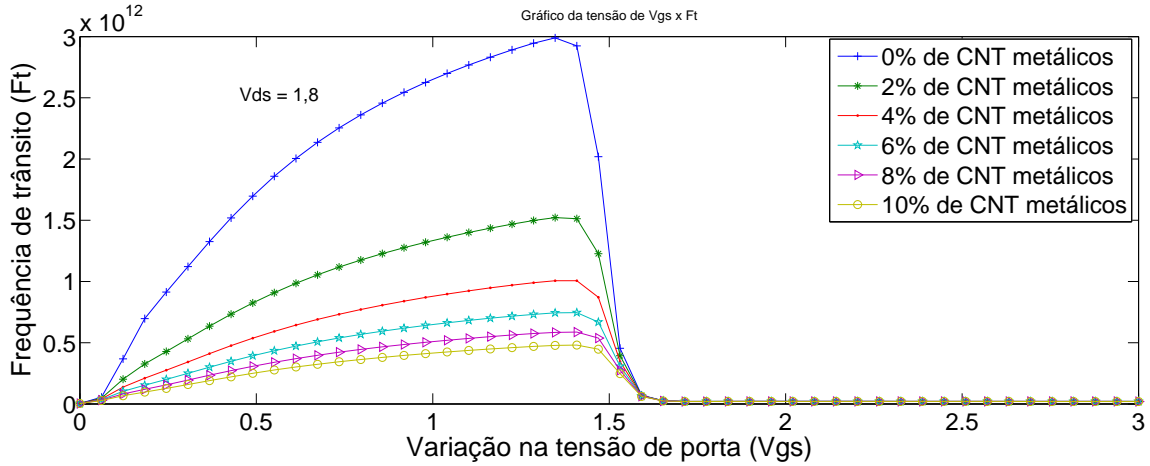


Figura 4.10: Relação entre  $f_t$  e tubos metálicos para  $V_{ds}$  igual a 1,8 V

frequência, pois a  $f_t$  da tecnologia é na ordem de alguns THz.

Alguns parâmetros do transistor foram utilizados para fazer tanto a análise AC quanto a DC, e estão descritos na Tab. 4.1. O circuito foi polarizado com uma tensão de 3 V.

Tabela 4.1: Parâmetros do modelo TCAM

Parâmetro	Descrição	Valor
$W_g$	Largura da porta	10 $\mu\text{m}$
nf	Número de dedos	20
td	Densidade dos tubos	10 tubos/ $\mu\text{m}$
mf	Frações metálicas	0,...,0,1

#### 4.2.1 Análise de funcionamento

O amplificador fonte comum é um circuito muito simples, o transistor opera na região de saturação. As duas resistências  $R_1$  e  $R_2$  da Fig. 4.11 servem como um divisor de tensão para colocar uma tensão DC na porta e selecionar o ponto de operação. A tensão AC é somada com a tensão DC do divisor de tensão e então, é aplicada direto no terminal de porta do transistor. A corrente de dreno só tem uma trajetória, passar pela resistência  $R_0$ , pelo terminal de dreno e pela fonte de tensão, e é determinada pela própria tensão na porta. A resistência  $R_0$ , tem um papel fundamental, que é determinar o ganho do circuito, além de determinar a tensão de dreno-fonte ( $V_{ds}$ ).



### 4.2.2 Análise DC

Essa análise é importante em circuitos analógicos, porque é nela que se determina o ponto de operação do circuito, ou seja, em que valores de  $V_{gs}$  (tensão entre porta e fonte),  $V_{ds}$  (tensão entre dreno e fonte) e corrente de dreno cada transistor estará operando. Portanto, antes de se iniciar um projeto de circuitos analógicos é importante que se determine qual região de operação cada transistor estará operando, no caso do amplificador é na saturação. Na Fig. 4.11, é apresentado o *layout* do circuito amplificador fonte comum, retirado diretamente do software *Cadence*.

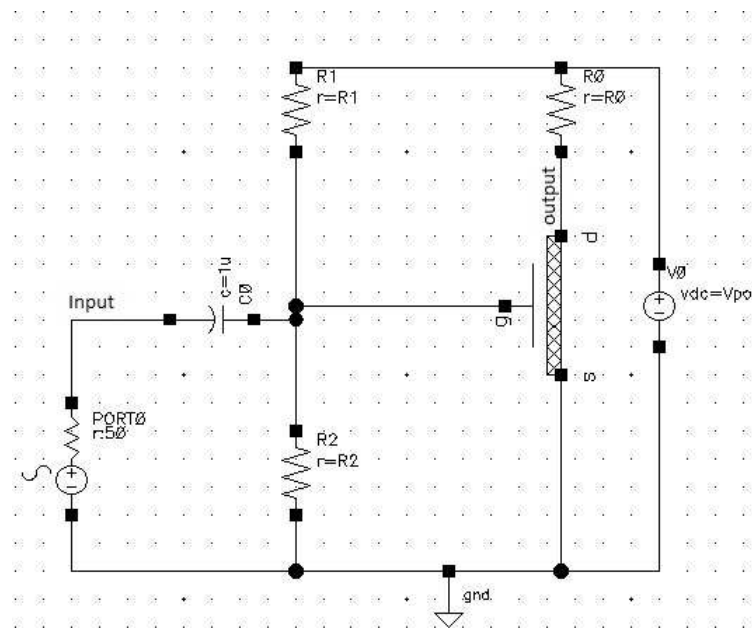


Figura 4.11: Circuito do amplificador fonte comum CNTFET

A partir desse dado, foi retirado a curva de transferência do transistor, que representa a tensão de entrada ( $V_{gs}$ ) pela tensão de saída ( $V_{ds}$ ), também conhecida como curva  $V_{ds}$  x  $V_{gs}$ , representada na Fig. 4.12. Com a curva de transferência é possível determinar o ganho do transistor referente a cada ponto de operação. Durante o projeto deve-se escolher os pontos de tensão  $V_{gs}$  e  $V_{ds}$  dentro da curva de transferência que estiverem na região II, como mostrado na Fig. 4.12, pois nessa região o transistor está operando na saturação e pode apresentar o ganho desejável. Na região I, ele está em triodo, e na região III ele também está na saturação mas não resulta em um ganho desejado.

Como foi dito anteriormente, o ponto de operação do amplificador foi determinado primeiramente com nenhum nanotubo metálico. E analisando a curva de transferência (Fig. 4.12) para essa porcentagem de nanotubos metálicos, obteve-se o ponto médio

dentro da região II, originando uma tensão de  $V_{gs}$  e  $V_{ds}$  de 0,5 e 1,62 V, respectivamente. Os outros valores de tensão de acordo com cada fração de nanotubos metálicos foram retirados traçando uma linha vertical no ponto de  $V_{gs} = 0,5$  V. Isso porque, no processo de fabricação, a tensão de  $V_{gs}$  vem direto das características de projeto, sendo portanto constante. O que altera-se é apenas a tensão de  $V_{ds}$  de acordo com cada porcentagem de nanotubos metálicos, que é 0,97 V para 2%, 0,69 V para 4%, 0,53 V para 6%, 0,43 V para 8% e 0,41 V para 10%.

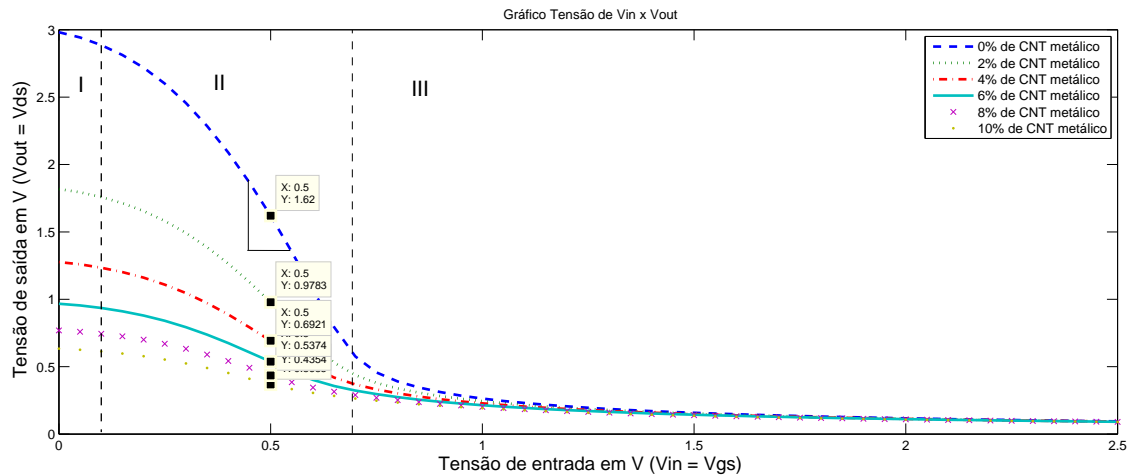


Figura 4.12: Curva  $V_{ds}$  x  $V_{gs}$  com e sem tubos metálicos.

Analisando essa mesma curva (Fig. 4.12) é possível também retirar o ganho aproximado para cada porcentagem de nanotubos metálicos, pois a entrada AC no terminal de porta é considerada como um pequeno sinal, ou seja, a tensão de pico a pico AC em  $V_g$  é de 1m V, resultando em uma pequena variação entorno do ponto de operação, tornando o circuito linear entorno desse ponto. Então, se determinar a inclinação da tangente do gráfico em cada ponto de operação, é possível ter uma ideia do ganho do circuito, como mostrado na Fig. 4.12 para a ausência de nanotubos metálicos. Os valores aproximados para os ganhos foram: 14,54 dB para 0%, 9,98 dB para 2%, 5,73 dB para 4%, 3,6 dB para 6%, 0,062 dB para 8% e -3,22 dB para 10%.

Realizada a análise DC do circuito e determinado o ponto de operação, serão projetados os valores de resistência para que o amplificador funcione no ponto desejado. Mas antes será demonstrado o ponto de operação nas curvas características do transistor, para encontrar o valor da corrente de dreno para cada porcentagem de nanotubos metálicos. As Fig. 4.13 e Fig. 4.14 mostram as curvas características do transistor CNTFET. Nota-se que os valores de corrente de dreno são muito pequenos, na ordem de  $\mu A$ , mostrando que esse circuito consome pouca potência.

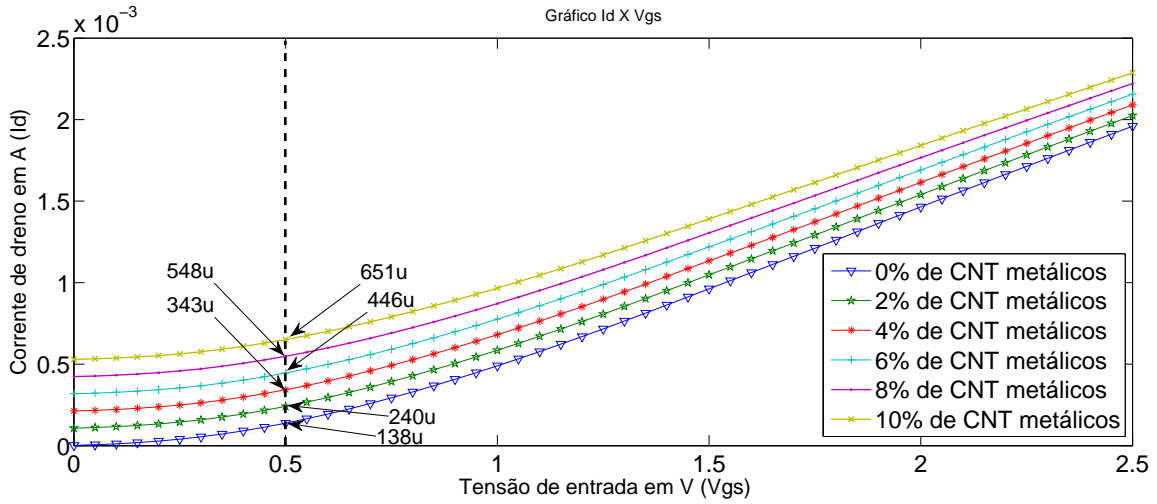


Figura 4.13: Relação entre a curva  $I_{ds} \times V_{gs}$  e tubos metálicos com  $V_{ds}=1,63$

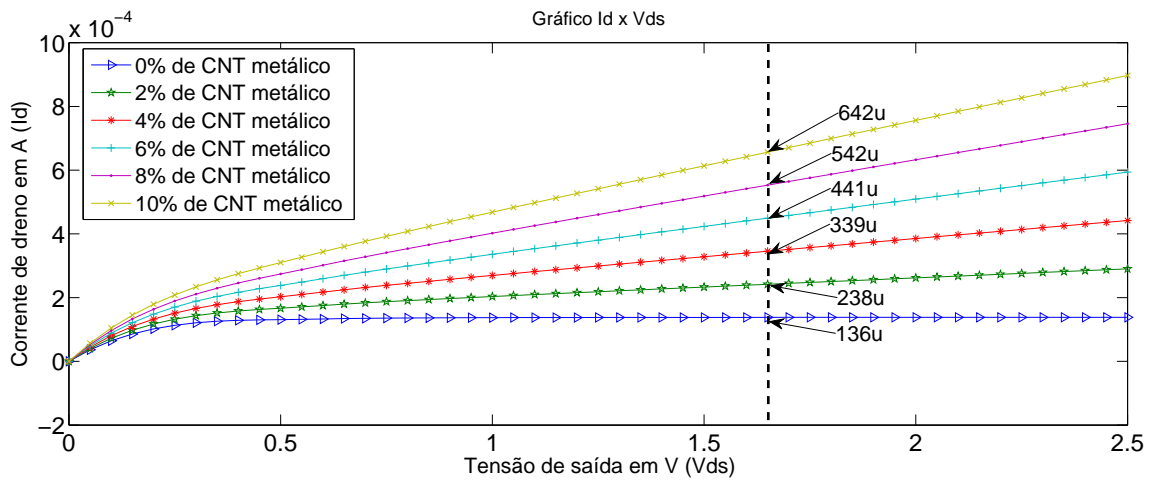


Figura 4.14: Relação entre a curva  $I_{ds} \times V_{ds}$  e tubos metálicos com  $V_{gs}=0,5$

Olhando mais atentamente, alguns detalhes são interessantes de serem observados nessas Fig. 4.13 e Fig. 4.14. O primeiro deles, é na Fig. 4.13, com o aumento da porcentagem de nanotubos metálicos, há um deslocamento vertical da curva com ausência de nanotubos metálicos, aparentemente proporcional como pode ser visto na Fig. 4.15. Esse interessante efeito pode ajudar durante o projeto do circuito, pela previsibilidade da corrente que irá passar pelo dreno do CNTFET, ou mesmo esse efeito poder ser usado no controle de nanotubos metálicos em um processo de fabricação, ou seja, depois de fabricado o amplificador, é possível determinar a porcentagem de nanotubos metálicos analisando-se apenas a corrente que está passando pelo dreno.

