

**JULIANO DE QUADRO MOREIRA**

**MISTURADOR CMOS DE 2,4GHz PARA CONVERSÃO A  
BAIXAS FREQUÊNCIAS OPERANDO EM INVERSÃO  
MODERADA**

**Florianópolis**

2009

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**MISTURADOR CMOS DE 2,4GHz PARA CONVERSÃO A  
BAIXAS FREQUÊNCIAS OPERANDO EM INVERSÃO  
MODERADA**

Dissertação submetida à  
Universidade Federal de Santa Catarina,  
como parte dos requisitos para a  
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

**JULIANO DE QUADRO MOREIRA**

Florianópolis, novembro de 2009

# MISTURADOR CMOS DE 2,4GHz PARA CONVERSÃO A BAIXAS FREQUÊNCIAS OPERANDO EM INVERSÃO MODERADA

Juliano de Quadro Moreira

'Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Circuitos e Sistemas Integrados, e aprovada, em sua forma final, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.'

---

Prof. Márcio Cherem Schneider, D.Sc.  
Orientador

---

Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph.D.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

---

Prof. Márcio Cherem Schneider, D.Sc.  
Presidente

---

Prof. Carlos Galup Montoro, Dr.

---

Prof. Fernando Rangel de Sousa, Dr.

---

Eng. William Prodanov, Ph.D.

## **DEDICATÓRIA**

Aos meus amados pais Nilson e Carmen Dora,  
aos meus irmãos Gisele, Frederico e Leonardo,  
e à minha amada esposa Daniela,  
dedico esta conquista com gratidão.

# *Agradecimentos*

Agradeço ao professor Márcio Cherem Schneider pela oportunidade e orientação. Gostaria também de agradecer aos demais membros da banca, Carlos Galup-Montoro, Fernando Rangel de Sousa e a Willian Prodanov, cujos comentários e observações foram de grande valia para a finalização deste trabalho.

Agradeço ao colega de laboratório Maicon, que caminhou junto nesta jornada, e aos demais colegas de mestrado Charles, Daniel Souza, Daniel Lohmann, José, Luciana, Denize e Genevieve, pela companhia e apoio durante as diferentes etapas desta dissertação e aos bolsistas Adan e Bruno que realizaram o trabalho de bastidores. Gostaria também de externar minha gratidão à amiga Bia pela colaboração na revisão e à minha amada esposa Daniela pelo seu apoio, pela sua paciência e pelo seu amor, que me manteve centrado durante todo o tempo e foi fundamental para a realização do presente trabalho.

Não poderia deixar de agradecer ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo suporte financeiro prestado, através do Programa Nacional de Microeletrônica (PNM).

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

# **MISTURADOR CMOS DE 2,4GHz PARA CONVERSÃO A BAIXAS FREQUÊNCIAS OPERANDO EM INVERSÃO MODERADA**

**Juliano de Quadro Moreira**

Novembro/2009

Orientador: Márcio Cherem Schneider, Dr. Eng.

Área de Concentração: Circuitos e Sistemas Integrados.

Palavras-chave: MOSFET, transistor MOS, dispositivos de radiofrequência, misturador e conversão de frequência.

Números de Páginas: 72.

O objetivo deste trabalho é desenvolver um misturador ativo para conversão de um sinal de RF de 2,4GHz em um sinal de frequência intermediária 750kHz.

A topologia escolhida foi a do misturador ativo de balanceamento simples uma vez que apresenta uma arquitetura simples, alto ganho de conversão e um bom isolamento entre as portas. A tecnologia CMOS utilizada foi o AMS 0,35 $\mu$ m que apresenta dispositivos de RF bem caracterizados e bem documentados e também oferece uma prototipagem de baixo custo.

O estágio de entrada opera com o nível de inversão moderado e o transistor com uma  $f_T$  de 16GHz. O misturador simulado apresenta impedância de saída de 403 $\Omega$ , ganho de 11dB, figura de ruído em 16,3dB, ponto de compressão de 1dB em -8,76dBm e consumo de potência de 7,3mW.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

## **A 2.4GHz DOWN-CONVERSION CMOS MIXER OPERATING IN MODERATE INVERSION**

**Juliano de Quadro Moreira**

November/2009

Advisor: Márcio Cherem Schneider, Dr. Eng.

Area of Concentration: Integrated Circuits and Systems.

Keywords: MOSFET, MOS transistor, RF device, mixer and frequency conversion.

Number of Pages: 72.

The purpose of this work is to develop an active mixer for down-converting a 2.4GHz RF signal to a 750kHz intermediate frequency signal.

The topology chosen was the single balance active mixer since it presents a simple architecture, high conversion gain and good isolation between ports. The CMOS technology used was the AMS 0.35 $\mu$ m which features well-characterized and well-documented RF devices and also offers a low cost prototyping.

The input stage operates at moderate inversion level with a transistor  $f_t$  of 16GHz. The simulated mixer presents 403 $\Omega$  output impedance, 11dB gain, 16.3dB noise figure, 1dB compression point at -8.76dBm, and 7.3mW power consumption.

# *Lista de Abreviações*

AC - *Alternated Current*

ACM - *Advanced Compact MOSFET*

A/D - Conversão de Analógico para Digital

AMS - *Austria Micro Systems*

BSIM - *Berkeley short-channel IGFET Model*

CI - Circuitos Integrados

CMOS - *Complementary Metal Oxide Semiconductor*

CMP - *Circuits Multi-Projets*

D/A - Conversão de Digital para Analógico

DC - *Direct Current*

DECT - *Digital Enhanced Cordless Telecommunications*

DRC - Checagem das regras de projeto (*Design Rule Checking*)

DSB - *Double Side Band*

DSP - *Digital Signal Processor*

DSSS - *Direct Sequence Spread Spectrum*

F - Fator de Ruído

FI - Frequência Intermediária

FPB - Filtro Passa Baixas

IEEE - *Institute of Electrical and Electronics Engineers*

ISM - *Industrial Scientific and Medical*

LCI - Laboratório de Circuitos Integrados

LNA - Amplificador de baixo ruído (*Low-Noise Amplifier*)

LVS - *Layout Versus Schematic*

MOSFET - *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*

NF - *Noise Figure*

OL - Oscilador Local (*Local oscillator*)

RF - Radiofrequência

SNR - *Signal Noise Ratio*

SoC - *Systems on-a-Chip*

SSB - (*Single Side Band*)

SST - *Steady State*

UICM - *Unified Current(I) Control Model*

VAEE - Voz Amostrado com Espalhamento Espectral

# *Lista de Símbolos*

$C_{gs}$  - capacitância porta-fonte

$C'_{ox}$  - capacitância do óxido por unidade de área

$C_{ox}$  - capacitância do óxido

$\epsilon$  - Parâmetro de inclusão da saturação da velocidade dos portadores

$G_c$  - ganho de conversão

$g_{mg}$  - transcondutância de porta ( $g_m$ )

$g_{ms}$  - transcondutância de fonte

$g_{ds}$  - condutância de canal

$f_T$  - frequência de transição

$I_D$  - corrente de dreno

$i_f$  - nível de inversão na fonte

$I_F$  - corrente de direta

$i_r$  - nível de inversão no dreno

$I_R$  - corrente de reversa

$I_S$  - corrente normalizada

$I_{SQ}$  - corrente de folha normalizada

$I_S$  - corrente normalizada

$k'$  - parâmetro de transcondutância

$L$  - comprimento do canal

$n$  - fator de rampa

$Q$  - fator de qualidade

$q'_{ID}$  - densidade de carga normalizada no dreno

$q'_{IS}$  - densidade de carga normalizada na fonte

$V_B$  - tensão de substrato

$V_D$  - tensão de dreno

$V_{DB}$  - tensão de dreno-substrato

$V_{DS}$  - tensão dreno-fonte

$V_{DSsat}$  - tensão de saturação

$v_{lim}$  - velocidade limite

$V_G$  - tensão de porta  
 $V_{GB}$  - tensão de porta-substrato  
 $V_P$  - tensão de *pinch-off*  
 $V_S$  - tensão de fonte  
 $V_{SB}$  - tensão de fonte-substrato  
 $V_{TO}$  - tensão de threshold  
 $W$  - largura do canal  
 $\alpha$  - coeficiente de linearidade do canal  
 $\mu$  - mobilidade dos portadores  
 $\phi_t$  - tensão térmica  
 $\omega$  - frequência angular

# *Sumário*

<b>Lista de Figuras</b>	p. xiii
<b>Lista de Tabelas</b>	p. xvii
<b>1 Introdução</b>	p. 1
1.0.1 Dispositivos de Comunicação . . . . .	p. 2
1.0.2 O Rádio . . . . .	p. 2
1.0.3 O VAEE . . . . .	p. 4
<b>2 Misturador</b>	p. 6
2.1 Figuras de Mérito . . . . .	p. 8
2.1.1 Ganho de conversão . . . . .	p. 8
2.1.2 Rejeição de frequência imagem . . . . .	p. 9
2.1.3 Ruído . . . . .	p. 10
2.1.4 Linearidade . . . . .	p. 13
2.2 Topologias de Misturadores . . . . .	p. 19
2.2.1 Misturador Desbalanceado . . . . .	p. 19
2.2.2 Misturador de Balanceamento Duplo . . . . .	p. 20
2.2.3 Misturador de Balanceamento Simples . . . . .	p. 22
2.3 Análise do Misturador Ativo de Balanceamento Simples . . . . .	p. 24
2.3.1 Ganho de Conversão . . . . .	p. 24
2.3.2 Linearidade . . . . .	p. 26
2.3.3 Ruído . . . . .	p. 27

2.4	Considerações . . . . .	p. 33
<b>3</b>	<b>Projeto do Circuito do Misturador</b>	<b>p. 34</b>
3.1	Estágio de Transcondutância . . . . .	p. 35
3.1.1	Polarização . . . . .	p. 38
3.2	Estágio de Chaveamento . . . . .	p. 39
3.3	Cálculo da Rede de Entrada . . . . .	p. 40
<b>4</b>	<b>Simulação</b>	<b>p. 44</b>
4.1	O Transistor RF . . . . .	p. 45
4.2	Análise DC . . . . .	p. 46
4.2.1	Transferência da Corrente . . . . .	p. 46
4.3	Análise AC . . . . .	p. 47
4.3.1	Ganho de Conversão . . . . .	p. 47
4.3.2	Ponto de Compressão de 1dB . . . . .	p. 49
4.3.3	Figura de Ruído . . . . .	p. 50
4.4	Resultados . . . . .	p. 51
<b>5</b>	<b>Leiaute dos Circuitos</b>	<b>p. 53</b>
5.1	O circuito . . . . .	p. 54
5.1.1	Elementos Passivos . . . . .	p. 54
5.1.2	Estágio de Entrada . . . . .	p. 56
5.1.3	Estágio de Chaveamento . . . . .	p. 57
5.1.4	PADs . . . . .	p. 58
5.2	Integração . . . . .	p. 60
	<b>Considerações Finais</b>	<b>p. 61</b>
	<b>Anexo A</b>	<b>p. 62</b>

Netlist . . . . .	p. 62
Definição de Bibliotecas . . . . .	p. 62
Netlist do Circuito . . . . .	p. 62
Esquemático do Misturador . . . . .	p. 64
Testbench . . . . .	p. 65
Definição das fontes . . . . .	p. 65
Simulação da Rede de Entrada . . . . .	p. 66
Definições para a simulação do Ganho de Conversão . . . . .	p. 67
Definições para a simulação da Compressão de Ganho . . . . .	p. 68
Definições para a simulação da Figura de Ruído . . . . .	p. 69
<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>p. 71</b>

# *Lista de Figuras*

1.1	Diagrama em blocos de receptor super-heterodino. . . . .	p. 1
1.2	Diagrama em blocos de um sistema transceptor. . . . .	p. 3
1.3	Espalhamento Espectral DSSS: (a)processo de multiplicação; (b)espectro de frequência DSSS. . . . .	p. 4
1.4	Diagrama para o telefone VAEE: (a)Monofone; (b)base. . . . .	p. 5
2.1	Exemplo do uso da não linearidade de um diodo para a conversão de frequência. . . . .	p. 7
2.2	(A) Misturador desbalanceado, apresenta entradas e saídas simples, (B) Misturador de balanceamento simples, apresenta uma entrada simples, outra diferencial e saída diferencial e (C) Misturador de balanceamento duplo, totalmente diferencial. . . . .	p. 8
2.3	Conversão de um sinal SSB. . . . .	p. 9
2.4	Arquitetura Hartley para cancelamento da frequência imagem. . . . .	p. 10
2.5	Potência de sinal e ruído na entrada e saída de um bloco. . . . .	p. 11
2.6	Fator de ruído para componentes em cascata. . . . .	p. 11
2.7	(a) Comportamento do ruído na conversão de um sinal SSB e (b) esquema apresentando a fonte de sinal ( $S_{RF}$ ) e Ruído ( $N_{ent}$ ) de entrada e o misturador (em destaque) com o ruído interno ( $N_{int}$ ) aplicado na entrada. . . . .	p. 12
2.8	Comportamento do ruído na conversão de um sinal DSB. . . . .	p. 13
2.9	Característica de transferência de de sinal para um circuito não linear. . . . .	p. 13
2.10	Ponto de compressão de 1dB. . . . .	p. 14
2.11	Dessensibilização . . . . .	p. 15
2.12	Fenômeno da modulação cruzada em circuitos não lineares. . . . .	p. 16
2.13	Problema da intermodulação em forma esquemática. . . . .	p. 16

2.14	Ponto de compressão de 1dB. . . . .	p. 18
2.15	Misturador passivo com estímulo de porta. . . . .	p. 19
2.16	Misturador passivo balanceado. . . . .	p. 20
2.17	Misturador ativo de balanceamento duplo ou Célula de Gilbert. . . . .	p. 21
2.18	Esquema de funcionamento da célula de Gilbert. . . . .	p. 21
2.19	Misturador passivo de balanceamento simples. . . . .	p. 22
2.20	Circuito equivalente para pequeno sinal (a) representação para os dois ramos de saída e (b) representação de um único ramo. . . . .	p. 22
2.21	Esquema elétrico do misturador. . . . .	p. 23
2.22	Esquema de blocos do misturador. . . . .	p. 23
2.23	Misturador ativo de balanceamento simples. . . . .	p. 24
2.24	Trem de pulsos (a) com nível DC = 1/2 e (b) com nível DC e gnd a zero. . . . .	p. 25
2.25	Modelo de pequeno sinal do misturador. . . . .	p. 26
2.26	Circuito do misturador. . . . .	p. 28
2.27	(a) Tensão de chaveamento e ruído de baixa frequência e (b) corrente de saída do misturador e pulsos de ruído. . . . .	p. 29
2.28	(a) Circuito do misturador, (b) transistor $M_2$ ligado, (c) transistor $M_3$ ligado e (d) modelo unificando (b) e (c). . . . .	p. 30
2.29	(a) Forma de onda de $V_s$ , (b) corrente da capacitância paralela e (c) corrente de saída. . . . .	p. 31
2.30	Curva de chaveamento I-V e transcondutância característica no domínio da tensão e do tempo. . . . .	p. 32
2.31	(a) Ruído branco de entrada em OL e (b) saída aproximada por um trem de pulsos de amostragem do ruído de entrada. . . . .	p. 32
3.1	Misturador ativo de balanceamento simples. . . . .	p. 35
3.2	Circuito para o levantamento da característica $I_D - V_{DS}$ de $M_1$ . . . . .	p. 37
3.3	Curva de $g_{ds}$ em função de $V_{DS}$ . . . . .	p. 38
3.4	Representação do espelho de corrente. . . . .	p. 39

3.5	Esquema elétrico do par diferencial. . . . .	p. 39
3.6	Característica da transferência DC. . . . .	p. 39
3.7	Circuito equivalente de entrada. . . . .	p. 40
3.8	Diagrama de Bode do filtro de entrada. . . . .	p. 42
4.1	Esquema de testes para simulação. . . . .	p. 45
4.2	Representação Básica de um Transistor RF: parte intrínseca, em linhas tracejadas (- - -) e componentes extrínsecos. . . . .	p. 45
4.3	Transferência de corrente do estágio de chaveamento. . . . .	p. 46
4.4	(a) Modelo de capacitância com parâmetros distribuídos e (b) Modelo de resistência com parâmetros distribuídos. . . . .	p. 47
4.5	Diagrama de Bode de magnitude da função de transferência entre o sinal de RF e o sinal de $M_1$ . . . . .	p. 48
4.6	Gráfico do ganho de conversão. . . . .	p. 49
4.7	Gráfico do ponto de compressão de 1dB. . . . .	p. 50
4.8	Gráfico da figura de ruído no misturador. . . . .	p. 51
5.1	Exemplo de ligação dos transistores. . . . .	p. 53
5.2	Visão geral do misturador: (a) leiaute do circuito e (b) esquema elétrico do circuito. . . . .	p. 54
5.3	Resistor de polarização $R_B$ e resistor de carga $R_L$ . Entre os terminais 1 e 2 tem uma linha resistiva formada por polisilício, e também um resistor dummy envolvente e um anel de guarda para conexão de substrato. . . . .	p. 55
5.4	Capacitor de polarização $C_B$ , 1 é a camada de polisilício superior, 2 é a camada de polisilício inferior e 3 é a conexão de substrato. . . . .	p. 56
5.5	Estágio de transcondutância, (a) 4 conjuntos de $M_1$ com $W = 70\mu\text{m}$ cada e, 3 conjuntos de $M_{1e}$ com $W = 20\mu\text{m}$ cada, de dois <i>fingers</i> . (b) Zoom dado ao leiaute apresentado detalhes dos <i>fingers</i> em $M_1$ e $M_{1e}$ . . . . .	p. 57

5.6	Estágio de chaveamento (a) Esquema elétrico da conexão e divisão dos transistores $M_2$ e $M_3$ , divididos em quatro transistores de $20\mu\text{m}$ cada, com dois fingers. (b) Leiaute apresentando o casamento entre os transistores, organizado na forma $M_3 M_2 M_3 M_2 M_3 M_2 M_3 M_2$ . . . . .	p. 58
5.7	<i>Bonding pad</i> . . . . .	p. 59
5.8	Circuito misturador com os <i>Pads</i> de sinal. . . . .	p. 59

# *Lista de Tabelas*

2.1	Análise matemática da arquitetura para o sinal RF e imagem. . . . .	p. 10
3.1	Tabela de requisitos de projeto. . . . .	p. 34
3.2	Tabela de parâmetros AMS 0.35 para o transistor canal n. . . . .	p. 34
3.3	Tabela de dimensões e valores dos componentes. . . . .	p. 43
4.1	Tabela Comparativa do ponto de operação DC. . . . .	p. 46
4.2	Tabela comparativa de resultados de projeto. . . . .	p. 51



# 1 Introdução

Os sistemas de comunicação estão cada vez mais integrados ao cotidiano da sociedade. Sua contínua evolução permite que diversos dispositivos agreguem crescentes funcionalidades, sendo que a massificação permite que mais pessoas tenham acesso, quer pelo barateamento de equipamentos, concorrência entre empresas de comunicação, quer através de programas governamentais como o de inclusão digital.

Dentre os dispositivos de comunicação existentes, destacam-se os dispositivos móveis (*wireless*), por permitirem mobilidade e praticidade aos usuários, como os telefones sem fio, aparelhos celulares, sistemas Wi-Fi<sup>1</sup> de acesso digital entre outros. Tais dispositivos estão baseados em sistemas transceptores de radiodifusão.

Em sua origem, a radiodifusão de sinais ganhou impulso com o trabalho de Edwin Howard Armstrong [1], engenheiro elétrico que trabalhou na arquitetura super-heterodino (em 1917), mostrada na Figura 1.1.

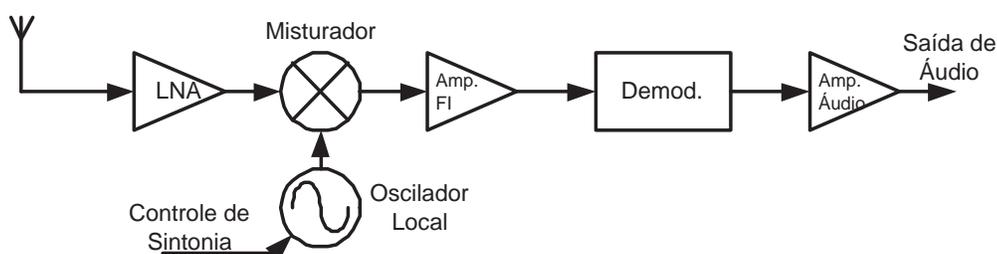


Figura 1.1: Diagrama em blocos de receptor super-heterodino.

Nesse diagrama, o sinal de RF é recebido pela antena e passa por um estágio de amplificação<sup>2</sup>; posteriormente, é convertido para uma frequência intermediária com o uso de um circuito misturador, onde o sinal pode ser melhor amplificado e filtrado para, enfim, ser demodulado.

<sup>1</sup>Wi-Fi marca que descreve a tecnologia de redes sem fios embarcadas (WLAN), baseadas no protocolo IEEE 802.11.

<sup>2</sup>Esta etapa era opcional na época de Armstrong, já que os dispositivos utilizados para amplificar os sinais não respondiam bem para frequências superiores a 1MHz.

O processo de conversão de frequência permite que esta arquitetura também tenha um controle de sintonia, onde os canais presentes na entrada do misturador são convertidos para uma frequência intermediária única e, assim, o sinal recebe o mesmo tratamento, independente do canal da entrada, pois esse é selecionado através do controle da frequência do oscilador local.

A arquitetura super-heterodina permitiu resolver alguns graves problemas apresentados pelos receptores da época: instabilidade, pouca seletividade e grande sensibilidade às interferências. Essa arquitetura é extremamente robusta, sendo largamente utilizada até hoje em diversos sistemas de comunicação.

### 1.0.1 Dispositivos de Comunicação

Se, na época de Armstrong, o objetivo dos sistemas de rádio era a comunicação por voz, hoje em dia, os sistemas de comunicação transmitem e/ou recebem sinais elétricos contendo uma variedade de tipos de informação, que podem ser dados, áudio ou vídeo. Através da modulação apropriada, esses sinais são condicionados para que trafeguem adequadamente por um meio de comunicação.

Com o aumento da capacidade de processamento e a evolução das tecnologias, os sinais de dados ganharam importância e as informações de áudio e vídeo puderam ser digitalizadas. Isso levou à convergência de serviços em um único dispositivo. Tal convergência tem promovido um uso maior e mais diversificado do espectro de frequência. Atualmente, é possível que um sistema de rádio seja integrado em um único circuito integrado (SoC).

Agregando mais funções, tais dispositivos tornaram-se mais complexos, demonstrando a necessidade de estudos de sistemas de RF para expansão e melhoria do seu uso. Como exemplo, apresenta-se o rádio cognitivo [2], que analisa o espectro de frequências, visando ao uso de faixas disponíveis, adaptando suas características constantemente, o que otimiza o uso do espectro. A norma IEEE802.22 [3] está sendo desenvolvida para que o rádio cognitivo seja utilizado em localidades onde o espectro de frequências é subutilizado, o que reduz custos em infraestrutura de implementação e promove a inclusão digital.

