



## **DOUTORADO**

# **PROJETO DE MISTURADOR COM TOPOLOGIA CÉLULA DE GILBERT UTILIZANDO PHEMT**

Tese apresentada ao Departamento de Semicondutores, Instrumentos e Fotônica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da UNICAMP como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

**AUTOR: Everson Martins**

**ORIENTADOR: Prof. Dr. Jacobus Willibrordus Swart**

### **COMISSÃO JULGADORA**

Prof<sup>ª</sup>. Dra. Denise Consonni (PSI/EPUSP)

Prof. Dr. Murilo Araújo Romero (SEL/EESC/USP)

Prof. Dr. Galdenoro Botura Júnior (DEE/FEG/UNESP)

Prof. Dr. Pierre Kaufmann (CRAAE/IPM – CCS/UNICAMP)

Prof. Dr. Rui Fragassi Souza (DMO/FEEC/UNICAMP)

**Campinas – SP - Brasil**

**Outubro de 2002**

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA  
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

V662a Martins, Everson  
Projeto de misturador com topologia célula de Gilbert  
utilizando pHEMT / Everson Martins. --Campinas, SP:  
[s.n.], 2002.

Orientador: Jacobus Willibrordus Swart.  
Tese (doutorado) - Universidade Estadual de  
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de  
Computação.

1. Misturadores na faixa de microondas. 2.  
Transistores. I. Swart, Jacobus Willibrordus. II.  
Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de  
Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

## Resumo

Este trabalho demonstra a viabilidade do uso da tecnologia PHEMT em misturadores com topologia Célula de Gilbert. A análise é feita através da simulação, implementação e medição do circuito integrado de microondas monolítico de um misturador conversor para baixo. A topologia do circuito utilizada na integração é uma implementação da topologia Micromixer (variante da topologia clássica) e proposta pela primeira vez em tecnologia pHEMT. O circuito é caracterizado na frequência 1,9 GHz para RF, 2,0 GHz para OL e 100 MHz para FI, mostrando ganho de conversão de tensão de 14,8 dB. As principais vantagens apresentadas pelo circuito foram: entrada de RF desbalanceada, bom desempenho de ruído ( $NF_{SSB}=14,4$  dB), IIP3 relativamente alto (1,5 dBm) e baixo consumo de potência (17 mW para o bloco misturador).

## Abstract

This work demonstrates the feasibility of the use of PHEMT technology in the Gilbert Cell mixer topology operating as a down-converter. The analysis is made through simulation, implementation and measurement of an MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits). The circuit topology used was a Micromixer (variant of classical topology) and this is the first time this topology is investigated with pHEMT technology. The circuit is characterized at 1.9 GHz, for RF, 2.0 GHz, for LO and 100 MHz, for IF, presenting voltage conversion gain of 14.8 dB. The main advantages presented by the circuit have been: unbalanced RF input port, good noise performance ( $NF_{SSB}=14.4$  dB), high IIP3 (1.5 dBm) and low power (17 mW for the mixer block).



**“ Muito aprendizado sem aplicação prática é como um homem  
pobre contando os tesouros de outra pessoa,  
sem ter meio centavo para si.”**

**Avatamasaka Sutra**



**À minha esposa, Gislaine R. O. Martins que teve  
de superar muitas dificuldades para que  
eu pudesse concluir este trabalho**



## Agradecimentos

Ao Prof. Jacobus W. Swart pela oportunidade de desenvolver este trabalho na UNICAMP, e também pela sua confiança, apoio irrestrito e, principalmente, sua paciência.

Ao Sr. Ezio M. Bastida pelo auxílio durante a etapa de projeto.

À Prof<sup>a</sup> Denise Consonni que sempre se mostrou pronta a colaborar, disponibilizando os laboratórios do LME/USP ou através de discussões técnicas. Agradeço também o apoio do Sr. Marcos A. Luqueze.

Agradeço ao Prof. Saito pela confecção das placas de Alumina e sua pronta disponibilidade quando foi necessário confeccionar placas adicionais.

Ao Sr. Márcio Biazoli que viabilizou a fixação e solda de fio do CI na placa de Alumina no CenPRA. Agradeço também a Sra. Marinalva que realizou as soldas, não só de uma mas de várias placas!

Ao Prof. Evandro Conforti e ao Prof. Aldário C. Bordonalli que disponibilizaram os equipamentos do DMO para realizar as medidas no misturador.

Aos Sr. Ingo Wolff, Sr. Tempel e Sr. Akpinar pelo suporte e apoio dado no intercâmbio realizado com a Universidade Gerhard Mercator de Duisburg e com o IMST (Institut für Mobil- und Satellitenfunktechnik), Kamp-Lintfort, ambos na Alemanha.

Prof. Galdenoro Botura Jr. pelo suporte e incentivo ao longo do trabalho.

Aos amigos Prof. Samuel A. Lucena e Prof. Antônio Lotufo que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho.

Agradeço à CAPES o suporte financeiro dado através da bolsa de doutorado no período de setembro de 1995 a setembro de 1997.

Agradeço à FAPESP o suporte financeiro dado através do projeto PMU-FAPESP, que viabilizou a fabricação do circuito integrado.

Agradeço ao DAAD pelo suporte financeiro dado para minha estadia de três meses no intercâmbio com a Universidade Gerhard Mercator de Duisburg e com o IMST.

Agradeço ao Departamento de Engenharia Elétrica FEEG/UNESP pela compreensão e oportunidade oferecidas.

# Sumário

<b>Resumo</b>	<b>iii</b>
<b>Abstract</b>	<b>iii</b>
<b>Agradecimentos</b>	<b>ix</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>xv</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xix</b>
<b>Lista de Abreviatura, Siglas e Símbolos</b>	<b>xxi</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
<b>2 Topologias de Receptores</b>	<b>3</b>
2.1 Receptor Super-heteródino .....	6
2.2 Receptor FI zero (Homódino) .....	9
2.3 Receptor de dupla conversão com FI de banda larga .....	11
2.4 Receptor com FI baixa .....	13
2.5 Receptor Sub-amostrado .....	13
2.6 Receptor de FI digital .....	16
2.7 Discussão .....	16
<b>3 Misturadores</b>	<b>17</b>
3.1 Comportamento I/V não linear .....	22
3.2 Chaveamento do sinal de entrada .....	22
3.3 Estruturas Balanceadas .....	23

3.4 Dispositivos semicondutores para misturadores .....	26
3.4.1 Diodo de Barreira Schottky .....	27
3.4.2 Transistores de Efeito de Campo .....	28
3.4.2.1 MOSFET de Silício .....	29
3.4.2.2 MESFET de GaAs .....	31
3.4.2.3 HEMT ( <i>High Electron Mobility Transistor</i> ) .....	31
3.4.3 Transistores Bipolares .....	33
3.5 Topologias de misturadores .....	34
3.5.1 Misturador de um único elemento (desbalanceado) .....	35
3.5.1.1 Misturador de Transcondutância de FET .....	35
3.5.1.2 Misturador de dreno de FET .....	36
3.5.1.3 Misturador resistivo com FET .....	37
3.5.1.4 Misturador com FET de dupla porta .....	38
3.5.2 Misturadores com balanço simples utilizando transistores .....	39
3.5.2.1 Misturador Diferencial .....	39
3.5.3 Misturadores com balanço duplo utilizando transistores .....	41
3.5.4 Outras topologias de misturadores .....	43
3.6 Estruturas Célula de Gilbert .....	45
3.6.1 Célula de Gilbert Tradicional .....	46
3.6.2 Célula de Gilbert sem fonte de corrente .....	48
3.6.3 Célula de Gilbert com estágio de RF alternativo .....	49
3.6.4 Célula de Gilbert com Injeção de Corrente .....	51
3.6.5 Célula de Gilbert com transformador integrado .....	52
3.6.6 Micromixer .....	53
3.7 Discussão .....	54
<b>4 Metodologia de Projeto e Desenvolvimento do Misturador</b> .....	<b>59</b>
4.1 Parâmetros de Misturador .....	59
4.2 Tecnologia e ferramentas de projeto .....	67
4.3 Projeto do Misturador empregando a Topologia Célula de Gilbert .....	70
4.3.1 Bloco Misturador .....	71
4.3.2 Bloco <i>Balun</i> para entrada de OL .....	81

4.3.3 Bloco Amplificador Isolador para Saída de FI .....	82
4.3.4 Resultados de simulações considerando todos os circuitos em conjunto .....	83
<b>5 Metodologia, Resultados das Medições e Discussões</b>	<b>89</b>
5.1 Preparação das amostras .....	90
5.2 Medidas das figuras de mérito das amostras .....	95
5.2.1 Ganho de Conversão de tensão ( $G_C$ ) .....	96
5.2.2 Ponto de Compressão de 1 dB ( $P_{1dB}$ ) .....	102
5.2.3 Coeficiente de Reflexão .....	105
5.2.4 Isolação .....	108
5.2.5 Medida de IIP3 .....	109
5.2.6 Figura de Ruído .....	112
5.2.7 Largura de Banda de Frequência de Operação do Misturador .....	115
5.3 Análise geral .....	115
<b>6 Conclusões</b>	<b>125</b>
6.1 Recomendações de trabalhos futuros .....	127
<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>129</b>
<b>Anexo A</b>	
Princípio de Operação Ideal de uma Célula de Gilbert .....	135
<b>Anexo B</b>	
Dedução da Função Transferência do Par Diferencial Com e Sem Fonte de Corrente.....	137
<b>Anexo C</b>	
Metodologia da Medição do Ganho de Conversão de Tensão.....	141

<b>Anexo D</b>	
Grampeamento Abrupto .....	145
<b>Anexo E</b>	
Medida de Isolação .....	147
<b>Anexo F</b>	
Relação de Publicações .....	151

## Lista de Figuras

2.1 Arquitetura típica da etapa transceptora de um sistema de comunicação móvel .....	3
2.2 Arquitetura <i>Software Defined Radio</i> para o transceptor .....	4
2.3 Estrutura viável para digitalização do sinal de FI .....	5
2.4 Arquitetura para Sub-amostragem .....	6
2.5 Estrutura típica de um receptor super-heteródino com seu diagrama espectral .....	8
2.6 Arquitetura do receptor de FI-zero (homódino) e seu diagrama espectral .....	10
2.7 Arquitetura de um receptor de dupla conversão com FI de banda larga .....	12
2.8 Efeito da frequência de amostragem no espectro de um sinal amostrado .....	14
2.9 Arquitetura de um receptor de sub-amostragem e seu diagrama espectral .....	15
3.1 Princípio de funcionamento esperado segundo o pensamento de Fessenden .....	17
3.2 Diagrama do circuito receptor utilizado no teste Arlington-Salem .....	19
3.3 Multiplicador analógico ideal .....	20
3.4 Chaveamento do sinal de RF .....	23
3.5 Diagrama em blocos do misturador de um único elemento (a), com balanço simples (b) e com balanço duplo (c) .....	25
3.6 Diagrama de construção (a) e circuito equivalente (b) de um diodo de Barreira Schottky .....	27
3.7 Circuito equivalente de um transistor FET.....	29
3.8 Diagrama de construção (a) e curva característica (b) de um MOSFET .....	30
3.9 Estrutura de camadas de um MESFET .....	31
3.10 Estrutura de um transistor HEMT AlGaAs/GaAs (a) e o diagrama da banda de condução ( $E_C$ ) em torno da heterojunção (b) .....	32
3.11 Misturador de transcondutância de FET com sinais de RF e OL aplicado na porta .....	36

3.12 Misturador resistivo com FET. O dreno não é polarizado e o processo de conversão ocorre devido a variação temporal da resistência do canal .....	37
3.13 (a) Transistor FET de dupla porta; (b) representação equivalente com dois transistores; (c) circuito equivalente do misturador com FET de dupla porta .....	38
3.14 Misturador com balanço simples (FPB - filtro passa baixa) .....	39
3.15 Misturador Diferencial .....	40
3.16 Misturador resistivo em anel com FET .....	42
3.17 Misturador Célula de Gilbert .....	43
3.18 Topologia de um misturador rejeita imagem .....	44
3.19 Topologia de uma Célula de Gilbert tradicional (a) e seu diagrama de blocos (b) .....	46
3.20 Estágio de RF com impedância de degenerescência de emissor .....	47
3.21 Estágio de RF sem fonte de corrente .....	48
3.22 Amplificador transcondutor do estágio de RF sem fonte de corrente (a) e com fonte de corrente (b) .....	49
3.23 Célula de Gilbert com estágio de RF resistivo .....	50
3.24 Estágio de RF com um circuito defasador .....	51
3.25 Célula de Gilbert com carga de FI (a) e estágio de RF com injeção de corrente I (b) .....	52
3.26 Topologia Célula de Gilbert com acoplamento com transformador .....	53
3.27 Micromixer .....	54
4.1 Gráfico de $P_{SAÍDA}$ x $P_{ENTRADA}$ para determinação de $P_{1dB}$ .....	61
4.2 Produtos de intermodulação de terceira ordem degradando o canal desejado .....	62
4.3 Resposta do sinal desejado e do $IM_3$ .....	63
4.4 Definição de $NF_{SSB}$ (a) e definição de $NF_{DSB}$ (b) ( $B \equiv$ banda de frequência em Hz; $T_s \equiv$ temperatura da fonte em K; $k \equiv$ constante Boltzmann).....	65
4.5 Acoplamento das fontes de sinais no misturador .....	67
4.6 Esquema em blocos do circuito misturador .....	71
4.7 Esquemático do circuito da Célula de Gilbert .....	72
4.8 (a) Estágio transcondutor do Micromixer e (b) modificação proposta para ser utilizado com pHEMT .....	76

4.9 Sinais de correntes de saída do estágio transcondutor tradicional (a) e da topologia proposta (b) para a mesma amplitude de sinal de entrada e as mesmas condições de polarização .....	78
4.10 <i>Balun</i> de entrada do OL .....	81
4.11 Circuito amplificador isolador de FI .....	82
4.12 Esquema elétrico do circuito misturador .....	84
4.13 <i>Layout</i> final do circuito integrado do misturador .....	85
4.14 Resposta em frequência do Misturador .....	87
5.1 Fotografia do circuito integrado não encapsulado .....	89
5.2 Montagem para medidas de RF e CC diretamente sobre o CI .....	90
5.3 Esboço da montagem do CI sobre a Alumina .....	91
5.4 Tipos de linhas de transmissão planares: (a) <i>microstrip</i> ; (b) <i>stripline</i> ; (c) <i>coplanar</i> .....	92
5.5 <i>Layout</i> da placa onde será fixado o <i>chip</i> do misturador .....	93
5.6 Fixação e solda de fios feitas no CenPRA .....	94
5.7 Filtros externos utilizados nas entradas de polarização CC .....	95
5.8 Caixa metálica com circuito para medida (Amostra CM) .....	96
5.9 Equipamentos e arranjo utilizada para medida de $G_C$ .....	97
5.10 Comparação de resultados simulados ( - - - - ) com resultados medidos ( — ). A curva marrom representa a reta de carga para $R=300 \Omega$ .....	99
5.11 Representação de uma das portas da saída diferencial do amplificador isolador de FI .....	100
5.12 Curva de Compressão de 1 dB para Amostra 2. $P_{OL} = -4 \text{ dBm}$ e $R_L = 800 \Omega$ .....	102
5.13 Curva de $G_c(\text{dB}) \times P_{RF}(\text{dBm})$ para diferentes valores de $P_{OL}$ ( $R_L = 800 \Omega$ ) .....	104
5.14 Curva de $I_D \times V_{GS}$ e $g_m \times V_{GS}$ para transistor simulado e medido .....	107
5.15 Sistema para medir $\text{Isolação}_{OL-RF}$ .....	108
5.16 Sistema para medir IIP3 .....	110
5.17 Curva de Compressão de 1 dB para nova amostra. $P_{OL} = -4 \text{ dBm}$ e $R_L = 800 \Omega$ .....	110
5.18 Gráfico para obtenção de IIP3. $P_{OL} = -4 \text{ dBm}$ e $R_L = 800 \Omega$ .....	112
5.19 Sistema utilizado para a medição de figura de ruído .....	113
5.20 $NF(\text{SSB}) \times F_{OL}$ para a Amostra CM com $P_{OL} = -4 \text{ dBm}$ .....	114

5.21 Medida da largura da banda de frequência de operação do misturador.	
$P_{OL} = -4$ dBm e $R_L = 800 \Omega$ .....	116
A.1 Misturador Célula de Gilbert .....	135
B.1 Par diferencial com fonte de corrente .....	137
B.2 Par diferencial sem fonte de corrente .....	138
C.1 Esquema representativo dos equipamentos de medição com impedância genérica (a) e impedância padrão de $50 \Omega$ (b) .....	142
C.2 Esquema representativo dos equipamentos de medição com um transformador na saída do DUT .....	143
C.3 Transformador relação 1:16 (a) e arranjo com dois transformadores para obter relação 1:1 (b) .....	144
D.1 Variação na corrente de dreno ( $i_d$ ) devido à excursão da tensão $v_g$ .....	145
D.2 Grampeamento imaginário da tensão de entrada, representando o grampeamento de $i_d$ .....	146
E.1 Sistema para medir $Isolação_{OL-RF}$ .....	147
E.2 Circuito equivalente da fonte de sinal e do analisador de espectro vistos dos terminais do divisor de potência .....	148
E.3 Circuito equivalente visto do ponto P .....	148
E.4 Equivalente de Thevenin visto do ponto P (porta de RF) .....	149