Ainda analisando a Fig. 4.13, pode-se notar que quando existe alguma porcentagem de nanotubos metálicos, mesmo que a tensão  $V_{gs}$  seja zero, existe uma corrente fluindo pelo transistor, mesmo que seja baixa. Isso significa que quando há alguma porcentagem de

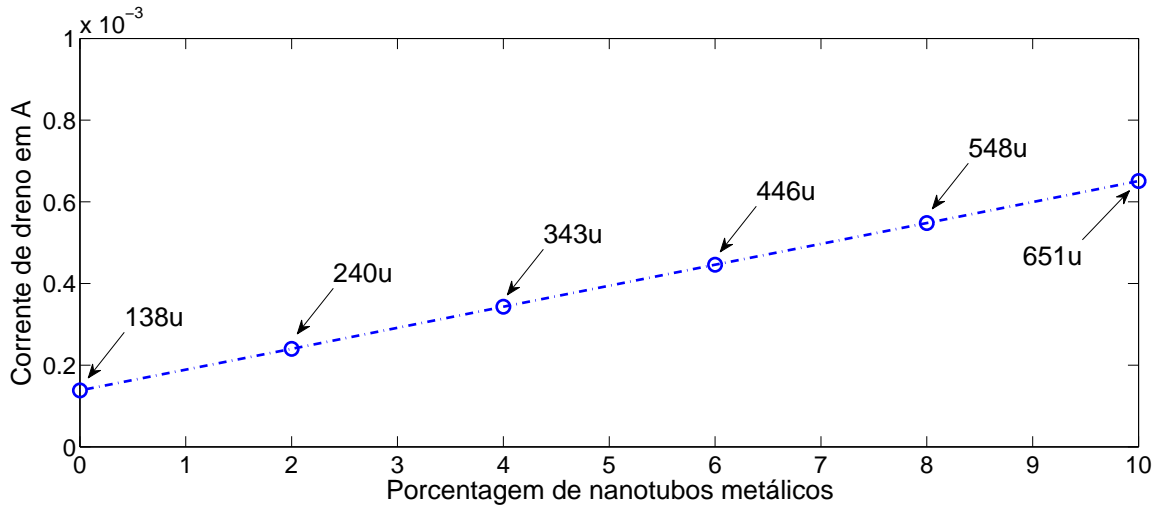


Figura 4.15: Corrente de dreno em função da porcentagem de tubos metálicos

nanotubos metálicos, não é possível se falar em região de corte. Essa conclusão pode ficar mais clara, observando a Fig. 4.16, pois foi aplicado uma tensão de  $V_{gs}$  de -1 V e foi obtido uma corrente de 548 uA. Então, o transistor sempre estará consumindo potência, deixando claro que é necessário que haja um controle maior na porcentagem de nanotubos metálicos durante o processo de fabricação. Esse fenômeno se deve ao fato de que no modelo de grandes sinais, os nanotubos metálicos estão em paralelo com os semicondutores, fazendo um curto circuito entre fonte e dreno como pode ser visto na Fig. 2.8. Como sempre haverá uma tensão de dreno, sempre haverá condução pelos nanotubos metálicos.

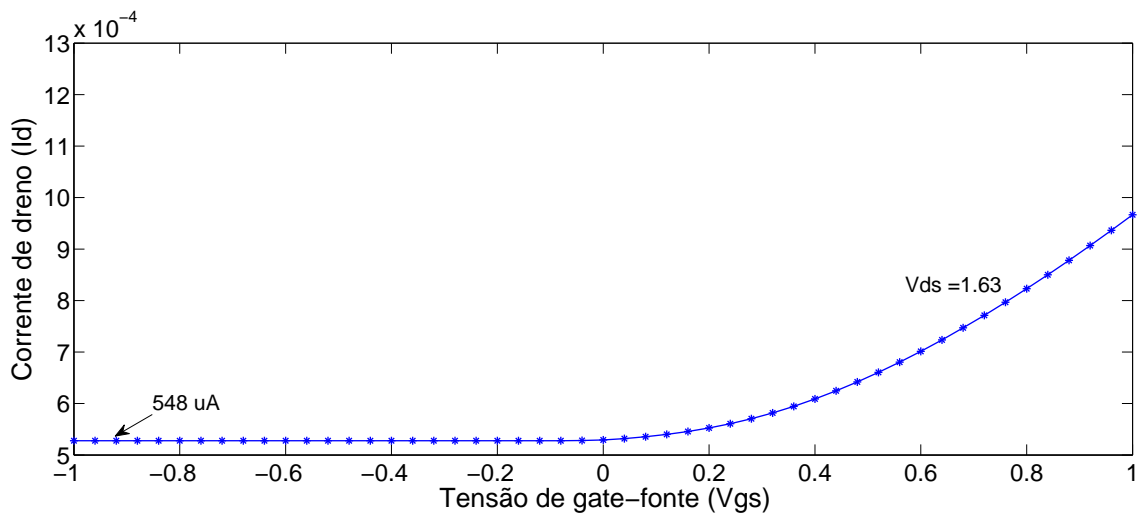


Figura 4.16: Curva  $I_{ds}$  x  $V_{gs}$ , com  $V_{ds}=1,63$  e  $V_{gs}$  positivo e negativo

Na Fig. 4.13 é possível verificar que o valor limiar de tensão ( $V_{th}$ ) com ausência de nanotubos metálicos é aproximadamente 0,1 a 0,2 V, que é muito baixo em comparação

com o CMOS, que é entorno de 0,4 V. Mas quando ocorre alguma porcentagem de nanotubos metálicos, não existe  $V_{th}$ , pois não há região que o transistor esteja em corte.

Retomando o processo de determinação dos valores dos elementos passivos, o ponto de operação escolhido foi para  $V_{gs}= 0,5$  V e  $V_{ds}= 1,63$  V. Com esse ponto foram determinados os valores de  $R_1$  e  $R_2$ , por meio do divisor de tensão a fim de colocar 0,5 V no terminal de porta, originando 100 k $\Omega$  e 21,36 k $\Omega$ , respectivamente. A resistência  $R_0$  foi um pouco mais complicada, principalmente porque ela está diretamente ligada com o ganho do circuito. A Fig. 4.17 mostra o gráfico do ganho em função da resistência  $R_0$  para 3 valores de  $W_g$ , 5  $\mu m$ , 10  $\mu m$ , 50  $\mu m$ , com 0% de nanotubos metálicos. É importante notar que existe um valor máximo para o ganho que é praticamente constante, ou seja, independe do  $W_g$ . O valor de  $W_g$  apenas vai fazer com que o ganho máximo ocorra com resistências menores ou maiores.

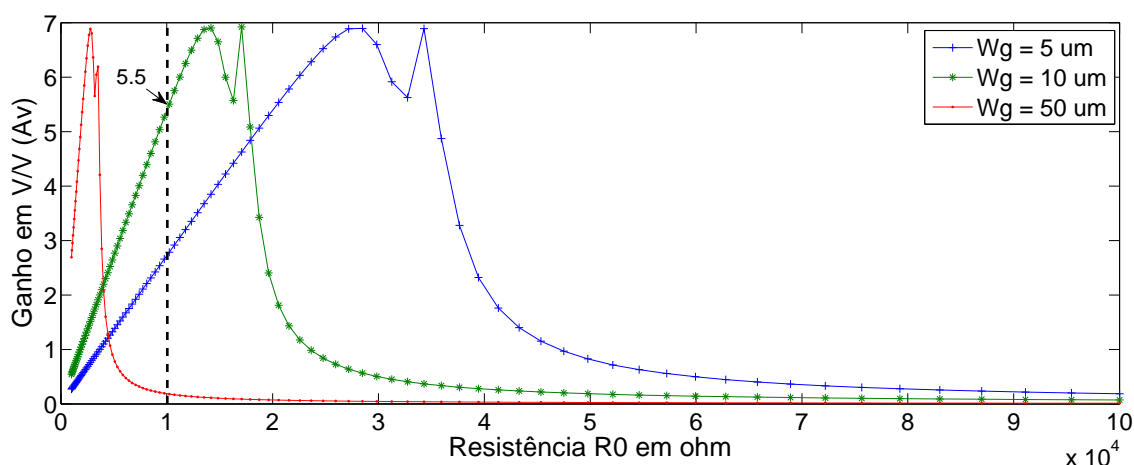


Figura 4.17: Curva do ganho pela resistência  $R_0$ , para 0% de nanotubos metálicos.

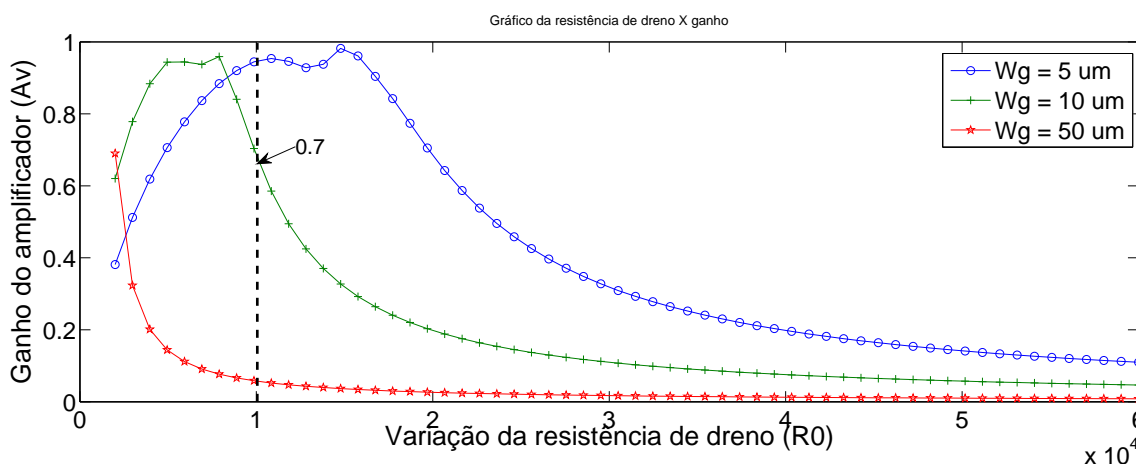


Figura 4.18: Curva do ganho pela resistência  $R_0$ , para 10% de nanotubos metálicos.

O mesmo procedimento que foi aplicado para a Fig. 4.17, foi aplicado para a Fig. 4.18, só que com 10% de nanotubos metálicos. Nota-se que os efeitos são os mesmos, mas que nesse último gráfico, o ganho não passa da unidade, significando que o amplificador não tem ganho com 10% de nanotubos metálicos. Isso acontece pelo fato de que os nanotubos metálicos causam um curto circuito entre fonte e dreno, fazendo com que o transistor não opere mais, mostrando mais uma vez a dependência da eficiência do amplificador em relação aos CNTs metálicos.

Em virtude desse problema, foi escolhido o valor de  $R_0$  igual a 10 k $\Omega$  em função de uma relação de compromisso. Se aumentasse a resistência  $R_0$ , o ganho com 0% de nanotubos metálicos aumentava, mas o ganho com 10% de nanotubos metálicos diminuía e vice versa. Então foi escolhido um meio termo, em que houvesse um ganho razoável sem nanotubos metálicos, que fosse maior que a padrão CMOS atual e que não originasse um ganho muito pequeno para 10% de nanotubos metálicos. Isso resultou em um ganho de aproximadamente 5,5 V/V, ou 14,8 dB, para 0% e 0,7 V/V, ou -3,1 dB, para 10%.

Nas Fig. 4.17 e Fig. 4.18, é possível notar que para cada valor de  $W_g$  há dois picos de ganho e entre eles há um vale. Esse fenômeno pode ter sido gerado pelo efeito da ressonância causado pelas capacitâncias existentes no modelo, o que não foi investigado nesse trabalho.

### 4.2.3 Análise AC

Com o valor de  $R_0$ , foram simuladas as análises AC do amplificador para cada fração de nanotubos metálicos como mostrado na Fig. 4.19. Para a frequência de operação, 10 kHz, o amplificador apresenta ganhos muito parecidos com os ganhos determinados na análise DC, como era de se esperar. Um detalhe interessante é que esse ganho permanece constante até chegar perto da frequência de trânsito. Isso é uma característica muito interessante, principalmente para circuitos analógicos de alta frequência (RF).

Para frequências mais elevadas, o circuito tem um comportamento diferente para as várias frações de nanotubos metálicos. Abaixo de 2% de nanotubos metálicos, a queda do ganho é de aproximadamente 20 dB por década, enquanto que para valores maiores de nanotubos metálicos o comportamento é diferente, há uma convergência dos ganhos e a inclinação da queda acaba sendo menos abrupta que a anterior. Esse fato pode ser

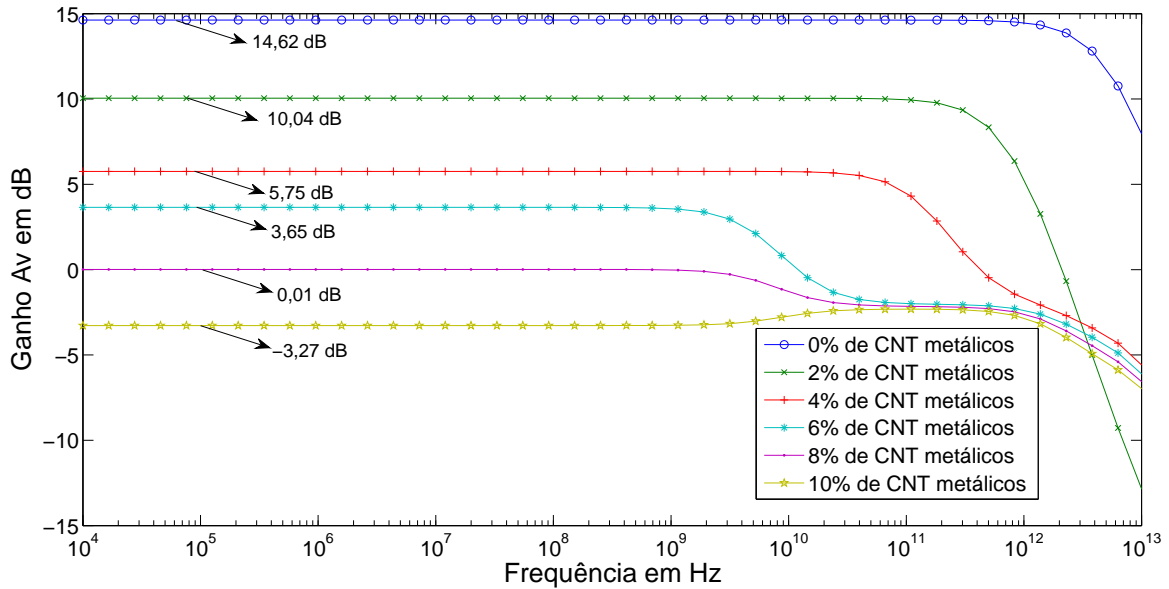


Figura 4.19: Análise AC do circuito amplificador, com 20 dedos em paralelo.

explicado pela influência das capacitâncias parasitas, que em alta frequência se tornam curto circuitos, juntamente com os nanotubos metálicos que também fazem o curto circuito.

O número de dedos é outro parâmetro do transistor CNTFET. Até o momento não foi mencionado este parâmetro porque ele exerce uma maior influência nas análises de alta frequência pelo fato de alterar a impedância na porta do transistor, como foi dito anteriormente. A Fig. 4.20 mostra a mesma análise AC feita na Fig. 4.19, mas aumentando o número de dedos de 20 para 60. É interessante notar que a frequência de corte cai indo para a ordem de centenas de MHz, quando não tem nanotubos metálicos. Quando se tem uma porcentagem significativa de nanotubos metálicos, essa situação se agrava mais, caindo para algumas centenas de KHz, sendo portanto não viável a utilização de CNTFET para projetos analógicos de alta frequência [1].