### 1.0.2 O Rádio

O rádio é a base de muitos sistemas de comunicação utilizados hoje e pode ser visto como um sistema composto por subsistemas, representados por blocos, que executam o tratamento necessário ao sinal, podendo formar um sistema transmissor, receptor ou transceptor (quando realiza ambas as funções). Na Figura 1.2, é apresentado um exemplo de sistema transceptor

típico[4].

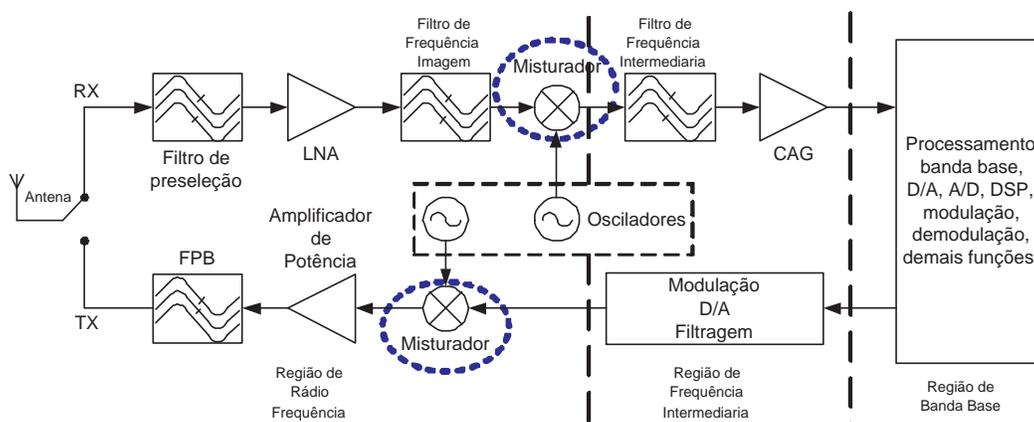


Figura 1.2: Diagrama em blocos de um sistema transceptor.

Nesse sistema, na parte inferior, está o transmissor; na superior, o receptor. Ele está dividido em três regiões, definidas pela frequência do sinal, região de radiofrequência, onde é preparado para transmissão ou recepção. A região de frequência intermediária é a região em que o sinal é mais facilmente tratado e filtrado. A conversão da frequência entre essas duas regiões é realizada pelo misturador, em destaque na Figura 1.2. Ele antecede o amplificador de potência no estágio de transmissão, e situa-se após o amplificador de baixo ruído (LNA) no estágio de recepção, realizando translação de sinal para frequências maiores ou menores, com o auxílio de um oscilador local. Os filtros associados aos misturadores têm a função de eliminar as parcelas indesejadas de frequência após a conversão.

O sistema transceptor da Figura 1.2 é uma arquitetura super-heterodina, já que apresenta a região de frequência intermediária (FI) entre a banda base e a região de RF. Nessa região, o projeto de filtros para uma FI fica simplificado em comparação aos filtros para frequência de RF, o que é positivo nesse tipo de arquitetura. O aspecto negativo apresentado é a presença da frequência imagem.

Motivado pelo interesse do LCI (Laboratório de Circuitos Integrados) em começar uma linha de estudo em dispositivos de radiofrequência, esse trabalho teve como objetivo o desenvolvimento de um circuito misturador CMOS, para a conversão de um sinal de 2,4GHz, em uma frequência intermediária de 750kHz. Os requisitos de projeto foram propostos pela empresa Intelbrás, atuante nas áreas de telecomunicações, informática e segurança eletrônica. Esses requisitos são uma prévia dos requisitos definitivos utilizados no projeto VAEE (Voz Amostrada com Espalhamento Espectral), tendo como base a dissertação de mestrado apresentada em [5], esquema este desenvolvido na Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, como alternativa ao padrão DECT (Digital Enhanced Cordless Telecommunications) [6], utilizado em telefones

sem fio.

### 1.0.3 O VAAE

O projeto VAAE tem a proposta de desenvolver um telefone sem fio para transmissão de um sinal de voz a uma distância maior que os similares analógicos e a um custo menor que os similares digitais. Para isso, sistema faz uso de uma técnica de transmissão de sinal por espalhamento espectral. O projeto foi definido para operar na banda ISM (*Industrial Scientific and Medical*), que permite uma potência de transmissão de até 1W, e a banda escolhida foi a regulamentada de 2,4 a 2,4835GHz.

A técnica espalhamento espectral empregada será a DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*) que está baseada na multiplicação do sinal desejado com uma sequência codificada. O benefício do uso dessa técnica está numa melhor rejeição a sinais interferentes, baixa densidade espectral e maior privacidade devido à codificação da informação.

Multiplicando-se o sinal com o código, obtém-se, como resultado, um sinal de informação espalhado na banda pelo código, como mostrado na Figura 1.3, onde  $T_c$  é o menor tempo de código.

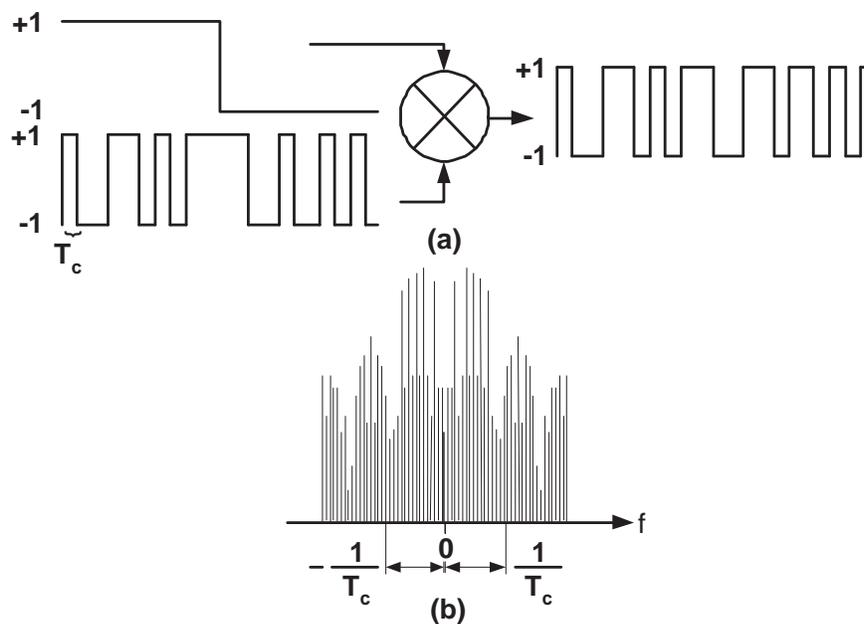


Figura 1.3: Espalhamento Espectral DSSS: (a) processo de multiplicação; (b) espectro de frequência DSSS.

Como a banda no lóbulo principal  $\left(\frac{1}{T_c}\right)$  comporta 90% da potência total do sinal, os demais lóbulos são eliminados por um processo de filtragem. Com o sinal preparado para transmissão, esse sinal tem sua frequência convertida para RF com um circuito misturador e

transmitido. Para recuperar o sinal, é necessário que o receptor possua o mesmo código que o transmissor para que, dessa forma, o receptor consiga recuperar as raiais que contêm a informação nas posições corretas.

O diagrama em blocos apresentado na Figura 1.4 representa o sistema do telefone sem fio que se pretende no telefone VAAE.

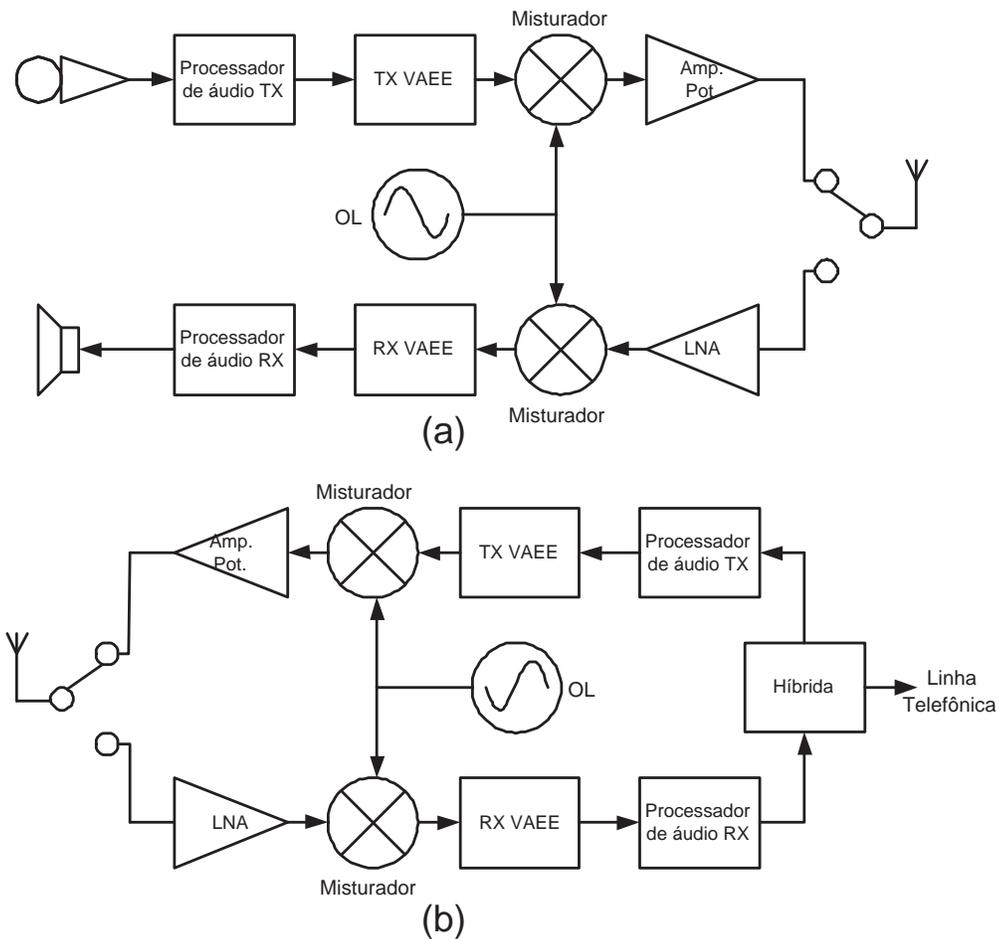


Figura 1.4: Diagrama para o telefone VAAE: (a) Monofone; (b) base.

Para a conversão de frequência, o misturador é utilizado da mesma forma que nos sistemas de rádio convencionais.

## 2 *Misturador*

O misturador é um dispositivo que tem a função de realizar uma translação na frequência de um sinal de entrada através da multiplicação deste com outro sinal. Esse dispositivo apresenta duas entradas distintas, geralmente denominadas de entrada de RF e entrada de Oscilador Local (OL). Na entrada de RF é aplicado o sinal a ser convertido, enquanto que a entrada de OL se aplica a forma de onda periódica gerada pelo oscilador local. Possuem também uma saída denominada de Frequência Intermédia (FI), na qual se pode obter a diferença entre as frequências de RF e OL, no caso de ser usado em recepção, ou a soma, caso seja usado em transmissão.

Para que ocorra a função de multiplicação de sinais, deve-se explorar a não-linearidade ou a variância no tempo de dispositivos ou circuitos.

Quando um sinal com potência suficiente é aplicado na entrada de um elemento não linear, ocorre o aparecimento de harmônicos, cujas frequências são valores múltiplos da frequência do sinal de entrada, como mostra a equação (2.1).

$$v_{saída} = \alpha_0 + \alpha_1 \times v_{ent} + \alpha_2 \times v_{ent}^2 + \alpha_3 \times v_{ent}^3 + \dots \quad (2.1)$$

Na equação (2.1), o sinal de entrada é representado por  $v_{ent}$ ,  $\alpha_j$  a representa a derivada de ordem  $j$  da função.

O efeito da não linearidade em sistemas de rádio pode ser explorado para a conversão da frequência, como no caso do misturador a diodo para um sistema de recepção, mostrado na Figura 2.1.

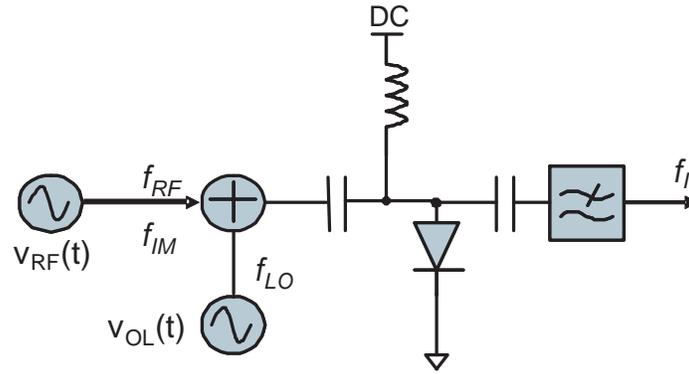


Figura 2.1: Exemplo do uso da não linearidade de um diodo para a conversão de frequência.

Dados a corrente e a tensão do diodo como  $I = I_0 + i(t)$  e  $V = V_0 + v(t)$ ,  $I_0$  e  $V_0$  são os termos DC e  $i(t)$  e  $v(t)$  são os termos AC com pequena variação em torno do ponto de operação.

A corrente  $I$  através de um diodo ideal em função da tensão  $V$  é dado pela equação (2.2).

$$I = I_S \left( e^{\frac{qV_D}{nkT}} - 1 \right); \quad (2.2)$$

A relação da corrente em função da tensão pode ser expandido em série de Taylor.

$$I(V) = I_0 + G_d v(t) + \frac{G'_d}{2} v^2(t) + \dots; \quad (2.3)$$

sendo  $G_d = \frac{dI}{dV} |_{V_0}$  e  $G'_d = \frac{d^2I}{dV^2} |_{V_0}$ .

Considerando  $v(t) = V_{RF} \cos \omega_{RF} t + V_{OL} \cos \omega_{OL} t$ , e substituindo em (2.3), resulta em:

$$I(V) = \underbrace{I_0}_{DC\ block} + \underbrace{G_d [V_{RF} \cos \omega_{RF} t + V_{OL} \cos \omega_{OL} t]}_{filtro\ passa-baixas} + \frac{G'_d}{2} [V_{RF} \cos \omega_{RF} t + V_{OL} \cos \omega_{OL} t]^2 + \dots; \quad (2.4)$$

Assim, desconsiderando a componente DC e as componentes de frequências superiores a FI, a equação (2.4) é desenvolvida resultando em:

$$I(V) = \frac{G'_d}{2} \left[ \underbrace{V_{RF}^2 (1 + \cos 2\omega_{RF} t)}_{filtro} + \underbrace{V_{OL}^2 (1 + \cos 2\omega_{OL} t)}_{filtro} + 2V_{RF} V_{OL} \cos(\omega_{RF} - \omega_{OL}) t + \underbrace{2V_{RF} V_{OL} \cos(\omega_{RF} + \omega_{OL}) t}_{filtro} \right]; \quad (2.5)$$

Na saída, considerando o filtro e o bloqueio da componente DC, apenas a parcela de sinal

$I(V) = G'_d V_{RF} V_{OL} \cos(\omega_{RF} - \omega_{OL})t$  deve aparecer.

Os misturadores podem ser classificados como ativos, quando o sinal convertido na saída apresenta um ganho com relação ao sinal de entrada, ou passivo, quando ocorre apenas a conversão de frequência, sem que nenhum ganho seja dado ao sinal. Outra forma de classificação dos misturadores pode ser dada quanto as suas entradas e saída, como representado na Figura 2.2.

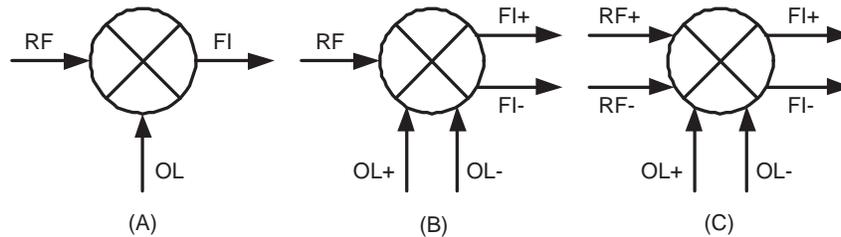


Figura 2.2: (A) Misturador desbalanceado, apresenta entradas e saídas simples, (B) Misturador de balanceamento simples, apresenta uma entrada simples, outra diferencial e saída diferencial e (C) Misturador de balanceamento duplo, totalmente diferencial.

## 2.1 Figuras de Mérito

Em um sistema receptor, o misturador tem a função de converter o sinal de radiofrequência (RF) para uma frequência intermediária (FI) ou diretamente para banda base, através da multiplicação do sinal de RF com um sinal gerado por um oscilador local (OL). As principais figuras de mérito apresentadas para o misturador, com conversão para FI, são: o ganho de conversão, a rejeição de frequência imagem, a figura de ruído e a linearidade. No caso de conversão direta para banda base, o misturador não apresenta influência da frequência imagem [4].

### 2.1.1 Ganho de conversão

O ganho de conversão é dado pelo valor da tensão do sinal convertido ( $V_{FI}$ ), pela tensão do sinal RF ( $V_{RF}$ ) na entrada, conforme a equação (2.6).

$$G_c = \frac{V_{FI}}{V_{RF}} \quad (2.6)$$

O ganho para circuitos misturadores é geralmente obtido em dB através da expressão,  $G_c(V) = 20\log(G_c);(dB)$ . A equivalência entre o ganho de conversão dado em tensão para o ganho de conversão dado em potência depende das características das impedâncias de entrada e saída.

$$G_c(P) = G_c(V) + 10 \log \left( \frac{R_s}{R_L} \right) \quad (2.7)$$

No caso de circuitos com impedâncias casadas, o ganho de conversão em tensão e potência seriam iguais.

### 2.1.2 Rejeição de frequência imagem

A frequência imagem é um problema associado aos sistemas com FI não nula, já que a FI é obtida pela diferença entre as frequências do oscilador local (OL) e do sinal de RF. Porém, a FI também pode aparecer na saída do misturador pela diferença entre a frequência imagem e a do OL. Como resultado da conversão realizada pelo misturador, o sinal localizado em  $\omega_{RF}$  é convertido para  $\omega_{FI}$ , através de  $\omega_{OL} - \omega_{RF}$ , de forma equivalente, existe a conversão de  $\omega_{Imag} - \omega_{OL}$ , como mostra a Figura 2.3. Dessa forma, as duas bandas laterais (RF e Imag) são sobrepostas na saída do misturador (FI), não mais podendo ser separadas.

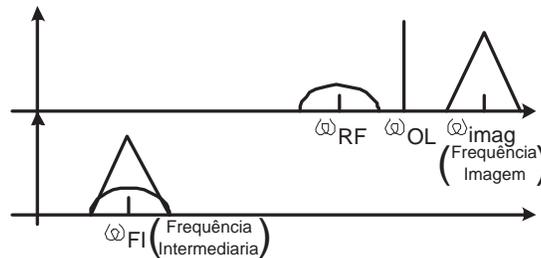


Figura 2.3: Conversão de um sinal SSB.

Para evitar que sinais existentes na região de frequência imagem sejam convertidos juntamente com o sinal de RF para a saída, pode-se implementar um filtro na entrada do misturador. Porém, quando se trata de frequências altas como os sinais de RF costumam ter, a implementação do filtro dificultada, sendo assim, a estratégia de filtragem antes do misturador é mais recomendável para sistemas de alta FI, onde existe uma grande diferença entre as frequências dos sinais de RF e OL; assim, este filtro eliminaria o sinal  $\omega_{Imag}$  antes da conversão, evitando que ele venha a ser transladado para  $\omega_{FI}$ , sobrepondo-se ao sinal desejado ( $\omega_{RF}$ ).

Em sistemas de baixa FI, onde os sinais de  $\omega_{RF}$  e  $\omega_{OL}$  estão próximos, a implementação do filtro de rejeição de imagem é difícil, mas há arquiteturas que permitem maior atenuação da frequência imagem [7], como a apresentada na Figura 2.4.

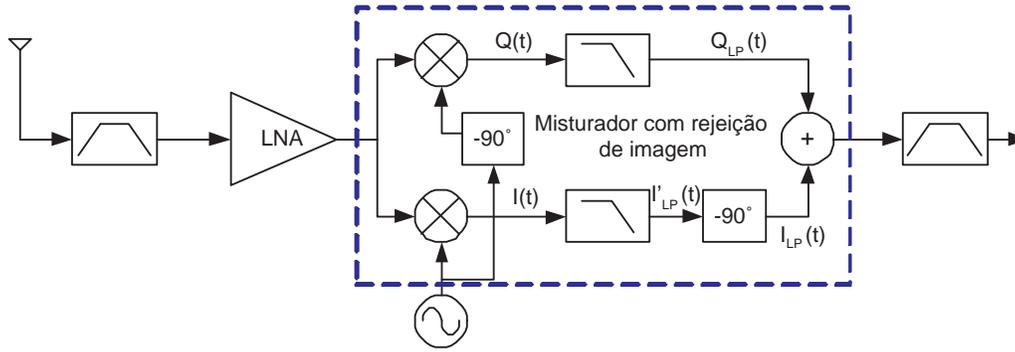


Figura 2.4: Arquitetura Hartley para cancelamento da frequência imagem.

A Tabela 2.1, mostra a resultante das etapas dos sinais em cada um dos blocos.

Tabela 2.1: Análise matemática da arquitetura para o sinal RF e imagem.

	$\omega_{RF} = \omega_{LO} - \omega_{FI}$	$\omega_{imag} = \omega_{LO} + \omega_{FI}$
$I(t)$	$\cos(\omega_{LO}t) \cdot \cos[(\omega_{LO} - \omega_{FI})t]$	$\cos(\omega_{LO}t) \cdot \cos[(\omega_{LO} + \omega_{FI})t]$
$Q(t)$	$\text{sen}(\omega_{LO}t) \cdot \cos[(\omega_{LO} - \omega_{FI})t]$	$\text{sen}(\omega_{LO}t) \cdot \cos[(\omega_{LO} + \omega_{FI})t]$
$I'_p(t)$	$0,5 \cos(\omega_{FI}t)$	$0,5 \cos(\omega_{FI}t)$
$Q_{lp}(t)$	$0,5 \text{sen}(\omega_{FI}t)$	$0,5 \text{sen}(-\omega_{FI}t) = -0,5 \text{sen}(\omega_{FI}t)$
$I_{lp}(t)$	$0,5 \cos[(\omega_{FI} - 90^\circ)t] = 0,5 \text{sen}(\omega_{FI}t)$	$0,5 \text{sen}(\omega_{FI}t)$
$I_{lp}(t) + Q_{lp}(t)$	$\text{sen}(\omega_{FI}t)$	0 (imagem suprimida)

O processo de cancelamento da frequência imagem não é perfeito na prática, devido ao fato de os circuitos misturadores não serem perfeitamente idênticos (*mismatch*) e os defasadores apresentarem desvio de fase em relação à defasagem nominal de  $90^\circ$ , produzindo uma pequena parcela da frequência imagem sobreposta ao sinal de interesse [8].