## Lista de Tabelas

4.1 DESEMPENHO DESEJADO PARA UM MISTURADOR NO SISTEMA DECT COM GANHO DE 6 dB (SABOURI-S., 1997 <i>apud</i> MADSEN & FAUGE, 199 ..... 70	70
4.2 VARIAÇÃO DO GANHO DE TENSÃO E FIGURA DE RUÍDO COM A CORRENTE "I" DE POLARIZAÇÃO PARA A RELAÇÃO 2X60/4X60. ( $P_{OL}=5$ dBm ) ..... 73	73
4.3 VARIAÇÃO DO GANHO DE TENSÃO E FIGURA DE RUÍDO COM A CORRENTE "I" DE POLARIZAÇÃO. ( $V_{DS} = 2$ V para os transistores superiores e $P_{OL} = 5$ dBm ) ..... 74	74
4.4 VARIAÇÃO DO GANHO DE TENSÃO, FIGURA DE RUÍDO E TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO COM A CORRENTE "I" DE POLARIZAÇÃO. ( $V_{DS} = 1,5$ V para os transistores superiores, $P_{OL} = 5$ dBm e $L \rightarrow R_{FI} = 400 \Omega$ ) ..... 75	75
4.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA A RELAÇÃO 2X60/4X60 COM A TOPOLOGIA PROPOSTA E A TRADICIONAL ..... 77	77
4.6 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES FEITAS COM OS NOVOS PARÂMETROS PARA O TRANSISTOR 4X40 $\mu\text{m}$ . ( $P_{OL}=0$ dBm e $C1=C2=10$ pF) ..... 79	79
4.7 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES FEITAS COM $R_{FI}$ VALENDO 400 $\Omega$ E 800 $\Omega$ PARA O TRANSISTOR 4X40 $\mu\text{m}$ . ( $P_{OL}=0$ dBm e $C1=C2=10$ pF) ..... 80	80
4.8 PARÂMETROS DE DESEMPENHO DO CIRCUITOS PARA DIFERENTES VALORES DE TENSÃO DE LIMIAR ( $V_T$ ) ..... 80	80
4.9 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES PARA O CIRCUITO MISTURADOR + AMPLIFICADOR ISOLADOR DE FI CONSIDERANDO DIFERENTES VALORES DE CARGAS ( $P_{OL} = 0$ dBm ) ..... 83	83

4.10 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES PARA O CIRCUITO COMPLETO CONSIDERANDO DIFERENTES VALORES DE CARGA DE FI. ( $P_{OL} = -4\text{dBm}$ ) .....	85
4.11 RESULTADOS GLOBAIS DE SIMULAÇÃO PARA O CIRCUITO IDEAL E O CIRCUITO REAL .....	86
4.12 COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO ENTRE NOSSOS RESULTADOS E OS DE SULLIVAN <i>et al.</i> (1997) .....	86
5.1 RESULTADOS DAS MEDIÇÕES DO GANHO DE CONVERSÃO ( $P_{LO}=-4,0\text{ dBm}$ , $P_{RF}=-20\text{ dBm}$ ) .....	98
5.2 RESULTADOS DAS MEDIÇÕES DO PONTO DE COMPRESSÃO DE 1dB REFERIDO À ENTRADA ( $P_{in1dB}$ ) COM $P_{OL} = -4,0\text{ dBm}$ .....	103
5.3 RESULTADOS DAS MEDIÇÕES DOS COEFICIENTES DE REFLEXÃO ( $P_{RF}=-20\text{ dBm}$ E $P_{OL}=-4\text{ dBm}$ ) .....	105
5.4 RESULTADOS DAS MEDIÇÕES DAS ISOLAÇÕES ( $P_{RF}=20\text{ dBm}$ e $P_{LO} =-4\text{ dBm}$ ) .....	109
5.5 FIGURA DE RUÍDO PARA DIFERENTES FREQUÊNCIAS DE FI MANTENDO O SINAL DE RF EM 2,45 GHz, E $P_{OL}=-4\text{ dBm}$ .....	115
5.6 PARÂMETROS MEDIDOS E SIMULADOS DO CIRCUITO MISTURADOR ( $P_{OL}=-4\text{ dBm}$ , $F_{RF}=1,9\text{ GHz}$ e $F_{OL}=2\text{ GHz}$ ) .....	117
5.7 CIRCUITO MISTURADOR COM ENTRADAS DE OL E RF CASADAS/DESCASADAS (SULLIVAN <i>et al.</i> 1997). $F_{RF} =1,9\text{ GHz}$ , $F_{FI}=250\text{ MHz}$ .....	118
5.8 COMPARAÇÃO DOS DIFERENTES RESULTADOS MAIS RECENTES PARA MISTURADORES CÉLULA DE GILBERT EM CMOS .....	119
5.9 COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO DO CIRCUITO DE CAMPBELL & BEALL (2001) COM O CIRCUITO DESTA TRABALHO. $F_{RF} = 1,9\text{ GHz}$ .....	121

## Lista de Abreviaturas, Siglas e Símbolos

BER - *BIT Error Rate*

DECT – *Digital European Cordless Telephone*

DSB - *Double Side Band* (Banda Lateral Dupla)

FI - Frequência Intermediária

FPB - Filtro Passa Baixa

**I, Q** - Representação de sinal em fase e quadratura, respectivamente.

IM<sub>2</sub> – *Second - Order Intermodulation* (Produto de Intermodulação de Segunda Ordem)

IM<sub>3</sub> - *Third-Order Intermodulation* (Produto de Intermodulação de Terceira Ordem)

IP3 - *Third Order Interception Point* (Ponto de intercepção da Terceira Ordem)

IIP<sub>3</sub> - *Input Third-Order Interception Point*

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

pHEMT- *pseudomorphic High Electron Mobility Transistor*

NF - *Noise Figure* (Figura de Ruído)

OIP<sub>3</sub> - *Output Third-Order Interception Point*

OL - Oscilador Local

Q - Fator de Qualidade

RF - Rádio Frequência

SSB - *Single Side Band* (Banda Lateral Única)

SAW - *Surface Acoustic Wave*

VCO - *Voltage Controlled Oscillator* (Oscilador Controlado por Tensão)

$$\binom{i}{k} = \frac{i!}{(i-k)! k!}$$



# Capítulo 1

## Introdução

A comunicação através de sinais de rádio frequência (RF) está integrando cada vez mais o cotidiano de nossas vidas: telefonia celular móvel, telefone sem fio, rede de computadores sem fio, etc. A principal causa desta difusão é a grande flexibilidade que se confere aos sistemas de comunicações por não ser necessário utilizar conexões físicas (Ex. cabo coaxial, cabo óptico, etc.).

O bloco que permite um sistema trabalhar com sinais de RF é denominado de transceptor de RF (*RF Front End*). Este bloco é responsável pela transdução e conformação do sinal de RF, e constitui-se de dois estágios, um responsável pela recepção denominado receptor e outro responsável pela transmissão denominado transmissor. Tanto o receptor quanto o transmissor são compostos por circuitos, cujos desempenhos são os principais responsáveis pela limitação do sistema com relação ao ruído, interferência, distorções, etc.

Portanto, dada à importância que o transceptor ganhou nos sistemas modernos de comunicações, tanto sua arquitetura quanto seus circuitos têm sido objeto de grande investigação e constituiu-se no incentivo inicial à elaboração deste trabalho. Posteriormente, ao longo do trabalho de pesquisa bibliográfica, identificou-se a importância que um circuito em particular, o misturador, estava ganhando dentro da etapa receptora dos circuitos de comunicações sem fio (*Wireless*), sendo por isto o circuito abordado neste trabalho.

Como contribuição para o desenvolvimento dos circuitos misturadores, esta tese apresenta o estudo da viabilidade do uso de pHEMT em circuitos misturadores com topologia Célula de Gilbert.

Para auxiliar o leitor com respeito à organização desta tese, é apresentado, a seguir, um breve resumo dos principais capítulos.

- Capítulo 2 - É feita uma descrição dos principais tipos de arquiteturas de receptores para comunicação sem fio, a tendência para o futuro e o efeito desta evolução sobre o circuito misturador.
- Capítulo 3 - Traz um breve histórico sobre a origem do princípio heteródino. Apresenta os principais mecanismos de funcionamento dos misturadores. Faz uma revisão sobre os principais tipos de topologias Célula de Gilbert, dispositivos utilizados e define de forma mais específica o tema desta tese.
- Capítulo 4 - Descreve a escolha da tecnologia pHEMT, o tipo de simulador empregado e o procedimento de projeto da topologia Célula de Gilbert utilizada.
- Capítulo 5 - Apresenta os resultados, procedimentos e discussões sobre os resultados das medidas. Neste capítulo também é apresentada uma discussão geral comparando o desempenho do circuito misturador proposto nesta tese com o desempenho de circuitos misturadores com topologia Célula de Gilbert já implementados em outras tecnologias.

## Capítulo 2

### Topologias de Receptores

Os sistemas de comunicações sofreram uma evolução muito grande nestas últimas décadas, como resultado do avanço tecnológico. Estas novas tecnologias viabilizaram a implementação de sistemas como: telefonia celular, comunicação via satélite, rede de computadores sem fio, comunicação óptica, etc. Dentre estes avanços, a invenção do circuito integrado teve um papel decisivo e fundamental nesta evolução. Ela viabilizou inclusive a integração de circuitos analógicos/digitais em uma única pastilha de silício muito pequena, reduzindo o consumo de potência, tamanho, melhorando o rendimento, desempenho e diminuindo o custo. Sem o circuito integrado, não seria possível a telefonia celular.

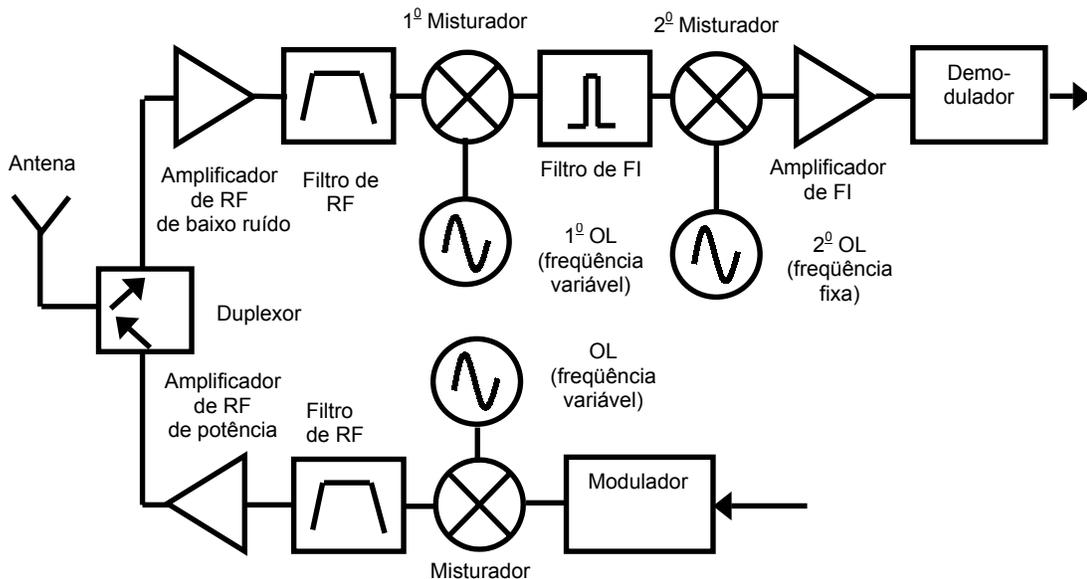


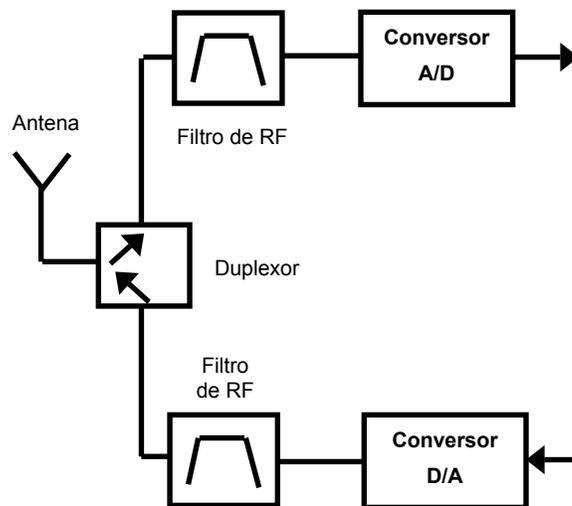
FIGURA 2.1 - Arquitetura típica da etapa transceptora de um sistema de comunicação móvel.

A integração dos sistemas de comunicações afetou de modo diferente as diversas etapas destes. A discussão seria muito extensa e fora do propósito deste trabalho, se fosse tratar cada

sistema de comunicação particularmente. Assim, será apresentada uma discussão de como a integração afetou e está afetando a etapa transceptora (recepção/transmissão) dos sistemas de comunicações sem fio (*wireless*).

De um modo geral, a etapa transceptora de um sistema de comunicação móvel apresenta a arquitetura dada pela Fig. 2.1.

Com a evolução dos microprocessadores e das técnicas de processamento digitais, atualmente as operações (decodificação, amplificação, modulação de código, demodulação de dados, etc.) associadas à banda base (banda de frequência do sinal de informação) são realizadas digitalmente. Este processamento digital não está restrito à banda base, mas, com o aumento da velocidade de operação dos circuitos digitais, está entrando cada vez mais nas etapas anteriores. No fim desta evolução espera-se chegar a arquitetura *Software Defined Radio* (TUTTLEBE, 1999) apresentada na Fig. 2.2.



**FIGURA 2.2 - Arquitetura *Software Defined Radio* para o transceptor.**

Na arquitetura acima, o sinal de RF proveniente da antena é digitalizado e, posteriormente, processado digitalmente, para se obter o sinal de informação. Como todo o processamento é digital, esta arquitetura oferece uma flexibilidade, compatibilidade e velocidade de evolução muito grande: para atualizar ou mudar o padrão (DECT, CDMA IS-95, etc.) de um sistema, bastaria simplesmente substituir ou atualizar seu programa digital.

Digitalizar o sinal de RF ainda não é viável comercialmente devido ao seu altíssimo custo, mas o avanço nos processos de fabricação de CMOS está viabilizando a digitalização a partir da etapa de FI. Uma estrutura viável de digitalização é dada na Fig. 2.3.

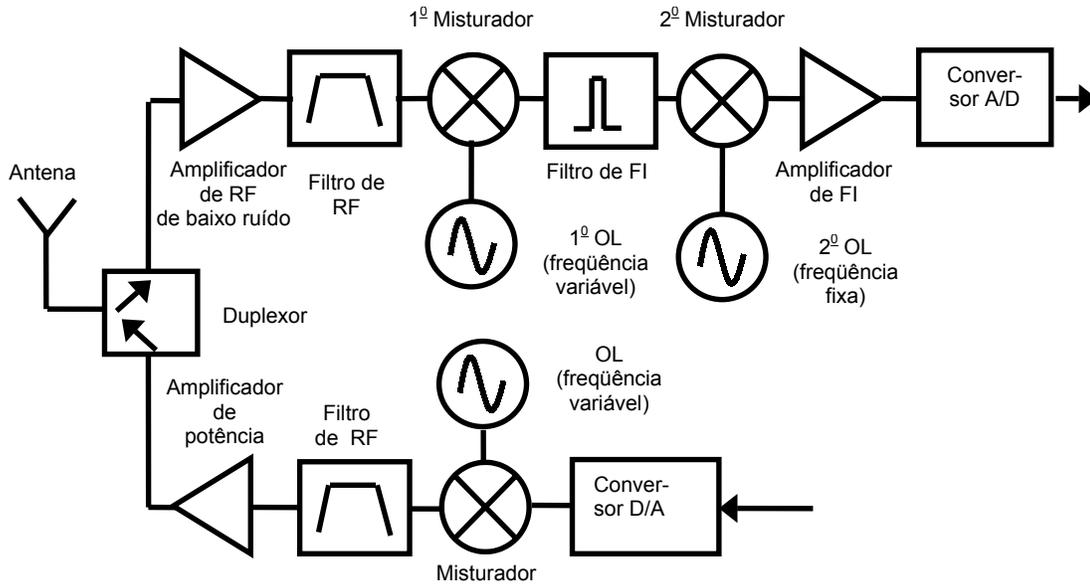
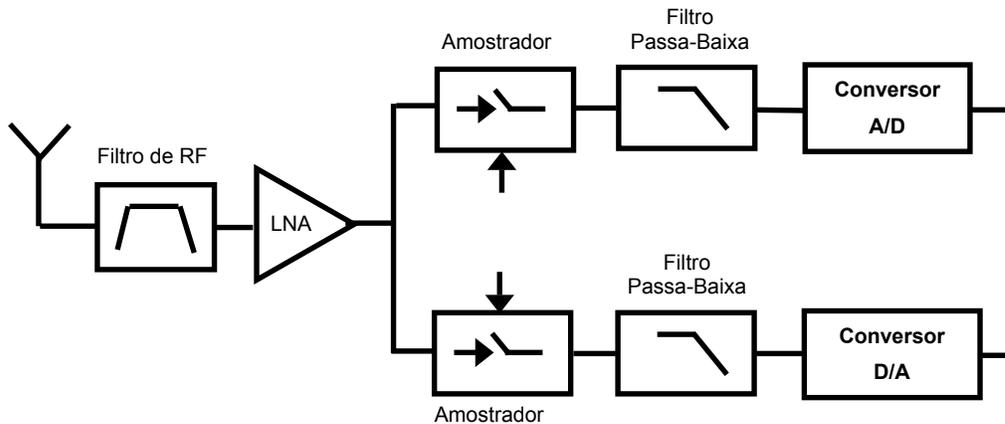


FIGURA 2.3 - Estrutura viável para digitalização do sinal de FI.

O caminho para a digitalização até a antena ainda está bem distante, como se pode observar na Fig. 2.3. O custo da fabricação de conversores analógico-digitais, microprocessadores, etc., que operem em tão alta velocidade, inviabiliza o compromisso custo x benefício. Para se processar digitalmente um sinal analógico, é necessário que este seja amostrado a uma frequência de, no mínimo, duas vezes a componente de frequência máxima do sinal ( $F_{MAX}$ ) (Teorema de Nyquist da Amostragem). Assim, para um sinal de 900 MHz seria necessário um sinal de clock de, no mínimo, 1800 MHz! Nos circuitos de telecomunicações, tipicamente usam-se taxas de amostragem de, no mínimo, 4 a 6 x  $F_{MAX}$ .