Para mostrar a frequência de operação e alguns possíveis harmônicos que são adicionados pelo circuito, foi traçado o espectro de frequência, como pode ser visto na Fig. 4.21. Nota-se claramente que esse circuito apresenta um deslocamento vertical (*offset*) elevado, com magnitude de 3,36 dB e um harmônico na frequência de 20 kHz, com uma magnitude muito baixa, na ordem de -102,1 dB, comparada com a frequência de operação.

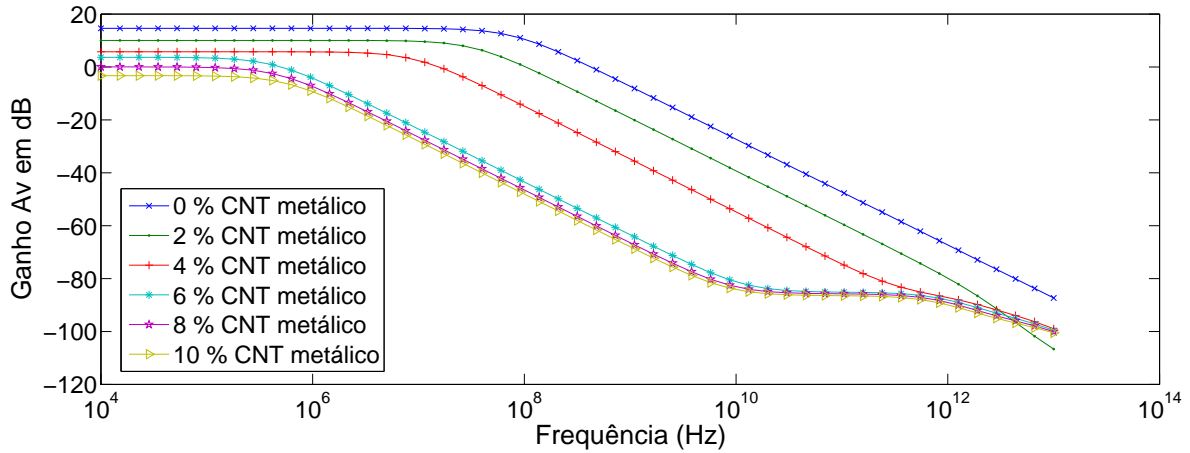


Figura 4.20: Análise AC do circuito amplificador, com 60 dedos em paralelo.

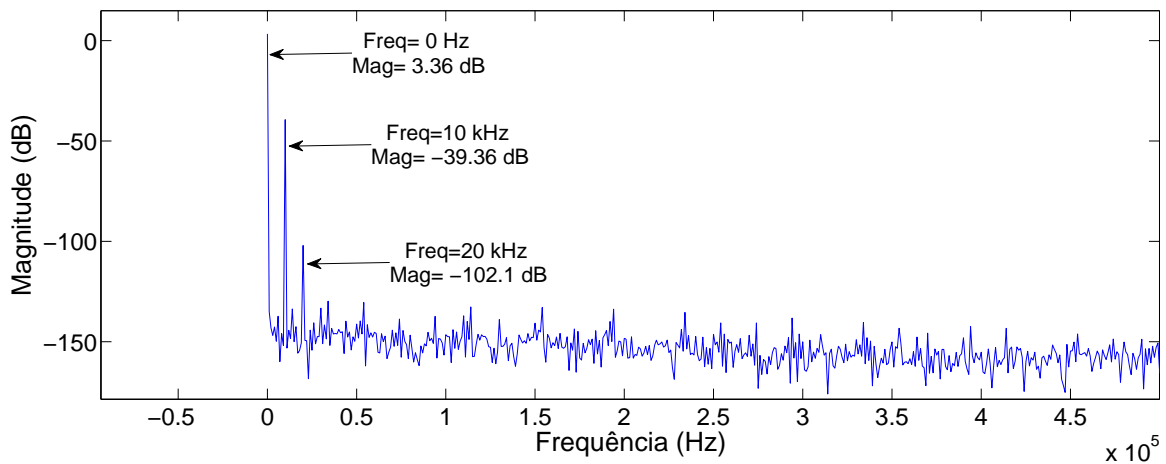


Figura 4.21: Espectro de frequência do amplificador.

### 4.3 Oscilador LC tanque

Nessa seção, será descrito o procedimento de projeto do oscilador LC tanque. Nesse projeto, uma figura de mérito muito importante é o ruído de fase, foram utilizados os requisitos do padrão *Bluetooth* para atender a essa figura de mérito e no final verificar se o circuito projetado estava de acordo com os padrões exigidos.

#### 4.3.1 Análise de funcionamento

O oscilador é um circuito um pouco mais complexo que o amplificador. O seu funcionamento básico está ligado ao carregamento e descarregamento do indutor e do capacitor, ou seja, pela troca de energia de um elemento para o outro. Se esses elementos fossem ideais, o circuito oscilaria apenas originando um carregamento inicial, mas como



possuem uma perda da energia, o circuito em poucos ciclos pára de funcionar. Para solucionar esse problema, é utilizado o par cruzado (realimentação) para gerar uma resistência negativa a fim de cancelar a resistência efetiva do tanque (bloco formado pelo indutor e pelo capacitor) e fornecer um ganho ao circuito.

### 4.3.2 Projeto

O projeto desse circuito seguiu o fluxograma descrito na Fig. 3.1, ou seja, foi projetado o circuito oscilador CMOS, e em seguida foram substituídos os parâmetros do circuito CMOS pelos parâmetros do circuito CNTFET, e a seção foi finalizada com a verificação dos pré-requisitos do padrão *Bluetooth*.

#### 4.3.2.1 Projeto oscilador LC tanque CMOS

Os primeiros componentes a serem projetados são o indutor e o capacitor, pois são responsáveis por determinar a frequência de oscilação. Como o objetivo é encontrar um primeiro possível ponto de operação do CNTFET, foram pesquisados alguns projetos CMOS de osciladores LC tanque, com intuito de atender os requisitos do padrão *Bluetooth* [18]. Na Tab. 4.2, será mostrado o resumo dos valores de tensão, corrente e parâmetros dos transistores utilizados no circuito oscilador CMOS.

Tabela 4.2: Oscilador LC tanque CMOS

Parâmetro	Descrição	Valor
$I_{pol}$	Corrente de polarização	2 mA
$W$	Largura da porta	100 $\mu\text{m}$
$L$	Comprimento do canal	0,35 $\mu\text{m}$
$V_{dd}$	Tensão de polarização	3,3 V
L	Indutor	3,1n
C	Capacitor	1,42 pF

Rodriguez [18] fez uma análise mais aprofundada da influência do fator de qualidade do oscilador em relação ao indutor, foi demonstrado que o indutor é um elemento crítico no projeto por possuir resistências a capacitâncias parasitas que dissipam a energia armazenada, atenuando o sinal. Portanto, é necessário ter um maior cuidado no projeto, principalmente no fator de qualidade. É desejável também que se tenha um alto fator de qualidade porque, segundo Leeson [43], o fator é inversamente proporcional ao ruído de fase. O ruído de fase dever ser diminuído e por isso é uma figura de mérito

que medi a densidade espectral de potência gerada por uma variação principalmente na fase causado tanto pelos elementos internos quanto pelos elementos externos.

#### 4.3.2.2 Ruído de fase (Padrão *Bluetooth*)

Para se desenvolver um projeto no padrão *Bluetooth*, é necessário que o sistema opere na banda ISM (*Industrial Scientific Medical*) de 2,4 GHz e que opere a curtas distâncias e com baixo consumo. Além disso, o sistema deve conter uma banda de guarda inferior a 2 MHz e uma banda de guarda superior a 3,5 MHz com espaçamento entre os canais de 1 MHz e uma taxa de erro de bit (BER) de 0,1% com um nível de sensibilidade de -70 dBm. A modulação utilizada por Rodriguez [18] foi GFSF (*Gaussian Frequency Shift Key*), com índice de modulação ( $M_i$ ) de 0,28.

Na Tab. 4.3, segue o último parâmetro de projeto para se determinar o ruído de fase necessário para que o circuito oscilador atenda as especificações do padrão *Bluetooth*.

Tabela 4.3: Especificações do padrão *Bluetooth* para os sinais de interferência

Requerimento	Relação Sinal/Interferência
Interferência no mesmo canal ( $C/I_{co-channel}$ )	11 dB
Interferência em canal adjacente 1 MHz ( $C/I_{1MHz}$ )	0 dB
Interferência em canal adjacente 2 MHz ( $C/I_{2MHz}$ )	-30 dB
Interferência em canal adjacente 3 MHz ( $C/I_{3MHz}$ )	-40 dB

Com o uso da Eq. 4.6 e dos parâmetros citados, chega-se aos valores de ruído de fase encontrados na Tab. 4.4.

$$\mathcal{L}(\Delta f) \left[ \frac{dBc}{Hz} \right] = (S_{Des} - S_{BL}) - SNR - 10 \log(BW) \quad (4.6)$$

Onde,

$\mathcal{L}(\Delta f)$ : Ruído de fase;

$S_{BL}$  : Potência do sinal de bloqueio;

$S_{Des}$  : Potência do sinal desejado;

SNR : Relação de Sinal-Ruído;

Tabela 4.4: Ruído de fase requerido pelo padrão *Bluetooth*

Varição de frequência	ruído de fase
$\mathcal{L}(1MHz)$	-81 dBc/Hz
$\mathcal{L}(2MHz)$	-111 dBc/Hz
$\mathcal{L}(3MHz)$	-121 dBc/Hz

#### 4.3.2.3 Projeto oscilador LC tanque CNTFET

Com base no ponto de operação encontrado no circuito CMOS implementado de acordo com Rodriguez [18], foi feito o circuito CNTFET com a substituição dos parâmetros, tanto do modelo como do circuito, CMOS para os CNTFET. Após essa substituição, foi feita uma análise transiente, mas o circuito não funcionou porque não houve convergência do algoritmo, ou seja, o ponto de operação inserido estava muito longe do ponto de operação do circuito. Em função disso, como se desejava reduzir a potência consumida, que é um dos requisitos do *Bluetooth*, alterou-se a corrente de polarização de 2 mA para 1 mA. Com essa alteração o circuito começou a convergir, mas o sinal atenuava, isso quer dizer que o par cruzado da parte de amplificação não estava conseguindo fornecer uma resistência negativa suficiente para que haja o cancelamento da resistência efetiva gerada pelo tanque. Então, resolveu-se fazer uma análise paramétrica, variando a largura da porta ( $W_g$ ), encontrando  $35 \mu m$  como o menor tamanho do transistor que faz com que o circuito oscile, ou seja, com esse valor de  $W_g$  os  $4 \Omega$  de resistência efetiva ( $R_{eff}$ ) gerada pelo tanque LC são compensados pelo par cruzado. Na Fig. 4.22 será mostrado o layout do circuito implementado.

Como o circuito estava funcionando, restava checar se estava funcionando na frequência correta e se atendia aos requisitos de ruído de fase, como foi descrito acima. Usando os valores de capacitância e indutância utilizados [18], o circuito operava em uma frequência um pouco mais alta que a desejada, portanto foi necessário diminuir um pouco o valor de capacitância, saindo de 1,42 pF para 1,34 pF, esse fenômeno se deve pelas capacitâncias parasitas existentes nos CNTFETs que foram descritas no modelo TCAM.

Fazendo uma análise DC do circuito (Fig. 4.22), como é polarizado por corrente e é um circuito simétrico, as correntes de dreno que passam por cada transistor são as mesmas, ou seja,  $I_d=0,5$  mA. Os transistores sempre estão na saturação porque a tensão  $V_{gs} = V_{ds}$ , fazendo com que a inequação:  $V_{ds} > V_{gs} - V_t$  seja sempre verdadeira.

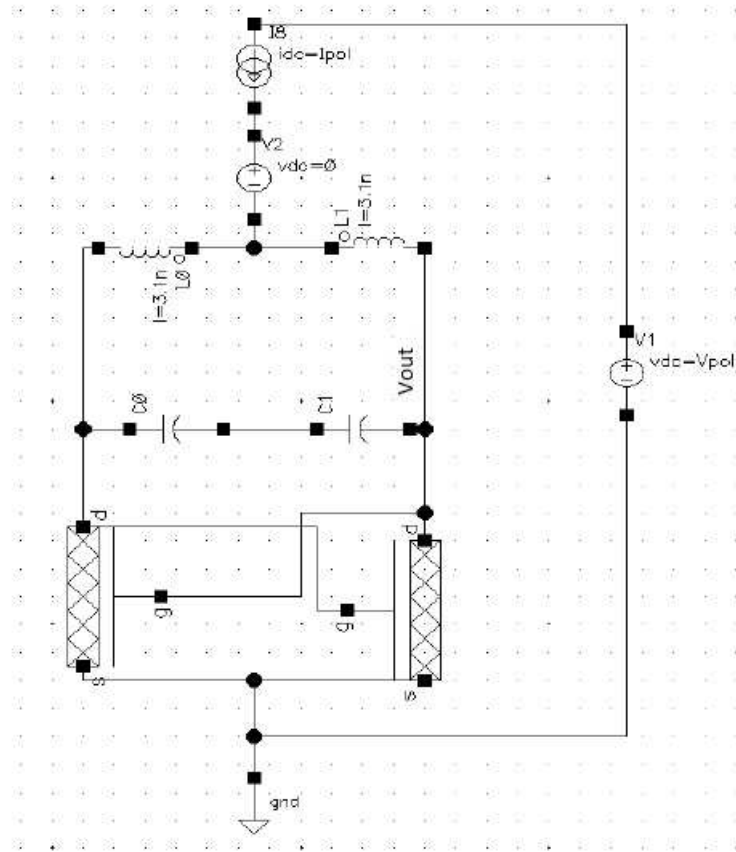


Figura 4.22: Layout do circuito oscilador LC tanque.

Para certificar se o circuito está operando com o ruído de fase de acordo com o padrão *Bluetooth* (Tab. 4.4) foi utilizado a Eq. 4.7 [18]:

$$\mathcal{L}(\Delta f) = 10 \log \left( \frac{k T R_{eff} [1 + A] \left( \frac{\omega_0}{\Delta \omega} \right)^2}{V_a^2 / 2} \right) \quad (4.7)$$

onde,

$R_{eff}$  : Resistência efetiva do circuito tanque;

$V_a$  : Amplitude de oscilação;

$k$  : Constante de Boltzman;

$T$  : Temperatura absoluta;

$A$  : Fator empírico de ajuste (Valor utilizado  $A=3$ );

$\omega_0$  : Frequência angular de oscilação;

$\Delta \omega$ : Distância da frequência de oscilação.

A simulação foi realizada a temperatura ambiente (300 K) a uma frequência de oscilação de 2,4 GHz, para 3 distâncias da frequência de oscilação 1 MHz, 2 MHz, 3 MHz. A amplitude de oscilação ( $V_a$ ) foi determinada a partir da variação do número de dedos, como é mostrada a relação entre essas duas grandezas na Fig. 4.23. Como uma amplitude de 0,8 V era suficiente para que o circuito atendesse ao requisito do ruído de fase, foram escolhidos 40 dedos no transistor.