### 2.1.3 Ruído

Para os sistemas de comunicação, o ruído pode ser definido como uma componente indesejada que acompanha o sinal de interesse. Para que o sistema funcione adequadamente, é necessário que a relação entre a potência do sinal (S) e a potência do ruído (N), representada pela relação sinal ruído  $SNR = \frac{S}{N}$ , seja maior que 1. O conceito fator de ruído (F) foi introduzido como forma de quantificar o ruído produzido por um dispositivo ou sistema, e é definido como:

$$F = \frac{SNR_{ent}}{SNR_{saída}} = \frac{S_{ent}/N_{ent}}{S_{saída}/N_{saída}}; \quad (2.8)$$

Num sistema constituído por vários blocos o ruído total é dado através da característica

de cada bloco que compõe o sistema, através do ganho de potência do bloco  $G_{int}$  e também do ruído interno  $N_{int}$  adicionado, como mostra a Figura 2.5.

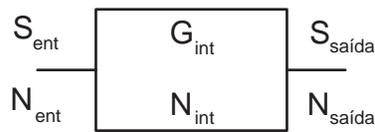


Figura 2.5: Potência de sinal e ruído na entrada e saída de um bloco.

Assim, a potência do ruído na saída é dada pela equação (2.9).

$$N_{saída} = N_{ent} \cdot G_{int} + N_{int}; \quad (2.9)$$

A potência do sinal de saída  $S_{saída}$  é:

$$S_{saída} = S_{ent} \cdot G_{int}; \quad (2.10)$$

Então, substituindo as equações (2.9) e (2.10), na equação (2.8), o fator de ruído é obtido por:

$$F = \frac{S_{ent} \cdot N_{saída}}{S_{saída} \cdot N_{ent}} = \frac{S_{ent} (N_{ent} G_{int} + N_{int})}{S_{ent} \cdot G_{int} \cdot N_{ent}} = 1 + \frac{N_{int}}{N_{ent} \cdot G_{int}}; \quad (2.11)$$

Observando a equação acima, nota-se que  $F \geq 1$ . Na prática,  $F$  sempre será maior que 1, devido ao ruído produzido pelos componentes que constituem o bloco.

No misturador, o desempenho do ruído é expresso, normalmente, pelo fator de ruído ( $F$ ) ou pela figura de ruído -  $NF$  (*Noise Figure*), sendo  $NF = 10 \log(F)$ , dando a medida de como a relação sinal/ruído é degradada pelo dispositivo [4].

Em circuitos de recepção de RF, Figura 2.6, o misturador é precedido de um LNA. Para sistemas como este, onde o LNA está em cascata com o misturador, o fator de ruído total pode ser calculado pela relação de Friis [4].

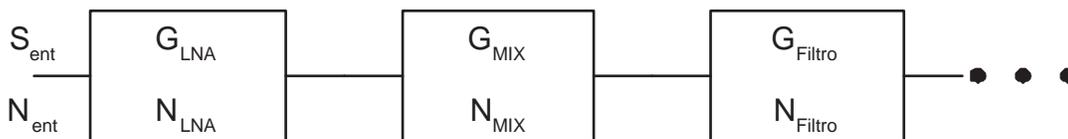


Figura 2.6: Fator de ruído para componentes em cascata.

$$F_{tot} = F_{LNA} + \frac{F_{MIX} - 1}{G_{LNA}} + \frac{F_{Filtro} - 1}{G_{LNA} \cdot G_{MIX}} + \dots \quad (2.12)$$

Pode-se perceber pela equação 2.12 que o fator de ruído adicionado pelo misturador está dividido pelo ganho dado pelo LNA e, no estágio seguinte, dividido pelo ganho do LNA e do misturador.

### Ruído na conversão SSB e DSB

O comportamento do ruído para o misturador também vai depender do tipo da conversão do sinal. Em uma conversão SSB, o sinal está presente em uma das bandas laterais, e o ruído, por sua vez, está presente na banda do sinal e também na banda da frequência imagem, como mostra a Figura 2.7.

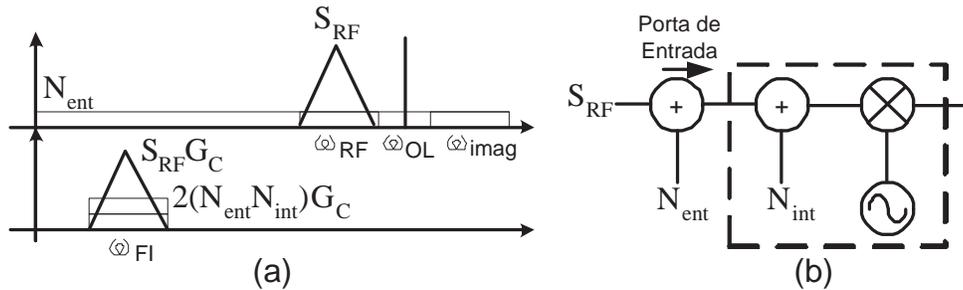


Figura 2.7: (a) Comportamento do ruído na conversão de um sinal SSB e (b) esquema apresentando a fonte de sinal ( $S_{RF}$ ) e Ruído ( $N_{ent}$ ) de entrada e o misturador (em destaque) com o ruído interno ( $N_{int}$ ) aplicado na entrada.

Assim temos na entrada, um  $SNR = \frac{S_{RF}}{N_{ent}}$  e, na saída, um  $SNR = \frac{S_{RF} \cdot G_C}{(2N_{ent} + 2N_{int}) \cdot G_C}$ , resultando em uma figura de ruído  $NF_{SSB} = 10 \log \left( \frac{2(N_{saída} + N_{int})}{N_{saída}} \right)$ .

Na figura de ruído na conversão de sinal de banda lateral dupla - DSB (*Double Side Band*), tanto o sinal convertido, quanto o ruído presente na entrada estão sujeitos às mesmas relações de conversão e ganho, resultando em uma figura de ruído  $NF_{DSB} = 10 \log \left( \frac{N_{saída} + N_{int}}{N_{saída}} \right)$ , Figura 2.8.



Pela equação (2.13) pode-se observar que, em DC, aparece o termo  $\alpha_0$  e o termo  $\frac{\alpha_2 A^2}{2}$  que é uma contribuição das parcelas que representam a distorção harmônica de segunda ordem. A componente fundamental tem o fator  $\frac{3\alpha_3 A^3}{4}$  somado ao ganho de pequeno sinal, que é derivado da parcela de terceira ordem da expansão. Também há a geração da distorção harmônica, através das parcelas de segunda  $\left(\frac{\alpha_2 A^2}{2} \cos(2\omega t)\right)$  e terceira  $\left(\frac{3\alpha_3 A^3}{4} \cos(3\omega t)\right)$  ordens.

O estudo dos problemas causados pela não-linearidade está descrito em [9] e será brevemente apresentado abaixo.

### A-Compressão de Ganho

A compressão de ganho ocorre quando o sinal na saída do circuito, deixa de acompanhar linearmente o crescimento da potência do sinal aplicado na entrada do circuito. Isto ocorre principalmente pela ação dos harmônicos de terceira ordem. Os harmônicos de segunda ordem têm importância no caso de misturadores para conversão direta.

A compressão de ganho pode ser utilizada como uma forma de medir-se a linearidade do sistema, através do ponto de compressão de 1dB, como exemplificado na Figura 2.10.

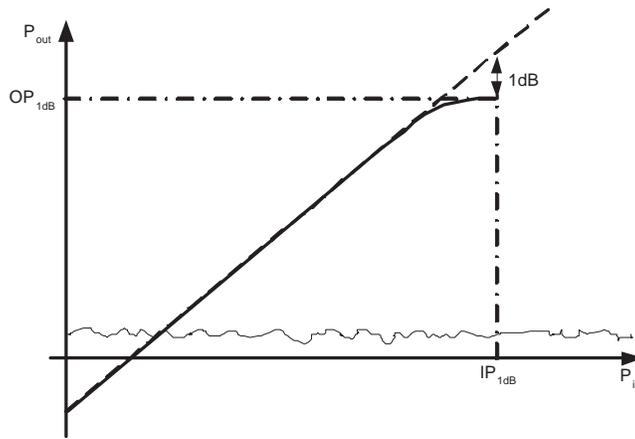


Figura 2.10: Ponto de compressão de 1dB.

Determina-se o ponto de compressão de 1dB quando o nível da potência, na saída, fica 1dB abaixo do que seria, caso o dispositivo se comportasse linearmente [4]. Quanto maior for o valor desse parâmetro, mais linear será o dispositivo.

Com base na equação (2.13), substituindo  $A$  por  $V_{1dB}$  e utilizando o termo em  $\omega t$

$$\left( \underbrace{\alpha_1 V_{1dB}}_{linear} + \underbrace{\frac{3\alpha_3 V_{1dB}^3}{4}}_{3^{a}orden} \right),$$

através da definição gráfica, pode-se chegar a uma definição analítica para o ponto de compressão da seguinte forma:

$$20 \log \left| \alpha_1 V_{1dB} + \frac{3\alpha_3 V_{1dB}^3}{4} \right| = 20 \log |\alpha_1 V_{1dB}| - 1 (dB) \quad (2.14)$$

Desenvolvendo-se a equação (2.14) e isolando o termo  $V_{1dB}$ , chega-se na equação (2.15) que expressa o valor da amplitude do sinal de entrada em que a saída decai de 1dB.

$$V_{1dB} = \sqrt{0,145 \left| \frac{\alpha_1}{\alpha_3} \right|}; \quad (2.15)$$

### B-Dessensibilização e Bloqueio

Os sistemas de comunicação estão sujeitos a interferências causadas por uma diversidade de sinais proveniente de fontes interferentes, que variam de potência conforme a distância que o dispositivo está da fonte. A Figura 2.11 é uma representação onde uma nuvem de sinais de interferência atua na entrada do dispositivo, provocando uma alteração no ganho do dispositivo, pelo efeito da compressão de ganho.

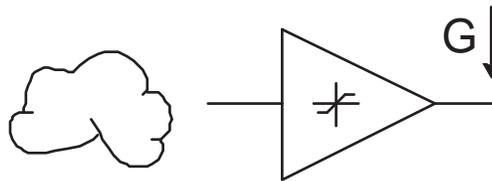


Figura 2.11: Dessensibilização

Considerando  $x(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t$ , a resultante na saída é:

$$y(t) = \left( \alpha_1 A_1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_1^3 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_1 A_2^2 \right) \cos \omega_1 t + \dots \quad (2.16)$$

Se  $A_1 \ll A_2$ , então

$$y(t) = \underbrace{\left( \alpha_1 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_2^2 \right)}_{G_1} A_1 \cos \omega_1 t + \dots \quad (2.17)$$

Em geral  $\alpha_3$  é de sinal oposto a  $\alpha_1$ , assim, o crescimento de  $A_2$  leva a uma atenuação de  $G_1$ . O bloqueio ocorre quando a interferência ( $A_2$ ) é alta o suficiente para levar o ganho da componente fundamental ( $G_1$ ) a zero.

### C-Modulação Cruzada

A modulação cruzada é um fenômeno onde, na entrada de um circuito não linear, o sinal de interesse aplicado coexiste com um sinal de interferência. Na saída, o sinal aplicado é modulado em amplitude pelo sinal de interferência, como mostra a Figura 2.12.

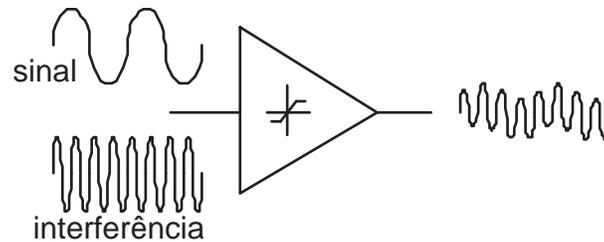


Figura 2.12: Fenômeno da modulação cruzada em circuitos não lineares.

### D-Intermodulação

Outro fenômeno decorrente da aplicação de mais de um sinal à entrada de um sistema não-linear é o de intermodulação. Na presença de sinais adjacentes ao sinal de entrada (canal), aparecem na saída componentes que não são harmônicas do sinal de informação, chamados de produtos de intermodulação. Estes produtos ocorrem devido a não linearidade, que ao batimento das frequências dos sinais adjacentes na entrada cuja resultante pode interferir no sinal de saída.

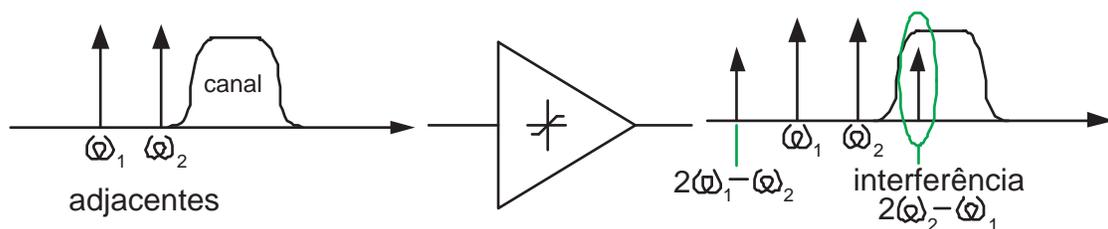


Figura 2.13: Problema da intermodulação em forma esquemática.

Através da Figura 2.13, é possível facilmente entender a problemática envolvida com o fenômeno de intermodulação. Observa-se, no domínio da frequência, o canal de informação e dois sinais interferentes, próximos a esse, com níveis de potência maiores em relação ao sinal dentro do canal de informação. Na saída, nota-se um dos produtos de intermodulação gerados pelas não-linearidades, aparece dentro do canal de informação, causando degradação no sinal que será processado por outros blocos do receptor.

Analiticamente, o problema pode ser visto como dois sinais interferentes na entrada do tipo:  $v_{ent} = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t)$ , sendo  $A_1$  e  $A_2$  as respectivas amplitudes dos dois sinais interferentes. Substituindo na equação (2.1), o sinal de saída fica:

$$v_{saída} = \alpha_0 + \alpha_1 \times A_1 (\cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t) + \alpha_2 \times (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^2 + \alpha_3 \times (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^3 + \dots \quad (2.18)$$

Através de manipulações algébricas e utilizando algumas identidades trigonométricas pode-se separar os termos de forma que cada parcela do polinômio represente uma componente em frequência.

$$\omega_1, \omega_2 : \left( \alpha_1 A_1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_1^3 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_1 A_2^2 \right) \cos \omega_1 t + \left( \alpha_1 A_2 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_2^3 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_2 A_1^2 \right) \cos \omega_2 t \quad (2.19)$$

$$\omega_1 \pm \omega_2 : \alpha_2 A_1 A_2 + \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \alpha_2 A_1 A_2 + \cos(\omega_1 - \omega_2)t \quad (2.20)$$

$$2\omega_1 \pm \omega_2 : \frac{3\alpha_3 A_1^2 A_2}{4} + \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3\alpha_3 A_1^2 A_2}{4} + \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \quad (2.21)$$

$$2\omega_2 \pm \omega_1 : \frac{3\alpha_3 A_2^2 A_1}{4} + \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \frac{3\alpha_3 A_2^2 A_1}{4} + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \quad (2.22)$$

Em (2.19), vêem-se as parcelas para as componentes fundamentais ( $\omega_1, \omega_2$ ). Os produtos de intermodulação de segunda ordem (IM2) são mostrados em (2.20), (2.21) e (2.22) mostram os produtos de intermodulação de terceira ordem (IM3). Considerando-se que as amplitudes dos sinais de interferência são iguais  $A_1 = A_2 = A$ , as amplitudes referentes a cada componente em frequência fica  $(\alpha_1 A + \frac{9}{4} \alpha_3 A^3)$  para a fundamental,  $\alpha_2 A^2$  para IM2 e  $\frac{3}{4} \alpha_3 A^3$  para IM3.

Os produtos de intermodulação de segunda ordem podem ser desconsiderados para análise de amplificadores, pois suas componentes em frequência não afetam o canal de comunicação. Já os produtos de intermodulação de terceira ordem são muito importantes para a análise, pois se  $\omega_1 \approx \omega_2$ , então as componentes dos produtos de terceira ordem que são importantes são:  $2\omega_1 - \omega_2$  e  $2\omega_2 - \omega_1$ , pois essas aparecem próximas das componentes fundamentais, na forma como mostrada na figura 2.13, degradando o canal de comunicação.

### E-Ponto de Intersecção de 3ª Ordem (IIP3)

O ponto de intersecção de 3ª ordem é também uma medida da linearidade de um circuito e pode ser obtida através do teste de dois tons. Considerando que a entrada de um circuito não

linear, aplica-se dois sinais de frequências próximas e mesma amplitude.

$$v_{ent} = V \cos \omega_1 t + V \cos \omega_2 t = X_1 + X_2; \quad (2.23)$$

A saída fica representada como segue:

$$v_{saída} = \alpha_0 + \alpha_1 \cdot v_{ent} + \alpha_2 \cdot v_{ent}^2 + \alpha_3 \cdot v_{ent}^3 + \dots \quad (2.24)$$

$$v_{saída} = \underbrace{\alpha_0 + \alpha_1 \cdot (X_1 + X_2)}_{\text{Fundamental}} + \underbrace{\alpha_2 \cdot (X_1 + X_2)^2}_{\text{2ª ordem}} + \underbrace{\alpha_3 \cdot (X_1 + X_2)^3}_{\text{3ª ordem}} + \dots \quad (2.25)$$

$$(X_1 + X_2)^2 = \underbrace{X_1^2}_{\text{DC+HD2}} + \underbrace{2X_1X_2}_{\text{multiplicação}} + \underbrace{X_2^2}_{\text{DC+HD2}} \quad (2.26)$$

$$(X_1 + X_2)^3 = \underbrace{X_1^3}_{\text{Fundamental+HD3}} + \underbrace{3X_1^2X_2}_{\text{IM3+Fundamental}} + \underbrace{3X_1X_2^2}_{\text{IM3+Fundamental}} + \underbrace{X_2^3}_{\text{Fundamental+HD3}} \quad (2.27)$$

Com o crescimento da potência do sinal de entrada, o sinal do harmônico de 3ª ordem tende a acompanhar esse crescimento com uma razão três vezes superior ao do sinal da frequência fundamental. Se prolongadas as tendências lineares da fundamental e da harmônica de 3ª ordem, o ponto de cruzamento entre as linhas determina o IIP3, como mostra a Figura 2.14.

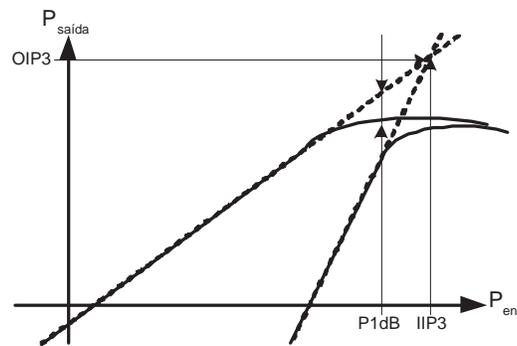


Figura 2.14: Ponto de compressão de 1dB.

Numericamente, o ponto de intersecção de 3ª ordem tem relação direta com o ponto de compressão de 1dB, visto que, se for comparada as expressões (2.15) e (2.28), a diferença entre elas está presente numa relação de constantes.

$$V_{IIP3} = \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{\alpha_1}{\alpha_3} \right|}; \quad (2.28)$$

## 2.2 Topologias de Misturadores

Como visto anteriormente os misturadores podem ser classificados quanto à topologia em: misturador desbalanceado (*unbalanced*), misturador de balanceamento simples (*single balanced*) e misturador de balanceamento duplo (*double balanced*)[10], sendo que estes podem ser ativos  $G_c > 1$  ou passivos  $G_c < 1$ .

### 2.2.1 Misturador Desbalanceado

O misturador desbalanceado, como mostrado na Figura 2.15, é uma arquitetura simples, trabalha com entradas e saída não diferenciais e usa um componente para executar a multiplicação de sinais (diodo ou transistor). Esta topologia está em estudo para aplicações de baixo consumo e para utilização em bandas de frequência mais altas (na faixa de 30-40 GHz) ainda disponíveis [11].

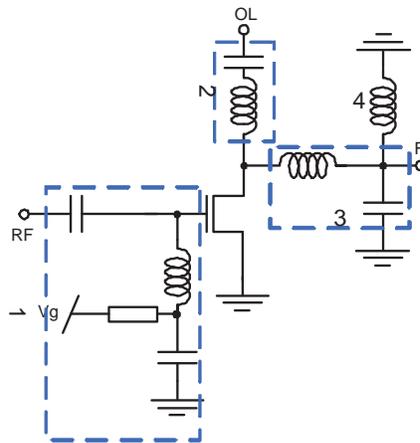


Figura 2.15: Misturador passivo com estímulo de porta.

O transistor é polarizado por um nível DC ( $V_g$ ) aplicado em sua porta. O sinal do OL é aplicado através do filtro (2) ao dreno do transistor, alterando sua transcondutância  $g_m$  entre os valores zero e  $g_{m_{max}}$ . Assim, o sinal de RF aplicado na entrada é multiplicado por um  $g_m(t)$ , e a resultante na saída é filtrada em (3) na frequência de FI.

A frequência de operação mais alta (cerca de dezenas de GHz) permite o uso de elementos passivos com valores mais adequados para integração e que promovem o casamento de impedância e o isolamento entre portas [11].

### 2.2.2 Misturador de Balanceamento Duplo

O misturador de balanceamento duplo é uma topologia que apresenta entradas e saídas balanceadas e apresenta como topologias mais comuns o circuito ponte de transistores (passivo) e o misturador de quatro quadrantes (ativo), também conhecido como célula de Gilbert.

#### Passivo

A topologia ponte de transistores é uma arquitetura bastante estudada [1], [8], [12], [13] e [14]. Sua estrutura está apresentada na Figura 2.16, onde os transistores atuam como chaves analógicas acionadas de forma complementar pelo OL, que invertem a polaridade do sinal de entrada  $V_{RF}$  na saída  $V_{FI}$ , promovendo, assim, a multiplicação dos sinais.

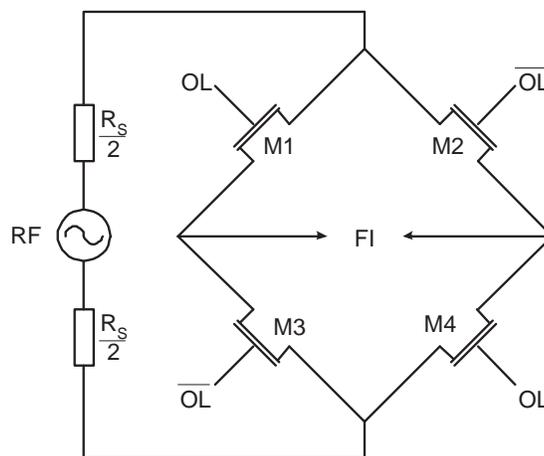


Figura 2.16: Misturador passivo balanceado.

Tal arquitetura possui propriedades atrativas tais como: a multiplicação de sinais, ocorrendo diretamente em tensão, e os transistores CMOS que operam como chaves analógicas de boa linearidade. Porém, necessita de osciladores com maior potência, além de promover uma maior perda na conversão de sinal.

#### Ativo

Outra topologia muito conhecida para misturadores de balanceamento duplo é a da Célula de Gilbert, que foi inicialmente proposta em 1968, com a publicação do artigo [15] e tem sido objeto de inúmeros estudos, entre eles [1], [16] e [17]. Esta topologia é largamente utilizada em diversos sistemas de radiofrequência.