Existe uma arquitetura alternativa, denominada de Sub-amostragem, Fig. 2.4, na qual o sinal é digitalizado depois do amplificador de baixo ruído a uma taxa de amostragem inferior ao do sinal de RF, mas superior ao do sinal de informação. Nesta arquitetura, o amostrador-retentor do conversor A/D funciona como um misturador transladando a informação contida no sinal de RF para a sua banda de frequência original. Assim, a conversão analógico-digital pode ser feita por circuitos A/D operando em frequências bem mais baixas. A principal desvantagem desta arquitetura é sua Figura de Ruído muito elevada (PÄRSSINEN, 1997).



**FIGURA 2.4 - Arquitetura para Sub-amostragem**

Além desta evolução, impulsionada pela invenção do circuito integrado, outro fator vem afetando de forma mais imediata o projeto dos blocos que compõem os transceptores para comunicação sem fio: a “miniaturização”. Há uma pressão cada vez maior das empresas para reduzir o custo dos circuitos de comunicações. Esta pressão tem levado os projetistas a desenvolverem transceptores com um alto nível de integração, dentro das limitações e condições tecnológicas hoje existentes. Atingir o objetivo de máxima integração possível entre a antena e o dado de saída, eliminando componentes externos, não é nada trivial e requer uma revisão geral do projeto de todo bloco transceptor, surgindo assim novas arquiteturas de transceptores e forçando o uso de topologias de circuitos alternativas. Como este trabalho focaliza seus esforços no circuito misturador para a etapa receptora, serão apresentadas a seguir as principais topologias para o bloco receptor que são utilizadas e que têm surgido recentemente.

## 2.1 Receptor Super-heteródino

Esta é a topologia mais clássica e a que tem seu uso mais difundido desde que foi patentada por Armstrong, um dos mais criativos inventores na história da rádio comunicação, em 1917 (LEE, 1998). Nesta topologia, a informação contida no sinal de RF é transladada para um sinal de frequência fixa mais baixa na qual todos os processos de amplificação e filtragem necessários são realizados. Como a frequência do sinal é bem menor e fixa, o projeto dos circuitos torna-se mais simples (menor influência de elementos parasitas, maior estabilidade,

etc.) e podem-se obter desempenhos iguais ou superiores (seletividade do filtro, ganho, etc.) a um custo bem mais baixo em relação às topologias antecessoras.

A estrutura típica de um receptor super-heteródino é apresentado na Fig. 2.5. Seu funcionamento pode ser entendido pelo diagrama espectral de sinais apresentado conjuntamente.

A antena capta, além do sinal de RF de interesse, diversos outros sinais. Os sinais que não pertencem à banda de frequência de comunicação do sistema são eliminados por um filtro passa-faixa de alto Q (SAW) colocado logo após a antena. Posteriormente, os sinais de interesse são “pré-amplificados” através do LNA para terem um nível que permite serem posteriormente processados pelas demais etapas e com um mínimo possível de ruído adicionado que não degrade sua inteligibilidade. O circuito misturador faz, através do produto dos sinais presentes na sua entrada com o do OL, uma translação da informação contida na frequência do sinal de RF para um sinal de FI. Finalizando a estrutura do receptor, existe uma segunda translação da informação, demodulação, para sua frequência original. A determinação do canal a ser utilizado dentro da banda do sistema é feita através da sintonia do sinal de OL, uma vez que  $F_{FI} = F_{RF} - F_{OL}$ . Não somente a informação contida no sinal de RF será transladada, mas também o ruído presente na região do espectro em  $F = F_{OL} - F_{FI}$ , denominado de canal imagem. Assim, para minimizar o ruído, é necessário o uso de um filtro na entrada do misturador como indicado na Fig. 2.5.

As principais características deste tipo de receptor estão na alta sensibilidade e seletividade, na imunidade ao efeito de desvio de tensão/corrente contínua (*DC offset*) e problemas de fugas de sinais devido às diversas etapas de conversão. No entanto, para atingir uma boa seletividade, são necessários filtros com alto Q na saída do LNA e na saída do misturador que não podem ser integrados juntos com os circuitos, aumentando o custo e dificultando sua miniaturização. Outro fator que vai contra a integração é o circuito do oscilador local. Devido ao fato de ser sintonizado e operar em alta-freqüência, há necessidade de um circuito tanque com alto Q, para minimizar seu ruído de fase, o que é possível somente com elementos externos. Adiciona-se, também, um maior consumo de potência, por causa dos diversos estágios.

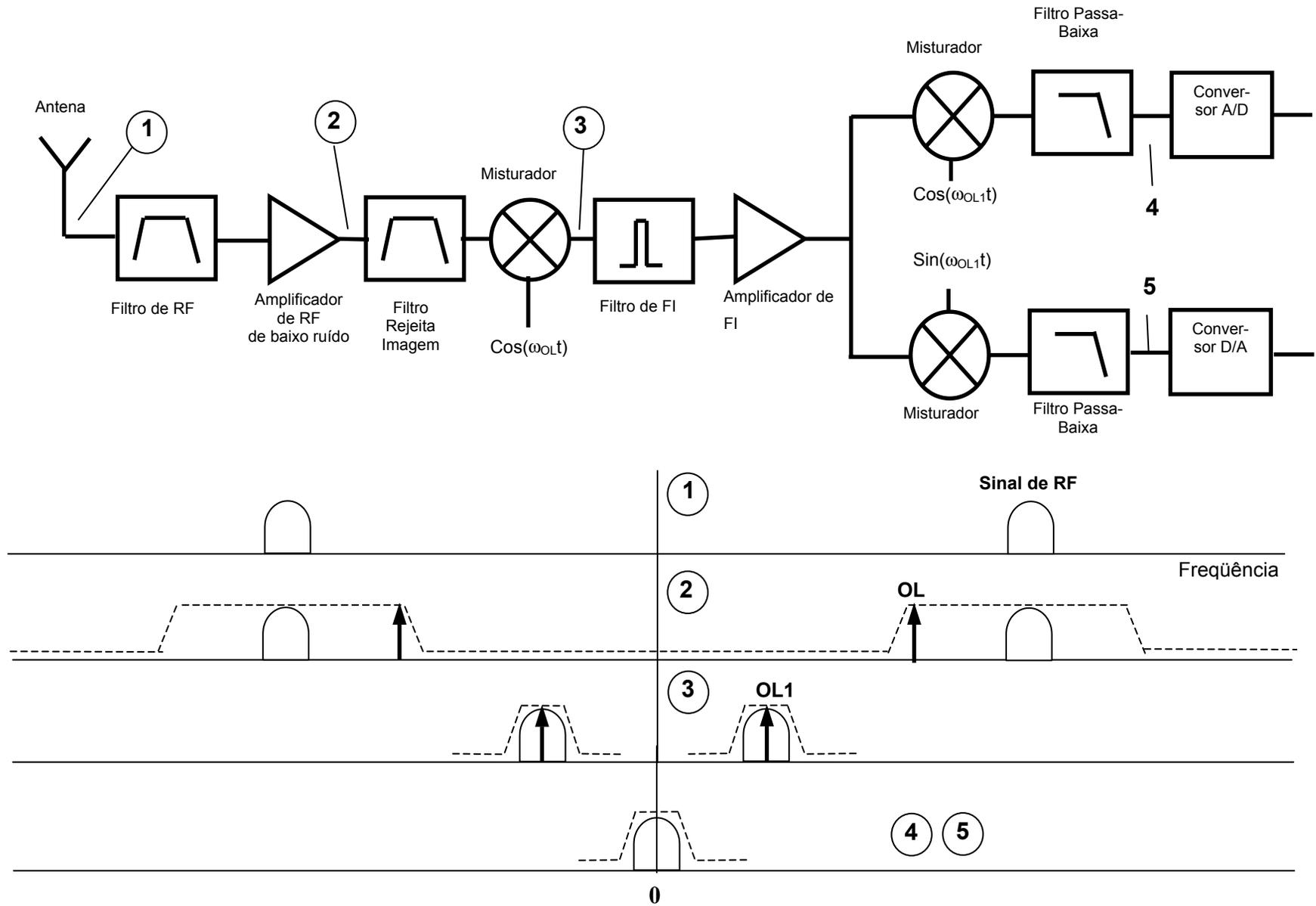


FIGURA 2.5 - Estrutura típica de um receptor super-heteródino com seu diagrama espectral

## 2.2 Receptor FI zero (Homódino)

Este tipo de receptor faz a translação da informação do sinal de RF direto para a frequência de banda base e, como  $F_{FI}=0$ , elimina o problema com o canal imagem (ABIDI, 1995, MIRABBASI & MARTIN, 2000).

A arquitetura deste tipo de receptor e seu diagrama espectral podem ser visto na Fig. 2.6. Comparado ao receptor super-heteródino, este receptor de FI zero tem duas vantagens básicas: não necessita de filtro imagem e nem de filtro de FI. Como a translação é direta para a banda base, toda circuitaria de filtragem e amplificação pode ser mais facilmente integrada, eliminando a necessidade de elementos externos ao circuito integrado.

Embora esta arquitetura seja mais atraente para integração que a super-heteródina, ela apresenta as seguintes desvantagens comparadas àquela:

- Seleção de canal – o projeto de filtros ativos passa-baixa para integração é mais difícil que um filtro passivo, sobretudo na relação linearidade-ruído-potência.
- *Offset DC* - um nível de tensão/corrente contínua na saída do misturador é resultante do batimento do sinal de OL com parte de seu sinal que retorna pela entrada do misturador e pela entrada do LNA. Este nível de tensão/corrente contínua pode ser suficiente para saturar ou dessensibilizar os próximos estágios dos receptores.
- Distorção de ordem par – interferência resultante do batimento de dois sinais externos de potências elevadas devido à não-linearidade do LNA. Se a diferença de frequência entre os sinais cair dentro da banda base, parte do sinal diferença irá aparecer na saída do misturador, por causa da isolamento finita entre a entrada e saída do misturador, corrompendo o sinal de banda base.

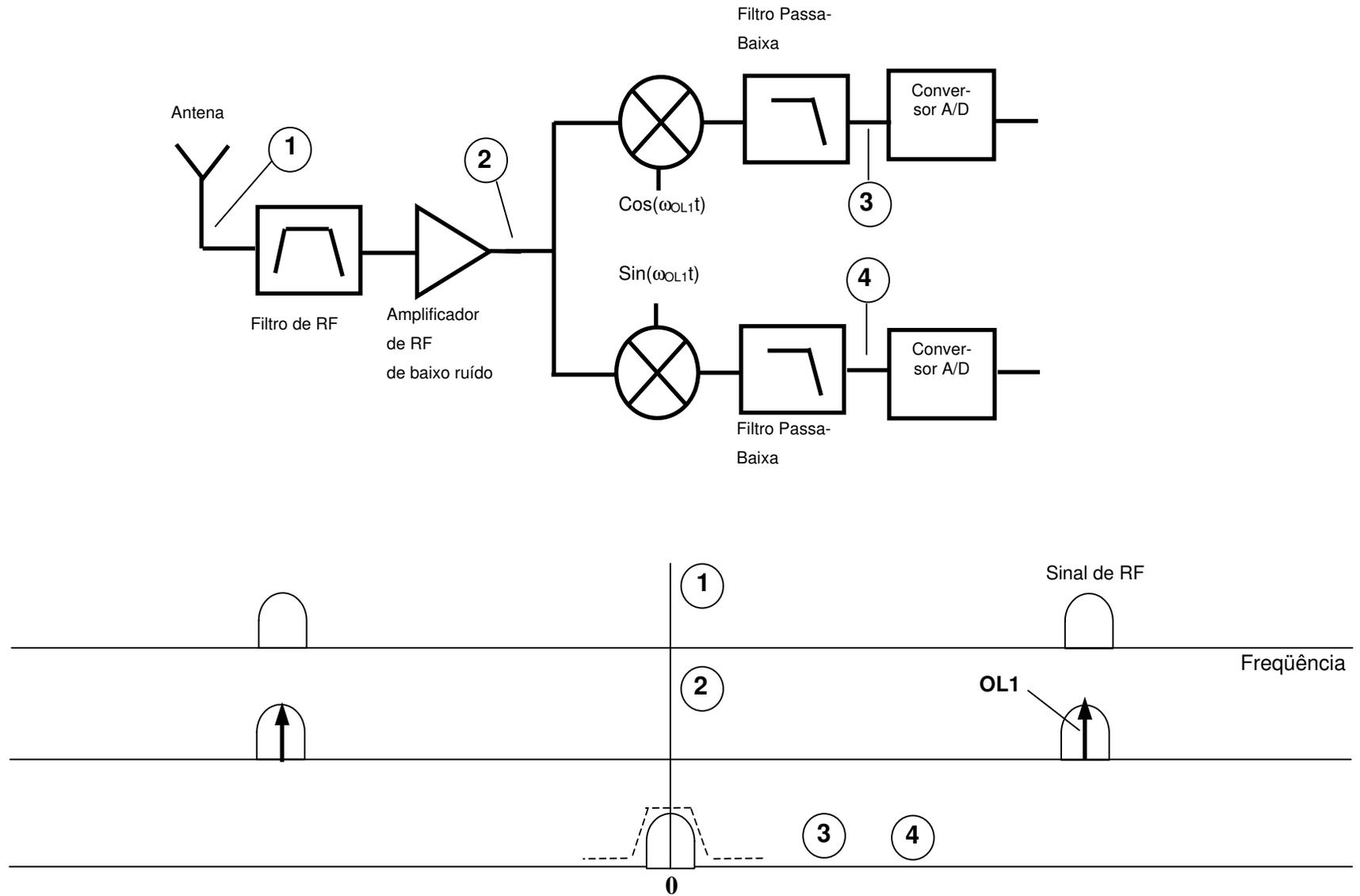


FIGURA 2.6 - Arquitetura do receptor de FI zero (homódino) e seu diagrama espectral.

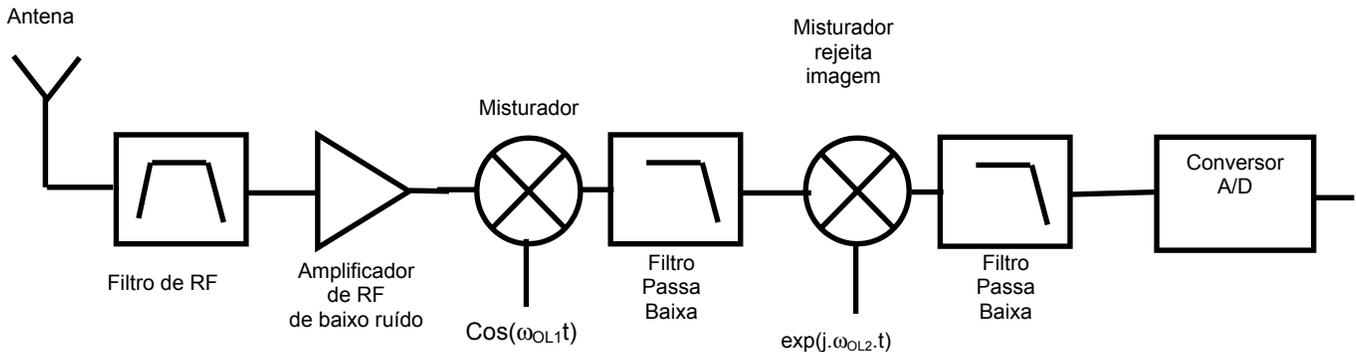
- Ruído  $1/f$  (*Flicker Noise*) – normalmente o ganho da circuitaria de RF não é muito grande e o nível de sinal presente na entrada do circuito de banda base ainda é muito pequeno. Assim, os ruídos dos estágios de banda base não podem ser desprezados e, predominantemente, são ruídos  $1/f$ . Por isso, procura-se projetar o estágio de RF com o maior ganho possível. Por exemplo, utilizam-se misturadores ativos ao invés de misturadores passivos.
- Fuga de Sinal de OL - além de introduzir um nível tensão/corrente contínua na saída do misturador, devido à fuga de sinal pela entrada do LNA, parte deste sinal é radiado pela antena, provocando interferência em outros receptores que utilizar o mesmo padrão de comunicação sem fio.

A integração completa desta arquitetura não é possível. O circuito de oscilador local terá as mesmas limitações que aquelas no receptor super-heteródino, necessitando de circuitos externos para obter um ruído de fase pequeno.

### **2.3 Receptor de dupla conversão com FI de banda larga**

Esta arquitetura foi proposta por pesquisadores de Berkeley liderados por Paul Gray (RUDELL *et al.*, 1997). Basicamente, a topologia utiliza duas conversões de sinais, conforme é indicado na Fig. 2.7. A primeira conversão translada todos os sinais de RF da banda do sistema para uma frequência intermediária mais baixa, e somente na segunda conversão é que há seleção do canal e sua conversão para banda base. Na realidade, esta arquitetura combina o receptor super-heteródino com o receptor homódino, para otimizar potência e desempenho. Como não há seleção de canal na primeira conversão, o OL pode ser implementado com oscilador a cristal com sintonia fixa, e várias técnicas podem ser utilizadas para obter um OL com ruído de fase baixo utilizando componentes integrados de baixo Q. Esta flexibilidade de projeto permite eliminar o filtro imagem de FI mediante o uso de misturadores rejeita-imagem, tornando sua integração bem mais viável que o super-heteródino. Também, como a seleção do canal ocorre na segunda conversão, que é de frequência mais baixa, o ruído de fase neste OL pode ser muito melhor que o do OL do receptor homódino. Além do mais, como a frequência do sinal de FI é diferente do

sinal de RF, os problemas com fuga de sinal de OL e variação temporal do *Offset DC* são minimizados. Embora estes mesmos problemas ocorram com o segundo estágio misturador, eles podem ser cancelados utilizando técnicas de processamento digital de sinais.