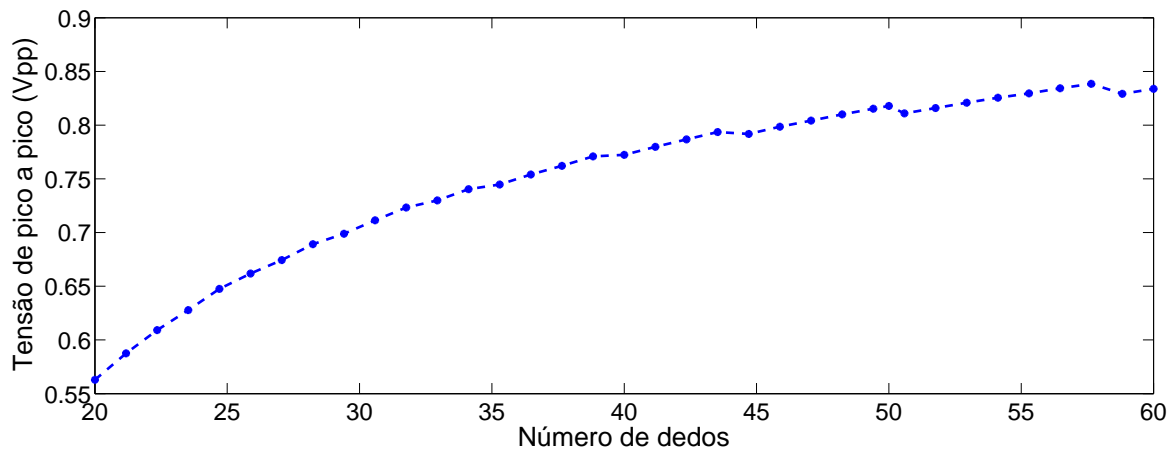


Figura 4.23: Amplitude do sinal em função da variação do número de dedos.

A Tab. 4.5 mostra os valores encontrados do ruído de fase do oscilador LC tanque CNT-FET. Pode-se observar que são adequados, ou seja, estão dentro dos limites exigidos pela tecnologia.

Tabela 4.5: Ruído de fase do oscilador LC tanque CNTFET

Variação de frequência	ruído de fase
$\mathcal{L}(1MHz)$	-119,2 dBc/Hz
$\mathcal{L}(2MHz)$	-125,3 dBc/Hz
$\mathcal{L}(3MHz)$	-128,8 dBc/Hz

Outro parâmetro que está diretamente ligado a amplitude do sinal é a porcentagem de nanotubos metálicos. Essa relação pode ser observada na Fig. 4.24. Observa-se nesse gráfico que o aumento na porcentagem de nanotubos metálicos é uma função praticamente linear do decaimento da amplitude do sinal, na qual 3,29% de nanotubos metálicos é suficiente para que o sinal se extinga. Uma possível aplicação prática desse fenômeno seria um processo industrial para monitorar a quantidade de nanotubos metálicos nos transistores do oscilador. Caso, por exemplo, o oscilador tenha sido projetado para ter uma amplitude de 0,8 V, mas durante o processo de fabricação ele apresente 0,4 V de amplitude, um indício do problema seria analisar a existência de aproximadamente 1,2% de nanotubos metálicos no canal do transistor.

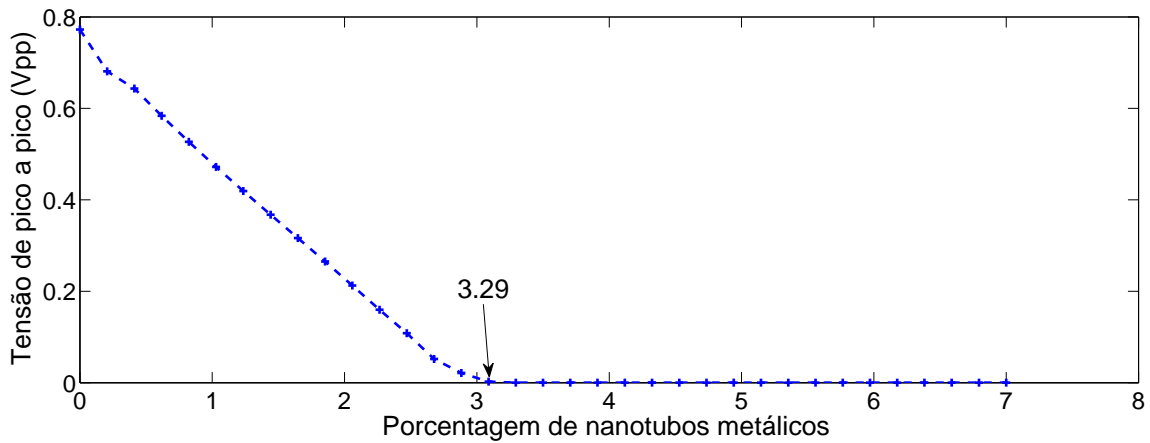


Figura 4.24: Amplitude do sinal em função da variação dos nanotubos metálicos.

A Fig. 4.25 mostra a resposta transiente do circuito, sem a presença de nenhum nanotubo metálico. Usando a "Calculadora" do *Spectre*, foi retirada a curva do espectro de frequência do oscilador, como mostra a Fig. 4.26. Nessa figura, é possível notar que o oscilador adiciona muitos harmônicos ao sinal, principalmente por ele ser um circuito não linear. A frequência principal apresenta um lóbulo central maior, mas existem harmônicos que apresentam um ganho razoável em comparação a este, como por exemplo a de frequência 4,81 GHz. Caso se desejasse um sinal mais "limpo", seria interessante projetar um filtro passa banda centrado na frequência de operação. Como nesse trabalho, o oscilador estava atendendo todos os requisitos exigidos, esse filtro não foi projetado.

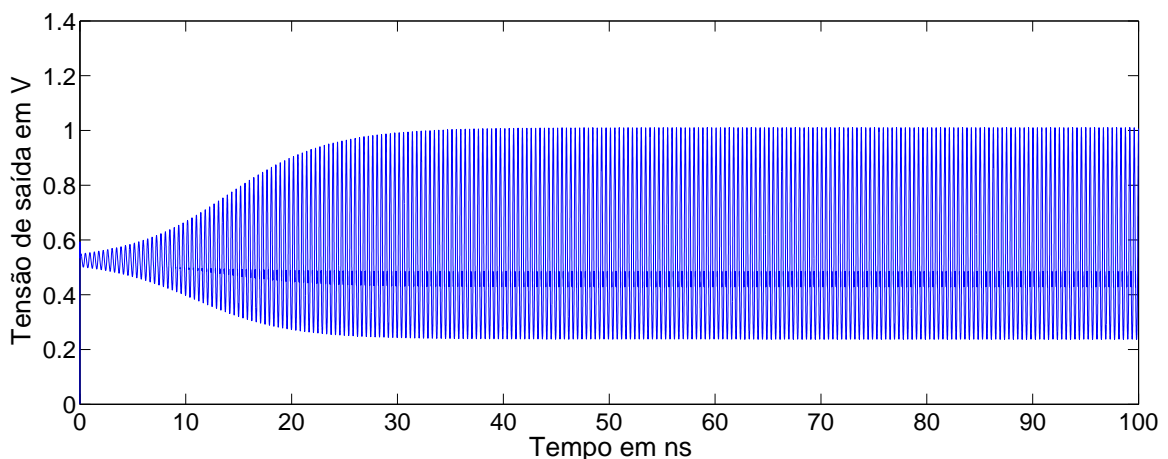


Figura 4.25: Resposta transiente do oscilador LC tanque, sem nanotubos metálicos.

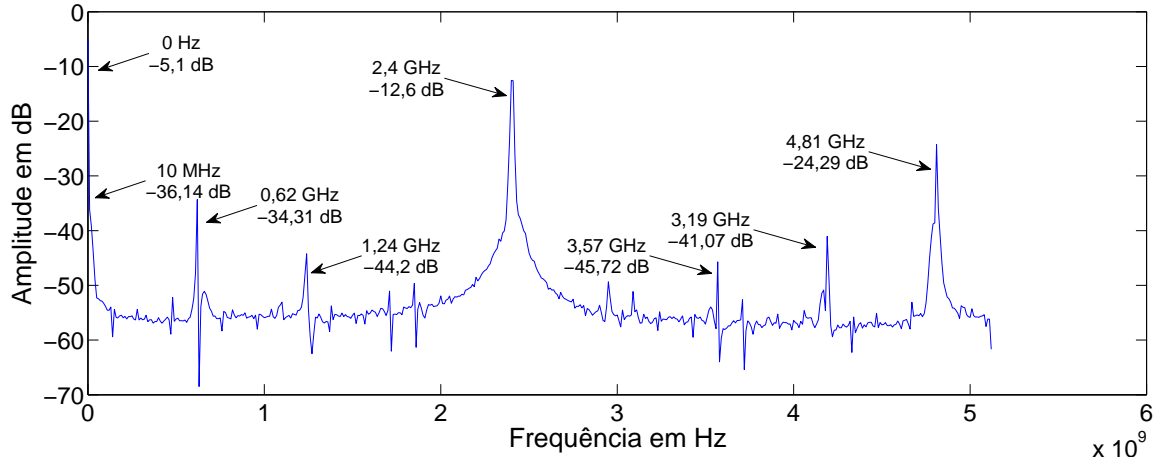


Figura 4.26: Espectro de frequência do oscilador LC tanque.

## 4.4 Misturador

O misturador é um circuito importante tanto na transmissão como na recepção do sinal, normalmente quando se deseja transmitir um sinal usa-se frequências intermediárias mais elevadas, ao contrário do que acontece na recepção do sinal. Nessa sessão será abordada uma breve introdução do funcionamento do misturador, focando na parte de projeto. Logo após será mostrado o projeto do misturador da arquitetura CMOS e em seguida será mostrado o projeto do misturador em CNTFET.

### 4.4.1 Análise de funcionamento

A estrutura de funcionamento do misturador é dividida em duas partes. A primeira, refere-se a parte de amplificação, ou seja, nesse estágio entra um sinal diferencial (sinal RF de recepção) nos transistores M1 e M2 (veja o esquemático na Fig. 4.27), que de acordo com o valor da resistência  $R_l$  gera o ganho do circuito. Como o misturador é polarizado por corrente, e é uma estrutura simétrica, a corrente que passa pelos transistores M1 e M2 é metade da corrente de polarização, que é a corrente que passa pelo transistor M7. Portanto, nesse circuito o transistor M7 está sendo usado como uma fonte de corrente operando na região de saturação. A segunda, refere-se a parte da mistura dos sinais o qual os transistores M3, M4, M5, M6 são responsáveis por essa "multiplicação" do sinal RF recebido com o sinal do oscilador local (LO), fazendo o chaveamento dos dois sinais. A resistência  $R_s$  foi inserida no circuito melhorar a linearidade do circuito a fim de atender aos requisitos do *Bluetooth*.  $R_s$  deve ser maior que  $1/g_m$  dos transistores M1 e M2. As fontes de tensão V8, V9 e V12, foram conectadas

dessa forma para proporcionar a mesma tensão DC para os transistores M3, M4, M5 e M6 e ao mesmo tempo fornecer uma entrada diferencial para o circuito. O mesmo ocorre com as fontes V10, V11, V13.

A corrente que passa pelos transistores M3, M4, M5 e M6, é metade da corrente que passa pelo transistor M1, ou seja, no transistor M3 passa um quarto da corrente de polarização, isso ocorre também para os transistores M4, M5, M6. A corrente que passa pela tensão R1 é metade da corrente de polarização, resultando portando em uma queda fixa de tensão dado uma corrente de polarização. Todos os transistores nessa arquitetura operam na região de saturação.

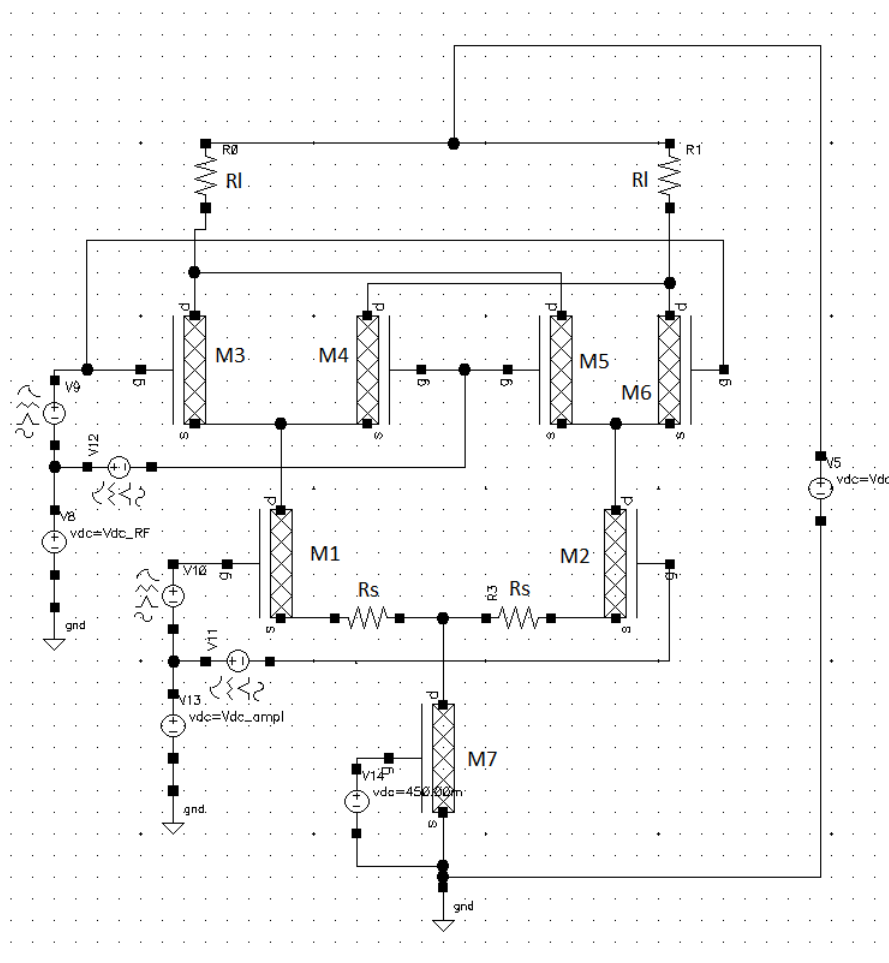


Figura 4.27: Circuito do misturador CNTFET célula de Gilbert.



## 4.4.2 Projeto

### 4.4.2.1 Projeto do misturador CMOS

A estrutura de projeto desse circuito foi muito semelhante à estrutura seguida pelos outros circuitos. Primeiro foi desenvolvido o projeto do misturador CMOS. Para isso foi procurado na literatura algum projeto de misturador CMOS que atendesse aos requisitos do padrão *Bluetooth* [71].

Silver [71] desenvolveu um projeto de um misturador CMOS Célula de Gilbert para *Bluetooth*, mostrando passo a passo como foram retiradas as figuras de mérito e como foi feito o projeto para determinar o ponto de operação de cada transistor.

Esse circuito foi reproduzido também no LDCI na plataforma *Cadence* e as figuras de mérito foram retiradas do software *Spectre*, usando análise *Periodic Steady State Analysis* (PSS) e *Quasi-Periodic Steady State* (QPSS) dependendo da situação de cada figura de mérito. Existe um tutorial passo a passo da própria *Cadence* que auxilia na retirada dessas figuras de mérito [11]. Os resultados encontrados foram parecidos com os de Silver [71], mostrando a validade da implementação.