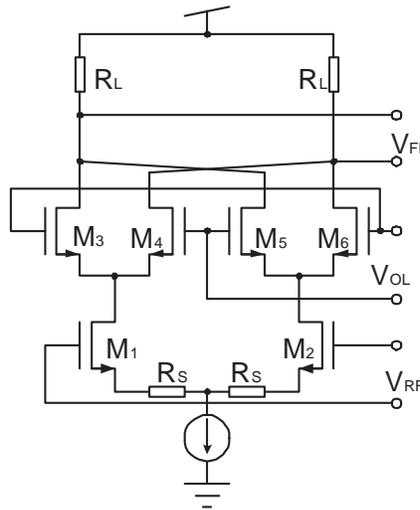


Figura 2.17: Misturador ativo de balanceamento duplo ou Célula de Gilbert.

O circuito, mostrado na Figura 2.17, apresenta a combinação de dois misturadores de balanceamento simples (que será visto na seção 2.2.3). Os transistores M3/M4 e M5/M6 operam como pares diferenciais que atuam comutando a corrente de forma cruzada em cada lado do misturador, como ilustrado na Figura 2.18.

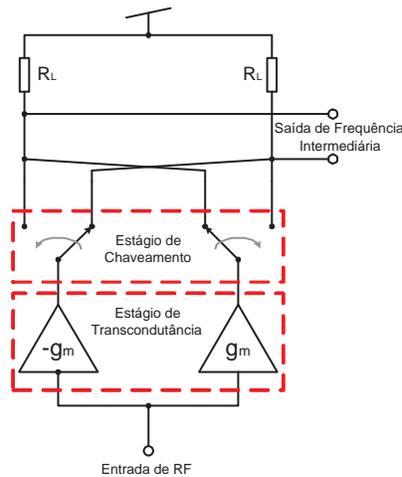


Figura 2.18: Esquema de funcionamento da célula de Gilbert.

A parcela de sinal do OL que aparece na saída do misturador apresenta oposição de fase entre as chaves complementares, então, ocorre um cancelamento, o que aumenta o isolamento do sinal OL para FI.

Esta combinação de dois misturadores de balanceamento simples proporciona um ganho combinado igual a duas vezes o ganho do balanceamento simples.

$$G_C = \frac{4}{\pi} g_m \cdot R_L \quad (2.29)$$

### 2.2.3 Misturador de Balanceamento Simples

O misturador de balanceamento simples é uma topologia que apresenta uma entrada não balanceada e outra balanceada, sendo que a saída também é um sinal diferencial. Esse tipo de misturador também apresenta circuitos passivos ou ativos.

#### Passivo

O estudo realizado em [18] apresenta um misturador passivo de balanceamento simples que tem como característica um pequeno ganho de conversão em tensão e baixo consumo de potência. A Figura 2.19 mostra o circuito simplificado do misturador.

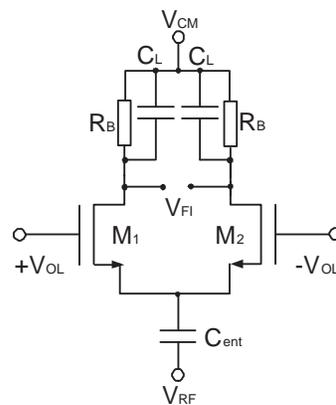


Figura 2.19: Misturador passivo de balanceamento simples.

Seu princípio de funcionamento está na variação da condutância das chaves  $M_1$  e  $M_2$ , controladas pelo oscilador local diferencial.

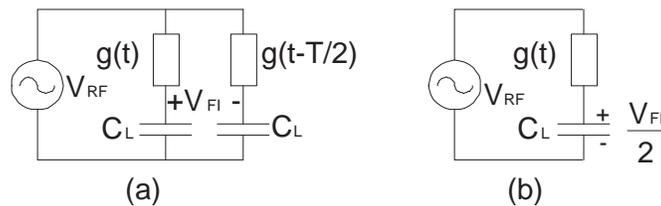


Figura 2.20: Circuito equivalente para pequeno sinal (a) representação para os dois ramos de saída e (b) representação de um único ramo.

A Figura 2.20(a) é um modelo de pequeno sinal do circuito, onde as chaves são representadas como condutâncias controladas pelo OL. Já a Figura 2.20(b) considera a chave do outro ramo desligada. Dessa forma, o circuito opera de forma equivalente a um filtro passa baixas variante no tempo. Visto da capacitância de carga  $C_L$ , o processo de multiplicação ocorre na relação entre o  $V_{RF}$  e  $g(t)$ .

## Ativo

O misturador ativo de balanceamento simples, que é a topologia escolhida para esta dissertação, é uma arquitetura bem estudada [1], [19] e [20] e bastante utilizada. Possui um número reduzido de transistores e o circuito está organizado em estágio de transcondutância ( $M_1$ ) e estágio de chaveamento ( $M_2$  e  $M_3$ ), conforme apresentado na Figura 2.21.

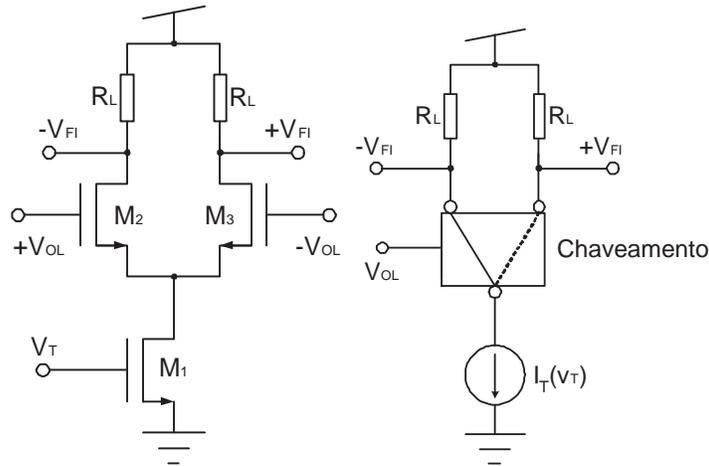


Figura 2.21: Esquema elétrico do misturador.

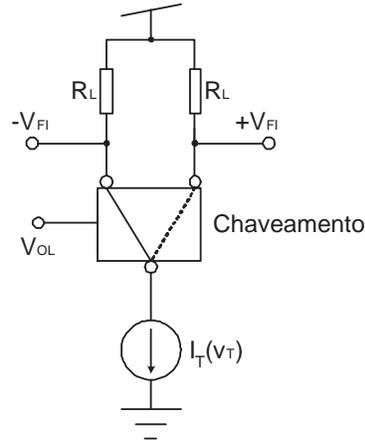


Figura 2.22: Esquema de blocos do misturador.

O sinal de RF é aplicado na entrada juntamente com um nível DC que polariza o estágio de transcondutância, na entrada do circuito, que converte o sinal de RF de tensão para corrente. O oscilador local executa a comutação da corrente entre os transistores  $M_2$  e  $M_3$ , como apresentado na representação funcional do misturador, Figura 2.22, promovendo o processo de multiplicação dos sinais de RF e OL.

Ao contrário do misturador de quatro quadrantes, o sinal do OL não é cancelado na saída, mas devido à grande diferença de frequências entre o OL e a FI, a parcela do OL que aparece na saída é eliminada pelo processo de filtragem do estágio seguinte ao misturador.

## 2.3 Análise do Misturador Ativo de Balanceamento Simples

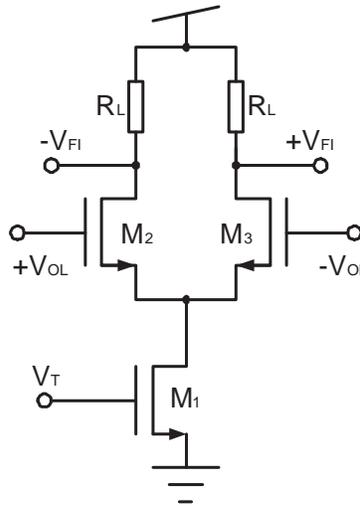


Figura 2.23: Misturador ativo de balanceamento simples.

### 2.3.1 Ganho de Conversão

O processo de multiplicação de sinais nesse misturador ocorre em corrente, a conversão do sinal de entrada ocorre no estágio de transcondutância. Considerando que

$$V_T = V_B + v_{rf}; \quad (2.30)$$

então

$$I_T = I_B + i_{rf} = I_B + g_m \cdot v_{rf}; \quad (2.31)$$

$V_T$  é a composição da tensão de polarização  $V_B$  e o sinal de RF  $v_{rf}$ , e  $I_T$  é a mesma composição vista em corrente, supondo-a variando linearmente com  $V_{RF}$ . Considerando que a corrente é comutada de um ramo para o outro como uma onda quadrada, o sinal de corrente que passa por uma das cargas  $R_L$  fica:

- $I'_T = I_T$  quando a chave correspondente está fechada;
- $I'_T = 0$  quando a chave correspondente está aberta;

ou correspondentemente  $I'_T = I_T \cdot p(t)$  onde  $p(t)$  é o trem de pulsos indicado na Figura 2.24, de frequência  $\omega_{OL}$ .

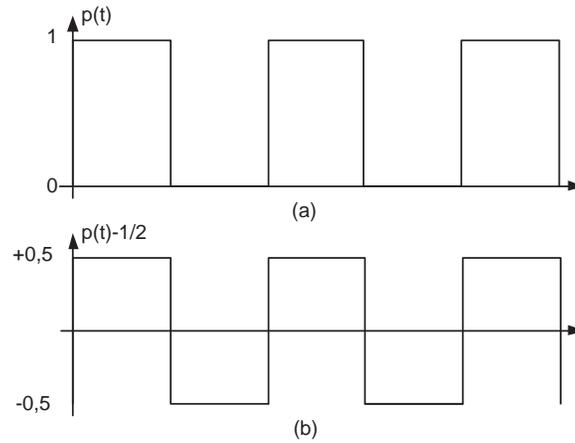


Figura 2.24: Trem de pulsos (a) com nível DC = 1/2 e (b) com nível DC e gnd a zero.

A série de Fourier de  $p(t)$  é, então:

$$p(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \left[ \cos(\omega_{OL}t) - \frac{1}{3} \cos(3\omega_{OL}t) + \frac{1}{5} \cos(5\omega_{OL}t) + \dots \right] \quad (2.32)$$

o que dá

$$I'_T = (I_B + gm \cdot v_{rf}) \left[ \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left( \cos \omega_{OL}t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_{OL}t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_{OL}t + \dots \right) \right] \quad (2.33)$$

enquanto no outro ramo

$$I''_T = (I_B + gm \cdot v_{rf}) \left[ \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \left( \cos \omega_{OL}t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_{OL}t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_{OL}t + \dots \right) \right] \quad (2.34)$$

Tomando diferencialmente as saídas tem-se:

$$V_o = V_{FI}^+ - V_{FI}^- = V_{DD} - R_L I''_T - (V_{DD} - R_L I'_T) = R_L (I'_T - I''_T) \quad (2.35)$$

$$V_o = R_L (I_B + gm \cdot v_{rf}) \frac{4}{\pi} \left( \cos \omega_{OL}t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_{OL}t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_{OL}t + \dots \right) \quad (2.36)$$

Considerando o sinal  $v_{rf} = V_{RF} \cos(\omega_{RF}t)$ , então tem-se

$$V_o = R_L(I_B + g_m \cdot V_{RF} \cos \omega_{RF} t) \cdot \frac{4}{\pi} \left( \cos \omega_{OL} t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_{OL} t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_{OL} t + \dots \right) \quad (2.37)$$

$$\text{Uma vez que } \cos a \cdot \cos b = \frac{1}{2} [\cos(a+b) + \cos(a-b)]$$

segue

$$V_o = \underbrace{\frac{4}{\pi} \cdot R_L \cdot I_B}_{DC} + \frac{4}{2\pi} g_m \cdot R_L \cdot V_{RF} [\cos(\omega_{RF} \pm \omega_{OL})t + \dots]; \quad (2.38)$$

e o ganho de conversão fica, portanto

$$G_c = \frac{V_{FI}}{V_{RF}} = \frac{2}{\pi} g_m \cdot R_L; \quad (2.39)$$

O produto  $g_m \cdot R_L$ , representa o ganho para o amplificador fonte comum,  $R_L$  é a impedância de carga vista da saída. Porém, a carga  $R_L$  aparece em paralelo com a condutância de canal  $g_{ds}$ , como apresentada na Figura 2.25, degradando o ganho caso  $\frac{1}{g_{ds}}$  tenha a mesma ordem de grandeza que  $R_L$ .

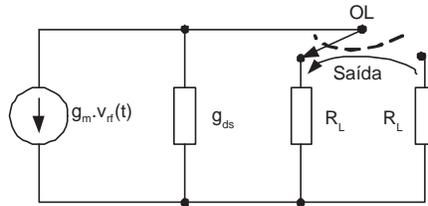


Figura 2.25: Modelo de pequeno sinal do misturador.

### 2.3.2 Linearidade

Para a análise do ganho, está sendo suposto que o transistor  $M_1$  responde linearmente ao sinal de RF, conforme indicado na equação (2.21), porém o sinal convertido pelo estágio de transcondutância é influenciado pelos harmônicos gerados pelo efeito da não linearidade, como apresentado na equação 2.40.

$$i_o = I_B + g_m \cdot V_{rf} + g'_m \cdot v_{rf}^2 + g''_m \cdot v_{rf}^3 + \dots; \quad (2.40)$$

Utilizando o modelo de linearidade para o transistor MOS, desenvolvida no trabalho de

dissertação de mestrado apresentado em [9], pode-se calcular o valor de tensão para o ponto de compressão de 1dB através da equação 2.41.

$$V_{1dB} = \sqrt{0,145 \frac{g_m}{g''_m}}; \quad (2.41)$$

A transcondutância  $g_m$  e sua derivada de segunda ordem são apresentadas nas equações 2.42 e 2.43.

$$g_m = \frac{dI_D}{dV_G} = \frac{2I_S}{n\phi_t} \frac{q'_{IS}}{(2 + \epsilon q'_{IS})} \left( \frac{4 + \epsilon q'_{IS}}{2 + \epsilon q'_{IS}} \right); \quad (2.42)$$

$$g''_m = \frac{\partial^3 I_D}{\partial V_G^3} = \frac{16I_S}{(n\phi_t)^3} \frac{q'_{IS}}{(q'_{IS} + 1)} \frac{2 - 2\epsilon q'_{IS} - 3\epsilon q'^2_{IS}}{(2 + \epsilon q'_{IS})^4}; \quad (2.43)$$

onde,  $\epsilon$  é um parâmetro referente à saturação de velocidade, obtido através da equação 2.44, sendo  $\mu$  a mobilidade dos portadores para baixos campos elétricos e  $v_{lim}$  a velocidade de saturação dos portadores.

$$\epsilon = \frac{\mu\phi_t}{Lv_{lim}}; \quad (2.44)$$

### 2.3.3 Ruído

Além do ruído que é adicionado ao misturador, resultado da própria conversão do sinal, existe também o ruído interno, adicionado pelo circuito e cujos efeitos são estudados em [19]. As principais contribuições de ruído para esta topologia de misturador são:

#### A. Ruído de Carga

É a parcela de ruído adicionado ao sinal pelas cargas utilizadas no misturador. Por se tratarem de resistores de polisilício, estas cargas contribuem com ruído térmico, e são livres do ruído *flicker*.

$$V_{o,n}^2 = 2 \times 4kTR_L; \quad (2.45)$$



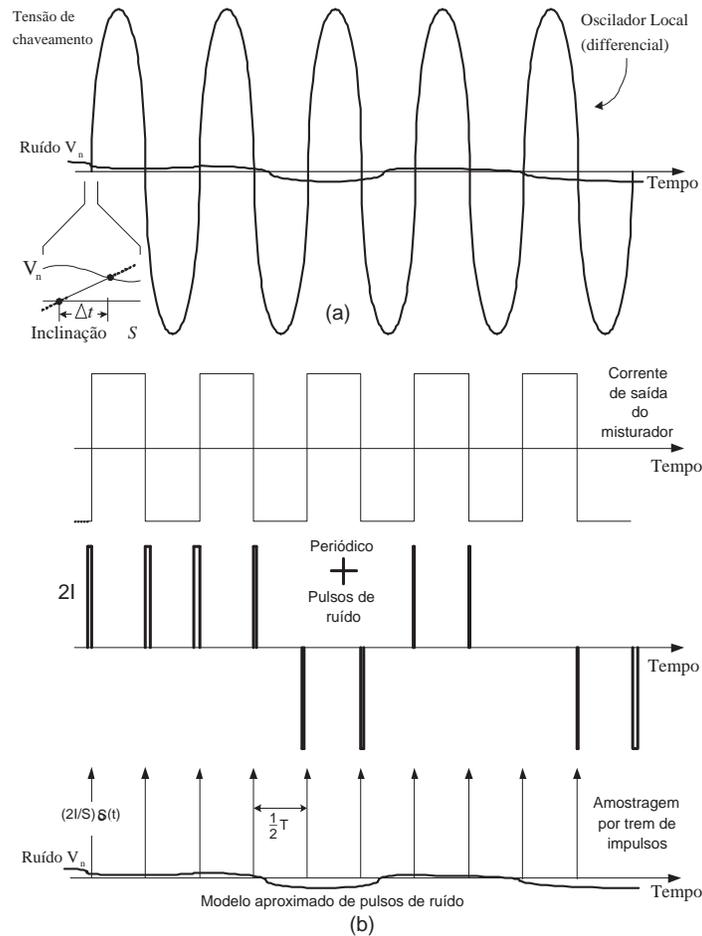


Figura 2.27: (a) Tensão de chaveamento e ruído de baixa frequência e (b) corrente de saída do misturador e pulsos de ruído.

A variação do tempo é dada por  $\Delta t = \frac{V_n(t)}{S}$ , onde  $S$  é a inclinação da tensão do OL. A corrente é representada por uma onda quadrada de amplitude  $I$  com a frequência do OL. O ruído então pode ser representado como um trem de impulsos, com um valor aleatório de  $\Delta t$  e amplitude  $2I$  e frequência de  $2\omega_{OL}$ , Figura 2.27(b). Considerando um período, o valor médio da corrente de saída é

$$i_{o,n} = \frac{2}{T} \times 2I \times \Delta t = \frac{4I}{ST} V_n; \quad (2.48)$$

onde  $T$  é o período do OL. Para um OL de onda senoidal, a relação  $S \times T = 4\pi A$ , onde  $A$  é a amplitude do sinal do OL.

O sinal de corrente de saída é  $i_o = \frac{2}{\pi} g_m v_{rf}$ , onde  $g_m = \frac{2I_s}{\phi_t} (\sqrt{1 + i_f} - 1)$ , resultando na equação 2.49. Portanto a relação sinal ruído devido ao chamado efeito direto da saída de chaveamento é

$$SNR_{ED} = \frac{4A}{n\phi_t (\sqrt{1+i_f} + 1) \frac{v_{rf}}{v_n}}; \quad (2.49)$$

#### D. Ruído de Chaveamento: Efeito Indireto

Pela análise anterior o ruído *flicker* de saída poderia ser eliminado se o sinal do OL fosse uma onda perfeitamente quadrada. Porém, mesmo com o crescimento da inclinação da onda no chaveamento, o ruído *flicker* apareceria através de outro mecanismo chamado de efeito indireto.

A Figura 2.28(a) mostra o circuito do misturador onde a influência do ruído é colocada em uma das chaves e o chaveamento é comandado por uma onda quadrada. As Figuras 2.28(b) e (c) modelam cada chave em seu ciclo de operação, e (d) é o modelo unificado das chaves.

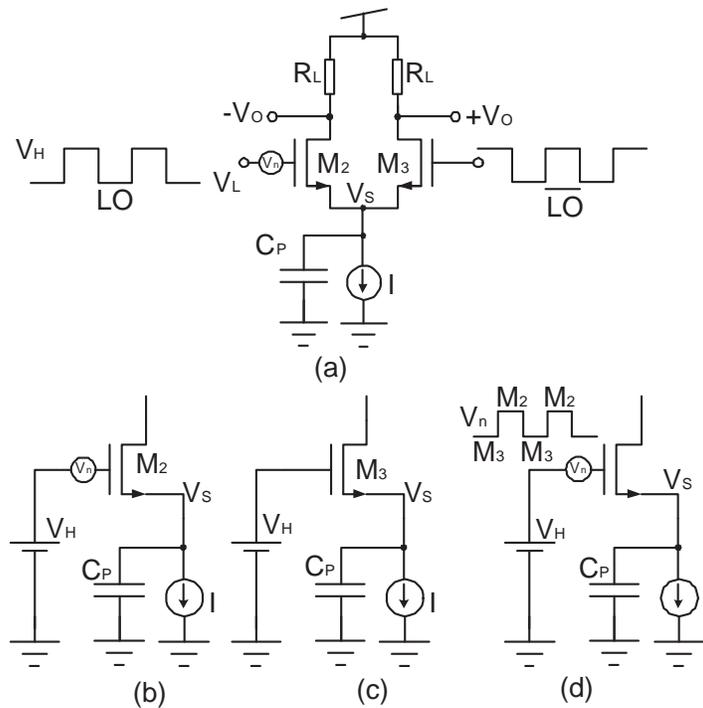


Figura 2.28: (a) Circuito do misturador, (b) transistor  $M_2$  ligado, (c) transistor  $M_3$  ligado e (d) modelo unificando (b) e (c).

Na Figura 2.28(d), a tensão  $V_H$  representa a chave ligada e  $V_n$  é a fonte de ruído (pequeno sinal) em série com a mesma frequência do OL.

Já na Figura 2.29(a) é apresentada a forma de onda de  $V_s$ , onde a constante de tempo é dada pela relação  $\tau = C_P/g_{ms}$ . A tensão  $V_s$  varia exponencialmente para meio ciclo de  $V_n$  e descarrega para o próximo meio ciclo. A corrente do capacitor paralelo  $C_P$  é como apresentada na Figura 2.29(b), e a corrente de saída é mostrada na Figura 2.29(c) e responde com duas vezes a frequência de entrada.

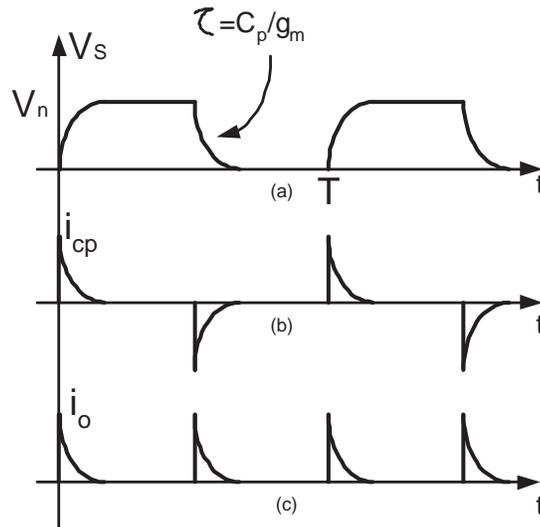


Figura 2.29: (a) Forma de onda de  $V_s$ , (b) corrente da capacitância paralela e (c) corrente de saída.