**FIGURA 2.7 - Arquitetura de um receptor de dupla conversão com FI de banda larga**

As duas principais limitações na implementação desta arquitetura são:

- O sinal de OL do segundo misturador deverá ser capaz de varrer toda a banda de frequência do sistema que está presente no sinal de FI. Assim, o VCO do sintetizador deste OL deverá ser capaz de varrer toda esta banda de frequência, com capacidade de sintonizar cada um dos canais. Como a frequência do sinal de FI e, conseqüentemente, a do OL é baixa, a faixa de varredura do sinal do VCO não será muito pequena, comparada à frequência do sinal, complicando o seu projeto.
- A eliminação do filtro seletor de canal na entrada de FI faz com que os sinais fortes de canais adjacentes, que antes eram desprezados, passem a ter grande influência no projeto do segundo misturador e no projeto dos blocos de banda base. Isto implica diretamente na necessidade de aumento da faixa dinâmica destes últimos estágios do receptor. Também, os sinais espúrios gerados pelo primeiro misturador podem ser “mixados” com sinais de canais indesejados, criando um sinal interferente dentro do canal/banda de interesse.

Como nos misturadores rejeita-imagem convencionais, qualquer descasamento de fase ou amplitude dos sinais I/Q degrada o desempenho do receptor.

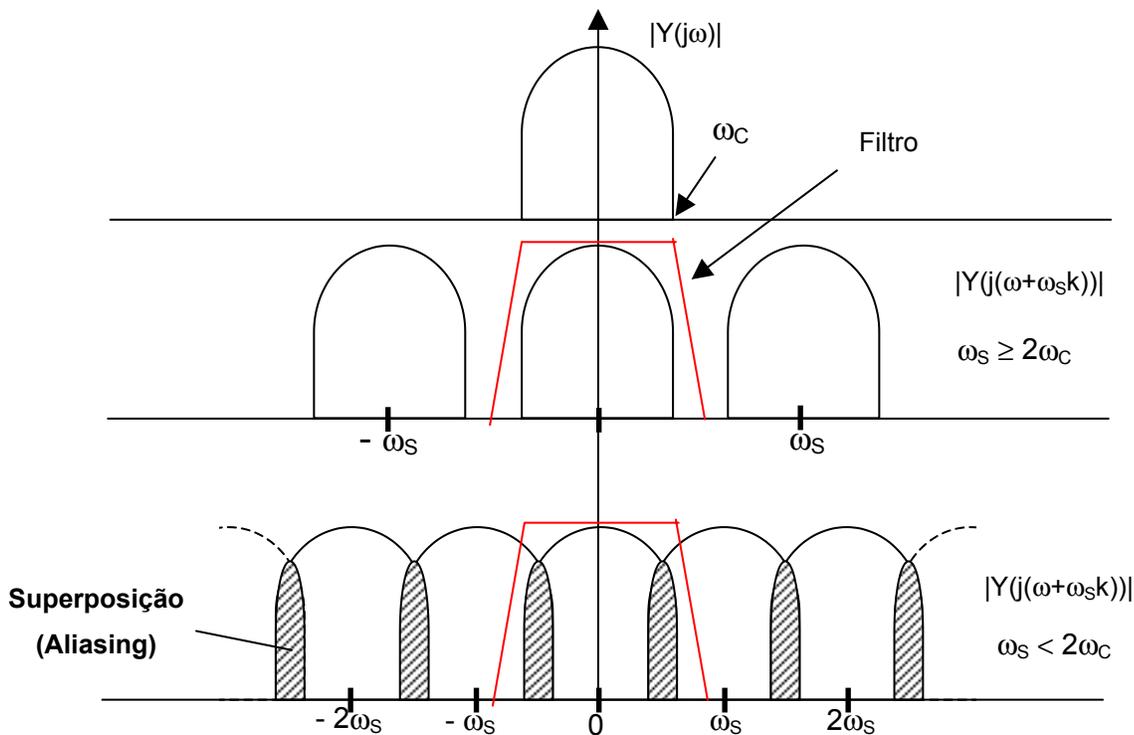
## 2.4 Receptor com FI baixa

Esta arquitetura é similar à do receptor de dupla conversão com FI de banda larga, salvo algumas diferenças sutis (CROLS & STEYAERT, 1995). A primeira é a escolha da FI. Enquanto no receptor de dupla conversão, com FI de banda larga, a FI é tipicamente alta, no sistema de FI baixa, esta é tão baixa quanto é possível ou duas vezes a largura de banda do canal. Assim, esta topologia, diferentemente daquela do receptor de FI zero, não é sensível ao *Offset DC* parasita, fuga de OL, e produto de intermodulação de segunda ordem ( $IM_2$ ). Outra vantagem importante desta topologia é que com FI baixa pode-se construir filtros de frequência imagem e seletores de canal com baixo Q, tornando esta arquitetura mais adequada para integração. A segunda diferença é que a topologia de FI baixa pode ser digitalizada já logo depois do primeiro estágio misturador, enquanto no receptor com FI de banda larga esta digitalização ocorrerá só depois do segundo misturador (sinal de banda base). Isto se deve ao fato do sinal de FI deste último ser muito alto, tornando a circuitaria dispendiosa em termos de custo e consumo de potência. Uma vantagem da digitalização direta da etapa de FI é que o conversor A/D pode utilizar acoplamento capacitivo, eliminando a necessidade de uma circuitaria complexa de cancelamento de *Offset DC*.

## 2.5 Receptor Sub-amostrado

Neste tipo de receptor, a informação contida no sinal de RF é transladada para a frequência de banda base por meio de um processo conhecido como sub-amostragem (SHEN *et al.*, 1996).

Um sinal  $Y(j\omega)$ , periodicamente amostrado no tempo, tem seu espectro dado por  $Y(j(\omega+\omega_s k))$ , onde  $k$  é dado por  $\dots-4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, \dots$  e pelo critério de Nyquist, o espectro do sinal original pode ser recuperado, se a frequência de amostragem ( $\omega_{S(\text{Sample})}$ ) for no mínimo duas vezes maior que a componente de maior frequência ( $\omega_C$ ) do sinal ( $\omega_S \geq 2\omega_C$ ). Com este critério, evita-se a superposição espectral, conforme mostrado na Fig. 2.8, e permite-se que o espectro do sinal original seja recuperado com um filtro passa baixa, como indicado nesta figura.



**FIGURA 2.8 - Efeito da freqüência de amostragem no espectro de um sinal amostrado.**

No caso do sinal de RF modulado, a informação concentra-se em uma pequena parte do espectro, como mostra a Fig. 2.9. Assim, se o sinal for amostrado em uma taxa  $\omega_s < 2\omega_c$ , mesmo ocorrendo superposição, o sinal de informação poderá ser recuperado através de um filtro, desde que não haja superposição das regiões do espectro contendo a informação, conforme mostra a Fig. 2.9. Um problema que advém deste processo, é que na região do espectro compreendido entre o 0 Hz até o sinal de informação existe ruído, e este ruído estará sendo superposto ao sinal de interesse (KARVONEN *et al.*, 2001). Este tipo de circuito é mais apropriado para aplicação em banda estreita.

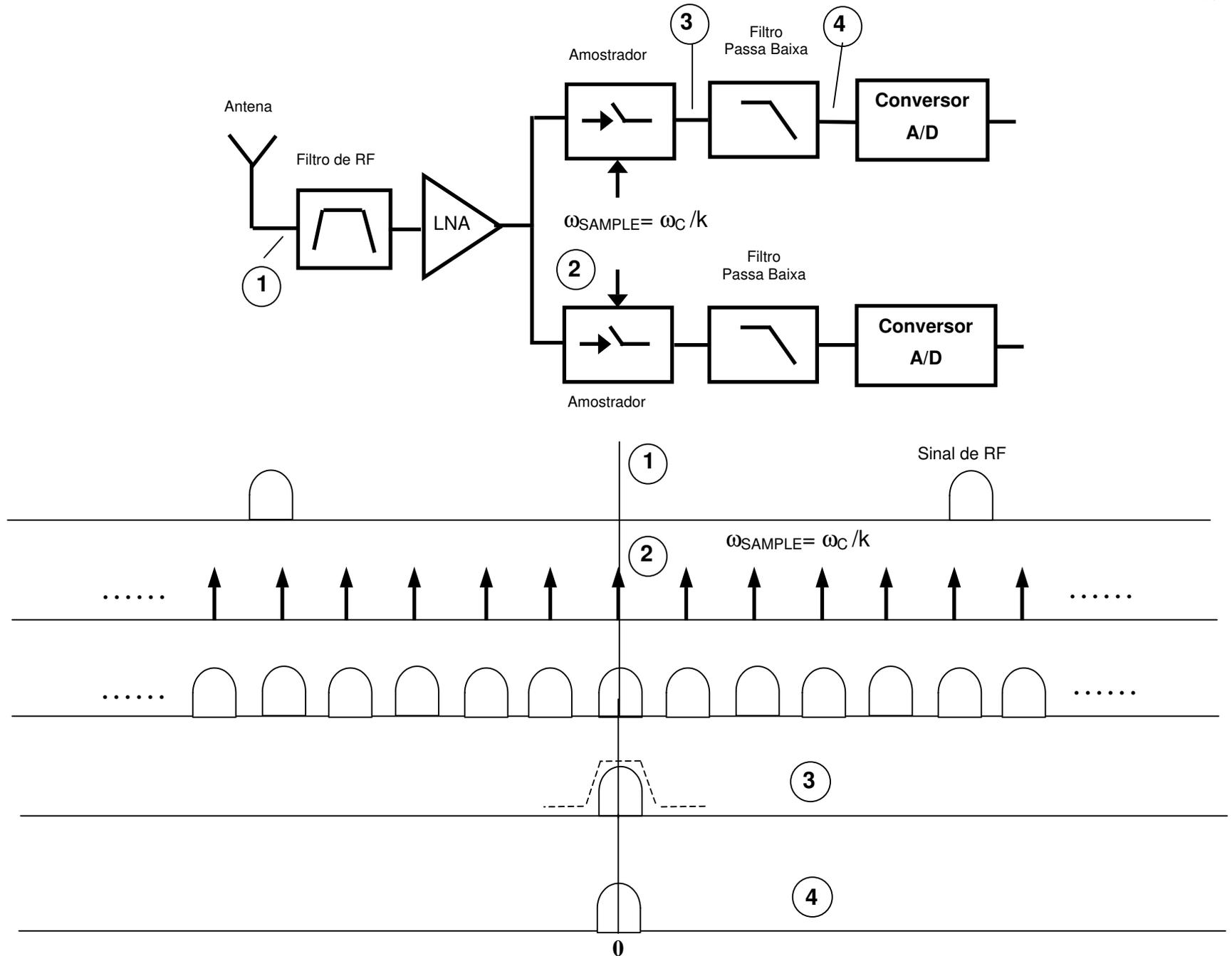


FIGURA 2.9 - Arquitetura de um receptor de sub-amostragem e seu diagrama espectral.

## 2.6 Receptor de FI digital

Nesta topologia, o estágio de FI nas arquiteturas super-heteródina, FI baixo e FI zero é digitalizado. Assim, os processos de translação final e filtragem são processados no domínio digital. Com o processamento digital do sinal de FI, os sinais Q e I não sofrem de "desbalanço", o que resulta em excelente rejeição de imagem. No entanto, esta arquitetura precisa de conversores A/D com alto desempenho, aumentando o consumo de potência do receptor. O potencial do receptor de FI digital permanece ainda no campo de pesquisa, notadamente no projeto de circuitos A/D de alta frequência (SALKINTZIS *et al.*, 1999).

## 2.7 Discussão

Como se pôde observar anteriormente, a arquitetura do sistema de recepção está sofrendo uma grande evolução, partindo de um circuito completamente analógico para um circuito completamente digital. Muitas das funções executadas por um circuito analógico serão substituídas por um algoritmo de computador. Enquanto isto não ocorre, são propostas novas topologias em que há uma coexistência de circuitos analógicos com circuitos digitais. Esta evolução está afetando também o projeto dos circuitos que compõem estas arquiteturas e, dentro desta evolução, um circuito tem adquirido uma importância cada vez maior: o misturador de RF. Devido às exigências da integração e às condições de operações cada vez mais rígidas dos sistemas de comunicações sem fio, o desempenho do misturador passou a ser muito importante.

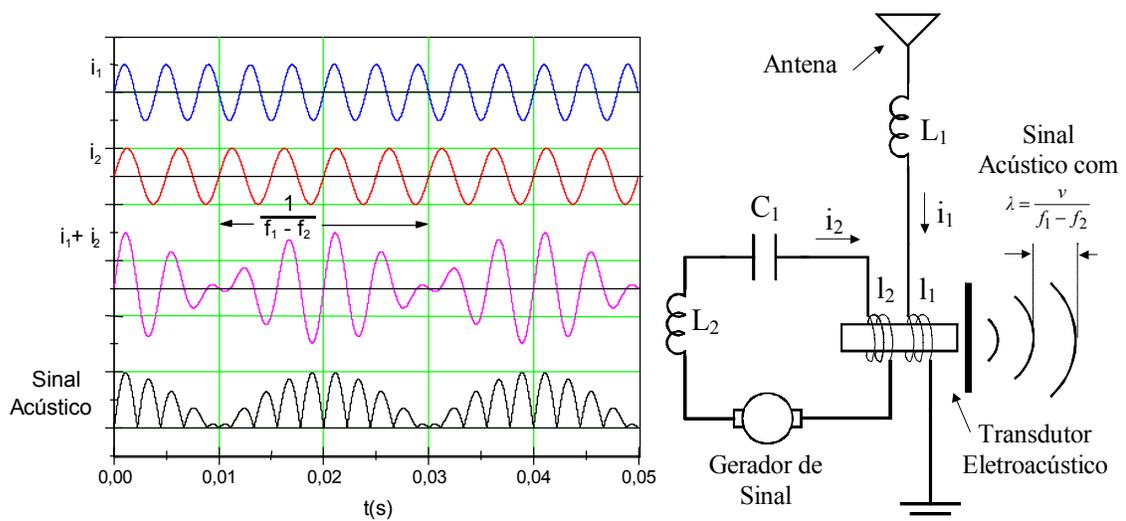
Esta necessidade de evolução na topologia dos misturadores, em busca de um desempenho cada vez melhor, foi o principal incentivo para a elaboração deste trabalho de investigação cujos desenvolvimentos e resultados são apresentados nos capítulos seguintes.

## Capítulo 3

### Misturadores

Como se pôde ver no capítulo anterior, o estágio receptor de um transceptor de RF é um circuito que trata o sinal elétrico obtido da antena e o translada para uma freqüência menor, em que será posteriormente convertido em um sinal digital e processado digitalmente. O bloco que faz esta transladação de freqüência é denominado misturador.

Historicamente, a idéia de transladação de freqüência através do uso de dois sinais nos receptores de rádio começou com a patente de Fessenden, em 1902, para o princípio heteródino. Neste, ele estabelece que um sinal de rádio de freqüência  $f_1$ , que estivesse presente na antena, poderia ser detectado através do batimento deste com outro sinal de freqüência  $f_2$ , com o sinal resultante convertido em ondas acústicas, como ilustra a Fig. 3.1 (HOGAN, 1913).



**FIGURA 3.1 - Princípio de funcionamento esperado segundo o pensamento de Fessenden.**

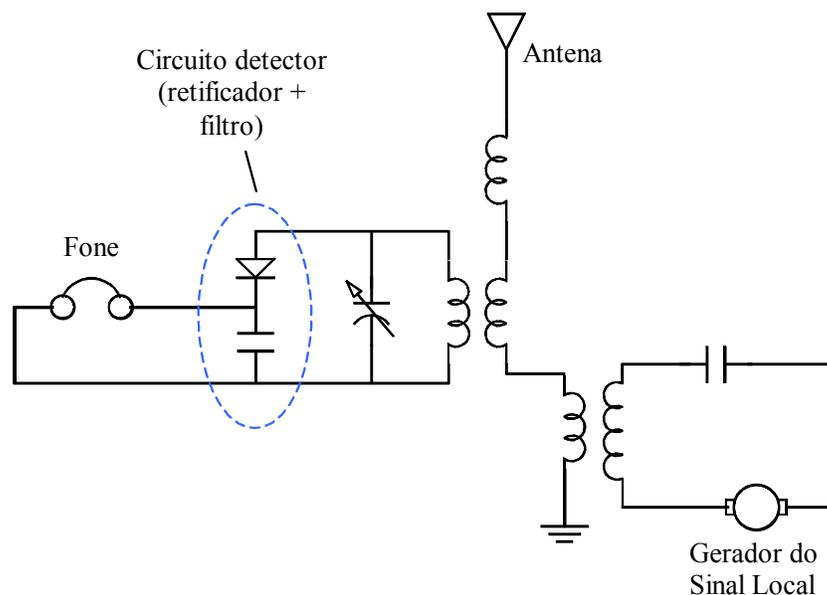
Em seus experimentos, Fessenden observou que se o diafragma do transdutor respondesse ao sinal de corrente  $i_1+i_2$ , sendo atraído e repellido, não seria possível ouvir o batimento, se a frequência dos dois sinais fossem superiores à capacidade de resposta do ouvido humano, mesmo se  $f_1-f_2$  estivesse dentro da faixa audível. Isto ocorre porque o tímpano é incapaz de responder, pela sua inércia, às rápidas trocas de polaridade do sinal. No entanto, se o eletroímã do transdutor movimentasse o diafragma em um só sentido (diafragma seria somente atraído), ter-se-ia um sinal retificado na saída do transdutor (Fig. 3.1) e o tímpano poderia responder.