A Tab. 4.6 é um quadro resumo dos resultados encontrados no projeto CMOS desenvolvido por Silver [71], em comparação com os requisitos exigidos pelo padrão *Bluetooth*. Verifica-se que todas as exigências foram atendidas, mostrando que o misturador Célula de Gilbert está em conformidade com a tecnologia.

Tabela 4.6: Resumo dos resultados obtidos do misturador CMOS [71]

Parâmetro	Especificação	Projetado	Unidade
Frequência	2,45 a 2,85	2,45 a 2,85	GHz
Figura de ruído	< 10	10,3	dB
IM3 ponto de intersecção	> 20	21,2	dBm
Ganho de tensão	> 8	8,2	db
Consumo de potência	< 100	90	mW
Impedância da fonte	50	50	ohms
Impedância da carga	500	500	ohms

#### 4.4.2.2 Projeto do misturador CNTFET

Feito o projeto CMOS do misturador, o próximo passo foi substituir os MOSFETs pelos CNTFETs usando os mesmos valores dos elementos passivos e as mesmas tensões de alimentação. Feita a substituição, o misturador funcionou mas com uma amplitude de pico a pico muito baixa, na ordem de  $\mu V$ . Isso significa que os parâmetros do modelo ou do circuito não estão corretos, mas talvez esteja perto do ponto de operação.

O passo seguinte foi tentar fazer com que a tensão de pico a pico aumentasse para que o misturador conseguisse atingir o requisito do ganho de conversão. Para que a tensão aumentasse foram realizadas várias simulações para maximizar a tensão de pico a pico para cada parâmetro. Esses resultados podem ser encontrados no Apêndice A desse trabalho. A tensão de pico a pico não foi satisfatório entorno de 2,5 mV. O CNTFET tem dificuldades para gerar algum ganho. Pelo que foi notado, o sinal durante a fase de chaveamento acaba atenuando quase que completamente.

Feitos esses ajustes, chegou-se a uma arquitetura com os seguinte parâmetros:  $Wg_{RF} = 44 \mu m$ ,  $Wg_{LO} = 20 \mu m$ ,  $V_{dc} = 3 V$ ,  $nfinger_{RF}=20$ ,  $nfinger_{LO}=20$ ,  $metfrac_{RF}=0$ ,  $metfrac_{LO}=0$ ,  $tubedens_{RF}=10$ ,  $tubedens_{LO}=10$ ,  $I_{DC}=11 \mu A$ .

Uma observação interessante a se fazer é que esse circuito não tolera qualquer porcentagem de nanotubos metálicos.

Outra observação é referente à densidade de tubos. Quando se tem diferentes densidades de tubos entre a parte da transcondutância e a parte de chaveamento, não violando a simetria vertical, o circuito não funciona. No entanto, se a densidade de tubos da parte de transcondutância e a parte de chaveamento forem iguais e menor que 15 nanotubos/ $\mu m$  o misturador funciona normalmente. Se essa quantidade for aumentada o circuito passa não mais funcionar como misturador, mas sim como um amplificador de potência.

A Fig. 4.28 mostra a resposta transiente da saída do misturador. Como pode ser observado, essa resposta não possui componente DC, pois ela é uma saída diferencial. De posse desse gráfico, foi retirado o espectro de frequência do misturador, que pode ser visualizado na Fig. 4.29. As frequências de operação do misturador estão explícitas na Fig. 4.29, um em  $2,4 - 2,39 \text{ GHz} = 10 \text{ MHz}$  e o outro em  $2,4 + 2,39 \text{ GHz} = 4,79$

GHz. Verifica-se que o misturador não adiciona muitos harmônicos, o principal fato dessa ocorrência é a arquitetura que elimina sinais espúrios.

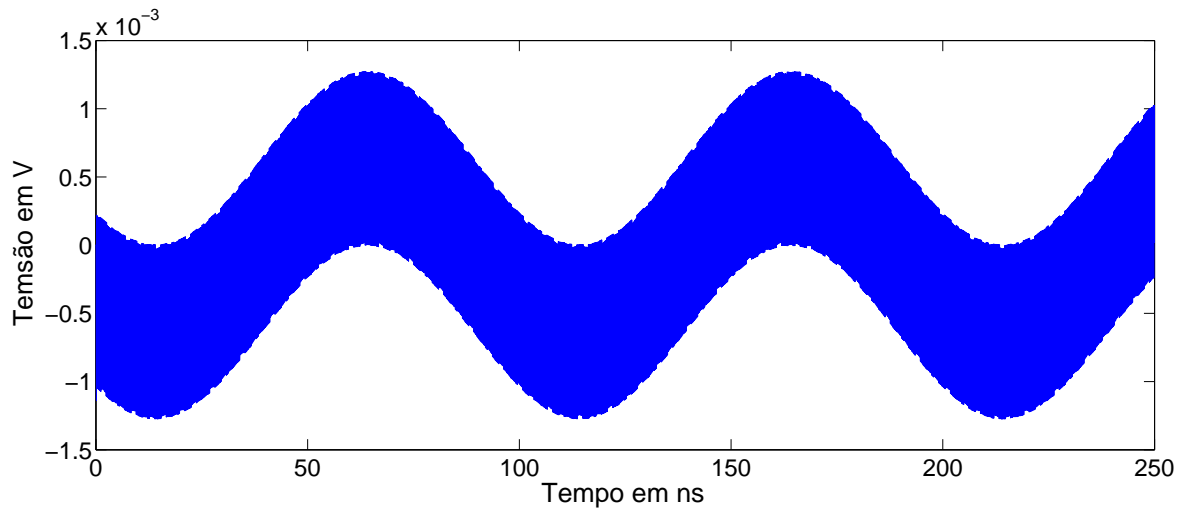


Figura 4.28: Resposta transiente diferencial do misturador.

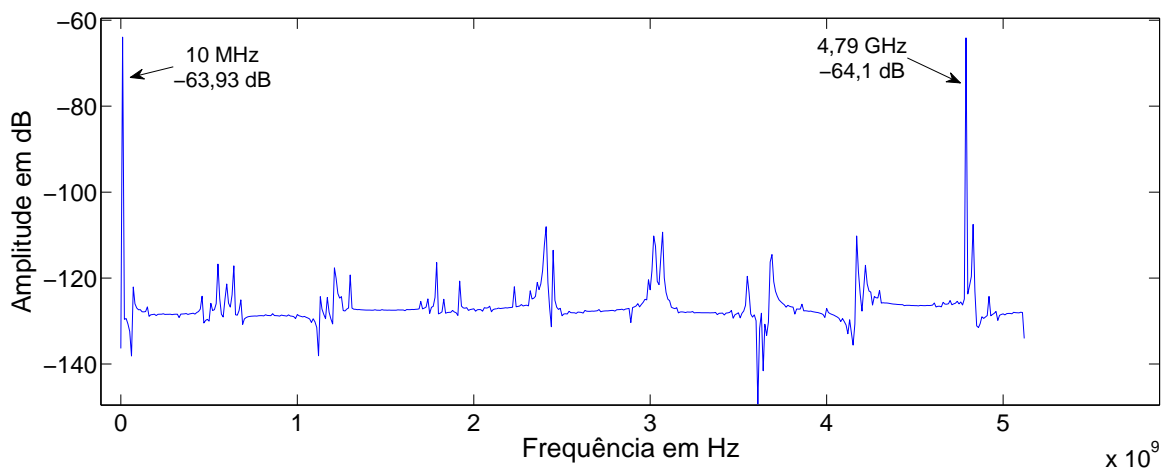


Figura 4.29: Espectro de frequência do misturador.

Feitas essas análises, o passo seguinte era retirar as figuras de mérito do misturador de forma semelhante que foi feito com o misturador CMOS. A Fig. 4.30 mostra o circuito desenvolvido para fazer a validação do misturador. Esse circuito é semelhante ao sugerido pela *Cadence* [11]. Quando iniciou-se a retirada dessas figuras de mérito houve um problema, o modelo não suportava análise PSS. Com isso os desenvolvedores do modelo TCAM entraram em contato com a empresa *Cadence* e eles responderam que a análise PSS não está disponível para modelos em Verilog-A, como o TCAM foi programado em Verilog-A não foi possível a retirada de algumas figuras de mérito. Existia uma outra saída que era fazer simulação *harmonic balance* que está disponível no *Spectre*, mas como a resposta desse problema não chegou em tempo hábil para retirar essas figuras de mérito elas não foram extraídas.

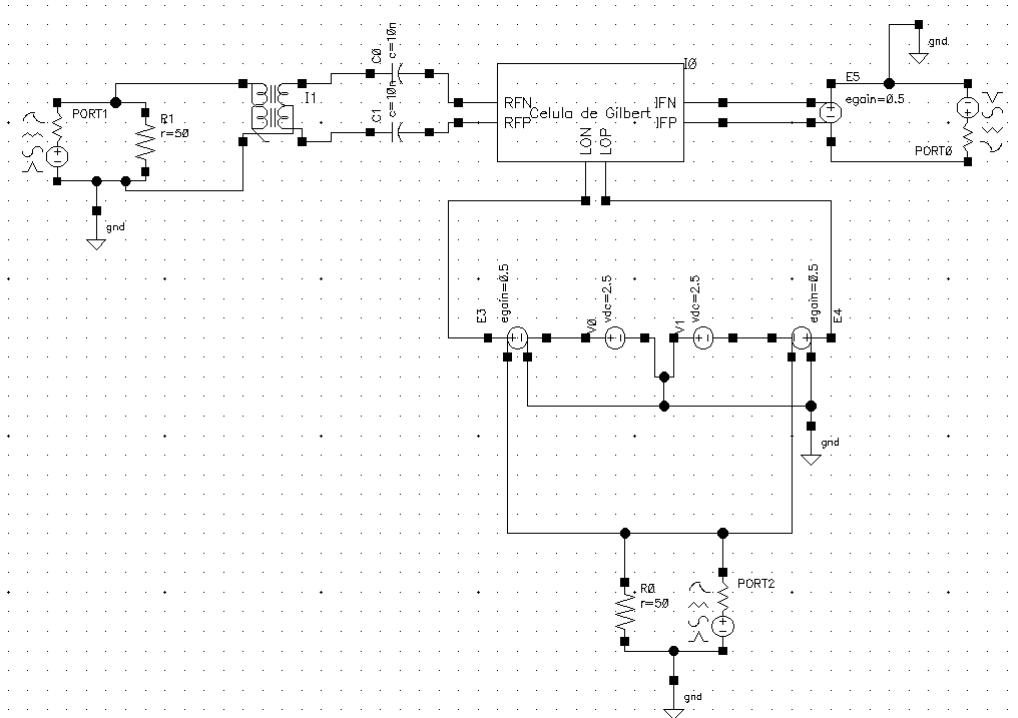


Figura 4.30: Circuito utilizado para retirar as figuras de mérito.

Por isso que as figuras de mérito mostradas abaixo foram retiradas de maneira manual.

#### 4.4.2.2.1 Ganho de conversão

Como foi citado anteriormente, o ganho de tensão é definido como:

$$\text{Ganho de tensão}(dB) = 20 \log\left(\frac{V_{outRMS}}{V_{inRMS}}\right) \quad (4.8)$$

A tensão de pico a pico na saída diferencial do misturador foi de 2,52 mV, portanto como na entrada há uma tensão de pico a pico de 1 mV, o ganho de conversão é aproximadamente  $20 \log\left(\frac{2,52m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{2}}{1m}\right) = 8,02$  dB.

Esse valor encontrado para o ganho de tensão é muito perto do limite exigido pelo padrão *Bluetooth* como pode ser observado na Tab. 4.6. Foi tentado ao máximo aumentar esse ganho, mas de acordo com esse layout do circuito, o CNTFET tem dificuldade para gerar um ganho maior que o conseguido. O que foi verificado é que a parte de amplificação do circuito funciona perfeitamente, mas quando passa para a parte

de chaveamento o sinal atenua bastante. Mas como observado, o CNTFET consegue fornecer o ganho exigido. Acredito que se fosse aumentada a frequência, não haveria alteração significativa no ganho, pois o CNTFET tem um ganho linear até a frequência de trânsito.

#### 4.4.2.2 Ponto de compressão de 1dB

O ponto de compressão de 1 dB mostra o tanto que o circuito é linear quando há um aumento da tensão/potência na entrada. Para se retirar esse ponto, foi aumentado gradualmente a tensão de pico a pico da entrada, conseqüentemente a tensão *root mean square* (RMS), e medido a saída. A Fig. 4.31 mostra o ponto em que a curva da saída real se afasta da saída ideal de 1 dB. Esse ponto é para uma tensão de entrada de -33 dB (ou -3 dBm) e para uma tensão de saída de -26 dB (ou 4 dBm).

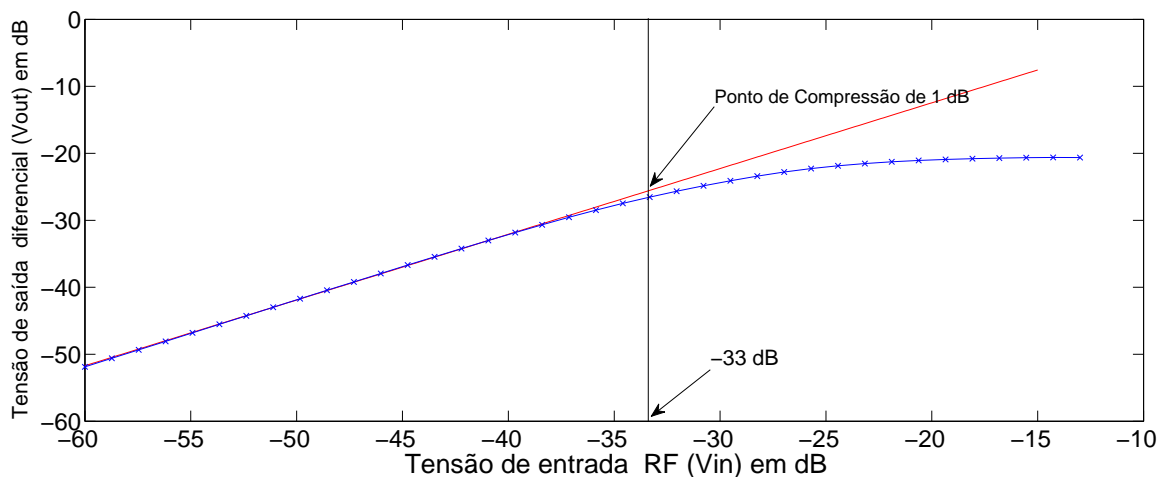


Figura 4.31: Ponto de compressão de 1 dB, mostrando a linearidade do misturador

Isso significa que o circuito é considerado linear até esse ponto de compressão.

## 4.5 Análise dos resultados

### 4.5.1 Características do transistor

A primeira informação importante obtida durante os experimentos, foi a influência dos nanotubos metálicos na transcondutância  $g_m$  e na condutância  $g_{ds}$ . Com o aumento da porcentagem de nanotubos metálicos, há uma redução de  $g_m$  e um aumento de  $g_{ds}$ .

No entanto, a influência dos nanotubos é maior na curva de  $g_m$  do que na curva de  $g_{ds}$ , fazendo com que a razão entre eles diminua significativamente.