A corrente de ruído de saída é desenvolvida, resultando na equação 2.53.

$$i_{o,n} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} i_{C_P}(t) dt; \quad (2.50)$$

$$i_{o,n} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} C_P \left[ \frac{d}{dt} V_s(t) \right] dt; \quad (2.51)$$

$$i_{o,n} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} C_P (V_s(T/2) - V_s(0)); \quad (2.52)$$

$$i_{o,n} = \frac{2}{T} C_P V_n; \quad (2.53)$$

O ganho de conversão do ruído *flicker* para  $V_n$  é dado por  $(2C_P)/T$ , mas é usualmente menor que o ganho do mecanismo direto. A relação sinal ruído para o efeito indireto é dado pela equação 2.54.

$$SNR_{EI} = \frac{g_m^2}{2f_{OL}C_P} \times \frac{V_{rf}}{V_n}; \quad (2.54)$$

O modelo do mecanismo indireto pode ser expandido para uma onda senoidal, mas o ruído *flicker* dado por um OL de onda senoidal é mais fortemente atribuído ao mecanismo direto, independente da frequência.

### E. Ruído Branco: Contribuição do Chaveamento

A contribuição do chaveamento com relação ao ruído branco ocorre durante o momento de comutação da corrente, já que durante o período em que uma chave está ligada esta configura um estágio cascode com o estágio de transcondutância, o que pouco contribui com ruído, assim, o par diferencial do chaveamento apresenta uma característica de transcondutância, como mostra a Figura 2.30.

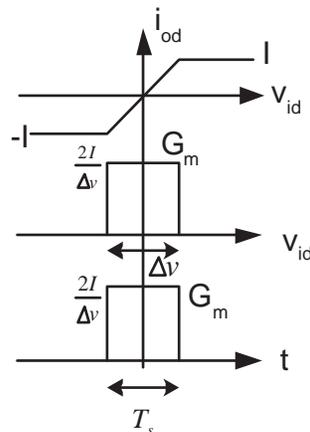


Figura 2.30: Curva de chaveamento I-V e transcondutância característica no domínio da tensão e do tempo.

Essa transcondutância é formada no momento em que a transição  $\Delta v$  aplicado no par diferencial comuta a corrente entre os ramos do misturador, e se apresenta de forma periódica com uma frequência de amostragem de duas vezes a frequência do OL, pois o OL apresenta duas passagens por zero em cada ciclo.

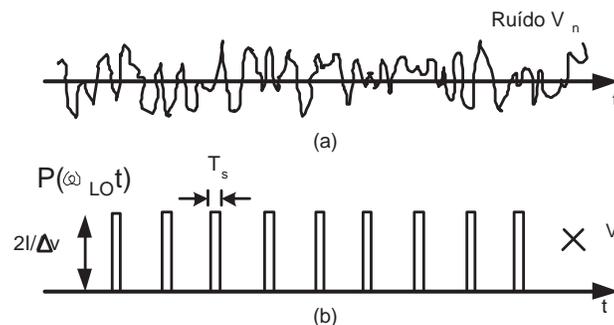


Figura 2.31: (a) Ruído branco de entrada em OL e (b) saída aproximada por um trem de pulsos de amostragem do ruído de entrada.

Sendo a densidade espectral de potência na entrada dada por:

$$\hat{V}_n^2 = \frac{4kT\gamma}{G_m}; \quad (2.55)$$

onde,

$$G_m = \frac{2I}{\Delta V}; \quad (2.56)$$

resultando em uma densidade espectral de potência na saída para uma transição dada na equação (2.57).

$$i_{o,n}^2 = 4kT\gamma \frac{4I}{ST} = 4kT\gamma \frac{I}{\pi A}; \quad (2.57)$$

## F. Ruído Total

Finalmente, o ruído total é a soma de todas as parcelas que contribuem com ruído no misturador, sendo que sua representação geral é dada pela equação (2.58).

$$V_{o,n}^2 = \underbrace{8kTR_L}_{\text{Carga}} + \underbrace{8kT\gamma \frac{R_L^2 I}{\pi A}}_{\text{chaveamento}} + \underbrace{\frac{\pi^2}{4} \times \frac{4kT\gamma}{g_m} \left( \frac{2}{\pi} g_m R_L \right)^2}_{\text{transcondutor}}; \quad (2.58)$$

## 2.4 Considerações

O projeto do misturador deve realizar a conversão de um sinal na frequência em 2,4GHz, para uma FI de 750kHz. Assim, foi escolhida a topologia do misturador ativo de balanceamento simples, utilizando a tecnologia AMS 0,35 $\mu$ m.

Esta arquitetura de misturador apresenta uma quantidade reduzida de componentes e proporciona uma entrada não balanceada, facilitando a conexão com o projeto do amplificador de baixo ruído (LNA) de saída simples [21], que fornece o sinal do misturador.

A tecnologia AMS 0,35 $\mu$ m foi escolhida para o projeto por operar bem para a frequência de operação de entrada, apresentar um boa documentação para os componentes do projeto [22] [23] e menores custos para prototipagem.

### 3 Projeto do Circuito do Misturador

Este projeto tem como proposta o desenvolvimento de um circuito misturador que realize a conversão de um sinal na frequência em 2,4GHz, para uma FI de 750kHz. Os requisitos mostrados na Tabela 3.1 foram propostos pela empresa Intelbrás.

Tabela 3.1: Tabela de requisitos de projeto.

Parâmetros	Descrição	Min.	Tip.	Max.	Unidade
Entrada	Frequência de RF		2,4		GHz
Oscilador	Frequência do oscilador local (OL)		2,40075		GHz
Frequência intermediária (IF)	Frequência Central		750		kHz
Ganho de conversão	Ganho de conversão em potência	0			dB
$Z_{out}$	Impedância de saída		400		$\Omega$
NF	Figura de ruído			15	dB
P1dB	Ponto de compressão de 1dB	-8			dBm

Os parâmetros da tecnologia AMS 0,35 $\mu$ m, que serão utilizados nos cálculos de projeto, encontram-se na Tabela 3.2 [22].

Tabela 3.2: Tabela de parâmetros AMS 0.35 para o transistor canal n.

$\frac{\mu_0 \cdot C_{ox}}{2}$	Parâmetro de transcondutância ( $k'$ )	91,5 $\frac{\mu A}{V^2}$
$\mu_0$	Mobilidade de baixo campo	475,8 $\frac{cm^2}{Vs}$
$V_{TO}$	Tensão de threshold	0,465V
$I_{sq}$	Corrente de folha normalizada	74,22nA
$L_{min}$	Comprimento mínimo de canal	0,35 $\mu$ m

A tensão térmica utilizada foi  $\phi_t = 26mV$ , referente a uma temperatura de 300K, e o fator de inclinação adotado é de  $n = 1,2$ , o qual pouco depende da polarização, podendo ser considerado constante para efeito de cálculo.

O oscilador local é uma fonte senoidal, definido para operar com 0dBm de potência, com carga de  $50\Omega$ , isto é, uma fonte de 1mW, o que equivale a um sinal com amplitude de 316mV.

O projeto será descrito nas etapas seguintes, iniciando pelo estágio de transcondutância e sua polarização, posteriormente, pelo estágio de chaveamento, até o cálculo da rede de entrada.

A Figura 3.1 mostra o esquema elétrico com o circuito de polarização. O capacitor  $C_B$  bloqueia a tensão DC da entrada de sinal, mantendo a polarização dada pelo transistor  $M_{1e}$ . O resistor  $R_B$  é grande o suficiente para que, em paralelo com a entrada, não atenuie significativamente o sinal.

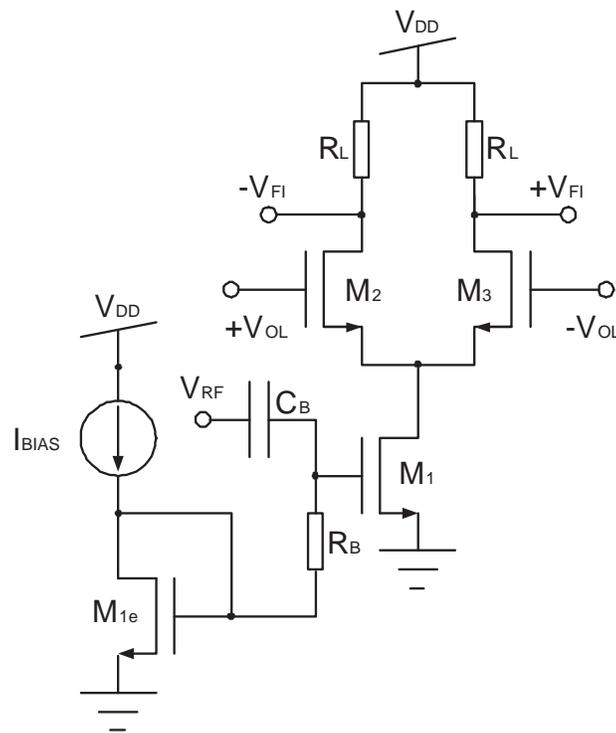


Figura 3.1: Misturador ativo de balanceamento simples.

### 3.1 Estágio de Transcondutância

O estágio de transcondutância é composto pelo transistor  $M_1$ , responsável pela conversão de sinal de tensão em corrente. A polarização de  $M_1$  é definida pelo transistor  $M_{1e}$ .

O ganho deste estágio é determinado pela equação (3.1), considerando que a amplitude de 316mV do oscilador local é grande o suficiente a ponto de aproximá-la por uma onda quadrada para o cálculo do ganho de conversão.

$$G \cong \frac{2}{\pi} g_m \cdot R_L; \quad (3.1)$$

Como critério inicial, adotou-se o valor do ganho igual a cinco ( $G = 5$  ou 14dB) e considerou-se que  $R_L$  tem o valor da impedância de saída igual a  $400\Omega$ . Assim, calcula-se a transcondutância de porta  $g_m \cong 20\text{mS}$ .

O objetivo do projeto é que o misturador opere com baixo consumo. Como a corrente no transistor é  $I_D = I_S(i_f - i_r)$  e considerando que o transistor  $M_1$  opera em saturação, pode-se desprezar  $i_r$  para o cálculo de corrente, pois  $i_f \gg i_r$ .  $i_f < 1$  caracteriza o nível de inversão fraca; se  $i_f > 100$ , o nível de inversão é forte. Uma vez que a corrente é dada por  $I_D = g_m n \phi_t \frac{\sqrt{1+i_f}+1}{2}$ , convém utilizar níveis de inversão baixo/moderado para baixo consumo. O valor adotado para o projeto foi  $i_f = 35$ , que é associado à região de inversão moderada.

Utilizando os valores de  $g_m$  e  $i_f$ , calcula-se a corrente de normalização  $I_S$ , através da equação (3.2):

$$g_m = \frac{2 \cdot I_S}{n \cdot \phi_T} (\sqrt{1+i_f} - 1); \quad (3.2)$$

Para  $n=1,2$  e  $\phi_T = 26\text{mV}$ , o resultado encontrado para  $I_S$  é  $61,2\mu\text{A}$ , e o cálculo da corrente de canal é feito através de  $I_D = I_S \cdot i_f$ , resultando em  $2,1\text{mA}$ . Também com  $I_S$ , adotando o valor mínimo para  $L$ , calcula-se o valor da largura do transistor  $M_1$ , através da equação (3.3):

$$I_S = I_{SQ} \frac{W}{L}; \quad (3.3)$$

Os valores de  $W$  e  $L$  são, respectivamente, a largura e o comprimento do canal do transistor e  $I_{SQ}$  é a corrente de folha normalizada, dada por:

$$I_{SQ} = \mu \cdot n \cdot C'_{ox} \frac{\phi_T^2}{2}; \quad (3.4)$$

Utilizando para  $L$  a dimensão mínima dada pela tecnologia, o valor de  $W_{M_1} = 288\mu\text{m}$ . Devido ao fato de o *design kit* da AMS limitar as dimensões dos transistores de RF para valores múltiplos de  $5\mu\text{m}$ , o valor final de  $W_{M_1}$  foi alterado para  $280\mu\text{m}$ .

O novo valor de  $W_{M_1}$  provoca pouca alteração no projeto, reduzindo o ganho para 4,86 ou  $G=13,7\text{dB}$ . Estes cálculos não levam em consideração outras perdas que devem ocorrer no circuito e que devem reduzir este ganho.

O valor da tensão de saturação para os terminais de fonte e dreno  $V_{DSsat_{M_1}}$  para o transistor  $M_1$  pode ser calculado pela equação (3.5), resultando em  $V_{DS_{M_1}} = 235\text{mV}$ , como valor que mantém o transistor  $M_1$  em saturação.

$$V_{DS_{sat}} = \phi_T \cdot [\sqrt{1 + i_f} + 3]; \quad (3.5)$$

Após uma verificação por simulação, constatou-se que o ganho ficou muito abaixo do esperado, o que ocorreu porque o valor do  $g_{ds}$  apresentado pelo simulador, nessas condições de operação, ficou em  $1,23\text{mS}$ , ou seja, um  $R_{DS} = 813\Omega$ . Pelo modelo AC, a carga  $R_L$  e  $g_{ds}$  são vistas em paralelo. Para a extração do  $g_{ds}$ , foi realizada uma simulação, através do esquema apresentado na Figura 3.2.

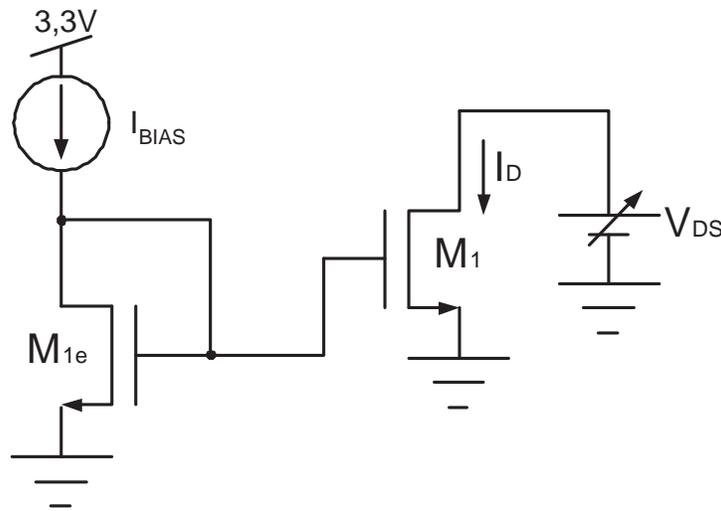


Figura 3.2: Circuito para o levantamento da característica  $I_D - V_{DS}$  de  $M_1$ .

Com os dados da corrente de canal, em função da variação da tensão de fonte e dreno, obteve-se o gráfico de  $g_{ds}$ , através do cálculo de  $\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}$ , apresentada na Figura 3.3.

A solução foi alterar  $R_L$  para  $800\Omega$ , onde a resultante do paralelo das cargas, visto da saída, é de  $403\Omega$ , valor próximo à especificação da impedância de saída. Apesar de este resultado ter sido obtido através de simulação, não é possível conhecer o valor do  $g_{ds}$  com precisão, tendo em vista que o resultado da derivada pode ser diferente do dispositivo fabricado. Uma solução alternativa pode ser o uso de uma estrutura cascode, com polarização "high-swing", para reduzir a dependência do ganho com a condutância de saída do transistor.

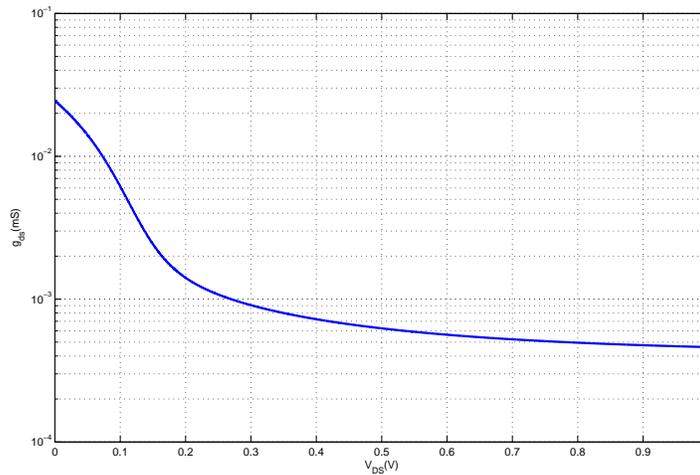


Figura 3.3: Curva de  $g_{ds}$  em função de  $V_{DS}$ .

Finalmente, calcula-se a frequência de transição ( $f_T$ ), que é a figura de mérito do transistor que fornece o valor da frequência de ganho unitário para o transistor  $M_1$ , através da equação (3.6):

$$f_T \cong \frac{\mu \cdot n \phi_T}{2\pi \cdot L^2} 2 \left( \sqrt{1 + i_{f(r)}} - 1 \right); \quad (3.6)$$

O valor da  $f_T$  desse estágio ficou em 16GHz, cerca de 6,6 vezes maior que a frequência de operação do misturador, permitindo que o estágio de transcondutância opere adequadamente em 2,4GHz.

### 3.1.1 Polarização

A polarização do misturador é obtida através de espelho de corrente, conforme indicado na Figura 3.4. Supondo estar disponível a fonte de corrente de  $450\mu A$ , obteve-se  $W_{M_{1e}} = 60\mu m$ .

$C_B$  é usado para o acoplamento do sinal de RF, enquanto  $R_B$  foi adicionado para aumentar a resistência entre a porta de  $M_1$  e o terra. Os valores de  $C_B$  e  $R_B$  serão apresentados na seção 3.3.

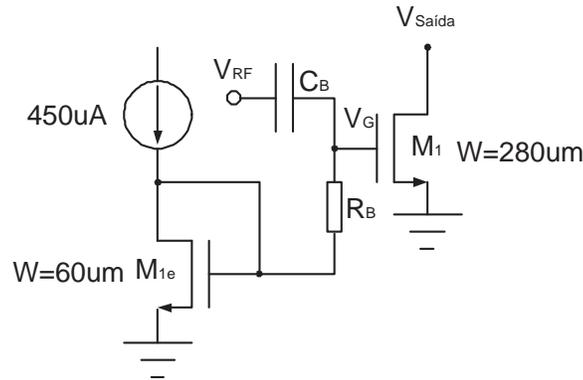


Figura 3.4: Representação do espelho de corrente.

## 3.2 Estágio de Chaveamento

O estágio de chaveamento é formado por um par diferencial ( $M_2$  e  $M_3$ ) que executa a comutação da corrente. Ambos transistores estão idealmente casados e operando em saturação.

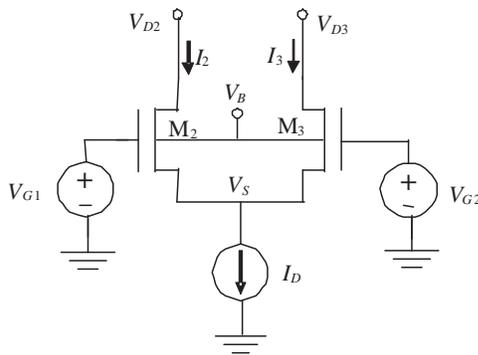


Figura 3.5: Esquema elétrico do par diferencial.

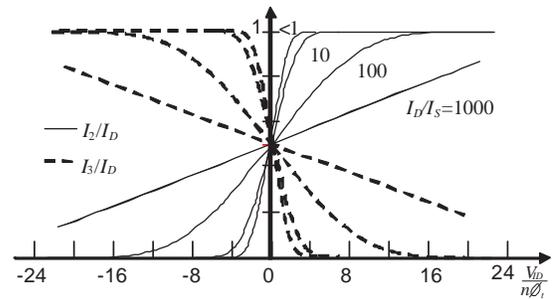


Figura 3.6: Característica da transferência DC.

A Figura 3.5 apresenta o esquema elétrico do par diferencial, que executa o chaveamento da corrente. Já a Figura 3.6 apresenta a característica da transferência DC. Pode-se observar que, quanto maior for o nível de inversão do estágio de transcondutância, mais suave será a transição da corrente e, quanto maior for a amplitude do oscilador local sinusoidal, mais a comutação da corrente irá assemelhar-se à gerada por uma onda quadrada de amplitude elevada.

Para obter-se as dimensões dos transistores  $M_2$  e  $M_3$  foram realizadas diversas simulações, de forma a possibilitar a observação simultânea do resultado para o ruído e a linearidade, principalmente os efeitos do ruído *flicker* ( $1/f$ ), importante no caso de baixa FI, como mostrado em [19]. Essa simulação foi realizada com valores da largura de canal  $W_{M_2(M_3)}$ , mantendo-se  $L_{min}$  e também com o valor da tensão de modo comum das portas de  $M_2$  e  $M_3$ .

Os valores obtidos para o melhor compromisso de figura de ruído e a linearidade, que

serão mostradas no capítulo 4, foram  $W_{M_2(M_3)} = 80\mu\text{m}$  e  $V_{GCM} = 1\text{V}$ .

O valor de  $I_S$  para as chaves é calculado através da equação (3.3), utilizando-se as dimensões das chaves, e resulta num  $I_S = 17\mu\text{A}$ . Para o cálculo do nível de inversão  $i_{f2}$  e  $i_{f3}$ , considera-se que, na comutação, toda a corrente é transferida de um ramo para o outro, portanto, com o uso da equação (3.7), obtém-se um  $i_{f2(3)} = 124$ .

$$i_{f2} = i_{f3} = \frac{I_D}{I_S} \quad (3.7)$$

O valor da tensão  $V_{DSM_1}$  é imposto por  $M_2$  e  $M_3$  e é necessário que  $M_1$  (Figura 3.1) opere em saturação, para que o estágio de transcondutância opere de forma adequada. O valor de  $V_{SM_2(3)}$  pode ser calculado, utilizando-se a equação (3.8).

$$V_S = \frac{V_G - V_{TO}}{n} - \phi_T \left[ \sqrt{1 + \frac{I_D}{I_S}} - 2 + \ln \left( \sqrt{1 + \frac{I_D}{I_S}} - 1 \right) \right]; \quad (3.8)$$

O valor mínimo de  $V_{SM_2(3)}$  ocorre quando a comutação da corrente está na metade ( $\frac{I_D}{2}$ ) resultando em  $V_{SM_2(3)} = 240\text{mV}$ . Esse valor é superior ao  $V_{DSsatM_1} = 235\text{mV}$ , obtido do estágio de transcondutância, garantindo a saturação. Ele também influencia na linearidade da conversão de  $M_1$ .

### 3.3 Cálculo da Rede de Entrada

A rede de entrada do misturador é composta pelos transistores  $M_1$  e  $M_{1e}$ , pela capacitância de desacoplamento  $C_B$  e pela carga  $R_B$ , e pode ser modelada de forma simplificada, através da rede a parâmetros concentrados, apresentada na Figura 3.7.

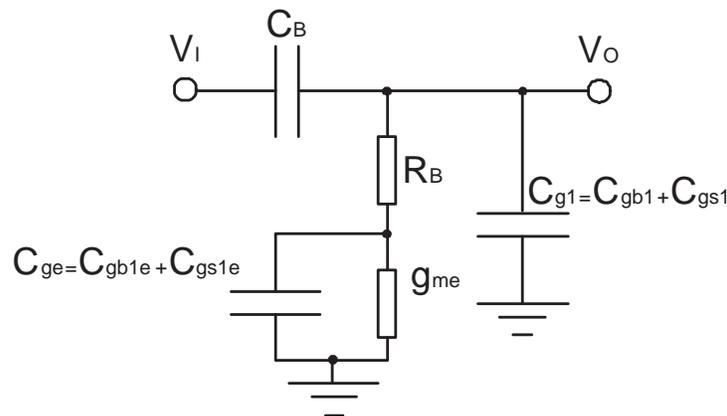


Figura 3.7: Circuito equivalente de entrada.