Segundo HOGAN (1913), a resposta do sistema seria proporcional à energia, ou seja, ao quadrado da corrente total :  $i^2 = (i_1)^2 + 2.i_1.i_2 + (i_2)^2$ . O produto cruzado estaria representando a energia do sinal acústico com frequência  $f=f_1-f_2$  e os outros dois termos as energias dos sinais acústicos com frequências  $f_1$  e  $f_2$ . Assim, dependendo das amplitudes das correntes, poder-se-ia até ter ganho:  $G = \frac{2.i_1.i_2}{(i_1)^2} = \frac{2.i_2}{i_1}$ . Supondo  $i_1 = 1$  mA e  $i_2=100$  mA, poder-se-ia obter um ganho de

até 200! Isto permitiria, na época, comunicações que poderiam chegar até 4800 km. Naquela época predominavam os detectores à base de diodos (válvula, líquidos ou sólidos) que não ofereciam ganho nenhum, de modo que este circuito era realmente revolucionário. Com base nesta expectativa, foram realizados outros experimentos que culminaram, em 1913, na realização de um teste onde sinais foram enviados e recebidos entre o Centro da Marinha Americana em Arlington, Virgínia, e o Cruzador Americano, Salem.

Neste experimento, o circuito receptor utilizado teve que ser modificado devido à baixa sensibilidade dos detectores anteriores. O circuito que acabou sendo empregado é apresentado na Fig. 3.2. Neste circuito são utilizados um diodo e um capacitor, para obter o sinal resultante do batimento.

Os melhores resultados experimentais obtiveram um ganho máximo de 12! Obviamente, este foi um resultado muito bom comparado aos detectores da época, mas abaixo dos 200 esperados. Isto ocorreu porque o modo como o cálculo foi realizado estava equivocado: para obter a potência correta do sinal de saída, seria preciso obter seu espectro e determinar a potência distribuída ao longo da faixa de frequência de operação do ouvido humano, e nesta época ainda não se tinha esta interpretação dos sinais.



**FIGURA 3.2 - Diagrama do circuito receptor utilizado no teste Arlington-Salem**

Posteriormente, houve uma melhora na qualidade dos receptores, quando Forest introduziu, em 1907, a válvula de três elementos, o triodo. As primeiras válvulas diodo eram instáveis e não foram utilizadas nos rádios até 1912. A invenção dos circuitos realimentados, por Armstrong, em 1913 (LEE, 1998), e a descoberta do fenômeno de amplificação nas válvulas triodos, tornaram os receptores com válvula triodo populares nos anos que se sucederam. O uso dos circuitos sintonizados nos transmissores e receptores e o avanço nos receptores heteródinos levaram, em 1918, ao desenvolvimento do receptor super-heteródino, por ARMSTRONG (1924), topologia de circuito de recepção que predomina até os dias de hoje. A descrição e as vantagens deste tipo de receptor foram apresentadas no capítulo anterior.

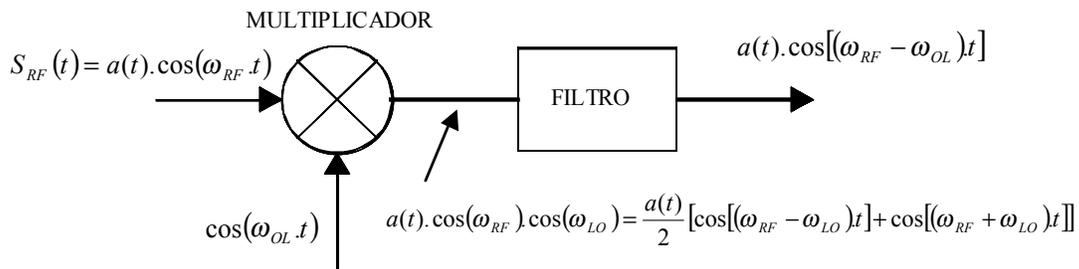
Com a concepção do receptor super-heteródino, começa a ficar clara a presença de um elemento fundamental que existe basicamente para que ocorra o processo de heterodinagem e com isso permita utilizar as vantagens advindas deste mecanismo. Assim, começa a se delinear a figura do misturador.

A grande evolução do misturador ocorreu na segunda guerra mundial com a necessidade do desenvolvimento de radares de alta qualidade, conforme MAAS (1993):

*"Os primeiros radares operavam na região de UHF, onde se dispunham de misturadores a válvulas, e se tinha uma boa sensibilidade. A faixa de resolução dos radares de UHF era totalmente inadequada. Contudo, com o desenvolvimento dos tubos de magnetron, que podiam gerar altos níveis de potências em microondas, os radares de microondas se tornaram viáveis.*

*Como não havia receptores de baixo ruído, o misturador era o primeiro estágio nestes receptores de radar, e portanto sua sensibilidade era crítica. Assim, foi despendido muito trabalho para melhorar a sensibilidade destes misturadores, e o MIT Radiation Laboratory teve um papel muito importante neste desenvolvimento".*

Para que o misturador faça translações de espectro de frequência, necessárias nos sistemas de telecomunicações, ele tem de ser fundamentalmente um multiplicador. Isto fica mais claro quando se considera o multiplicador analógico ideal indicado na Fig. 3.3.



**FIGURA 3.3 - Multiplicador analógico ideal**

Pelo teorema da translação de frequência (LATHI, 1968),

Se

$$a(t) \xleftrightarrow{\text{Fourier}} A(\omega) \quad (3.1)$$

então

$$a(t) \cdot e^{j\omega_0 t} \xleftrightarrow{\text{Fourier}} A(\omega - \omega_0) \quad (3.2)$$

Portanto, na saída do multiplicador, tem-se:

$$a(t) \cdot \cos(\omega_{RF} \cdot t) \cdot \cos(\omega_{OL} \cdot t) = \frac{a(t)}{2} \{ \cos[(\omega_{RF} - \omega_{OL})t] + \cos[(\omega_{RF} + \omega_{OL})t] \} \quad (3.3)$$

↓ Fourier

$$\frac{1}{4} \{ A[\omega - (\omega_{RF} + \omega_{OL})] + A[\omega + (\omega_{RF} - \omega_{OL})] + A[\omega - (\omega_{RF} - \omega_{OL})] + A[\omega + (\omega_{RF} + \omega_{OL})] \} \quad (3.4)$$

A expressão acima resultante mostra que, ao se multiplicar o sinal modulado  $a(t) \cdot \cos(\omega_{RF} \cdot t)$  por uma co-senóide pura, o resultado é o deslocamento do espectro do sinal modulante,  $a(t)$ , para  $\omega_{RF} - \omega_{OL}$  e para  $\omega_{RF} + \omega_{OL}$ . Assim, através de um processo de filtragem, pode-se escolher qual componente de sinal se deseja utilizar. Se a componente de sinal de saída escolhida for a deslocada de  $\omega_{RF} - \omega_{OL}$ , o misturador é dito conversor para baixo (*down-converter*); caso contrário, conversor para cima (*up-converter*). O misturador tipo conversor para cima é utilizado na etapa de transmissão e o tipo conversor para baixo é utilizado na etapa de recepção.

O circuito multiplicador acima é inviável para ser implementado como misturador. O número de dispositivos e a complexidade da circuitaria necessária para se obter um multiplicador degradam o desempenho de ruído e a resposta em frequência, que estão entre os principais obstáculos no projeto do misturador (GUNHEE & SÁNCHEZ-SINENCIO, 1998).

Felizmente, existem outras maneiras de se fazer esta multiplicação. Basicamente, os misturadores podem fazê-la de duas maneiras:

- Relação não linear do comportamento I/V do dispositivo.
- Chaveamento do sinal de entrada (Sistemas lineares variantes no tempo)

Na verdade, a não-linearidade é o mecanismo que realmente permite a multiplicação. Contudo, freqüentemente, o funcionamento de alguns misturadores pode ser representado como um sistema linear variante no tempo (ex. sinal chaveado no tempo).

### 3.1 Comportamento I/V não linear

De um modo geral, a relação I/V não linear de um dispositivo pode ser representada por uma série de potências,

$$I(V) = a_0 + a_1 \cdot V + a_2 \cdot V^2 + a_3 \cdot V^3 + \dots \quad (3.5)$$

Se  $V(t) = V_{RF}(t) + A \cdot \cos(\omega_{OL} \cdot t)$ , tem-se, aplicando o teorema binomial e após alguma manipulação matemática:

$$I(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=0}^i \sum_{l=0}^k a_i \binom{i}{k} \binom{k}{l} 2^{-k} A^k [V_{RF}(t)]^{i-k} \cos[(k - 2 \cdot l) \cdot \omega_{OL} \cdot t] \quad (3.6)$$

Analisando a equação acima, fica claro que, entre os termos, estão presentes parcelas com o produto  $V_{RF}(t) \cdot \cos(\omega_{OL} \cdot t)$  que, quando agrupadas, resultam:

$$I_1(t) = \sum_{i=0}^{\infty} a_{2i} \cdot \frac{2i}{2^{2i-1}} \left[ \binom{2i-1}{i} + \binom{2i-1}{i-1} \right] A^{2i-1} V_{RF}(t) \cos(\omega_{OL} \cdot t) \quad (3.7)$$

$$\Rightarrow I_1(t) = K \cdot V_{RF}(t) \cos(\omega_{OL} \cdot t)$$

Da mesma forma que foi agrupado o produto acima, podem-se agrupar os demais termos de (3.6). Estes termos adicionais representam as componentes de sinais nas frequências  $m \cdot \omega_{RF} + n \cdot \omega_{OL}$ , onde  $m$  e  $n$  são inteiros, excetuando-se as combinações  $(m=-1, n=1)$ ,  $(1, -1)$ ,  $(1, 1)$  e  $(-1, -1)$ , por corresponderem ao caso de (3.7). Geralmente, estes sinais não são de interesse e são eliminados através de um filtro.

### 3.2 Chaveamento do sinal de entrada

Uma outra maneira de se obter o produto entre o sinal de RF e o de OL é através do chaveamento do sinal de entrada como mostra a Fig. 3.4.

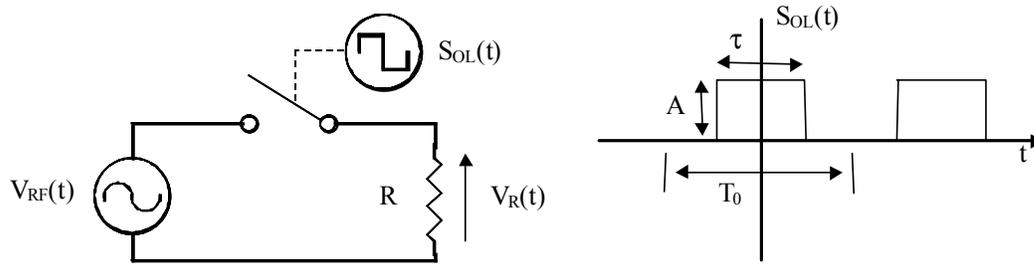


FIGURA 3.4 - Chaveamento do sinal de RF

O sinal de tensão sobre a resistência R, da Fig. 3.4, pode ser expresso como

$$V_R(t) = V_{RF}(t) \cdot S_{OL}(t) = V_{RF}(t) \cdot \left[ A \frac{\tau}{T} + 2 \cdot A \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{sen}\left(n\pi \frac{\tau}{T_0}\right)}{n\pi} \cos(n\omega_{OL} \cdot t) \right] \Rightarrow$$

$$V_R(t) = V_{RF}(t) \frac{A\tau}{T} + a_1 \cdot V_{RF}(t) \cdot \cos(\omega_{OL} \cdot t) + a_2 \cdot V_{RF}(t) \cdot \cos(2 \cdot \omega_{OL} \cdot t) + \dots \quad (3.8)$$

Observando (3.8), pode-se ver, em **negrito**, o termo que representa o produto. Como no caso anterior, os demais sinais indesejáveis podem ser eliminados através de um filtro.

Em geral, é utilizado um sinal de chaveamento com um *duty-cycle* de 50%. Nestas condições, tem-se  $\frac{\tau}{T_0} = \frac{1}{2}$  e todos os coeficientes de (3.8), onde n é par, são nulos, resultando na saída somente o produto de  $V_{RF}(t)$  com as harmônicas ímpares da frequência fundamental de  $S_{OL}(t)$ , mais uma componente CC. Em alguns casos, o *duty-cycle* pode não ser de 50%, resultando, em geral, no produto de  $V_{RF}(t)$  com todas as componentes harmônicas de  $S_{OL}(t)$ !

### 3.3 Estruturas Balanceadas

Devido à forma como a multiplicação é obtida nos misturadores, há na saída dos mesmos a presença de uma grande quantidade de sinais indesejáveis (sinais espúrios) ao desempenho do misturador. Além destes sinais espúrios, existem também os sinais presentes na saída devido ao acoplamento finito entre as portas OL-FI e RF-FI. Um sinal particularmente importante é o do OL, devido aos seus altos níveis de potência. Parte destes sinais pode ser eliminada através de

uma combinação dos elementos multiplicadores criando as estruturas *balanceadas*. A forma como os elementos multiplicadores são combinados permite a seguinte classificação dos misturadores:

- Misturador de um único elemento (desbalanceado)
- Misturador com balanço simples
- Misturador com balanço duplo

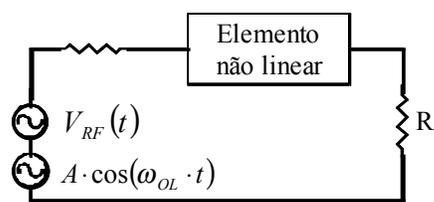
Na classificação acima, o tipo de balanço está relacionado com o modo como as fases dos sinais do OL e RF são dispostas nos elementos multiplicadores combinados. Este jogo de fase na entrada de cada elemento multiplicador resulta em uma mudança nas fases dos sinais de saída que, quando somados/subtraídos, provoca o cancelamento de determinados sinais espúrios. Na Fig. 3.5 é mostrado o diagrama de cada um dos três tipos de misturador, considerando o multiplicador como um elemento não linear.

Para exemplificar esta relação de fase, será considerado o circuito da Fig. 3.5(b). Neste circuito, os sinais do OL resultante sobre os dois elementos não lineares estão em fase enquanto que os de RF estão defasados de 180°. O sinal sobre o resistor R será resultado da subtração entre os sinais de saída,  $i_1$  e  $i_2$ , dos elementos não lineares. Assim, considerando (3.6)

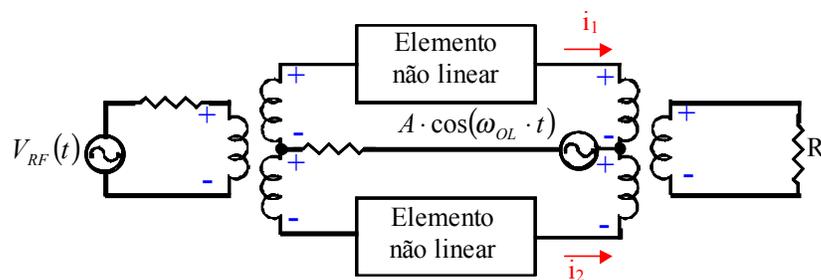
$$I_T(t) = i_1 - i_2 = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=0}^i \sum_{l=0}^k a_i \binom{i}{k} \binom{k}{l} 2^{-k} A^k [V_{RF}(t)]^{i-k} \cos[(k-2 \cdot l) \cdot \omega_{OL} \cdot t] \cdot [1 - (-1)^{i-k}] \quad (3.9)$$

Em (3.9) todos os termos em que  $i-k$  é par desaparecem. Um resultado interessante ocorre quando  $l=k$  que corresponde à presença do sinal do OL e seus harmônicos na saída. Assim, todas as componentes de OL são eliminadas só pela simetria do circuito, sem necessidade de filtro. Já no caso do sinal de RF, no qual  $k=2 \times l$ , seus componentes ainda estarão presentes na saída.

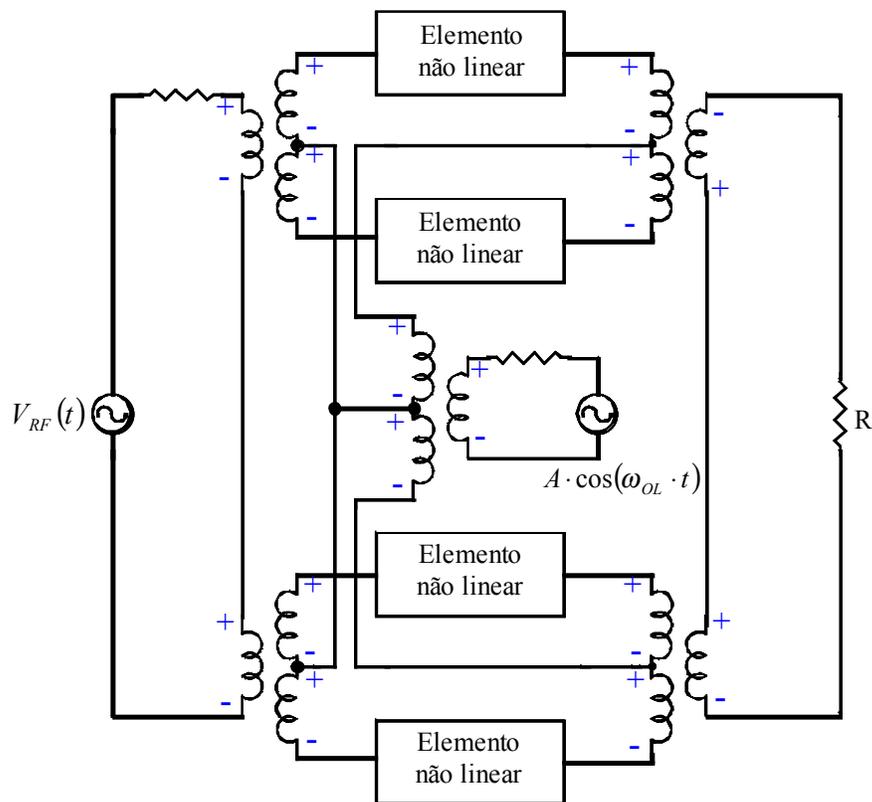
Um desempenho melhor pode ser obtido com o circuito da Fig. 3.5(c). Neste, o sinal do OL também sofre inversão de fase resultando no cancelamento do sinal de RF e de outros sinais espúrios na saída.



(a) Misturador de um único elemento



(b) Misturador com balanço simples



(c) Misturador com balanço duplo

FIGURA 3.5 - Diagrama em blocos do misturador de um único elemento (a), com balanço simples (b) e com balanço duplo (c).