De acordo com os resultados obtidos da transcondutância  $g_m$  e da condutância  $g_{ds}$ , nota-se que a divisão entre eles resulta em um limite superior para o ganho do circuito. No caso ideal, ou seja, sem nanotubos metálicos, não é possível retirar nenhuma conclusão sobre esse limite superior, pois teoricamente ele tenderia para o infinito (2000), porém nenhum circuito real alcançaria esse ganho. Mas para uma pequena porcentagem de nanotubos metálicos, esse limite superior é reduzido indo para a ordem de algumas dezenas, fazendo com que alguns circuitos tenham o seu funcionamento prejudicado. Para 10% de nanotubos metálicos, foi mostrado que os ganhos são tão diminutos que quase inviabilizam o funcionamento de alguns circuitos [55], como acontece no oscilador e no amplificador fonte comum.

Outro ponto a ser citado, está ligado à variação de  $W_g$  (largura da porta) em relação a  $g_m$  e  $g_{ds}$ . O aumento de  $W_g$  gera um aumento de  $g_m$  e uma redução de  $g_{ds}$ , fazendo com que a razão entre eles permanecesse quase constante, ou seja, a mesma proporção que aumenta  $g_m$  é quase igual a proporção que diminui  $g_{ds}$ .

A frequência de trânsito ( $f_t$ ) é muito influenciada pela presença de nanotubos metálicos. Idealmente, o transistor teria a capacidade de operar até aproximadamente 3 THz, mas dependendo da quantidade de nanotubos metálicos presentes no canal é possível que talvez não consiga nem operar (exemplo: 100% de nanotubos metálicos).

#### 4.5.2 Amplificador fonte comum

Durante o projeto desse circuito, foi possível notar que o transistor somente apresenta região de corte sem nanotubos metálicos. Com uma pequena presença desses nanotubos, em torno de 2%, foi mostrado que o circuito nunca parará de consumir energia, pois mesmo com uma tensão de porta igual a zero ou menor que zero há uma pequena quantidade de corrente fluindo pelo transistor, isso é em decorrência do curto circuito gerado entre fonte e dreno do transistor.

O amplificador fonte comum CNTFET, tem um valor máximo de ganho para cada porcentagem de nanotubos metálicos e esse pico é em valores diferentes de resistência. Isso fez com que houvesse a necessidade de avaliar um custo benefício entre o ganho com ausência de nanotubos metálicos e com 10% de nanotubos metálicos.

Foi possível verificar que o ganho gerado pelo circuito amplificador fonte comum é muito menor que o ganho limite estabelecido pela razão  $g_m/g_{ds}$ . Isso mostra que os resultados são condizentes.

É interessante notar que na análise AC do circuito, o ganho projetado permanece constante até aproximadamente a frequência de trânsito. Isso normalmente é desejável em projetos analógicos, pois permite ao projetista fazer o circuito operar em frequências mais elevadas sem perda no ganho.

Na análise do espectro de frequência do amplificador é interessante notar que o circuito não gera muitos harmônicos perto da frequência de operação. Isso mostra que ele é linear.

### 4.5.3 Oscilador

O oscilador LC tanque é um circuito que depende da impedância do tanque para funcionar. Quanto maior a impedância, maior deverá ser a resistência negativa gerada pela parte ativa para fazer com que o circuito funcione. É possível dizer que o projeto desse circuito foi um sucesso, pois ele atendeu todos os pré-requisitos exigentes do padrão *Bluetooth* principalmente o ruído de fase.

É interessante observar o espectro do oscilador, pois ele gera bastante harmônicos, principalmente por ser um circuito não-linear.

Em relação a porcentagem de nanotubos metálicos, esse circuito não suporta quantidades muito grandes desses nanotubos metálicos. De acordo com os resultados, apenas 3,29% de nanotubos metálicos é suficiente para fazer com que o circuito não funcione.

Por operar em altas frequências, o número de dedos tem uma influência no funcionamento do oscilador. Quanto maior o número de dedos, menor é a resistência de porta do transistor e com isso maior é a tensão na porta do transistor. Assim, há uma variação no comportamento do circuito dependendo da variação no número de dedos. Com o aumento desse parâmetro, há também um aumento na tensão de pico a pico. Desse modo há uma possibilidade do projetista ter controle mais preciso da amplitude do sinal.

#### 4.5.4 Mixer

O misturador célula de Gilbert é um dos circuitos mais utilizados para a multiplicação de sinais, pois apresenta um ganho positivo, diminui a quantidade de harmônicos, mas possui algumas desvantagens como a entrada e saída diferencial e a baixa linearidade. No entanto, existem algumas formas de aumentar essa linearidade de tal forma que o circuito tenha uma resposta aceitável dependendo da aplicação.

A principal dificuldade de fazer o projeto do misturador CNTFET foi gerar um ganho que atenda aos requisitos estabelecidos, pois o bloco de chaveamento fazia com que o sinal amplificado pela parte de transcondutância atenuasse bastante. Por isso que o ganho conseguido está no limite exigido pela tecnologia.

Em relação ao parâmetros do CNTFET, não aceita nenhuma fração de nanotubos metálicos pelo fato do circuito ser muito complexo, quanto maior a complexibilidade menor é a tolerância do circuito a nanotubos metálicos. O número de dedos está fortemente ligado a amplitude do sinal. Existe uma região em que o aumento do número de dedos acarreta em um forte aumento na amplitude (essa relação pode ser vista no Apêndice A) e depois dessa região não há um aumento significativo da amplitude com o aumento do número de dedos.

Apesar de ter havido dificuldade para conseguir um ganho de tensão razoável, de acordo com os resultados encontrados o misturador CNTFET atendeu aos requisitos exigidos.



## 5 CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES

Esse capítulo foi dividido em 2 partes. Na primeira parte foi feito um resumo geral do trabalho. E na segunda parte, foram colocadas algumas recomendações para trabalhos futuros.

### 5.1 Conclusão final

Em função dos resultados encontrados nesse trabalho, vale ressaltar que foram projetados os principais blocos de circuito do padrão *Bluetooth*. O CNTFET é uma tecnologia promissora para a substituição da tecnologia MOS, por apresentar um menor consumo de potência, por ter possibilidade de operar em frequências mais elevadas, por ter a possibilidade de construir circuitos que ocupem menos área, por apresentar menor variação com a temperatura, entre outras vantagens. Mas como foi visto nesse trabalho, os circuitos baseados em CNT são muito sensíveis à presença de nanotubos metálicos, principalmente o misturador, que não suporta qualquer porcentagem, e o oscilador, que suporta menos de 4%. Isso leva a conclusão de que a complexibilidade do circuito está relacionada com a tolerância aos nanotubos metálicos, ou seja, quanto maior a complexibilidade do circuito menor é a tolerância aos tubos metálicos. Dessa forma, esse trabalho mostra que para produzir circuitos analógicos complexos é necessário que o processo de produção do CNTFET controle rigorosamente a presença dos nanotubos metálicos. Há uma dificuldade de ter um ganho razoável com circuitos mais complexos. Foi feita uma observação referente ao ganho intrínseco que é muito maior (quase infinito) que o ganho real do circuito (14,54 dB pelo amplificador fonte comum e 8,02 dB para o misturador). Essa diferença deve ser melhor analisada em trabalhos futuros.

A análise das características do transistor foi fundamental para mostrar as potencialidades do CNTFET. A frequência de trânsito ( $f_t$ ) revelou que com 10% de nanotubos metálicos, o circuito não operará na faixa de frequência dos THz. Os parâmetros de pequeno sinal ( $g_m$  e  $g_{ds}$ ) serviram para mostrar que com esses 10 % de nanotubos metálicos o limite superior  $g_m R_s$  se reduz drasticamente, fazendo com que o circuito quase não tenha ganho, como foi mostrado no circuito amplificador fonte comum que não teve ganho com essa porcentagem e sim uma atenuação. A curva característica

foi interessante para mostrar a semelhança entre as curvas características do CNTFET com as do CMOS e para mostrar que sempre haverá corrente passando pelo transistor caso haja alguma quantidade de nanotubos metálicos. Foi interessante observar também que o efeito dos tubos metálicos é semelhante ao efeito da modulação de canal que ocorre nos dispositivos CMOS. Para minimizar esse efeito da modulação do canal utiliza-se elementos indutivos. Se fosse utilizado esses elementos indutivos no CNTFET, talvez poderia reduzir também o efeito dos nanotubos metálicos.

A metodologia utilizada no projeto de circuitos CNTFETs foi como ponto inicial o projeto feito em CMOS, a fim de ter uma primeira referência para o possível ponto de operação. Em alguns circuitos, como o amplificador fonte comum, foi possível fazer uma análise gráfica para determinar diretamente o melhor ponto de operação. Entretanto, de acordo com o aumento da complexibilidade do circuito há também o aumento da complexibilidade na utilização da análise gráfica para determinar diretamente esse ponto de operação. Por isso que foi feito um estudo da influência de cada parâmetro no comportamento do circuito para encontrar o melhor ponto de operação. Como o funcionamento do CNTFET é parecido com o funcionamento do CMOS, muitos procedimentos utilizados em projetos CMOS foram também utilizados no CNTFET.

A complexibilidade do projeto está ligada diretamente a complexibilidade do circuito. Em cada circuito o desafio foi diferente. No oscilador, a principal dificuldade foi manter a sua estabilidade, já que o número de dedos altera a resistência da porta do transistor, aumentando a resistência negativa gerada pelo tanque e fazendo com que o circuito funcione. No misturador houve a dificuldade de fornecer um ganho para o circuito, mas esse problema foi contornado com a análise da influência de cada parâmetro na amplitude do sinal. Duas ferramentas que aumentariam a eficiência do projeto seria a existência de um modelo de pequenos sinais fechado e uma fórmula para determinação da corrente de dreno. Caso essas ferramentas estivessem disponíveis, seria necessário traçar uma nova metodologia mais voltada para equações do que para análise gráfica.

O baixo consumo de potência é uma das finalidades do padrão *Bluetooth*. Os circuitos projetados em CNTFET apresentam baixo consumo de potência. Por exemplo, o bloco do amplificador consome 0,4 mW, o do oscilador consome 3 mW e o do misturador consome 33  $\mu$ W com ausência de nanotubos metálicos. Apesar desses circuitos consumirem baixa potência, se existir qualquer porcentagem de nanotubos metálicos, haverá corrente fluindo pelo transistor durante todo o tempo que estiver conectado a tensão Vdd, já que não existe tensão de corte no CNTFET. Isso mostra que dependendo da

quantidade de nanotubos metálicos haveria uma inviabilização do projeto *Bluetooth* por consumir uma quantidade de potência acima do desejado.

Tabela 5.1: Resumo dos resultados obtidos

Circuito	Resultados
Amplificador fonte comum	Frequência de op. = 10 kHz Corrente no transistor = $138 \mu m$ Apresenta ganho até 10 % de tubos metálicos Ganho 14,54 dB com 0% de tubos metálicos Ganho estável até a $f_t$ Consumo de potência 0,4 mW
Oscilador LC tanque	Frequência de op.= 2,4 GHz Corrente de polarização = 1 mA Funciona até 3,29 % de tubos metálicos $\mathcal{L}(1MHz) = -119,2 \text{ dBc/Hz}$ Consumo de potência 3 mW
Misturador	Frequência de op. = 10 MHz e 2,4 GHz Corrente de polarização = $11 \mu A$ Não funciona com tubos metálicos Ponto de compressão de 1 dB = 4 dBm Ganho de tensão = 8,02 dB Consumo de potência $33 \mu W$

## 5.2 Recomendações para trabalhos futuros

O intuito inicial desse trabalho era desenvolver todos os blocos em separado necessários para constituir o padrão *Bluetooth*, mas muitos desses blocos ainda não foram projetados. Apesar de terem uma complexidade menor, demandam um razoável tempo para pesquisa e projeto. Um exemplo deles é o amplificador de baixo ruído e o PLL. Existem outras arquiteturas acessórias que não foram projetadas, como um filtro passa-baixa ativo para colocado na saída do misturador, porque necessita de um amplificador diferencial. Para fazer o projeto desse amplificador diferencial é necessário que se tenha CNTFETs com características tipo "p" e o modelo TCAM nesse momento só está implementado com característica tipo "n". Outra opção seria buscar novas arquiteturas de amplificadores diferenciais que utilizem apenas transistores com característica "n".

Nesse mesmo sentido, para um trabalho futuro seria interessante também que se imple-

mentasse a característica ambivalente do CNTFET, ou seja, dependendo de como ele é polarizado apresentará características tipo "n" ou "p", fazendo com que possa existir novos projetos com arquiteturas diferentes das conhecidas.

As arquiteturas investigadas foram as arquiteturas CMOS tradicionais e bem conhecidas. Como demonstrado os circuitos mais complexos não toleram a presença dos CNTs metálicos no canal do transistor. Seria interessante para um próximo estudo desenvolver novas arquiteturas que tenham uma maior tolerância aos CNTs metálicos.

Uma outra recomendação é a integração dos blocos individuais projetados. Será um desafio fazer essa integração, pois os circuitos funcionando em separado tem um comportamento completamente diferente quando operado em conjunto.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Akinwande, D., Close, G., e Wong, H. S. P. Analysis of the frequency response of carbon nanotube transistors. *Nanotechnology, IEEE Transactions on*, 5(5):599–605, 2006.
- [2] Ando, Y., Zhao, X., e Ohkohchi, M. Production of petal-like graphite sheets by hydrogen arc discharge. *Carbon*, 35(1):153 – 158, 1997.
- [3] Ando, Y. Carbon nanotube: The inside story. *Journal of Nanoscience and Nanotechnology*, 10(6):3726–3738, 2010-06-01T00:00:00.
- [4] Ando, Y., Zhao, X., Sugai, T., e Kumar, M. Growing carbon nanotubes. *Materials Today*, 7(10):22 – 29, 2004.
- [5] Bandow, S., Asaka, S., Saito, Y., Rao, A. M., Grigorian, L., Richter, E., e Eklund, P. C. Effect of the growth temperature on the diameter distribution and chirality of single-wall carbon nanotubes. *Phys. Rev. Lett.*, 80:3779–3782, Apr de 1998.
- [6] Bandow, S., Rao, A. M., Williams, K. A., Thess, A., Smalley, R. E., e Eklund, P. C. Purification of single-wall carbon nanotubes by microfiltration. *The Journal of Physical Chemistry B*, 101(44):8839–8842, 1997.
- [7] Bates, D. e Malvino, A. *Eletrônica (v.2)*. Number v. 2. MCGRAW HILL - ART-MED.
- [8] Bernstein, E. *Atomic and molecular clusters*. Number v. 68 in Atomic and Molecular Clusters. Elsevier Science & Technology Books, 1990.
- [9] Bethune, D. S., Klang, C. H., Vries, M. S.de , Gorman, G., Savoy, R., Vazquez, J., e Beyers, R. Cobalt-catalysed growth of carbon nanotubes with single-atomic-layer walls. *Nature*, 363(6430):605–607, 1993.
- [10] Brichka, S. e Kotel,. Synthesis of carbon nanotubes on water - soluble supports. *Russian Journal of Applied Chemistry*, 79:1278–1281, 2006.