Com base neste circuito, é possível equacionar a função de transferência, como visto abaixo:

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{(R_B \cdot C_B \cdot C_{g1e}) s^2 + (g_{m1e} \cdot R_B \cdot C_B + C_B) s}{[R_B \cdot C_{g1e} \cdot (C_B + C_{g1})] s^2 + [(g_{m1e} \cdot R_B \cdot C_B + C_B) + (g_{m1e} \cdot R_B \cdot C_{g1} + C_{g1} + C_{g1e})] s + g_{m1e}}; \quad (3.9)$$

O pólo dominante está em  $3,38 \cdot 10^8 \frac{rad}{s} = 53,7 MHz$ .

As capacitâncias  $C_{g1}$  e  $C_{g1e}$  são as capacitâncias entre porta e fonte e porta e substrato para os transistores  $M_1$  e  $M_{1e}$ , respectivamente, e podem ser calculadas através da equação (3.10) [24].

$$C_{gs} = \frac{2}{3} \cdot W \cdot L \cdot C'_{ox} \cdot \frac{(1 + 2\alpha)}{(1 + \alpha)^2} \cdot \left( \frac{q'_{IS}}{1 + q'_{IS}} \right); \quad (3.10)$$

$$C_{gb} = \frac{n-1}{n} \cdot \left( C_{ox} - C_{gs} - \underbrace{C_{gd}}_{sat=0} \right); \quad (3.11)$$

onde  $\alpha = \frac{1+q'_{ID}}{1+q'_{IS}}$ ;

$\alpha$  é o coeficiente de linearidade do canal [24]. O termo  $q'_{IS}$  é a densidade de carga de inversão normalizada na fonte e  $q'_{ID}$  é a densidade de carga de inversão normalizada no dreno, e sua relação com o nível de inversão é dada por (3.12).

$$q'_{IS(D)} = \sqrt{1 + i_{f(r)}} - 1; \quad (3.12)$$

O valor para a transcondutância de fonte  $g_{ms1e}$  é calculado pela equação (3.13).

$$g_{ms} = \frac{2I_S}{\Phi_T} (\sqrt{1 + i_f} - 1); \quad (3.13)$$

Para efeito de cálculo, os valores de  $C_{gb1}$  e  $C_{gb1e}$  foram desconsiderados pois representam cerca de 10% dos valores de  $C_{gs1}$  e  $C_{gs1e}$ , assim como também foram desconsideradas as capacitâncias de overlap, pois se trata de uma análise de primeira ordem. Os valores calculados para essas capacitâncias são:  $C_{gs1} = 210fF$  e  $C_{gs1e} = 44,9fF$ , para a transcondutância de fonte  $g_{ms1e} = 4,9mS$ . Para a capacitância de desacoplamento, foi estipulado  $C_B = 4pF$  e para a resistência de polarização, o adotado foi de  $R_B = 500\Omega$ . Plotando a função de transferência para

os valores referidos, obtém-se o diagrama de Bode, apresentado na Figura 3.8.

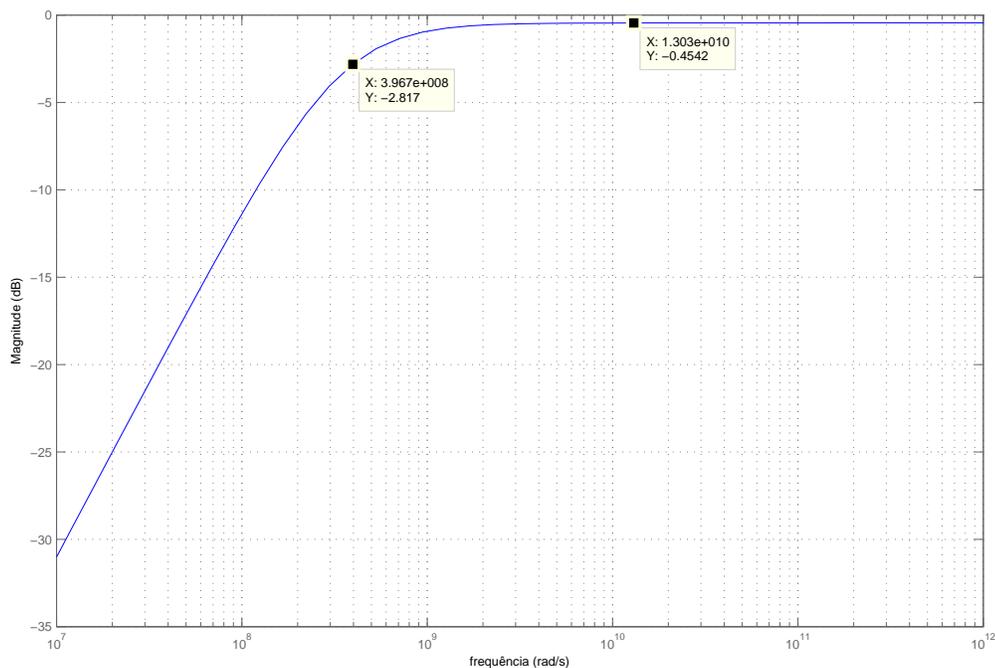


Figura 3.8: Diagrama de Bode do filtro de entrada.

No diagrama de Bode, a frequência de corte está em  $3,38 \cdot 10^8 \frac{rad}{s}$ , ou seja, 54MHz e, em 2,4GHz, o sinal tem queda de  $\frac{1}{2}$ dB, aproximadamente.

A variação dos valores de  $R_B$  e  $C_B$  interferem muito pouco no resultado, já que ele é dominado por  $C_{gs1}$ .

A rede de entrada permite o cálculo da impedância de entrada, resultando em  $Z_{ent} = (115,3 - j276,3)\Omega = 299\angle -67^\circ\Omega$ . Como esperado, pode-se ver que o valor da impedância de entrada é, predominantemente, capacitiva.

A Tabela 3.3 apresenta as dimensões dos elementos utilizados no projeto.

Tabela 3.3: Tabela de dimensões e valores dos componentes.

Componente	$W(\mu m)$	$L(\mu m)$	Valor
$M_1$	280	0,35	—
$M_{1e}$	60	0,35	—
$M_2$	80	0,35	—
$M_3$	80	0,35	—
$R_L$	1	12	$800\Omega$
$R_B$	1	7,5	$500\Omega$
$C_B$	68	68	$4pF$

## 4 Simulação

As simulações de circuitos RF oferecem certos desafios, pois aos dispositivos utilizados estão associados elementos parasitas. A análise por simulação computacional é uma ferramenta importante na realização do projeto e avaliação dos resultados pois permite avaliar o desempenho do circuito com a inclusão dos componentes parasitas. Tal análise pode também auxiliar no ajuste do ponto de operação e dimensionamento dos componentes.

A ferramenta utilizada foi o simulador *Eldo*, da *Mentor Graphics*, juntamente com as extensões para radiofrequência e o *design kit* da AMS para tecnologia  $0,35\mu\text{m}$ , na versão 3.70. A biblioteca de modelos fornecidos pela *foundry* consta de componentes passivos (resistores, capacitores e indutores) e ativos, os transistores, caracterizados para simulações em RF [23].

Pela documentação da AMS, o modelo do transistor utilizado foi o **modnrf**, que fornece um transistor para RF, caracterizado para larguras de canal de  $5\mu\text{m}$  ou  $10\mu\text{m}$ , com composição de transistores para uma largura máxima de  $200\mu\text{m}$ . O capacitor utilizado foi o de polisilício **cpolyrf** que apresenta um fator de qualidade  $Q = 13,5$  para o valor de  $4\text{pF}$ , na frequência de  $2,4\text{GHz}$ . Os resistores foram de polisilício **rpoly2rf**, que apresenta largura de  $1\mu\text{m} - 3\mu\text{m}$  e comprimento máximo de  $90\mu\text{m}$ , onde apresenta  $R_{\square} \approx 75\Omega$  para frequência de  $2,4\text{GHz}$ . Os modelos da AMS são válidos para simulação computacional de circuitos até  $6\text{GHz}$  [23].

A referência utilizada para simulação de circuitos misturadores é apresentada em [25], material destinado a laboratório de simulação, com ferramenta *Cadence SpectreRF*, cujos passos foram reproduzidos no simulador *Eldo*, com base no manual do *EldoRF* [26].

O esquema para simulação é apresentado na Figura 4.1, onde o sinal do oscilador local é convertido para diferencial, através do uso de fontes de tensão controladas por tensão, com um ganho de  $\frac{1}{2}$  para cada fonte, e as fontes DC fazem o papel da tensão de modo comum para a porta das chaves.

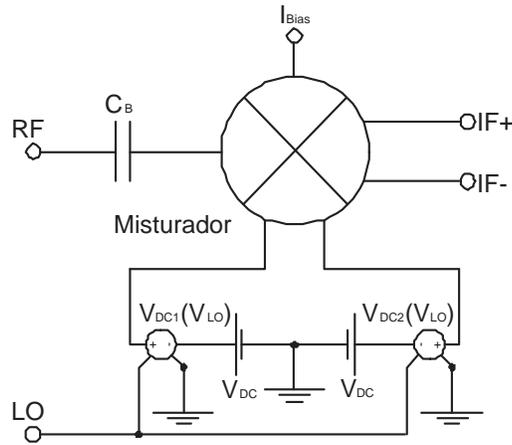


Figura 4.1: Esquema de testes para simulação.

## 4.1 O Transistor RF

O modelo para simulação RF do transistor pode ser representado como um macromodelo, onde o núcleo é composto pelo modelo matemático para o transistor MOSFET intrínseco, baseado no **BSIM3v3.1** [27]. Os efeitos para a faixa de RF são modelados na forma de parasitas vinculados ao transistor, tais como: efeitos indutivos, resistências de contato, diodos de junção dreno-substrato e porta-substrato e resistência de substrato. O macromodelo é semelhante ao apresentado na Figura 4.2, estudado para simulação de RF [28], já que o modelo do *Design Kit* é propriedade da AMS, não sendo aberto à divulgação.

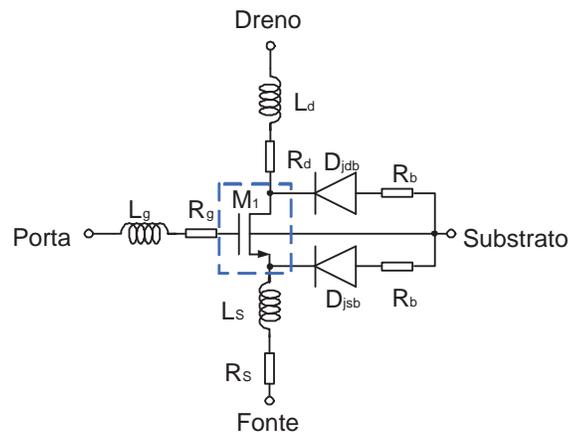


Figura 4.2: Representação Básica de um Transistor RF: parte intrínseca, em linhas tracejadas (- - -) e componentes extrínsecos.

Os valores dos elementos parasitas estão associados à geometria do dispositivo.

## 4.2 Análise DC

Esta simulação estabelece uma comparação entre o ponto de operação DC calculado e o simulado para o circuito, cujos resultados estão apresentados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Tabela Comparativa do ponto de operação DC.

	$I_{bias}$	$V_{G_{M1,M1e}}$	$V_{DS_{sat_{M1}}}$	$V_{IF}$	$I_{D_{M1}}$
Simulado	450 $\mu$ A	711mV	227mV	2,52V	1,75mA
Calculado	450 $\mu$ A	641mV	235mV	2,46V	2,1mA

Juntamente com o ponto de operação, o simulador forneceu  $g_{ds} = 1,23\text{mS}$ , importante para o requisito de impedância de saída. O  $g_m$  do estágio de transcondutância foi de 21,2mS simulado, contra os 19,1mS calculado.

### 4.2.1 Transferência da Corrente

O estágio de chaveamento faz a comutação da corrente gerada pelo estágio de transcondutância, de acordo com o sinal diferencial aplicado nos transistores  $M_2$  e  $M_3$ . Assim, aplica-se uma tensão de modo comum de 1V na porta de  $M_2$ . O resultado da simulação é apresentado na Figura 4.3.

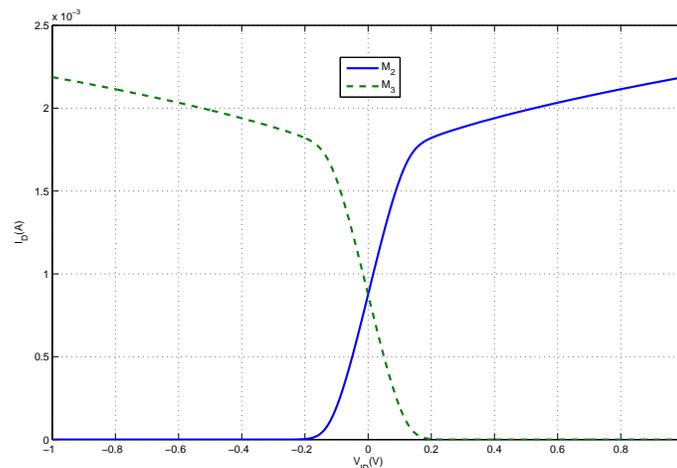


Figura 4.3: Transferência de corrente do estágio de chaveamento.

Pode-se observar que uma tensão diferencial de 200mV é suficiente para que ocorra uma comutação completa da corrente. A amplitude do sinal do oscilador local é de 316mV diferencial.

## 4.3 Análise AC

Para caracterização de circuitos como amplificadores ou filtros, tradicionalmente, os circuitos eram linearizados em torno do ponto de operação DC, e, com uma análise de pequeno sinal, conseguia-se determinar a resposta senoidal, de forma eficiente, para uma determinada frequência. Já para circuitos como o misturador, que opera com estímulos de maior amplitude, para funcionar adequadamente é necessário que se faça o uso de técnicas que computem o estado de equilíbrio do circuito, com excitações periódicas. Dessa forma, o circuito é linearizado em torno de um ponto de operação variante no tempo, para expandir o ponto de equilíbrio periódico [29].

Análises baseadas nesse método permitem a extração de informações importantes para projetos que envolvem a conversão de frequência tal como o do misturador.

### 4.3.1 Ganho de Conversão

Inicialmente, foi realizada uma análise AC na entrada do circuito, para verificar a função de transferência do sinal. A mesma simulação foi realizada em três situações distintas. Na primeira, o resistor  $R_B$  e o capacitor  $C_B$  foram supostos ideais. Na segunda, foi utilizado o modelo RF para  $R_B$  e  $C_B$ , fornecido pela biblioteca da AMS e, na terceira, utilizaram-se os modelos para  $R_B$  e  $C_B$ , tal como apresentado nas figuras 4.4(a) e 4.4(b).

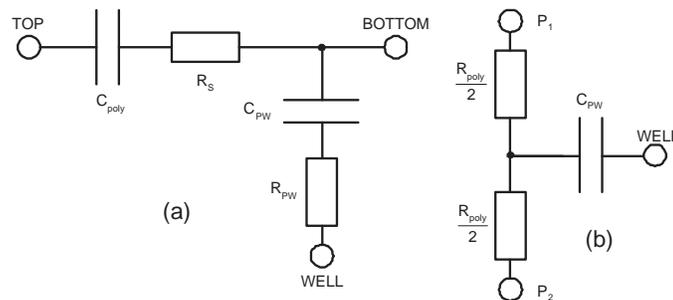


Figura 4.4: (a) Modelo de capacitância com parâmetros distribuídos e (b) Modelo de resistência com parâmetros distribuídos.

Na capacitância da Figura 4.4(a), as capacitâncias são  $C_{poly} = 3,8pF$  e  $C_{PW} = 601fF$  e as resistências são  $R_s = 1,3\Omega$  e  $R_{PW} = 33\Omega$ . Para a resistência da Figura 4.4(b), a capacitância é  $C_{PW} = 1,9fF$  e as resistências são  $\frac{R_{poly}}{2} = 275\Omega$ . A Figura 4.5 apresenta as curvas resultantes das simulações na porta do transistor  $M_1$ .

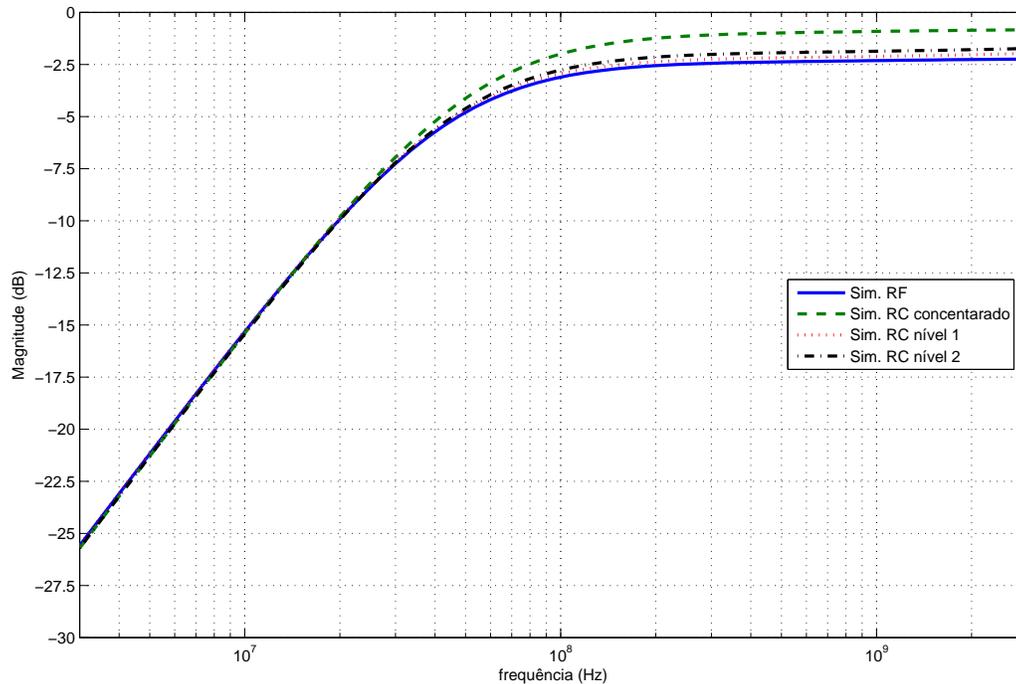


Figura 4.5: Diagrama de Bode de magnitude da função de transferência entre o sinal de RF e o sinal de  $M_1$ .

Pode-se observar que a simulação (Figura 4.5), utilizando  $R_B$  e  $C_B$  ideais, apresentou atenuação de sinal da ordem de  $-0,8\text{dB}$  em  $2,4\text{GHz}$  e uma frequência de corte de  $54\text{MHz}$ , resultados semelhantes aos obtidos através da função de transferência analisada no projeto, que foram  $\pm 0,5\text{dB}$ , para a atenuação e  $55\text{MHz}$  para a frequência de corte. Essa diferença na atenuação do sinal é atribuída essencialmente a alguns elementos parasitários ignorados no cálculo à mão, e diferenças entre parâmetros calculados à mão e os simulados.

A simulação com os modelos RF para  $R_B$  e  $C_B$  resultaram em uma atenuação de  $-2,25\text{dB}$  e uma frequência de corte de  $45\text{MHz}$ .

Para verificar a consistência do modelo RF utilizado para os componentes, utilizou-se o modelo com parâmetros distribuídos, que apresentou atenuação de  $-1,77\text{dB}$ , para o nível 2 (com um conjunto  $R_B$  e  $C_B$ ) e, de  $-2\text{dB}$  para o nível 1 (com dois conjuntos equivalentes em série de  $R_B$  e  $C_B$ ) e, frequências de corte de  $49\text{MHz}$  para o nível 1 e,  $46\text{MHz}$  para o nível 2. Observe-se, através da Figura 4.5, que a divisão sucessiva de  $R_B$  e  $C_B$  leva a magnitude da função de transferência a convergir rapidamente para o resultado obtido com o modelo RF do transistor.

Para a simulação do ganho de conversão, foi utilizada a análise SST (*steady state analysis*) [26], observando-se a resultante dos batimentos das frequências, na saída, a  $750\text{kHz}$ .

A tensão de modo comum das portas do estágio de chaveamento foi fixada em 1V, e o oscilador configurado para fornecer um sinal sinusoidal de 2,40075GHz a 0dBm, com uma amplitude de 316mV. Na entrada, foi colocada uma fonte AC para análise de pequeno sinal, operando a 2,4GHz, e a corrente de polarização  $I_{bias}$  foi ajustada para executar uma varredura, variando de 100 $\mu$ A a 800 $\mu$ A.

O gráfico apresentado na Figura 4.6 apresenta o comportamento do ganho de sinal, em função da corrente de polarização.

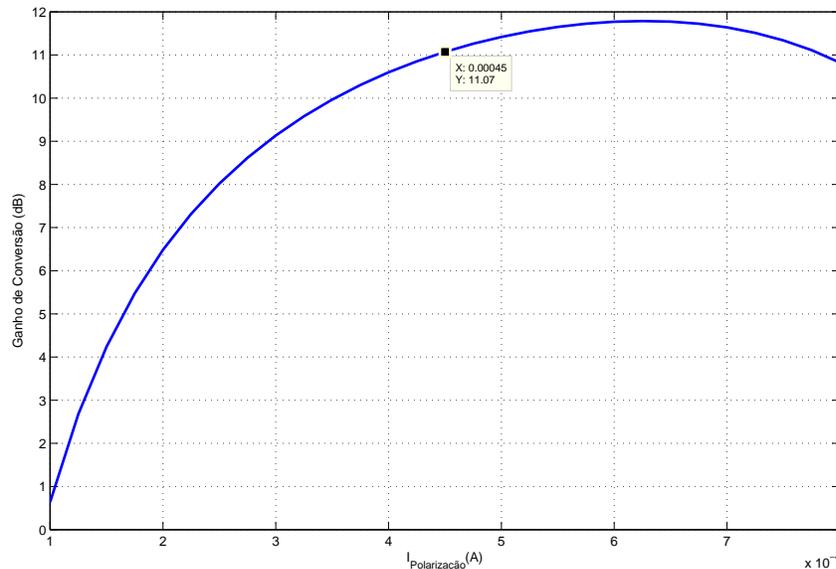


Figura 4.6: Gráfico do ganho de conversão.

Analisando-se os resultados das interações, no ponto em que  $I_{bias} = 450\mu$ A, o ganho obtido foi de 11dB, onde, considerando a perda na entrada, o misturador apresenta um ganho de 13dB, isto é, um ganho de 4,4 vezes.

### 4.3.2 Ponto de Compressão de 1dB

O ponto de compressão de 1dB é o parâmetro de linearidade do sistema, obtido através da medida do nível de potência na entrada ou na saída, no momento em que a potência de saída decaiu de 1dB, com relação a um dispositivo idealmente linear [4].