As configurações balanceadas oferecem desempenhos superiores, comparadas às desbalanceadas, sendo os mais importantes:

- Alta Isolação entre as portas OL-FI, OL-RF e RF-FI.
- Rejeição ao ruído AM da fonte de OL
- Eliminação de alguns sinais espúrios na saída pela simetria do circuito.
- Eliminação dos sinais de OL e/ou RF na saída.

### **3.4 Dispositivos semicondutores para misturadores**

Os principais dispositivos utilizados como misturadores são os diodos de barreira Schottky e os transistores de efeito de campo. Os transistores bipolares são utilizados ocasionalmente e, principalmente, em circuitos multiplicadores na configuração célula de Gilbert. Os transistores de efeito de campo são preferidos em relação aos bipolares por terem maior frequência de operação, conseguirem trabalhar com sinais de grande amplitude e menor ruído.

O diodo Schottky é o dispositivo predominantemente utilizado nos misturadores. As suas principais vantagens são o custo baixo e a não-necessidade de polarização. Também, devido à sua capacidade inerente para chavear rapidamente e seus poucos elementos reativos parasitas, ele pode ser utilizado em misturadores de banda muito larga (neste caso há necessidade de polarização). Contudo, os misturadores com diodo Schottky não apresentam ganho, como os misturadores com transistores, e o ganho simplifica bastante a arquitetura de um sistema de recepção, eliminando estágios amplificadores e flexibilizando as restrições de ruído dos estágios posteriores. Além destas vantagens, os misturadores com transistores permitem também, em certas topologias balanceadas, a eliminação de elementos passivos que inviabilizariam a completa integração do sistema de RF em um único circuito integrado.

### 3.4.1 Diodo de Barreira Schottky

Um diodo de Barreira Schottky é basicamente uma junção retificadora metal-semicondutor. O semicondutor consiste de uma fina camada epitaxial N crescida sobre uma camada N+ GaAs que também foi crescida sobre um substrato semisolante. O contato de metal é o ânodo, e o contato ôhmico é o cátodo. A Fig. 3.6(a) mostra uma estrutura típica de um diodo de Barreira Schottky.

Na Fig. 3.6(b) tem-se o circuito equivalente da junção. Nesta figura  $R_S$  é a resistência série e  $C(V)$ ,  $I(V)$  a capacitância e corrente da junção respectivamente. Na expressão da corrente,  $I_0$  é a corrente de saturação,  $n$  representa o fator de idealidade e  $V_T$  a tensão térmica.

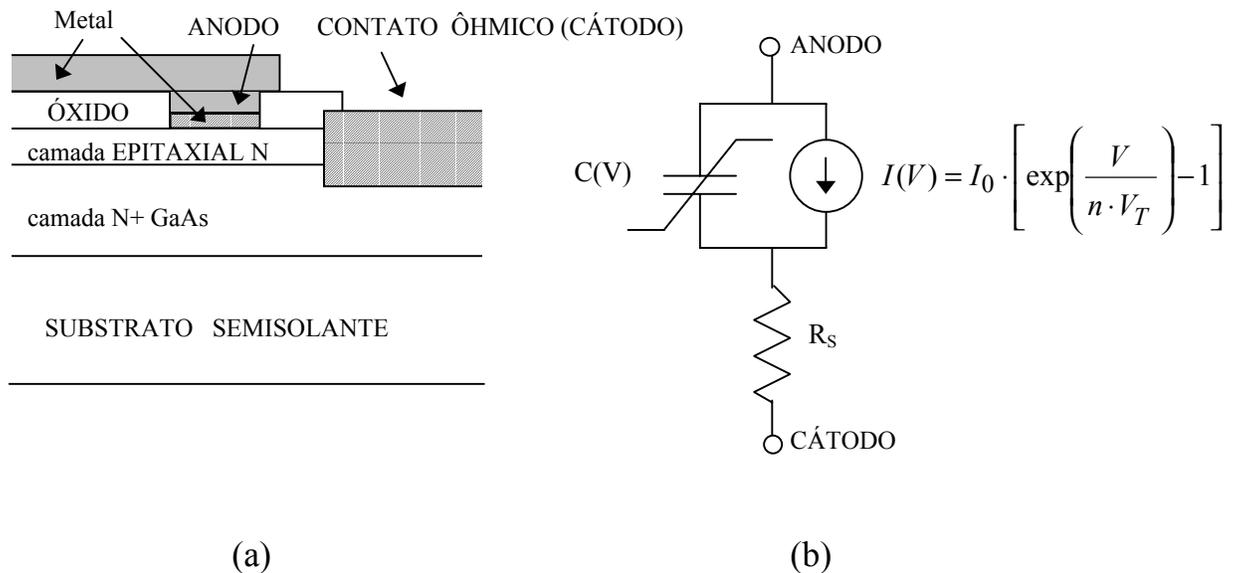


FIGURA 3.6 - Diagrama de construção (a) e circuito equivalente (b) de um diodo de Barreira Schottky.

Sua frequência de corte é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_S \cdot C_{j0}} \quad (3.10)$$

Tipicamente, os misturadores são obtidos utilizando a não-linearidade dos diodos ou sua capacidade de chaveamento. Mais detalhes sobre este tipo de dispositivo podem ser encontrados em MAAS (1993).

### 3.4.2 Transistores de Efeito de Campo

Uma variedade de transistores de efeito de campo (FETs – Field-Effect Transistors) é empregada em misturadores. Desde os anos 60, o MOSFET de silício (freqüentemente dispositivos de dupla porta) tem dominado a aplicação nos misturadores em circuitos de recepção até 1 GHz. Em freqüências maiores, os MESFET de GaAs são freqüentemente utilizados, pelo menos até pouco tempo atrás. Com a evolução dos circuitos digitais e das comunicações móveis, a tecnologia MOSFET vem evoluindo bastante e sua aplicação já se estende aos circuitos de RF de até 2,4 GHz (LI *et al.*, 2001).

Grande parte dos misturadores com FET produz a multiplicação de sinais através da variação temporal de sua transcondutância produzida por um sinal do OL aplicado na porta do transistor. Portanto, em um FET utilizado como misturador, a transcondutância é muito importante. Os outros elementos resistivos e reativos do FET são de importância secundária, com exceção da capacitância entre porta e fonte que determina a freqüência de corte do transistor.

De um modo geral o circuito equivalente simplificado de um FET é o apresentado na Fig. 3.7. Esta topologia é praticamente a mesma para todos os tipos de FET, sendo diferentes os valores dos elementos e seu comportamento não linear  $I/V$  e  $C/V$ . Todos FETs têm resistências associadas aos contatos ôhmicos de seus drenos e fontes,  $R_d$  e  $R_s$ , respectivamente, e a resistência de porta,  $R_g$ .  $R_{ds}$  representa a resistência dreno-fonte (resistência do canal) e  $R_i$ , a resistência da camada epitaxial não depletada na região do canal próxima à fonte.  $C_{ds}$  representa a capacitância dreno-fonte e  $C_{gd}$ , a capacitância dreno-porta devido à proximidade da metalização de porta e de dreno.

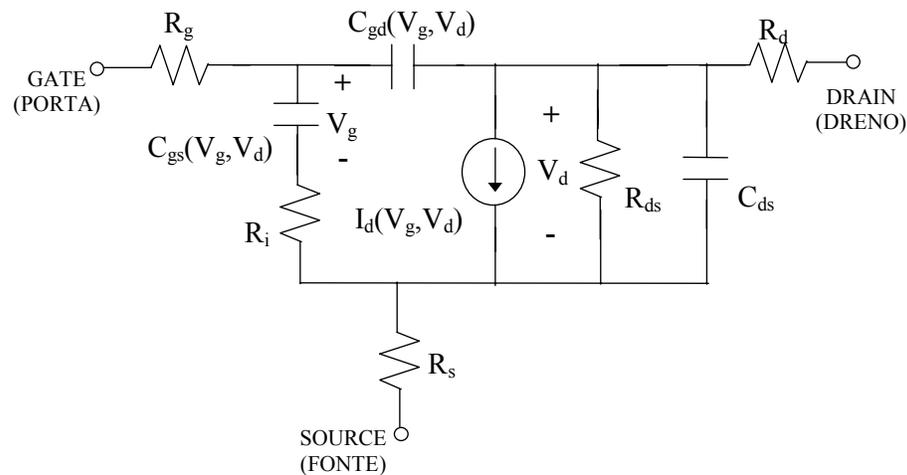


FIGURA 3. 7 - Circuito equivalente de um transistor FET.

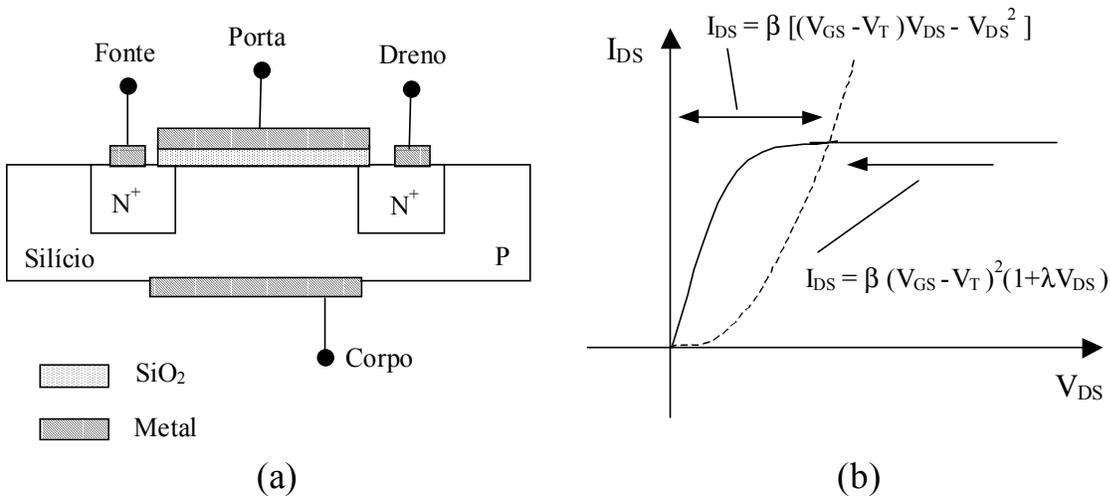
### 3.4.2.1 MOSFET de Silício

Este tipo de transistor é o que tem seu uso mais difundido dentro da eletrônica atual, notadamente nos circuitos digitais. Este predomínio se reflete na redução de custo dos circuitos integrados com MOSFET e um incentivo no desenvolvimento desta tecnologia. Os MOSFETs têm alcançado um desempenho cada vez melhor, comparado aos outros tipos transistores. Assim, pouco a pouco, os MOSFETs vêm ocupando espaço também nos circuitos de RF nas frequências acima de 1 GHz até 2,0 GHz, onde as especificações de sistema são menos exigentes (Ex. DECT, Bluetooth e GPS) (SVELTO *et al.*, 2001).

Dentre as vantagens desta tecnologia, a principal é seu baixo custo, comparado aos FETs em GaAs, com desempenho não significativamente inferior, nas frequências até 2,0 GHz. Além disto, os MOSFET podem operar com tensões positivas de limiar (*threshold*), comparativamente aos FETs de GaAs, o que é de grande ajuda quando se quer obter circuitos com baixas tensões e uma única fonte de alimentação.

O transistor MOSFET tipo enriquecimento possui tipicamente a estrutura apresentada na Fig. 3.8(a), e pode-se observar no terminal de porta a estrutura metal-óxido-semicondutor que caracteriza os transistores MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor FET*). Quando se aplica um potencial na porta há indução de portadores minoritários próximo à interface óxido-semicondutor, formando um canal condutivo entre fonte e dreno. Aumentando a tensão de porta aumenta a condutividade do canal. Este canal também pode ser criado durante o processo de

fabricação. Neste caso, mesmo com zero volt na porta há canal e o transistor é dito MOSFET tipo depleção.



**FIGURA 3.8 - Diagrama de construção (a) e curva característica (b) de um MOSFET.**

Os transistores MOSFET para RF são de canal tipo N, ou seja, os portadores são elétrons, cuja mobilidade é maior que a das lacunas. No entanto, esta tecnologia permite também canais do tipo P, flexibilizando o projeto com o uso de transistores complementares.

O comportamento  $I_xV$  do dispositivo pode ser descrito, em primeira aproximação, pelas equações da Fig. 3.8(b).

Na região ativa, a transcondutância é dada por:

$$G_m(V_g) = \left. \frac{\partial}{\partial V_g} I_d(V_g, V_d) \right|_{V_g=V_1} = 2 \cdot \beta \cdot (V_g - V_t) \quad (3.11)$$

e

$$\beta = \frac{1}{2} \mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \quad (3.12)$$

onde  $\mu$  é a mobilidade dos elétrons ou lacunas (em  $\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ ),  $C_{ox}$  é a capacitância do óxido (em  $\text{F}/\text{cm}^2$ ),  $W$  é a largura de porta, e  $L$  o comprimento de porta.

### 3.4.2.2 MESFET de GaAs

A estrutura do MESFET é mostrada na Fig. 3.9. A camada epitaxial de semiconductor tipo N funciona como um canal entre os contatos ôhmicos de Fonte e Dreno. A camada *Buffer* e o substrato são semisolantes. O contato de porta sobre o canal forma uma junção Schottky (metal-semiconductor), estabelecendo uma região de depleção transversal dentro do canal. Ao se aplicar um potencial entre fonte e dreno, se estabelece uma corrente cuja amplitude depende da resistência do canal que, por sua vez, depende da largura da região de depleção. Através de um potencial aplicado entre fonte e porta, ou seja, sobre a junção Schottky, a largura da região de depleção pode ser variada, controlando a corrente entre fonte e dreno. Como o contato de porta é um diodo, para que o transistor opere adequadamente, esta junção deverá estar sempre polarizada reversamente.

A principal vantagem deste dispositivo é sua resposta em frequência, devida, sobretudo, às características semisolantes do substrato de GaAs. Além de minimizar bastante as capacitâncias e resistências parasitas que degradam a resposta em frequência do dispositivo, este substrato permite a construção de elementos reativos com alto  $Q$ . Uma vantagem é sua transcondutância, que é superior a do MOSFET.

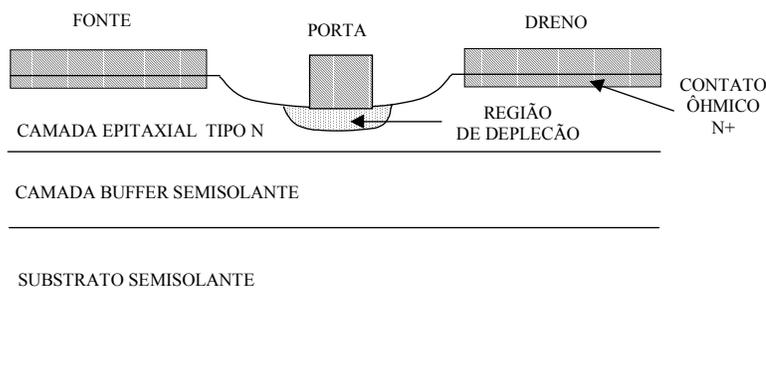


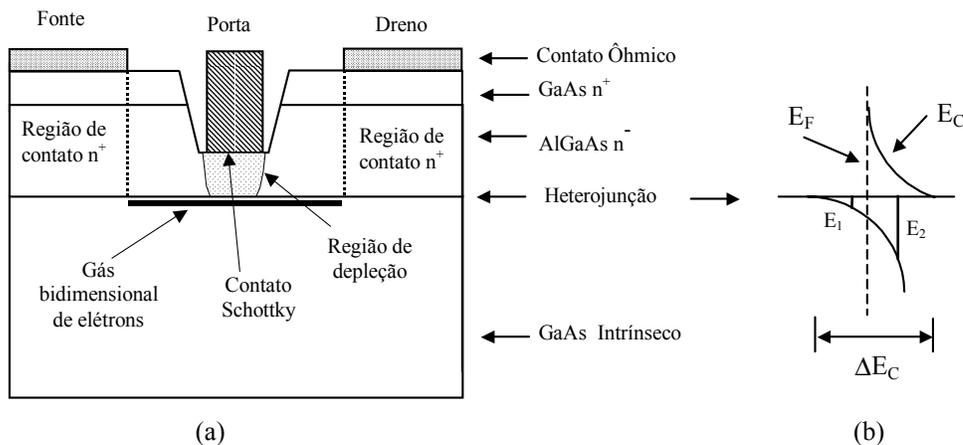
FIGURA 3.9 - Estrutura de camadas de um MESFET

### 3.4.2.3 HEMT (*High Electron Mobility Transistor*)

O princípio de funcionamento deste FET está baseado em um fenômeno quântico. Através dos processos de crescimento epitaxiais modernos, é possível criar uma interface abrupta entre dois tipos de materiais diferentes, denominada heterojunção. Conforme a escolha dos materiais, é

possível criar um acúmulo (gás bidimensional) de elétrons próximo à interface. Na Fig. 3.10(a) tem-se o esboço da estrutura de um transistor HEMT com uma heterojunção de AlGaAs/GaAs. Na região da interface, a banda de condução sofre uma descontinuidade,  $\Delta E_C$ , devido à diferença de banda proibida (*bandgap*) entre os dois materiais, o que provoca a formação de um poço quântico, Fig. 3.10(b). Dentro deste poço quântico, geralmente existem dois estados possíveis,  $E_1$  e  $E_2$ , que serão ocupados por elétrons conforme a posição do nível de Fermi ( $E_F$ ). No caso da Fig. 3.10(b), somente  $E_1$  estará fortemente ocupado, por estar abaixo de  $E_F$ . Tem-se, então, um canal formado por um gás bidimensional de elétrons entre os terminais de dreno e fonte. A concentração de elétrons no gás é determinada pela posição de  $E_F$  e do perfil do poço, que depende da tensão aplicada na junção Schottky (terminal de porta) do transistor. Tendo em vista que o gás é formado em um material não dopado, os elétrons não sofrem espalhamento provocado por impurezas e isto resulta em transistores com  $f_T$  acima de 100 GHz. Além disto, a concentração de elétrons no gás é bem alta, resultando em dispositivos com transcondutâncias bem superiores aos MESFET e MOSFET. Existem diversos tipos de heterojunções, mas as mais utilizadas são AlGaAs/GaAs, AlGaAs/InGaAs e AlInAs/InGaAs (BAEYENS, 1997).