- [11] Cadence,. Mixer design using SpectreRF application note, [http : //www.cdnusers.org/community/virtuoso/resources/spectrerfmixer533an.pdf](http://www.cdnusers.org/community/virtuoso/resources/spectrerfmixer533an.pdf). Acessado em 13/02/2014.
- [12] Chiang, I. W., Brinson, B. E., Huang, A. Y., Willis, P. A., Bronikowski, M. J., Margrave, J. L., Smalley, R. E., e Hauge, R. H. Purification and characterization of single-wall carbon nanotubes (SWNTs) obtained from the gas-phase decomposition of CO (HiPco process). *The Journal of Physical Chemistry B*, 105(35):8297–8301, 2001.
- [13] Cifuentes, R. *Estudo e projeto de um misturador CMOS para RF*. Tese de Doutorado, Departamento de engenharia e sistemas eletrônicos, Escola politécnica da Universidade de São Paulo, 2003.
- [14] Claus, M. e Schröter, M. Design study of cnt transistor layouts for analog circuits. In *Proc. NSTI Workshop on Compact Modeling*, volume 3, pages 566 – 569, 2009.
- [15] Colbert, D. T., Zhang, J., McClure, S. M., Nikolaev, P., Chen, Z., Hafner, J. H., Owens, D. W., Kotula, P. G., Carter, C. B., Weaver, J. H., Rinzler, A. G., e Smalley, R. E. Growth and sintering of fullerene nanotubes. *Science*, 266(5188):1218–1222, 1994.
- [16] Devoti, H. R. *Projeto de um misturador em tecnologia CMOS para um receptor RF integrado*. Tese de Doutorado, Faculdade de Tecnologia, Universidade de Brasília, 2010.
- [17] Dresselhaus, S., Dresselhaus, G., e Eklund, P. *Science of Fullerenes and Carbon Nanotubes: Their Properties and Applications*. Elsevier Science, 1996.
- [18] E. Rodriguez, W. v. N., J. Navarro. Projeto de um amplificador de potência a 2,4 GHz integrado em tecnologia CMOS de 0,35 um. *High Frequency, X Workshop IBERCHIP*, 5, 2004.
- [19] Ebbesen T., A. P. Large-scale synthesis of carbon nanotubes. *Nature*, 358:220–222, 1992.
- [20] Eron, M., Lin, S., Wang, D., Schroter, M., e Kempf, P. An L-band carbon nanotube transistor amplifier. *Electronics Letters*, 47(4):265–266, 2011.
- [21] Fong, K. L. *Design and Optimization Techniques for Monolithic RF Downconversion Mixers*. Tese de Doutorado, EECS Department, University of California, Berkeley, 1997.

- [22] Fong, K. L. e Meyer, R. Monolithic RF active mixer design. *Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on*, 46(3):231–239, Mar de 1999.
- [23] Fonseca, V. *Projeto de módulos de RF para sistema em CHIP CMOS*. Tese de Doutorado, Faculdade de engenharia elétrica, Universidade de Brasília, 2008.
- [24] Franklin,. Osciladores com circuitos ressonantes. *Notas de aula do laboratório de eletrônica da universidade do Piauí*, <http://www.ufpi.br/df/index/pagina/id/1802>, acessado em 30/01/2014, 2008.
- [25] Gao, G., Cagin, T., e III, W. A. G. Energetics, structure, mechanical and vibrational properties of single-walled carbon nanotubes. *Nanotechnology*, 9(3):184, 1998.
- [26] Gross, D. Compact modeling and device optimization of CNTFETs. Dissertação de Mestrado, Technische Universität Dresden, 2012.
- [27] Guo, T., Diener, M. D., Chai, Y., Alford, M. J., Hauffer, R. E., McClure, S. M., Ohno, T., Weaver, J. H., Scuseria, G. E., e Smalley, R. E. Uranium stabilization of c28: A tetravalent fullerene. *Science*, 257(5077):1661–1664, 1992.
- [28] H. Sevin, G. C. Enhanced thermoelectric figure of merit in edge-disordered zigzag graphene nanoribbons. *Phys. Rev. B*, 81:113401, Mar de 2010.
- [29] Hafner, J. H., Bronikowski, M. J., Azamian, B. R., Nikolaev, P., Rinzler, A. G., Colbert, D. T., Smith, K. A., e Smalley, R. E. Catalytic growth of single - wall carbon nanotubes from metal particles. *Chemical Physics Letters*, 296:195 – 202, 1998.
- [30] Hamada, N., Sawada, S.-i., e Oshiyama, A. New one-dimensional conductors: Graphitic microtubules. *Phys. Rev. Lett.*, 68:1579–1581, Mar de 1992.
- [31] Hernández, E., Goze, C., Bernier, P., e Rubio, A. Elastic properties of C and  $B_xC_yN_z$  composite nanotubes. *Phys. Rev. Lett.*, 80:4502–4505, May de 1998.
- [32] Huang, H., Kajiura, H., Tsutsui, S., Hirano, Y., Miyakoshi, M., Yamada, A., e Ata, M. Large-scale rooted growth of aligned super bundles of single-walled carbon nanotubes using a directed arc plasma method. *Chemical Physics Letters*, 343:7 – 14, 2001.
- [33] Iijima,. Helical microtubules of graphitic carbon. *Nature*, 354:56–58, 1991.

- [34] Iijima, S. e Ichihashi, T. Single-shell carbon nanotubes of 1-nm diameter. *Nature*, 363(6430):603–605, 1993.
- [35] Ismail, R., Ahmadi, M., e Anwar, S. *Advanced Nanoelectronics*. Nano and Energy. Taylor & Francis, 2012.
- [36] Javey, A., Guo, J., Farmer, D. B., Wang, Q., Yenilmez, E., Gordon, R. G., Lundstrom, M., e Dai, H. Self-aligned ballistic molecular transistors and electrically parallel nanotube arrays. *Nano Letters*, 4:1319–1322, 2004.
- [37] José-Yacamán, M., Miki-Yoshida, M., Rendón, L., e Santiesteban, J. G. Catalytic growth of carbon microtubules with fullerene structure. *Applied Physics Letters*, 62:202–204, 1993.
- [38] Journet, C. M. Large-scale production of single-walled carbon nanotubes by the electric-arc technique. *Nature*, 388:756–758, 1997.
- [39] Kataura, H., Kumazawa, Y., Maniwa, Y., Ohtsuka, Y., Sen, R., Suzuki, S., e Achiba, Y. Diameter control of single-walled carbon nanotubes. *Carbon*, 38:1691 – 1697, 2000. `ijce:titlejFullerenes '99i/ce:titlej`.
- [40] Kataura, H., Kimura, A., Ohtsuka, Y., Suzuki, S., Maniwa, Y., Hanyu, T., e Achiba, Y. Formation of thin single-wall carbon nanotubes by laser vaporization of rh/pd-graphite composite rod. *Japanese Journal of Applied Physics*, 37:L616–L618, 1998.
- [41] Kim, P., Shi, L., Majumdar, A., e McEuen, P. L. Thermal transport measurements of individual multiwalled nanotubes. *Phys. Rev. Lett.*, 87:215502, Oct de 2001.
- [42] Lee, T. *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*. Cambridge University Press, 2004.
- [43] Leeson, D. A simple model of feedback oscillator noise spectrum. *Proceedings of the IEEE*, 54(2):329–330, 1966.
- [44] Li, Y., Liu, J., Wang, Y., e Wang, Z. L. Preparation of monodispersed fe - mo nanoparticles as the catalyst for cvd synthesis of carbon nanotubes. *Chemistry of Materials*, 13:1008–1014, 2001.
- [45] Liu, B., Lyu, S., Jung, S., Kang, H., Yang, C.-W., Park, J., Park, C., e Lee, C. Single-walled carbon nanotubes produced by catalytic chemical vapor deposition of acetylene over fe - mo/ mgo catalyst. *Chemical Physics Letters*, 383:104 – 108, 2004.



- [46] Louis, B., Gulino, G., Vieira, R., Amadou, J., Dintzer, T., Galvagno, S., Centi, G., Ledoux, M., e Pham-Huu, C. High yield synthesis of multi-walled carbon nanotubes by catalytic decomposition of ethane over iron supported on alumina catalyst. *Catalysis Today*, 102 - 103:23 – 28, 2005.
- [47] Madureira, H. *Projeto de Oscilador Controlado por Tensão para Transceptor RF 900MHz Embarcado em SoC*. Tese de Doutorado, Departamento de Eng. Elétrica, Universidade de Brasília, 2008.
- [48] Martins, E. *Projeto de misturador com topologia célula de Gilbert utilizando PHEMT*. Tese de Doutorado, Faculdade de engenharia elétrica e de computação, Universidade de Campinas, 2002.
- [49] Maruyama, S., Kojima, R., Miyauchi, Y., Chiashi, S., e Kohno, M. Low-temperature synthesis of high-purity single-walled carbon nanotubes from alcohol. *Chemical Physics Letters*, 360:229 – 234, 2002.
- [50] Moore, G. Cramming more components onto integrated circuits. *Proceedings of the IEEE*, 86:82–85, 1998.
- [51] O' Connell, M. *Carbon Nanotubes: Properties and Applications*. Taylor & Francis, 2006.
- [52] Ohkohchi, M. Synthesis of single-walled carbon nanotubes by ac arc discharge. *Japanese Journal of Applied Physics*, 38(Part 1, No. 7A):4158–4159, 1999.
- [53] Ossa, W. *Projeto de um conversor analógico digital para um receptor Bluetooth em tecnologia CMOS*. Tese de Doutorado, Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, 2011.
- [54] Pelaez, A. *Projeto e Implementação de um oscilador Monolítico a 2,4 GHz em tecnologia CMOS 0,35 um*. Tese de Doutorado, Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, 2003.
- [55] Pliva, J., Carta, C., Claus, M., Schroter, M., e Ellinger, F. On the design of active downconversion mixers for wireless communications on a carbon nanotube fet technology. In *IEEE IMOC*, pages 984 – 988, 2011.
- [56] Pop, E., Mann, D., Goodson, K., e Dai, H. Electrical and thermal transport in metallic single-wall carbon nanotubes on insulating substrates. *Journal of Applied Physics*, 101(9):093710, 2007.

- [57] QIN, L. Cvd synthesis of carbon nanotubes. *Journal of Materials Science Letters*, 16:457–459, 1997.
- [58] Rahmandoust, M. Influence of structural imperfections and doping on the mechanical properties of single-walled carbon nanotubes. *Journal of Nano Research*, 6(24):185–196, 2009.
- [59] Razavi, B. *Design of Analog Cmos Integrated Circuits*. Electrical Engineering Series. McGraw-Hill Higher Education, 2001.
- [60] Rivas, G. *Carbon Nanotubes: A New Alternative for Electrochemical Sensors*. Nanotechnology science and technology series. Nova Science Publishers, Incorporated, 2009.
- [61] Rose, S. *A CMOS Sub-harmonic Mixer for WCDMA: Research Project*. 2002.
- [62] Ruoff, R. S. e Lorents, D. C. Mechanical and thermal properties of carbon nanotubes. *Carbon*, 33(7):925 – 930, 1995.
- [63] Saito, R., Dresselhaus, G., e Dresselhaus, M. *Physical Properties of Carbon Nanotube*. Imperial College Press, 1998.
- [64] Saito, Y. *Carbon Nanotube and Related Field Emitters: Fundamentals and Applications*. Wiley, 2010.
- [65] Saito, Y., Inagaki, M., Shinohara, H., Nagashima, H., Ohkohchi, M., e Ando, Y. Yield of fullerenes generated by contact arc method under he and ar: dependence on gas pressure. *Chemical Physics Letters*, 200(6):643 – 648, 1992.
- [66] Sakalas, P., Claus, M., Schröter, M., e Rumiantsev, A. Experimental characterization of temperature-dependent electron transport in single-wall multi-tube carbon nanotube transistors. *Phys. Status Solidi RRL*, 6(2):62–64, 2012.
- [67] Scarselli, M., Castrucci, P., e Crescenzi, M. D. Electronic and optoelectronic nano-devices based on carbon nanotubes. *Journal of Physics: Condensed Matter*, 24(31):313202, 2012.
- [68] Sen, R., Ohtsuka, Y., Ishigaki, T., Kasuya, D., Suzuki, S., Kataura, H., e Achiba, Y. Time period for the growth of single-wall carbon nanotubes in the laser ablation process: evidence from gas dynamic studies and time resolved imaging. *Chemical Physics Letters*, 332:467 – 473, 2000.

- [69] Shimada, T., Sugai, T., Ohno, Y., Kishimoto, S., Mizutani, T., Yoshida, H., Okazaki, T., e Shinohara, H. Double-wall carbon nanotube field-effect transistors: Ambipolar transport characteristics. *Applied Physics Letters*, 84(13):2412–2414, 2004.
- [70] Silva, M. *Ruído RTS em osciladores em anel*. Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Departamento de Engenharia elétrica, 2009.
- [71] Silver, J. P. Gilbert cell mixer design tutorial. *Notas de aula do curso de RF Communications Systems-on-chip*, 2008.
- [72] Sugai, T., Omote, H., Bandow, S., Tanaka, N., e Shinohara, H. Production of single-wall nanotubes by high-temperature pulsed arc discharge: Mechanisms of their production. *Japanese Journal of Applied Physics*, 38(Part 2, No. 4B):L477–L479, 1999.
- [73] Sugai, T., Omote, H., Bandow, S., Tanaka, N., e Shinohara, H. Production of fullerenes and single-wall carbon nanotubes by high-temperature pulsed arc discharge. *The Journal of Chemical Physics*, 112(13):6000–6005, 2000.
- [74] Sugai, T., Yoshida, H., Shimada, T., Okazaki, T., Shinohara, H., e Bandow, S. New synthesis of high-quality double-walled carbon nanotubes by high-temperature pulsed arc discharge. *Nano Letters*, 3(6):769–773, 2003.
- [75] Thess, A., Lee, R., Nikolaev, P., Dai, H., Petit, P., Robert, J., Xu, C., Lee, Y. H., Kim, S. G., Rinzler, A. G., Colbert, D. T., Scuseria, G. E., Tománek, D., Fischer, J. E., e Smalley, R. E. Crystalline ropes of metallic carbon nanotubes. *Science*, 273(5274):483–487, 1996.
- [76] Thostenson, E. T., Ren, Z., e Chou, T.-W. Advances in the science and technology of carbon nanotubes and their composites: a review. *Composites Science and Technology*, 61:1899 – 1912, 2001.
- [77] Tomba, C. Projeto infravermelho de olhos para ceratometro em lâmpada de fenda com transmissão via bluetooth, 2008.
- [78] Tran, K. Y., Heinrichs, B., Colomer, J.-F., Pirard, J.-P., e Lambert, S. Carbon nanotubes synthesis by the ethylene chemical catalytic vapour deposition (ccvd) process on fe, co, and fe - co/al<sub>2</sub>o<sub>3</sub> sol - gel catalysts. *Applied Catalysis A: General*, 318:63 – 69, 2007.
- [79] Treacy, T. W. G. J. M., Ebbesen. Exceptionally high young's modulus observed for individual carbon nanotubes. *Nature*, 381:678–680, 1996.