Para essa simulação, também foi realizada a análise SST (*steady state analysis*), observando-se a resultante dos batimentos das frequências em 750kHz. Com o ponto de operação definido na seção 4.2, e, utilizando-se uma variação na potência de entrada de -20dBm a -5dBm, obteve-se o gráfico 4.7.

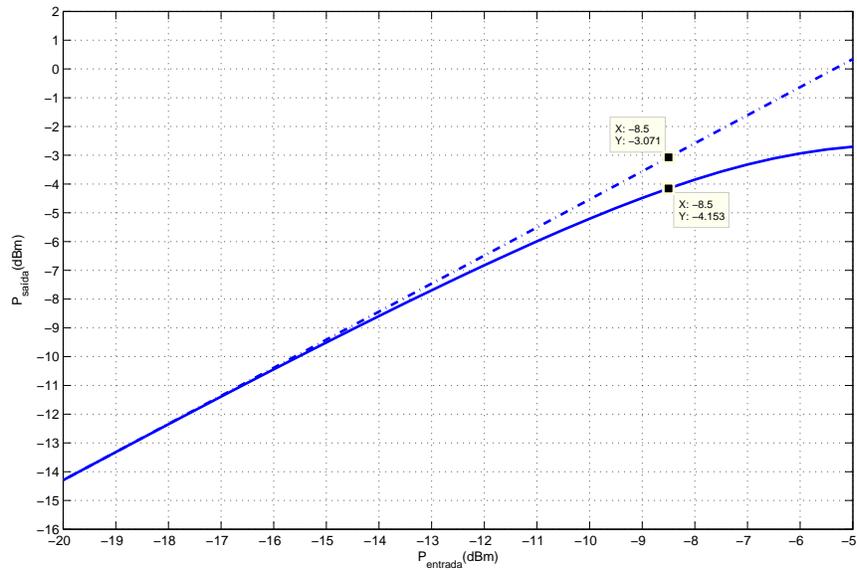


Figura 4.7: Gráfico do ponto de compressão de 1dB.

Dessa forma, foi obtido um ponto de compressão de 1dB=-8,76dBm. Tal valor está próximo do requisito de -8dBm. Embora, definido para uma fonte com impedância interna de  $50\Omega$ , a entrada do misturador representa uma impedância capacitiva, para acoplamento com um LNA, desta forma a potência referida é a potência ativa formada pelos valores eficazes da tensão e da corrente na entrada, levando em consideração a impedância de entrada.

### 4.3.3 Figura de Ruído

A influência do ruído térmico e do ruído *flicker*  $\left(\frac{1}{f}\right)$  em misturadores é modelada fisicamente em [19]. A simulação para a figura de ruído foi realizada através de uma análise de SST Noise (*steady state noise*), que combina a análise de SST com uma análise tradicional de ruído. A medida foi realizada sobre duas cargas de  $10M\Omega$ , em paralelo com a saída, que pouco contribuem com o ruído, mas permitem visualização do resultado.

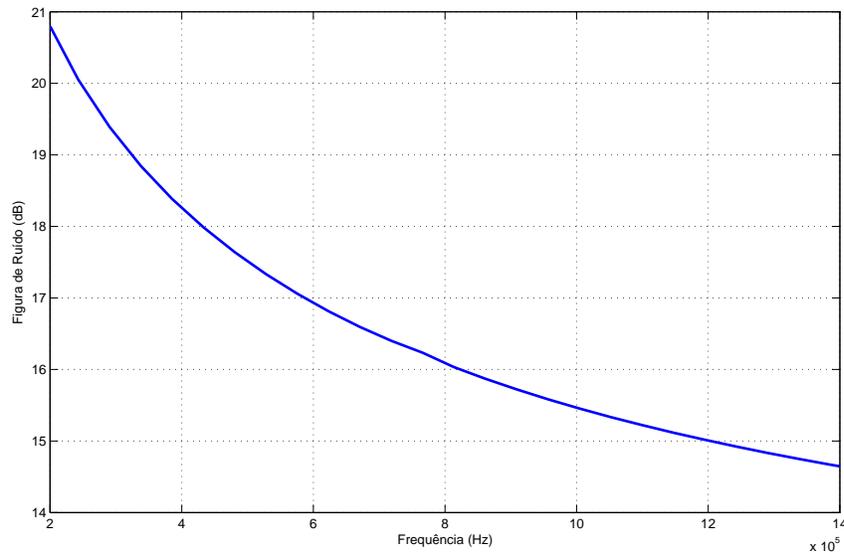


Figura 4.8: Gráfico da figura de ruído no misturador.

Nota-se, no gráfico 4.8, onde é possível observar a contribuição do ruído *flicker*  $\left(\frac{1}{f}\right)$ , que o valor resultante da figura de ruído ficou em  $16,3\text{dB}$ .

## 4.4 Resultados

A Tabela 4.2 apresenta a síntese dos resultados comparados com as especificações do projeto.

Tabela 4.2: Tabela comparativa de resultados de projeto.

Parâmetros	Descrição	Requisito	Simulado	Unidade
Ganho de conversão	Ganho de conversão em potência	0 (min)		dB
$Z_{out}$	Impedância de saída	400	403	$\Omega$
NF	Figura de ruído	15	16,3	dB
P1dB	Ponto de compressão de 1dB	-8	-8,76	dBm

Dos requisitos apresentados, o ganho de conversão foi de 0dB em potência, como requisito mínimo. O ganho utilizado para projeto foi em tensão, e a equivalência entre os ganhos em potência e em tensão é dado pela equação (4.1).

$$G_c(P) = G_c(V) + 10 \log \left( \frac{R_s}{R_L} \right); \quad (4.1)$$

Essa equação está definida para sinais com casamento de entrada e saída, sendo que se a entrada e a saída tiverem a mesma impedância, o resultado do ganho será o mesmo para tensão e corrente. O misturador foi projetado apresenta uma entrada capacitiva para a fonte de sinal na entrada, que vem do LNA projetado paralelamente [21]. Sem a definição de  $R_s$ , a verificação dessa equivalência é difícil.

A impedância de saída foi calculada utilizando um valor de transcondutância de fonte e dreno  $g_{ds}$  extraído pelo simulador, porém tal dado para  $g_{ds}$  não é conhecido com precisão. Considerando que a condutância varie razoavelmente em torno do valor extraído, a impedância de saída deve sofrer uma alteração, em relação ao valor calculado, quando o misturador fabricado for testado. Uma forma de reduzir a dependência da saída com o valor do  $g_{ds}$  é o uso de uma estrutura cascode com polarização "high-swing", em substituição a  $M_1$ .

A linearidade ficou próxima da especificada e, uma possibilidade para melhorá-la é o acréscimo de uma degeneração de fonte, que pode ser uma impedância indutiva, para não influenciar no ponto de operação DC, ou o aumento do nível de inversão do transistor  $M_1$ .

A figura de ruído ficou um pouco acima do valor especificado, pois sofreu a influência do ruído de chaveamento. Para reduzir ruído  $1/f$  poder-se-ia aumentar a  $f_T$  de  $M_1$ . Como as especificações de P1dB e figura de ruído foram praticamente atingidas, apenas um pequeno aumento no consumo seria suficiente para se atender as especificações.

## 5 *Leiaute dos Circuitos*

Em razão de possuir características diferenciais, o leiaute do misturador foi planejado para apresentar uma estrutura simétrica, com entrada simples, chaves e saídas balanceadas, e, ainda, apresentar entradas de alta frequência e saída em baixa frequência.

Fez-se o uso de células parametrizáveis existentes na biblioteca do *design kit*, geradas de forma automática. Uma característica apresentada pelo *design kit* que dificultou a realização desse leiaute foi o fato de o compartilhamento da fonte ou dreno entre dois transistores não ser entendido pelo sistema como dois componentes, quando da verificação do leiaute versus esquemático (LVS), como mostrado na Figura 5.1.

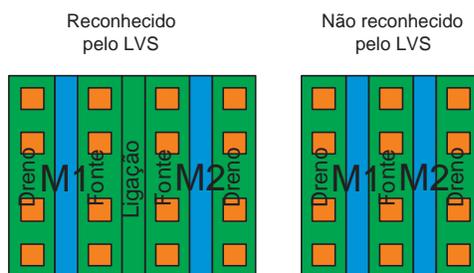


Figura 5.1: Exemplo de ligação dos transistores.

Essa limitação é específica para o modelo RF e pode tornar-se crítica na elaboração de circuitos maiores. A AMS deixou de dar suporte para a ferramenta *Mentor* e a versão mais nova do *design kit* só está disponível para a ferramenta *Cadence*.

## 5.1 O circuito

A princípio, o circuito foi constituído a partir do *pad* de entrada de sinal  $V_{RF}$ , até o capacitor de polarização  $C_B$ , que é o elemento que ocupa a maior área. O resistor de polarização  $R_B$  foi posicionado entre o capacitor e o estágio de transcondutância, que ocupou a região central do circuito.

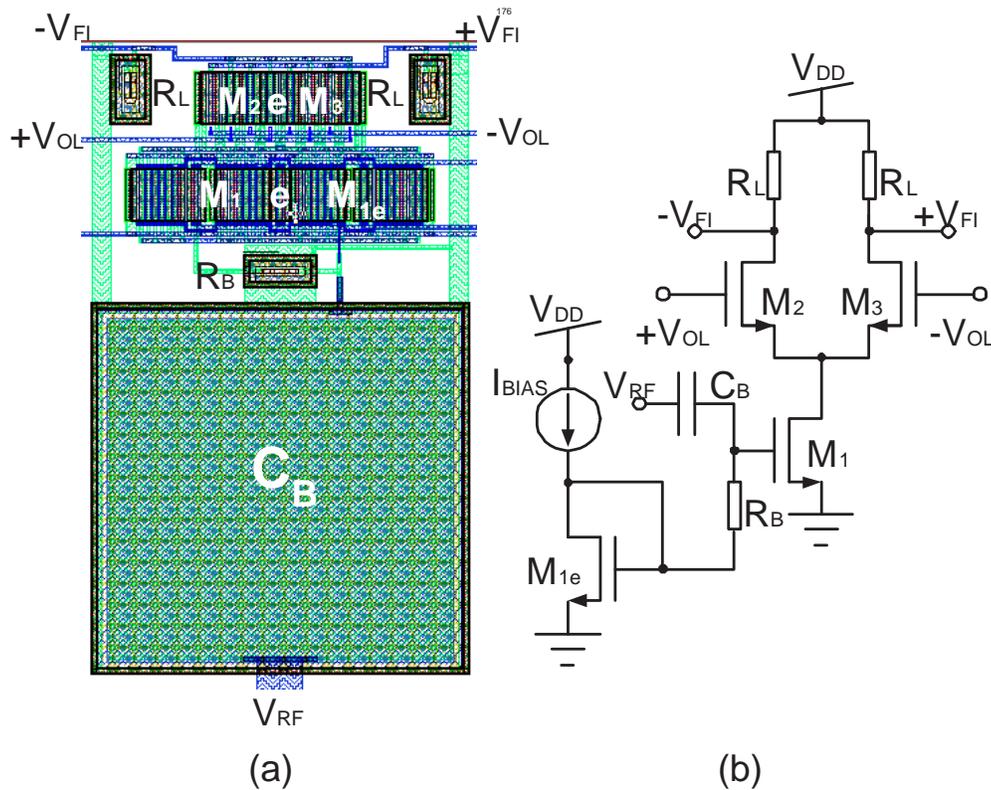


Figura 5.2: Visão geral do misturador: (a) leiaute do circuito e (b) esquema elétrico do circuito.

Na Figura 5.2, o transistor  $M_1$  é o estágio de transcondutância e a saída do espelho de corrente  $M_1/M_{1e}$ .  $M_2$  e  $M_3$  constituem o estágio de chaveamento, tendo ao seu lado as cargas  $R_L$ .

A área ocupada pelo circuito é de  $9000\mu\text{m}^2$ .

### 5.1.1 Elementos Passivos

Os elementos passivos presentes no circuito são os resistores de polarização  $R_B$  e de carga  $R_L$  e o capacitor de acoplamento  $C_B$ , e, como já foi citado, eles foram gerados automaticamente pelo *design kit* e são apresentados abaixo.

## Resistores

Os resistores utilizados são o **rpoly2rf**, isto é, resistores de polisilício que apresentam três terminais (terminal 1 e 2 e terminal de poço), como apresentado na Figura 5.3.

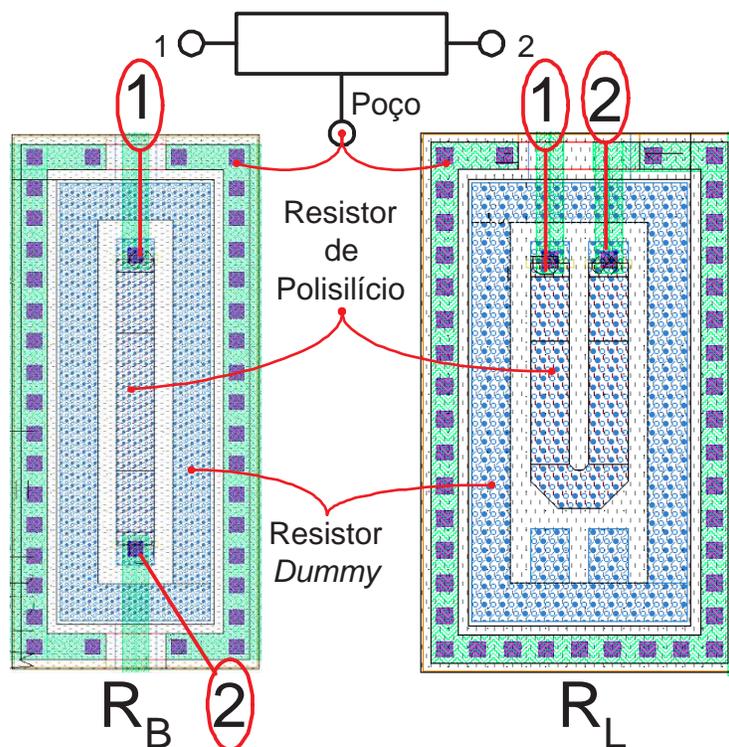


Figura 5.3: Resistor de polarização  $R_B$  e resistor de carga  $R_L$ . Entre os terminais 1 e 2 tem uma linha resistiva formada por polisilício, e também um resistor dummy envolvente e um anel de guarda para conexão de substrato.

O resistor de polarização  $R_B$  foi colocado entre os transistores  $M_1$  e  $M_{1e}$  e o capacitor  $C_B$ , por onde entra o sinal do misturador. Os resistores de carga  $R_L$  foram colocados ao lado do par diferencial  $M_2$  e  $M_3$ .

## Capacitor

O capacitor utilizado é o **cpoly2rf**, capacitor de polisilício, que também apresenta três terminais (terminal *Top*, terminal *Bottom* e terminal de poço), como apresentado na Figura 5.4.

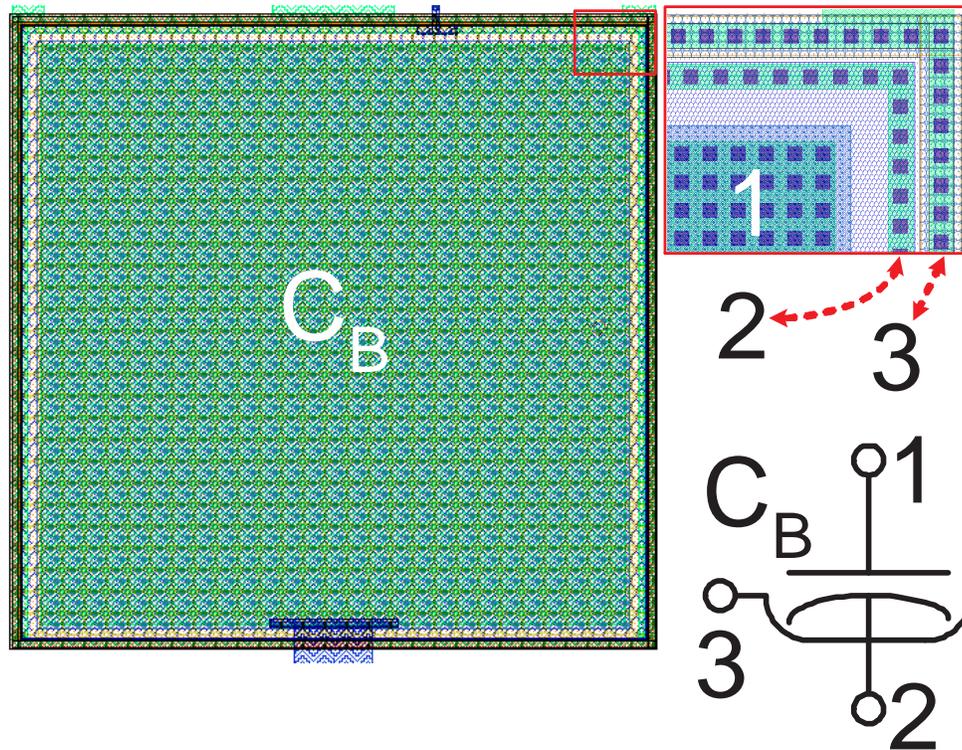


Figura 5.4: Capacitor de polarização  $C_B$ , 1 é a camada de polisilício superior, 2 é a camada de polisilício inferior e 3 é a conexão de substrato.

Este capacitor possui dimensões próximas ao máximo, para aplicação em RF.

### 5.1.2 Estágio de Entrada

O estágio de transcondutância, composto pelo transistor de entrada  $M_1$ , foi interdigitado com o transistor de polarização  $M_{1e}$ . Juntos, eles formam um espelho de corrente. Esse estágio foi projetado para que, utilizando a diferença entre a relação de aspecto dos transistores, o layout fosse organizado na forma  $M_1 M_{1e} M_1 M_{1e} M_1 M_{1e} M_1$ , como apresentado na Figura 5.5.

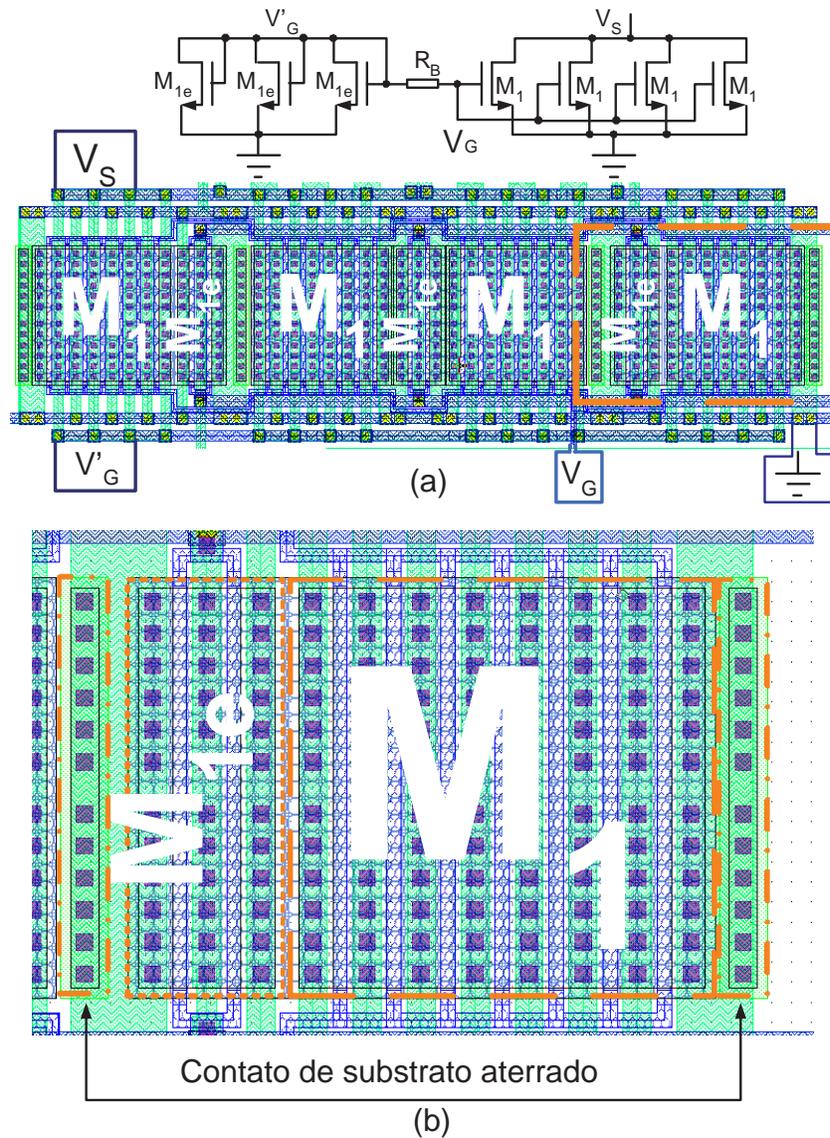


Figura 5.5: Estágio de transcondutância, (a) 4 conjuntos de  $M_1$  com  $W = 70\mu\text{m}$  cada e, 3 conjuntos de  $M_{1e}$  com  $W = 20\mu\text{m}$  cada, de dois *fingers*. (b) Zoom dado ao leiaute apresentado detalhes dos *fingers* em  $M_1$  e  $M_{1e}$ .

### 5.1.3 Estágio de Chaveamento

O estágio de chaveamento é composto pelo par diferencial  $M_2$  e  $M_3$ , disposto como apresentado na Figura 5.6.