Entre os FETs, o HEMT é o que possui o melhor desempenho global, em termos de banda de operação, ruído, ganho e consumo de potência, mas, em virtude do seu alto custo de fabricação e menor densidade de integração que o MOSFET, seu uso fica geralmente restrito aos circuitos que operam na faixa de ondas milimétricas.



**FIGURA 3.10 - Estrutura de um transistor HEMT AlGaAs/GaAs (a) e o diagrama da banda de condução (E<sub>C</sub>) em torno da heterojunção (b).**

Os HEMTs são utilizados como misturadores, da mesma maneira que os transistores MESFET convencionais.

Da mesma forma que os MESFETs, a curva característica IxV dos transistores HEMTs é obtida empiricamente. Devido às características IxV dos HEMTs serem diferentes dos MESFETs, os modelos destes últimos são inadequados para os HEMTs. Uma expressão que trabalha bem, em alguns tipos de análises com pequenos sinais, com HEMTs é (ANGELOV *et al.*, 1994):

$$I_d(V_g, V_d) = I_p (1 + \tanh \psi) (1 + \lambda \cdot V_d) \tanh(\alpha \cdot V_d)$$

onde

$$\psi = P_1(V_g - V_p) + P_2(V_g - V_p)^2 + \dots$$

$V_p$  é a tensão de porta no pico da transcondutância,  $I_p$  é a corrente neste mesmo ponto, e  $\lambda$  e  $\alpha$  são constantes.

### 3.4.3 Transistores Bipolares

Os transistores bipolares de junção (BJT - *Bipolar Junction Transistor*) têm seu uso muito restrito em misturadores, porque os FETs têm, geralmente, um desempenho global melhor.

Uma outra categoria de transistor bipolar é o de heterojunção (HBT - *Heterojunction Bipolar Transistor*). Este transistor diferencia-se do BJT por apresentar uma heterojunção (junção formada por materiais semicondutores diferentes) entre base e emissor. O material que forma a base tem uma banda proibida menor que a do emissor, o que resulta em uma barreira adicional à injeção de lacunas, em um transistor Npn, da base para o emissor, aumentando a eficiência de injeção. Isto permite utilizar uma dopagem bem alta na base e ainda manter uma boa eficiência de injeção.

Ter uma base com alta dopagem é importante pelas seguintes razões:

- Aumenta a tensão de ruptura por atravessamento (*Punch-through*) na base, o que permite uso de base mais estreita. Isto reduz o tempo de trânsito na base, aumentando a frequência de corte ( $f_T$ ) do transistor.
- Diminui a resistência ( $R_b$ ) de base, reduzindo o ruído do transistor e aumentando a frequência máxima de oscilação ( $f_{MAX}$ ).

As tecnologias convencionais de HBT empregam heterojunções do tipo GaAs(base)/AlGaAs(emissor). Devido ao material e à sua estrutura, o custo do processo deste dispositivo é alto, restringindo sua aplicação a alguns circuitos específicos: amplificadores de potência, fotodetectores, etc.

Uma tecnologia alternativa que vem ganhando espaço nas aplicações de circuitos de RF de comunicação sem fio é o HBT de SiGe (SENAPATI & MAITI, 2000). Dentre suas principais vantagens, pode-se citar (SCHÜPPEN *et al.*, 1996):

- Frequência de operação elevada. Recordes reportados de 1995 para  $f_T$  e  $f_{max}$  são de 116 GHz e 160 GHz, respectivamente, além de um excelente comportamento de ruído.
- Fabricação compatível com a tecnologia bipolar de silício.
- Condutividade térmica do Si é três vezes maior que a do GaAs.
- Excelente desempenho em altas frequências com baixa tensão de operação.

Reunindo as vantagens dos BJT de Si com a alta frequência de operação, os HBTs de SiGe estão viabilizando alguns tipos de misturadores em frequências onde predominavam os FETs.

Outra vantagem dos HBT de SiGe é a possibilidade de combinar o processo CMOS de Si criando BiCMOS de SiGe já disponível comercialmente (ex. IBM's 5hp). Isto adiciona a vantagem de um alto nível de integração com os circuitos digitais CMOS.

### **3.5 Topologias de misturadores**

Com base no tipo de dispositivo, configuração e modo de operação, existe uma variedade enorme de topologias de circuitos misturadores. Como os enfoques deste trabalho são os misturadores para os circuitos de recepção de comunicação móvel que podem ser integradas, a discussão se restringirá às principais topologias que podem ser utilizadas nestes tipos de circuito.

### 3.5.1 Misturador de um único elemento (desbalanceado)

Devido às vantagens já apresentadas anteriormente, os FETs são os principais dispositivos empregados como misturador nos CIs de circuitos de recepção. Basicamente, um FET pode operar como misturador de três modos diferentes:

- Misturador de transcondutância
- Misturador de dreno
- Misturador resistivo

#### 3.5.1.1 Misturador de Transcondutância de FET

Neste tipo de misturador, o sinal do OL é aplicado entre porta e fonte de tal modo que force o ponto de operação do FET a excursionar entre a sua região de corte e saturação. Esta excursão se traduz numa variação temporal muito forte de transcondutância do FET. Como o sinal de RF também é aplicado entre porta e fonte, a corrente alternada no dreno será, sob certa aproximação, o produto desta transcondutância variante no tempo pela amplitude do sinal de RF:

$$i_{d_{AC}} \approx g_m(t) \cdot v_{RF}(t) = [G_{M0} + G_{M1} \cdot \cos(\omega_{OL} \cdot t + \phi_1) + G_{M2} \cdot \cos(2 \cdot \omega_{OL} \cdot t + \phi_2) + \dots] \cdot v_{RF}(t)$$

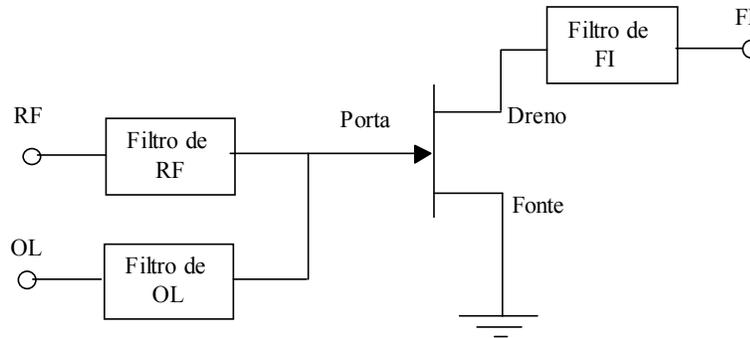
onde os termos  $G_{Mi}$  são os coeficientes da expansão em série de Fourier de  $g_m(t)$ .

Na equação acima, se observa um termo na corrente de saída que é o resultado da multiplicação do sinal senoidal com frequência do OL com o sinal RF, ou seja, o sinal de FI.

De uma maneira mais geral, este misturador aproveita a não-linearidade da relação entre a corrente de dreno e a tensão entre porta e fonte para multiplicar os dois sinais.

Normalmente este tipo de misturador alcança seu maior ganho de conversão quando o FET é polarizado na tensão de limiar e opera com um *duty-cycle* de 50% (PUCEL, 1976). A tensão de dreno deve ser mantida praticamente constante e ser suficientemente grande para evitar que o transistor entre na região linear de operação (triodo).

Para o adequado funcionamento do misturador, são necessários filtros, para separar os sinais OL e RF, e um filtro na saída de FI, Fig. 3.11, para eliminar os sinais espúrios e funcionar como um curto circuito para o sinal de OL principalmente. Uma dificuldade que se encontra é o desempenho dos filtros, que terão de ser capazes de filtrar sinais com diferenças de amplitudes muito grandes mas de frequências muito próximas (Ex.  $f_{OL}=2$  GHz e  $f_{RF}=1,9$  GHz).



**FIGURA 3.11 - Misturador de transcondutância de FET com sinais de RF e OL aplicado na porta.**

Este tipo de misturador tem como principal vantagem a baixa tensão de operação, baixa potência de OL e alto ganho de conversão. No entanto, para circuitos integrados, este tipo de misturador sofre da baixa isolamento entre as portas, devido à dificuldade de se obter filtros com  $Q$  muito alto dentro de um circuito integrado. Além do que, para certas frequências de operação, é praticamente inviável a integração do filtro devido às dimensões que os elementos passivos deveriam ter.

### 3.5.1.2 Misturador de dreno de FET

Uma outra forma de se obter um misturador é utilizar a não-linearidade da região do joelho da curva  $I_{DX}V_{DS}$  do transistor. Nesta topologia o sinal de OL é aplicado no dreno do transistor, o sinal de RF, na porta, e o sinal de FI, retirado no dreno. Devido às condições de polarização, tanto a resistência de saída  $R_0$  quanto a transcondutância de saída  $G_m$  são não-lineares, e o fator amplificador,  $f = G_m \cdot R_0$ , será modulado pelo sinal do OL aplicado no dreno (ROSARIO & FREIRE, 1990).

As suas principais desvantagens são a necessidade de se utilizar amplitude de OL grande, degradando isolamento entre as portas do OL e RF. Outro fator é o filtro de FI que deverá funcionar

como um circuito aberto para o sinal do OL degradando a estabilidade, aumentando a distorção por intermodulação e criando um modo amplificador na porta de FI.

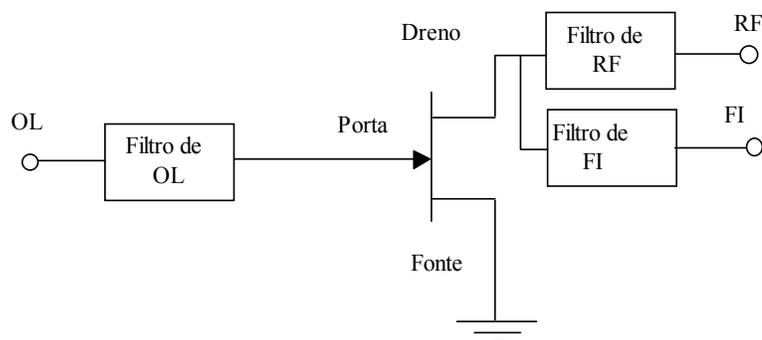
Devido aos problemas acima e seu baixo ganho de conversão, este tipo de misturador quase não é utilizado.

### 3.5.1.3 Misturador resistivo com FET

A Fig. 3.12 mostra o esquema básico de um misturador resistivo com FET. Este misturador opera com o transistor polarizado na sua região linear e com a tensão entre dreno e fonte igual a zero. Nestas condições o canal do FET é praticamente um resistor cujo valor é função da tensão aplicada entre fonte e porta. Assim, se um sinal de OL é aplicado na porta, ele modulará a resistência do canal temporalmente. Se também um sinal de RF for aplicado ao dreno, esta variação temporal provocará a modulação do sinal de RF na frequência de OL resultando na multiplicação deste dois sinais e produzindo o sinal de FI.

O melhor desempenho do misturador é obtido fazendo a resistência do canal variar de infinito (canal totalmente depletado) até seu menor valor possível (determinado pela geometria do dispositivo). Geralmente, um sinal de polarização é aplicado com o sinal de OL para minimizar a amplitude do sinal de OL.

Como o transistor opera com uma tensão dreno-fonte igual a zero, a resistência do canal é bastante linear resultando em intermodulação muito baixa (MAAS, 1987).



**FIGURA 3.12 - Misturador resistivo com FET. O dreno não é polarizado e o processo de conversão ocorre devido à variação temporal da resistência do canal.**

A grande desvantagem desta estrutura é que não possui ganho de conversão.

### 3.5.1.4 Misturador com FET de dupla porta.

Este misturador difere dos demais pelo fato de utilizar um FET com duas portas (Fig. 3.13(a)). O efeito desta construção é como se existissem dois transistores FET empilhados conforme Fig. 3.13(b). Partindo desta consideração fica fácil compreender a sua operação como misturador (Fig. 3.13(c)). O transistor superior opera na região de saturação e funciona como um seguidor de fonte, transferindo o sinal do OL para o dreno do transistor inferior. Por sua vez, este transistor é polarizado de tal forma que o sinal do OL presente em seu dreno o faça excursionar entre a região de triodo e de saturação. Assim, o processo de multiplicação se dá pela modulação da condutância de saída de fonte-dreno do transistor inferior, ou seja, está operando de forma idêntica ao misturador de dreno (TSIRONIS *et al.*, 1984; SULLIVAN *et al.*, 1999).

Devido à forma como é construído o transistor, a porta de RF e a porta OL são isoladas. Com isto, pode-se projetar uma malha de casamento independente para cada porta, além de possuir uma isolamento OL-RF inerente.

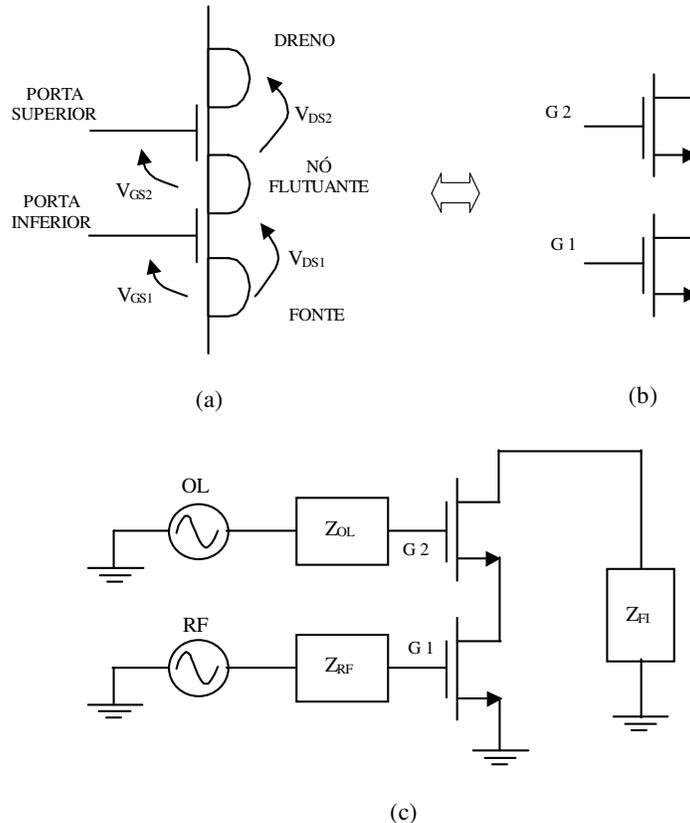


FIGURA 3.13 - (a) Transistor FET de dupla porta; (b) representação equivalente com dois transistores; (c) circuito equivalente do misturador com FET de dupla porta.

### 3.5.2 Misturadores com balanço simples utilizando transistores

Os misturadores descritos anteriormente são compostos de um único dispositivo para misturar os sinais e produzir o sinal de FI. Estes tipos de misturadores são denominados misturadores de um único elemento. No entanto, estes misturadores/dispositivos podem ser combinados para formar novas estruturas multiplicadoras mais complexas: misturadores balanceados. Como estas estruturas eliminam naturalmente alguns sinais espúrios, alguns filtros tão necessários aos misturadores de único elemento podem ser eliminados facilitando sua integração, além de outras vantagens já citadas anteriormente.

A Fig. 3.14 mostra um tipo de misturador de balanço simples com FET (PUCEL *et al.*, 1976). Este circuito é composto por dois misturadores de transcondutância de FET conectados entre si através do acoplador com híbrida e do circuito combinador.

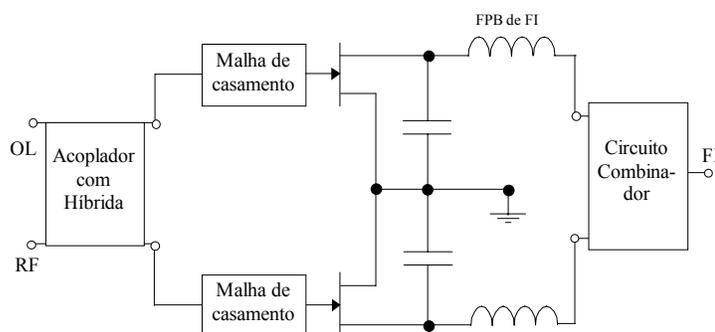


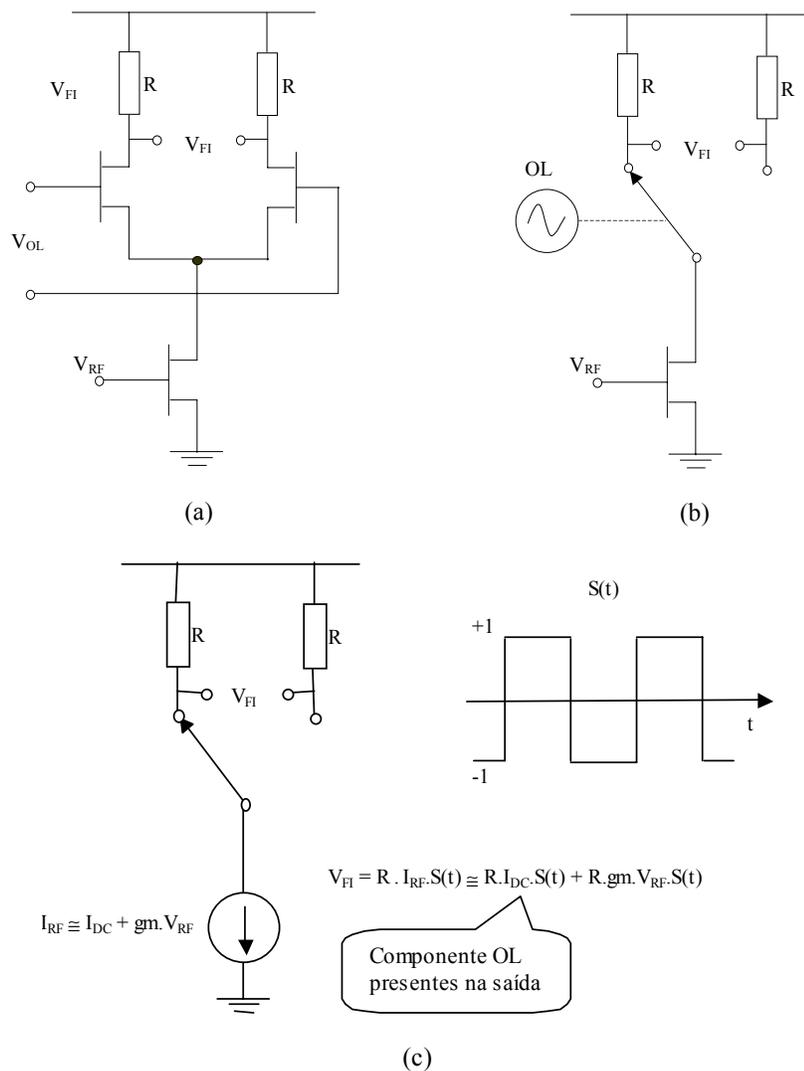
FIGURA 3.14 - Misturador com balanço simples (FPB - filtro passa baixa).