- [80] Uyeda, R. Studies of ultrafine particles in japan: Crystallography. methods of preparation and technological applications. *Progress in Materials Science*, 35(1):1 – 96, 1991.
- [81] W. Kratschmer, K. F., Lowell D. Lamb e Huffman, D. R. Solid  $c_{60}$ : a new form of carbon. *Nature*, 347:354–358, 1990.
- [82] Wang, M., Zhao, X., Ohkohchi, M., e Ando, Y. Carbon nanotubes grown on the surface of cathode deposit by arc discharge. *Fullerene Science and Technology*, 4(5):1027–1039, 1996.
- [83] Wong, E. W., Sheehan, P. E., e Lieber, C. M. Nanobeam mechanics: Elasticity, strength, and toughness of nanorods and nanotubes. *Science*, 277(5334):1971–1975, 1997.
- [84] Yi, W., Lu, L., Dian-lin, Z., Pan, Z. W., e Xie, S. S. Linear specific heat of carbon nanotubes. *Phys. Rev. B*, 59:R9015–R9018, Apr de 1999.
- [85] Zhao, X., Ohkohchi, M., Wang, M., S., Ichihashi, T., e Ando, Y. Preparation of high-grade carbon nanotubes by hydrogen arc discharge. *Carbon*, 35(6):775 – 781, 1997.
- [86] Zhao, X., Inoue, S., Jinno, M., Suzuki, T., e Ando, Y. Macroscopic oriented web of single-wall carbon nanotubes. *Chemical Physics Letters*, 373:266 – 271, 2003.

## APÊNDICES

## A Determinação do ganho máximo do *mixer*

Como foi citado anteriormente, houve um certa dificuldade de fazer com que o misturador tivesse um ganho razoável, para isso foram feitos vários gráficos para tentar maximizar esse ganho. Abaixo seguem os gráficos que foram feitos para maximizar cada parâmetro do circuito.

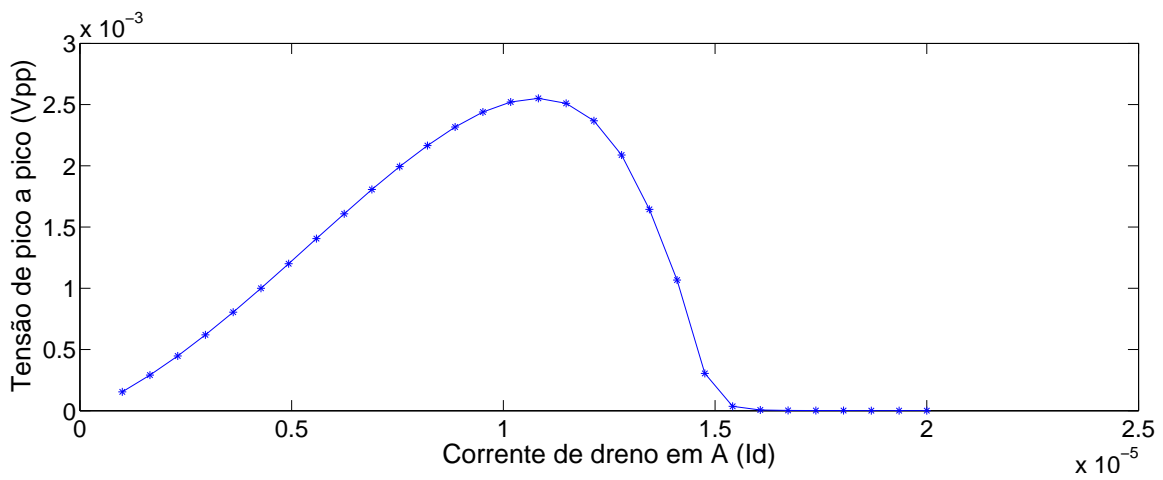


Figura A.1: Corrente de polarização ( $I_d$ ) em função da tensão de pico a pico ( $V_{pp}$ ).

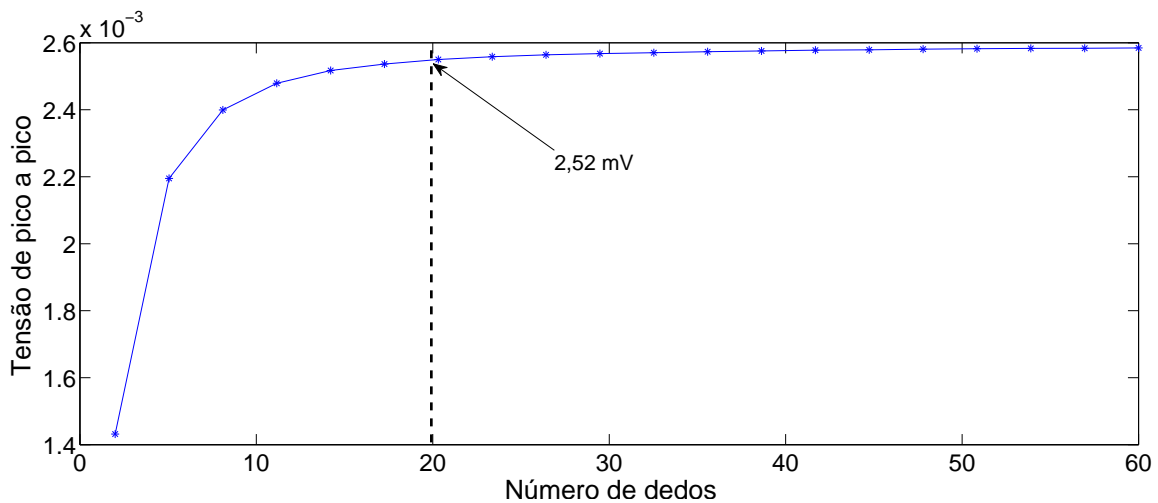


Figura A.2: Número de dedos em função da tensão de pico a pico ( $V_{pp}$ ).

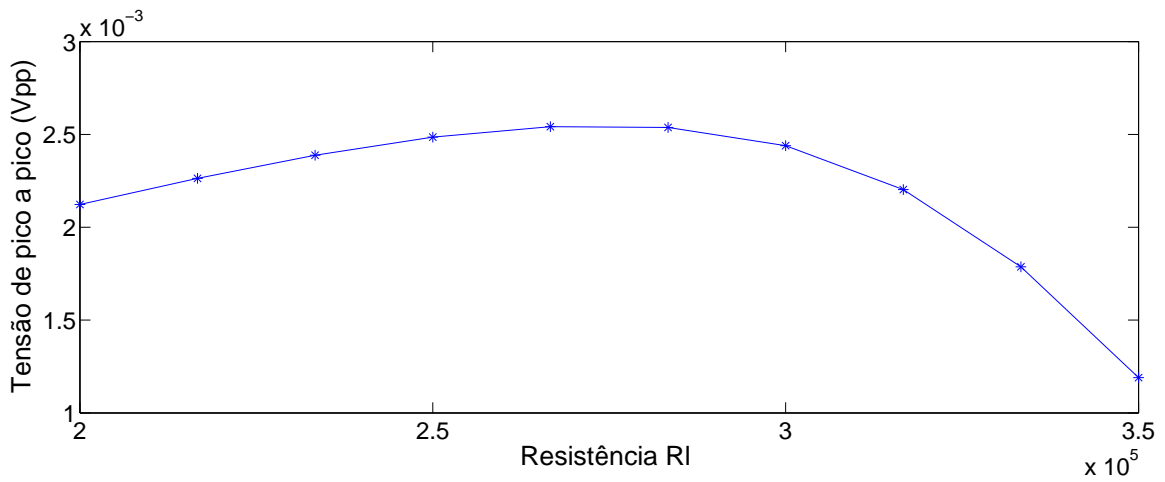


Figura A.3: Resistência (RI) em função da tensão de pico a pico ( $V_{pp}$ ).

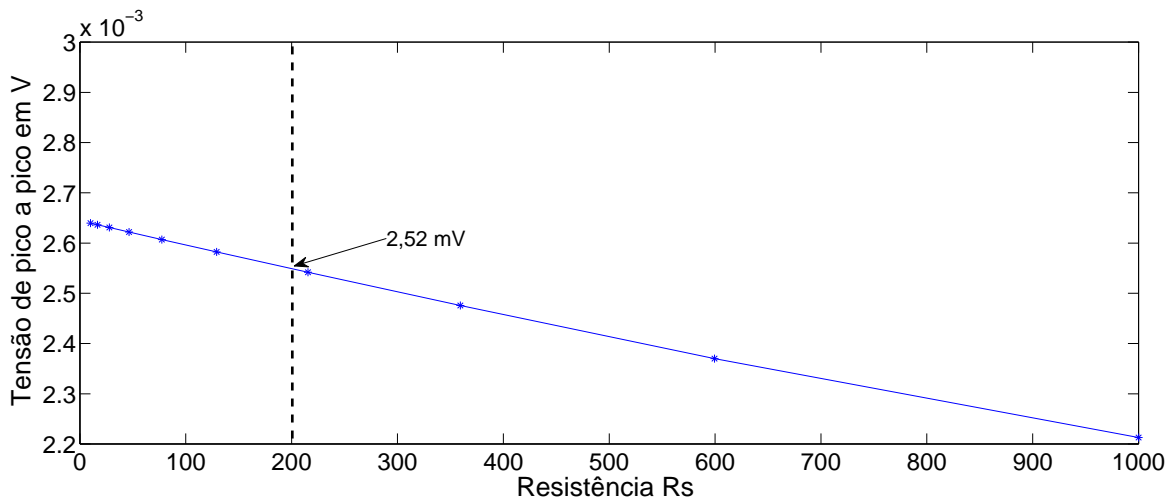


Figura A.4: Resistência (Rs) em função da tensão de pico a pico ( $V_{pp}$ ).

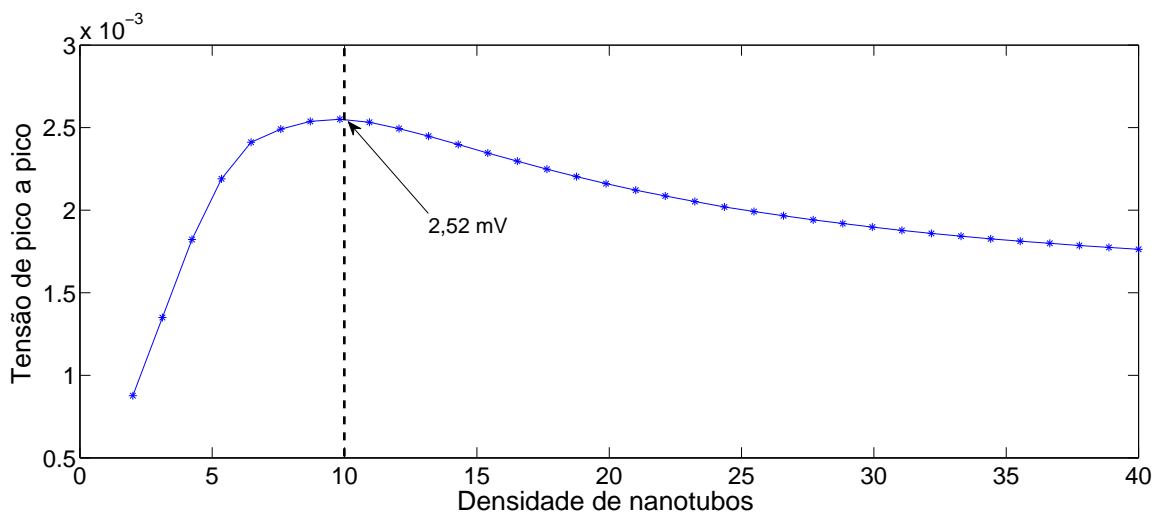


Figura A.5: Densidade de tubos em função da tensão de pico a pico ( $V_{pp}$ ).

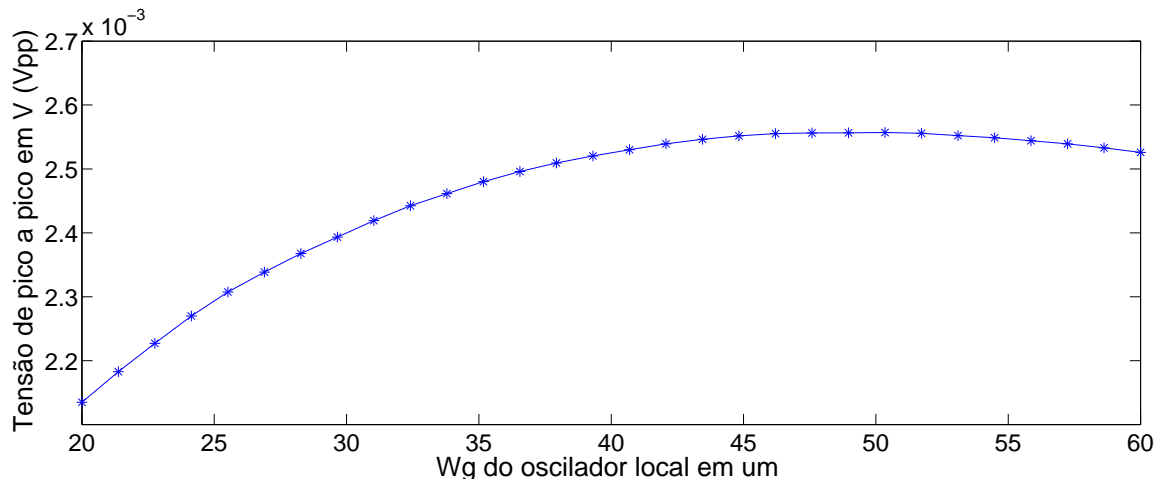


Figura A.6: Largura da porta ( $W_g$  RF) em função da tensão de pico a pico ( $V_{pp}$ ).

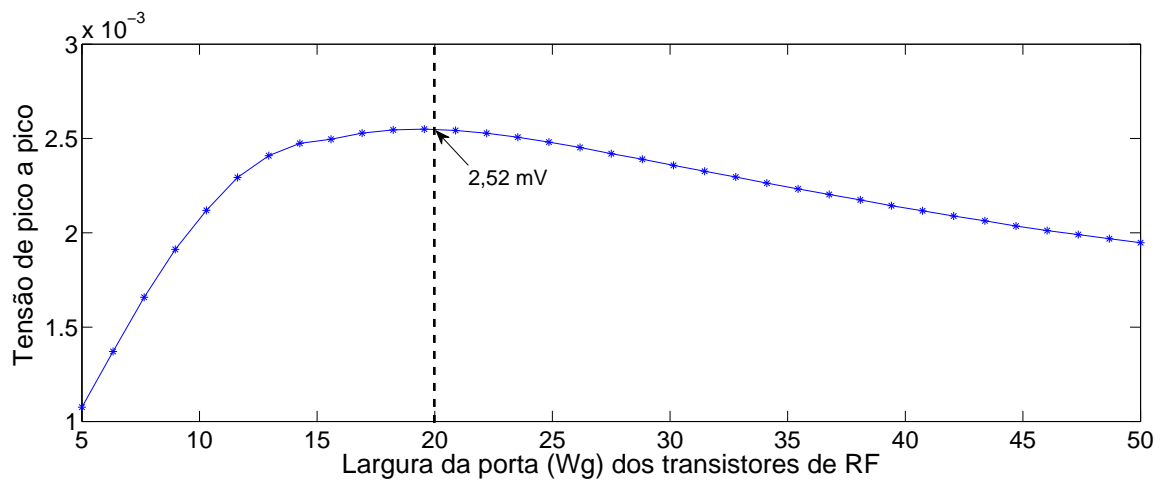


Figura A.7: Largura da porta ( $W_g$  LO) em função da tensão de pico a pico ( $V_{pp}$ ).