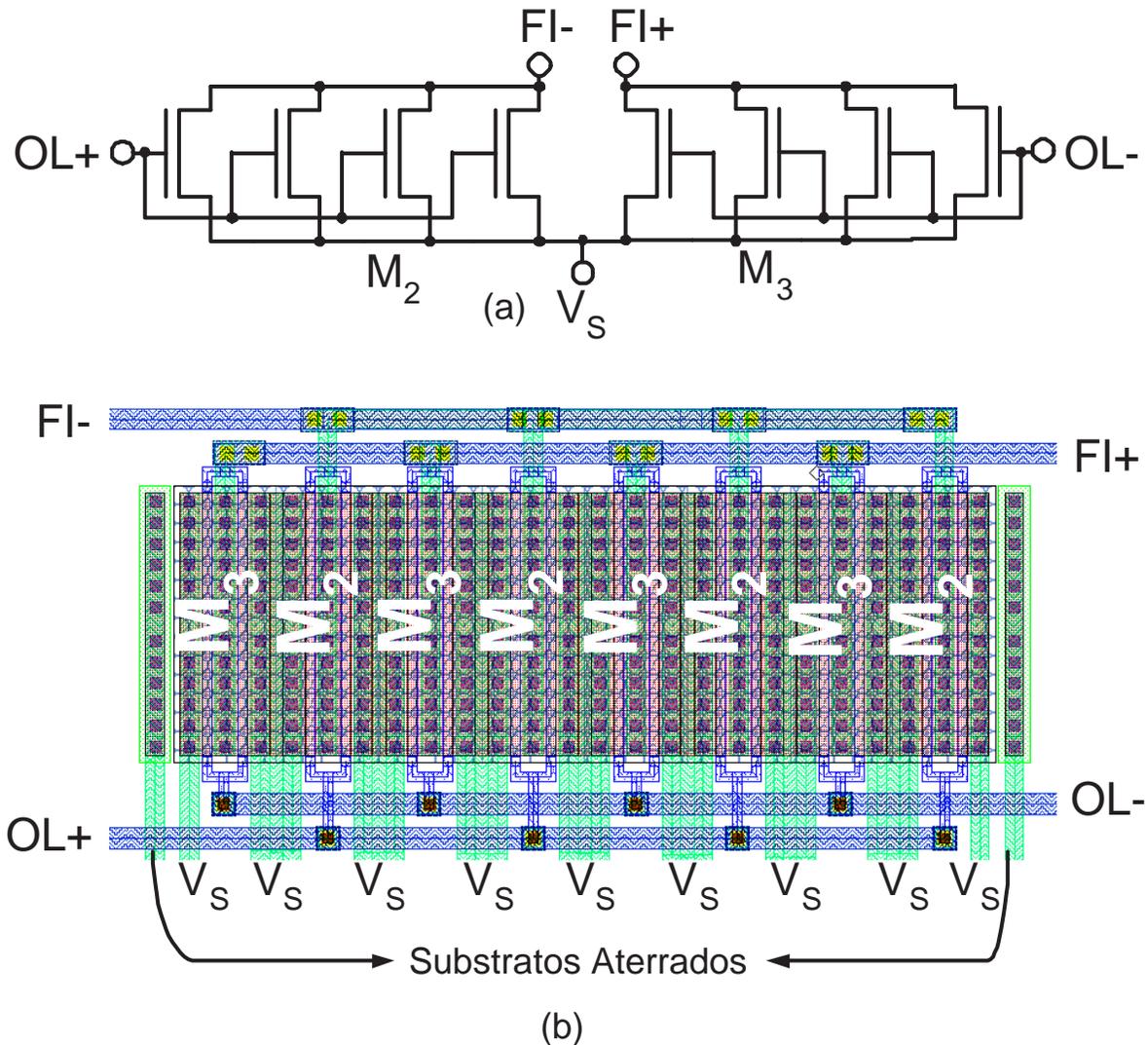


Figura 5.6: Estágio de chaveamento (a) Esquema elétrico da conexão e divisão dos transistores  $M_2$  e  $M_3$ , divididos em quatro transistores de  $20\mu\text{m}$  cada, com dois fingers. (b) Leiaute apresentando o casamento entre os transistores, organizado na forma  $M_3 M_2 M_3 M_2 M_3 M_2 M_3 M_2$ .

#### 5.1.4 PADS

Os *bonding pads* formam as janelas do circuito para o mundo exterior. Neles, os sinais de polarização e estímulos são inseridos, assim como as saídas são lidas pelos equipamentos de teste. Isso será feito através de uma estação microprovidora. Por motivo de simplicidade, serão chamados apenas de *pads*.

Os *pads* utilizados no circuito estão implementados na biblioteca de componentes do *design kit*, seguindo as dimensões apresentadas na Figura 5.7.

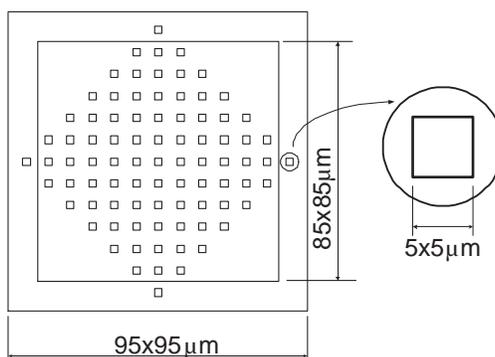


Figura 5.7: Bonding pad.

A área ocupada pelo pad de  $A_{pad} = 9000\mu\text{m}^2$ , isto é, o circuito do misturador ocupa uma área equivalente à área ocupada por um simples pad.

Em uma linha de pads, a distância entre o centro dos pads é de  $150\mu\text{m}$ .

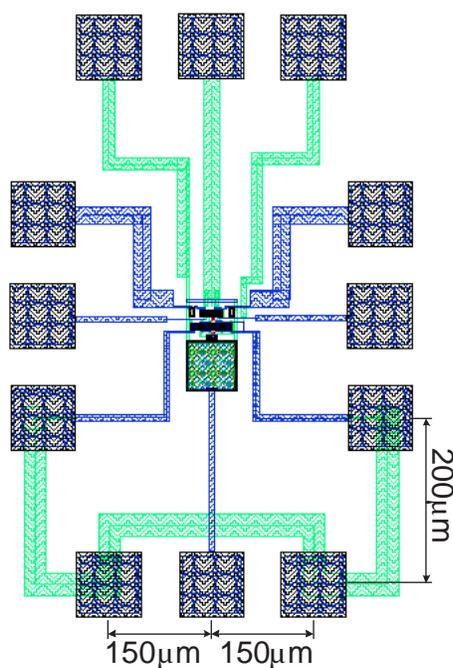


Figura 5.8: Circuito misturador com os Pads de sinal.

Já a distância entre duas linhas de pads, por exemplo, o topo com as duas laterais, deve ser de  $200\mu\text{m}$ . Para as ponteiros DC, a distância pode ser de  $150\mu\text{m}$ . A área total do projeto do misturador é de  $A_{total} = 0,5\text{mm}^2$ .

## 5.2 Integração

O leiaute finalizado deste projeto juntou-se a outros, para envio à empresa integradora CMP (*Circuits Multi-Projets*), para a produção dos circuitos e futuros testes. Além do misturador e do LNA, o chip contará com um indutor integrado para caracterização.

O circuito passou no teste de DRC, para verificação de todas as regras de projeto e no teste de LVS, para verificar se o leiaute corresponde ao diagrama elétrico. Quando finalizado, passará pelos testes de bancada.

## *Considerações Finais*

O projeto teve como proposta o desenvolvimento de um circuito misturador ativo, operando em regime de inversão moderada. Os resultados obtidos ficaram muito próximos das especificações, podendo ser atingidas em uma segunda rodada de fabricação, com o acréscimo de melhorias ao projeto, focando principalmente na melhoria da linearidade e na redução do ruído flicker. Para reduzir a dependência do ganho com o valor de  $g_{ds}$ , a proposta é o uso de uma estrutura cascode com polarização "high-swing".

As simulações realizadas com o simulador *ELDO RF*, do pacote *Mentor Graphics*, fizeram uso de modelos de componentes para radiofrequência, da biblioteca do design kit da AMS para tecnologia  $0,35\mu m$  que apresenta uma boa documentação de componentes devidamente modelados para aplicação em RF. Esses modelos apresentam elementos parasitas, cuja influência fica evidente na análise feita na entrada do circuito.

O manual do *ELDO RF* [28] não abrange todas as possibilidades de testes para circuitos que fazem conversão de frequência, sendo necessária a busca de outras bibliografias sobre o assunto [29] e [25], como forma de complemento.

O teste de verificação de LVS apresentou falha devido ao não reconhecimento de transistores de RF, quando estão compartilhando o terminal de fonte ou de dreno. Para contornar o problema, o leiaute foi refeito com a separação desses terminais.

O projeto também ajudou o laboratório na especificação de equipamentos para trabalhar com dispositivos de radiofrequência, assim como definiu as próximas aquisições de equipamentos para um efetivo aparelhamento na área de RF. Abriu-se, igualmente, a possibilidade de realização de testes nos integrados, sem a necessidade do encapsulamento, através da estação microprovadora (*Probe Station*).

Os próximos trabalhos incluem a verificação experimental do projeto, a inclusão de melhorias, buscando atender às especificações, a inclusão de uma fonte de corrente para gerar a polarização interna do circuito e conexão com o LNA, desenvolvido paralelamente.

# Anexo A

## Netlist

Todos os componentes do *netlist* são elementos de RF que e sua chamada leva um "X" que indica que este é um subcircuito presente na biblioteca do simulador.

$R_B$	X_R_1	Resistor de Polarização
$R_L$	X_R_2 e X_R_3	RL
$C_B$	X_C_1	Capacitor de Polarização
$M_1$	X_M_1, X1, X2 e X3	Estágio de Transcondutância
$M_{1e}$	X_M_4, X10 e X11	Transistor de Polarização
$M_2$	X_M_2, X4, X5 e X6	Chaveamento de Corrente
$M_3$	X_M_3, X7, X8 e X9	Chaveamento de Corrente

## Definição de Bibliotecas

.LIB \$AMS\_DIR/eldo/c35/cmos53tm.mod

.LIB \$AMS\_DIR/AMS\_HK3.7/eldo/c35/captm.mod

.LIB \$AMS\_DIR/AMS\_HK3.7/eldo/c35/restm.mod

## Netlist do Circuito

```
X11 IBIAS IBIAS GROUND GROUND MODNRF w=1.000000e-05 l=3.500000e-07
+ as=1.700000e-11 ad=8.500000e-12 ps=2.340000e-05 pd=1.700000e-06 nrs=2.125000e-02
+ nrd=2.125000e-02 ng= 2
```

```
X10 IBIAS IBIAS GROUND GROUND MODNRF w=1.000000e-05 l=3.500000e-07
+ as=1.700000e-11 ad=8.500000e-12 ps=2.340000e-05 pd=1.700000e-06 nrs=2.125000e-02
+ nrd=2.125000e-02 ng= 2
```

```
X_M_4 IBIAS IBIAS GROUND GROUND MODNRF w=1.000000e-05 l=3.500000e-07
```

+ as=1.700000e-11 ad=8.500000e-12 ps=2.340000e-05 pd=1.700000e-06 nrs=2.125000e-02  
+ nrd=2.125000e-02 ng= 2

X9 IFP LON NDM1 GROUND MODNRF w=1.0000e-05 l=3.5000e-07 as=1.70000e-11  
+ ad=8.500000e-12 ps=2.340000e-05 pd=1.700000e-06 nrs=2.125000e-02 nrd=2.125000e-02  
+ ng= 2

X8 IFP LON NDM1 GROUND MODNRF w=1.0000e-05 l=3.5000e-07 as=1.70000e-11  
+ ad=8.500000e-12 ps=2.340000e-05 pd=1.700000e-06 nrs=2.125000e-02 nrd=2.125000e-02  
+ ng= 2

X7 IFP LON NDM1 GROUND MODNRF w=1.0000e-05 l=3.5000e-07 as=1.70000e-11  
+ ad=8.500000e-12 ps=2.340000e-05 pd=1.700000e-06 nrs=2.125000e-02 nrd=2.125000e-02  
+ ng= 2

X6 IFN LOP NDM1 GROUND MODNRF w=1.0000e-05 l=3.5000e-07 as=1.70000e-11  
+ ad=8.500000e-12 ps=2.340000e-05 pd=1.700000e-06 nrs=2.125000e-02 nrd=2.125000e-02  
+ ng= 2

X5 IFN LOP NDM1 GROUND MODNRF w=1.0000e-05 l=3.5000e-07 as=1.70000e-11  
+ ad=8.500000e-12 ps=2.340000e-05 pd=1.700000e-06 nrs=2.125000e-02 nrd=2.125000e-02  
+ ng= 2

X4 IFN LOP NDM1 GROUND MODNRF w=1.0000e-05 l=3.5000e-07 as=1.70000e-11  
+ ad=8.500000e-12 ps=2.340000e-05 pd=1.700000e-06 nrs=2.125000e-02 nrd=2.125000e-02  
+ ng= 2

X3 NDM1 NGM1 GROUND GROUND MODNRF w=1.000000e-05 l=3.500000e-07  
+ as=3.400000e-11 ad=3.400000e-11 ps=1.680000e-05 pd=1.680000e-05 nrs=6.071429e-03  
+ nrd=6.071429e-03 ng= 7

X2 NDM1 NGM1 GROUND GROUND MODNRF w=1.000000e-05 l=3.500000e-07  
+ as=3.400000e-11 ad=3.400000e-11 ps=1.680000e-05 pd=1.680000e-05 nrs=6.071429e-03  
+ nrd=6.071429e-03 ng= 7

X1 NDM1 NGM1 GROUND GROUND MODNRF w=1.000000e-05 l=3.500000e-07  
+ as=3.400000e-11 ad=3.400000e-11 ps=1.680000e-05 pd=1.680000e-05 nrs=6.071429e-03  
+ nrd=6.071429e-03 ng= 7

X\_M\_3 IFP LON NDM1 GROUND MODNRF w=1.00000e-05 l=3.500000e-07  
+ as=1.700000e-11 ad=8.500000e-12 ps=2.340000e-05 pd=1.700000e-06 nrs=2.125000e-02  
+ nrd=2.125000e-02 ng= 2



## Testbench

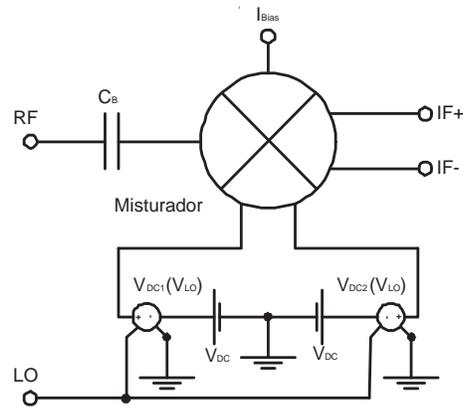


Fig B: *Testbench* do misturador

### Definição das fontes

\*oscilador local

VLO NLOI GROUND RPORT=50 FOUR FUND1 PDBM (1) PIN -90

E2 LOP NDCP NLOI GROUND 0.5

E1 LON NDCN GROUND NLOI 0.5

VP1 NDCP GROUND LODC

VP2 NDCN GROUND LODC

\*sinal de RF

VRF RFIN GROUND DC 0V AC 1 -90 RPORT=50

\*Polarização do Mixer

I1 VDD IBIAS DC IP

V1 VDD GROUND DC 3.3V

## Simulação da Rede de Entrada

### Capacitor e resistor ideais

C\_1 RFIN NGM1 4e-12

R\_1 IBIAS NGM1 500

### Modelo aproximado

\*Capacitor

C\_1 RFIN N1 3.8e-12

R\_s N1 NGM1 1.3

C\_p NGM1 N2 601e-15

R\_p N2 GROUND 33

\*Resistor

R\_11 IBIAS N3 275.37

R\_12 N3 NGM1 275.37

C\_w N3 GROUND 1.904e-15

### Modelo aproximado: 2 equivalentes em série

\*Capacitor

C\_11 RFIN N1 7.6E-12

R\_S1 N1 N3 0.65

C\_P1 N3 N2 300.5E-15

R\_P1 N2 GROUND 66

C\_12 N3 N4 7.6E-12

R\_S2 N4 NGM1 0.65

C\_P2 NGM1 N5 300.5E-15

R\_P2 N5 GROUND 66

\*Resistor

R\_111 NGM1 N6 137.69

R\_121 N6 N7 137.69

C\_W1 N6 GROUND 0.952E-15

R\_112 N7 N8 137.69

R\_122 IBIAS N8 137.69

C\_W2 N8 GROUND 0.952E-15

### Componentes de RF: Capacitor (X\_C\_1) e Resistor (X\_R\_1)

X\_R\_1 IBIAS NGM1 VDD RPOLY2RF w=1.000000e-06 l=7.500000e-06 bends=0.000000e+00

X\_C\_1 RFIN NGM1 VDD CPOLYRF L=6.800000e-05 W=6.800000e-05

### Definições de simulação

.OPTION NOASCII

.OPTION MODWL

.OPTION ENGNOT

.OPTION AEX

.OPTION NOWAVECOMPLEX

.AC lin 20 2.3G 2.5G

.PLOT AC VDB(NGM1)

### Definições para a simulação do Ganho de Conversão

.OPTION NOASCII

.OPTION MODWL

.OPTION ENGNOT

.OPTION AEX

.OPTION NOWAVECOMPLEX

```
.param flo=2.40075G
.param frf=2.4G
.param IP=0.2mA
.PARAM LODC=1.0
.PARAM Pin=0
.STEP PARAM IP 0.1m 0.8m 0.025m
.OPTION SST_MAX_LINITER=100
.SST FUND1=frf NHARM1=10
.SSTAC lin 10 2.399G 2.401G
.AC dec 20 3MEG 3G
.SAVE SST
.DEFWAVE CG_VAL=VM(IFN,IFP).H(-1)
.EXTRACT SSTAC LABEL=CGAIN YVAL(wdb(CG_val),750k)
.PLOT AC VDB(NGM1)
```

### **Definições para a simulação da Compressão de Ganho**

```
.OPTION NOASCII
.OPTION MODWL
.OPTION ENGNOT
.OPTION AEX
.OPTION NOWAVECOMPLEX
.PARAM FLO=2.40075G
.PARAM FRF=2.4G
.PARAM IP=450UA
.PARAM LODC=1.0
.PARAM PIN=0
```

```
.STEP PARAM Pin -20 10 0.5

.OPTION SST_MAX_LINITER=100

.SST FUND1=FRF NHARM1=10 FUND2=FLO NHARM2=5

* Ponto de compressão de 1dB

.EXTRACT FSST LABEL=POdBm YVAL(PdBm(RO),750k)

.EXTRACT FSST LABEL=PIdBm YVAL(Pm(VRF),fund1)

.EXTRACT sweep LABEL=IP1dB YVAL(meas(PIdBm),xcompress(meas(POdBm),1.0))

.EXTRACT sweep LABEL=OP1dB compress(meas(POdBm),1.0)
```

### **Definições para a simulação da Figura de Ruído**

```
.OPTION NOASCII

.OPTION MODWL

.OPTION ENGNOT

.OPTION AEX

.OPTION NOWAVECOMPLEX

.PARAM FLO=2.40075G

.PARAM FRF=2.4G

.PARAM P1=-37

.PARAM LODC=1.0

.PARAM PIN=0

.PARAM IP=450U

.RESTART gilbert_NoI.sst SST

.SST FUND1=FRF NHARM1=5 FUND2=FLO NHARM2=5

.SSTNOISE V(IFN,IFP) LIN 125 .1MEG 6MEG

.SNF INPUT=(VRF) OUTPUT=(RL2,RL3)

.PLOT FSST VDB (IFN,IFP)
```

```
.PLOT SSTNOISE ONOISE DB(ONOISE)
```

```
.PLOT SSTNOISE SNF
```

```
.DEFWAVE NFIG=DB(SNF)
```

```
.PLOT SSTNOISE W(NFIG)
```

## *Referências Bibliográficas*

- [1] T. H. Lee, “The design of CMOS radio-frequency integrated circuits,” 1998.
- [2] L. da Silva, “Cognitive radio and networking research at Virginia Tech,” 2009.
- [3] C. Cordeiro, K. Challapali, D. Birru, and S. Shankar, “IEEE 802.22: An introduction to the first wireless standard based on cognitive radios,” *Journal of communications*, vol. 1, no. 1, pp. 38–47, 2006.
- [4] J. Rogers and C. Plett, *Radio frequency integrated circuit design*. Artech House Publishers, 2003.
- [5] J. M. Costa, “Sistema de comunicação de voz amostrada com espalhamento espectral,” dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2003.
- [6] E. T. S. Institute, “Dect - digital enhanced cordless telecommunications.” <http://www.etsi.org/WebSite/Technologies/DECT.aspx>, July 2009.
- [7] E. Sánchez-Sinencio, “Receiver architectures: Fundamentals and properties.” <http://amesp02.tamu.edu/sanchez/665-Receiver-Topologies.pdf>, 2009. ELEN - RF Communication Circuits.
- [8] A.-K. Stenman, “Some design aspects on RF CMOS LNAs and mixers.” <http://www.career.mexmat.ru/books/18196>, December 2001. Printed in Sweden.
- [9] P. D. da Silva, “Modelo compacto de não-linearidades em transistores mos,” dissertação, Universidade Federal de Santa Catarina, setembro 2006.
- [10] W. Davis and K. Agarwal, *Radio frequency circuit design*. Wiley-Interscience, 2001.
- [11] F. Ellinger, L. Rodoni, G. Sialm, C. Kromer, G. von Buren, M. Schmatz, C. Menolfi, T. Toifl, T. Morf, M. Kossel, *et al.*, “30-40-GHz drain-pumped passive-mixer MMIC fabricated on VLSI SOI CMOS technology,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 5, pp. 1382–1391, 2004.
- [12] J. Long and R. Weber, “A 1.2 V 2.4 GHz Integrated Direct Downconversion Receiver Front-End,” in *11 th NASA Symposium on VLSI Design*, 2003.
- [13] A. Shahani, D. Shaeffer, and T. Lee, “A 12 mW wide dynamic range CMOS front end for a portable GPSreceiver,” in *1997 IEEE International Solid-State Circuits Conference, 1997. Digest of Technical Papers. 43rd ISSCC.*, pp. 368–369, 1997.
- [14] V. Geffroy, G. De Astis, E. Bergeault, and S. ACCO, “RF mixers using standard digital CMOS 0.35  $\mu\text{m}$  process,” in *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, 2001.

- [15] B. Gilbert, "A precise four-quadrant multiplier with subnanosecond response," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 3, no. 4, pp. 365–373, 1968.
- [16] P. Gray and R. Meyer, *Analysis and design of analog integrated circuits*. John Wiley & Sons, Inc. New York, NY, USA, 1990.
- [17] B. Razavi, *RF microelectronics*. Prentice-Hall, Inc. Upper Saddle River, NJ, USA, 1998.
- [18] S. Zhou and M. Chang, "A CMOS passive mixer with low flicker noise for low-power direct-conversion receiver," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 5, pp. 1084–1093, 2005.
- [19] H. Darabi and A. Abidi, "Noise in RF-CMOS mixers: A simple physical model," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 1, pp. 15–25, 2000.
- [20] J. Silver, "Gilbert Cell Mixer Design Tutorial," *RF, RFIC & Microwave theory Design*, <http://www.rfic.co.uk>.
- [21] M. D. Pereira, "Amplificador de baixo ruído porta comum cmos para 2,4 ghz," dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2009.
- [22] autriasmicrosystems AG, "0.35  $\mu\text{m}$  CMOS C35 Process Parameters," December 2008. Revision 6.0.
- [23] autriasmicrosystems AG, "0.35  $\mu\text{m}$  CMOS C35 RF SPICE Models," November 2005. Revision 5.0.
- [24] C. Galup-Montoro and M. C. Schneider, *MOSFET Modeling for Circuit Analysis and Design*. Singapore: World Scientific Publishing Co., 1<sup>st</sup> ed., 2006.
- [25] R. Ramzan, "LAB-2, Gilbert Mixer Simulation." Tutorial of Cadence SpectreRF, Spring 2008.
- [26] R. Eldo, "User's Manual," *Software Version*, vol. 6.9-1, no. AMS 2007.15, 2005.
- [27] D. of Electrical Engineering and C. S. (EECS), "BSIM3 Version 3.1," *University of California, Berkeley*, 2009.
- [28] A. El-Sabban, H. Haddara, and H. Ragai, "RF transistor macromodeling with substrate effect in power amplifier design," in *Circuits and Systems, 2003. MWSCAS'03. Proceedings of the 46th IEEE International Midwest Symposium on*, vol. 3, 2003.
- [29] R. Telichevesky, "Introduction to RF Simulation," *Universidade Federal do Rio Grande do Sul*, 2004.
- [30] MOSIS, "Spice corner parameters." Wafer Electrical Test Data and SPICE Model Parameters, TSMC 0.18, may 2006.
- [31] C. Galup-Montoro, M. Schneider, and I. Loss, "Series-parallel association of FET's for high gain and highfrequency applications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 29, no. 9, pp. 1094–1101, 1994.