Uma das principais dificuldades deste tipo de circuito é a integração dos elementos passivos para combinar os FETs. Em baixa frequência isto é praticamente inviável.

#### 3.5.2.1 Misturador Diferencial

Este misturador tem a topologia similar à de um amplificador diferencial, conforme é mostrado na Fig. 3.15(a). O sinal do OL é aplicado de forma diferencial (balanceada) nas portas dos transistores superiores, enquanto o sinal de RF é aplicado diretamente entre a porta do transistor inferior e terra (desbalanceado). A grande amplitude do sinal do OL faz com que os transistores superiores sejam chaveados alternadamente, ou seja, enquanto um transistor está cortado, o outro está em operação. Assim, o efeito é similar ao de uma chave que se alterna entre

duas posições possíveis, conforme Fig. 3.15(b). De uma forma aproximada, o sinal de saída pode ser descrito segundo o que é apresentado na Fig. 3.15(c). Na expressão de  $V_{FI}$ , vê-se que o sinal de RF não está presente, mas há a presença do sinal do OL e todos os seus harmônicos. Esta aproximação é válida apenas para uma primeira análise das principais características deste tipo de misturador, uma vez que o transistor tem elementos parasitas que precisam ser levados em consideração.



**FIGURA 3.15 - Misturador diferencial.**

Embora as duas estruturas balanceadas apresentadas, misturador com balanço simples utilizando transistores e misturador diferencial, sejam parecidas, seus modos de operação são

bem diferentes. Enquanto uma se baseia na não-linearidade do comportamento IxV do dispositivo, a outra se baseia no chaveamento do sinal de RF.

O misturador diferencial necessita de um número menor de elementos reativos, devido à sua topologia. O sinal de RF é inerentemente isolado do sinal do OL e não há necessidade de preocupação com sintonia de partes reativas para garantir o balanço da estrutura que determina o desempenho do misturador. Assim, o misturador diferencial é mais vantajoso quando se quer integrá-lo em circuito monolítico (MEYER & MACK, 1994).

A estrutura com balanço simples oferece muitas vantagens, como já citado anteriormente, mas tem como principal desvantagem não eliminar a presença do sinal do OL na saída. Como o sinal do OL é um sinal de grande amplitude, a influência de sua presença na saída é importante, determinando que o filtro de FI tenha um alto Q.

### 3.5.3 Misturadores com balanço duplo utilizando transistores

Este tipo de misturador é basicamente uma combinação de misturadores de balanço simples para eliminar um número maior de sinais espúrios além de obter melhor desempenho global do misturador: aumenta a isolação entre as portas, maior imunidade ao ruído e linearidade mantida para sinais de maior amplitude.

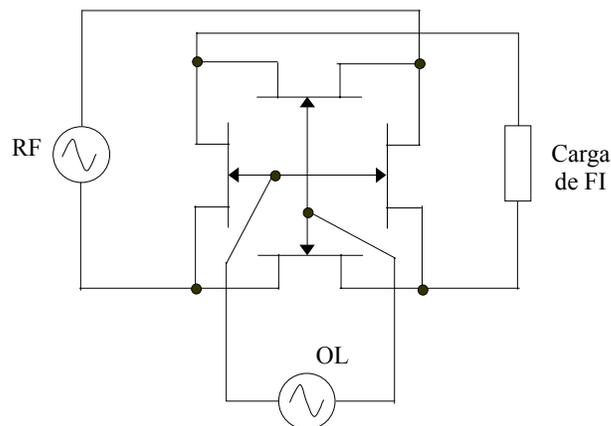
As estruturas mais utilizadas neste tipo de misturadores são:

- Misturador Célula de Gilbert
- Misturador resistivo em anel com FET (CHEN *et al.*, 1995)

Um misturador resistivo em anel com FET é apresentado na Fig. 3.16. Neste misturador, o sinal do OL produz alternadamente comutação dos pares de FET do corte para a região linear. Esta comutação alterna o sentido do fluxo do sinal RF pela carga de FI resultando em uma forma de onda que terá componentes resultados da multiplicação do sinal de RF pela componente fundamental do sinal de comutação.

A condição de polarização dos transistores é similar ao misturador resistivo com FET:  $V_{DS}=0$  V e  $V_{GS}$  próximo ao  $V_T$ .

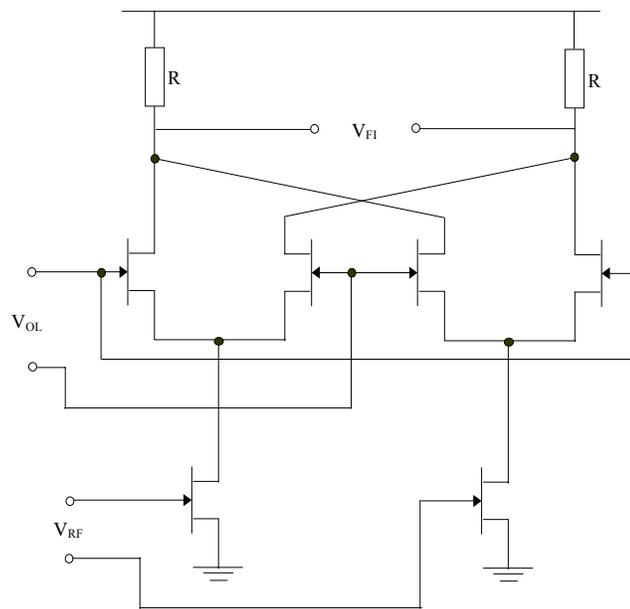
Uma propriedade importante deste misturador é que todos os terminais de RF são curtos virtuais para o sinal do OL, as conexões de FI são curtos virtuais para o sinal de RF e vice-versa. Os terminais de porta também são curtos virtuais para os sinais de RF e de FI. Assim, a topologia do circuito isola as portas, eliminando a necessidade de filtros. Associados a estas vantagens tem-se o baixo ruído, alta linearidade e baixa tensão de operação; contudo, possui como desvantagens não ter ganho de conversão e a necessidade de elevados valores de potência do sinal de OL.



**FIGURA 3.16 - Misturador resistivo em anel com FET.**

O misturador Célula de Gilbert é basicamente um circuito composto de dois misturadores diferenciais arranjados conforme a Fig. 3.17. O funcionamento de cada metade também é idêntico ao do misturador diferencial (Anexo A), exceto a diferença na forma como os terminais de dreno dos transistores superiores estão conectados. Com este arranjo cruzado, os componentes do sinal do OL são também eliminados além dos sinais espúrios de ordem ímpar resultantes das características não lineares das curvas  $I_xV$  dos dispositivos. Embora apresentada numa configuração com FET, esta topologia também é empregada com transistores bipolares (WEGNER *et al.*, 1991).

Além de reunir as qualidades inerentes dos misturadores balanceados, o misturador Célula de Gilbert possui uma outra qualidade: ganho de conversão positivo.



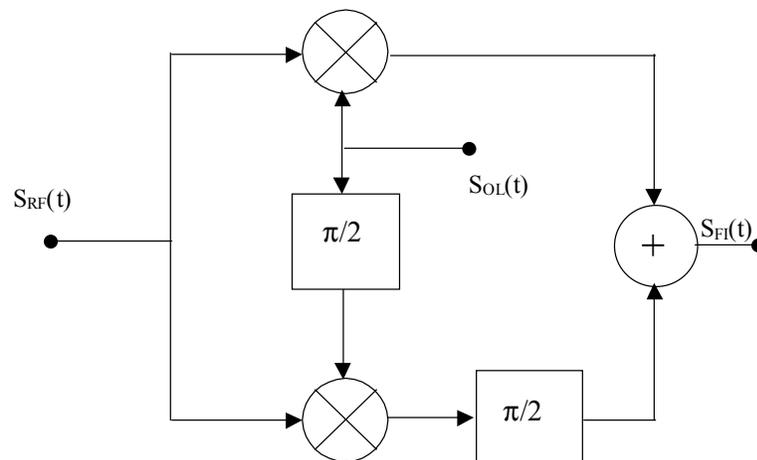
**FIGURA 3.17 - Misturador Célula de Gilbert.**

### 3.5.4 Outras topologias de misturadores

Existe uma variedade de topologias de misturadores que desempenham funções especiais nos sistemas e que não podem ser classificados dentro das linhas apresentadas anteriormente.

- Misturador rejeita imagem: O misturador rejeita imagem fornece uma solução trigonométrica para um difícil problema de filtragem. Geralmente é utilizado quando não é prático eliminar o sinal imagem devido ao baixo valor da frequência de FI ( $f_{im}=2f_{RF} - f_{OL}$  para  $f_{OL}>f_{RF}$ ) resultando em um sinal do OL muito próximo do sinal de RF, ou quando a banda do sinal de RF se superpõe ao do sinal imagem após o processo de conversão para baixo. Este tipo de misturador tem sido utilizado também quando se quer evitar filtros externos, como no caso da arquitetura receptora de FI baixa. Este misturador é, na realidade, uma combinação de dois misturadores balanceados onde os sinais de RF e OL são aplicados com uma defasagem, Fig. 3.18, de tal forma que os sinais resultantes, ao serem combinados, eliminem a presença do canal imagem.

- Misturador auto-oscilante (ZHOU & DARYOUSH, 1994): neste tipo de misturador o mesmo dispositivo que gera o sinal do OL mistura o sinal de RF com o do OL, para obter o sinal de FI.
- Misturador bombeado sub-harmonicamente (*Subharmonically pumped mixer*) (NIMMAGADDA & REBEIZ, 2001): Para algumas aplicações, é muito dispendioso, inconveniente, ou impossível gerar uma fundamental na frequência do OL. Neste caso, é aplicado um sinal do OL com metade da frequência original. Através de um arranjo dos elementos não lineares, a taxa de variação temporal de suas correntes/tensões pode ser combinada, resultando em uma taxa de variação temporal com o dobro da frequência do sinal do OL. Assim, o resultado será o batimento do sinal de RF com um sinal que será o dobro do sinal do OL.
- Misturador distribuído (MAAS, 1993): Este tipo de misturador utiliza o mesmo princípio do amplificador distribuído, só que, neste caso, os elementos amplificadores são substituídos por misturadores. Este tipo de estrutura é utilizado quando se quer um misturador com banda muito larga.



**FIGURA 3.18 - Topologia de um misturador rejeita imagem**

### 3.6 Estruturas Célula de Gilbert<sup>1</sup>

Dentre as topologias apresentadas anteriormente, a Célula de Gilbert é a que vem predominando nas arquiteturas dos circuitos de recepção integrados. Sendo uma estrutura inerentemente balanceada que dispensa elementos reativos na sua concepção, com um bom desempenho de ruído e de ganho de conversão, sua escolha geralmente é inevitável. Assim, nesta última década, este tipo de misturador foi alvo de pesquisa objetivando otimizá-lo para os compromissos de projeto vigente: integrabilidade, melhor desempenho e baixo consumo de potência. Assim, surgiram diversas propostas de modificações topológicas e de sua implementação com dispositivos alternativos.

Segundo o resultado de investigação deste trabalho, as principais topologias utilizadas da Célula de Gilbert são:

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

---

<sup>1</sup> Historicamente, a concepção deste circuito é atribuída a Barriet Gilbert por seu trabalho publicado no IEEE Journal of Solid State Circuits em 1968 e intitulado: *A precise Four- Quadrante Multiplier with Subnanosecond Response* (GILBERT, 1968). Neste artigo Gilbert descreve e analisa esta topologia, com base nas características exponenciais  $I_x V$  dos transistores bipolares, para funcionar como um multiplicador de quatro quadrantes e não como um misturador!

### 3.6.1 Célula de Gilbert Tradicional

A estrutura típica de uma Célula de Gilbert é dada na Fig. 3.19(a). De uma maneira geral, a descrição de seu funcionamento pode ser representada segundo o diagrama de blocos da Fig. 3.19(b), onde se tem:

- Estágio de RF – Compõe-se de um amplificador transcondutor onde a tensão de entrada é convertida em corrente. Geralmente, é este estágio que determina o ganho, o ruído e a linearidade.
- Estágio Misturador (misturador propriamente dito) - Neste estágio, a multiplicação é produzida através do chaveamento das correntes vindas do estágio transcondutor.

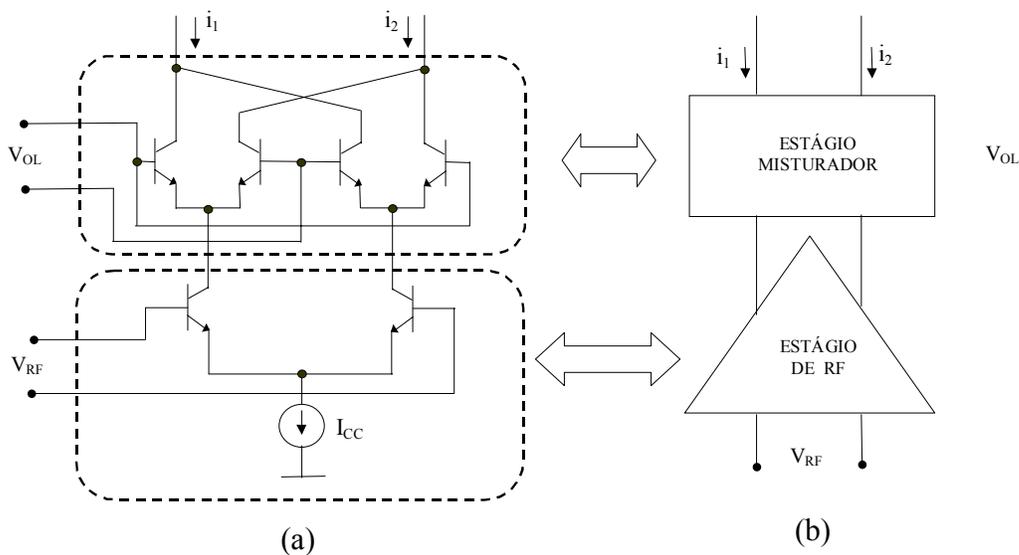


FIGURA 3.19 - Topologia de uma Célula de Gilbert tradicional (a) e seu diagrama de blocos (b).

Uma característica importante nesta topologia é o uso de uma fonte de corrente para fixar as condições de polarização CC do circuito. Isto fornece alguma flexibilidade, pois se a fonte de corrente possuir uma impedância muito alta para o sinal de RF, pode-se aterrar um dos terminais de entrada evitando o uso de sinais diferenciais. Geralmente, os sinais de RF não são diferenciais, exigindo circuitos adicionais para convertê-los em diferenciais. No entanto, esta

topologia sofre restrição quanto à sua tensão de operação mínima, devido aos transistores estarem empilhados.

Outro fator limitante nesta topologia é o baixo ponto de compressão e de intermodulação, notadamente nos circuitos com transistores bipolares. Uma solução para este caso é o uso de impedâncias de degenerescência (FONG & MEYER, 1999), conforme Fig. 3.20. No princípio, eram utilizados resistores, mas estes degradavam muito o comportamento de ruído, sem proporcionar uma melhora significativa na linearidade. Assim, têm-se utilizado elementos reativos, com os quais se consegue melhorar a linearidade sem degradar o comportamento de ruído.

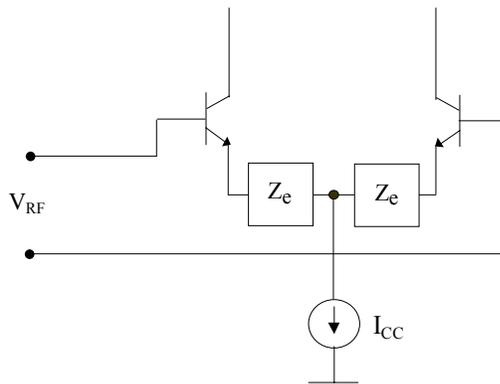


FIGURA 3. 20 - Estágio de RF com impedância de degenerescência de emissor.

Uma outra forma que tem sido utilizada para melhorar a linearidade é o uso da tecnologia BICMOS (COLOMINES *et al.*, 1998). Os transistores bipolares são empregados no estágio misturador, por precisarem de menor tensão de OL para seu chaveamento, enquanto os transistores CMOS são utilizados no amplificador transcondutor, por apresentarem melhor linearidade devido ao seu comportamento quadrático. Contudo, esta tecnologia tem um consumo maior de potência. Como o amplificador transcondutor é de transistores CMOS, é necessária uma corrente maior para obter o mesmo ganho que com um estágio com BJT. Os transistores CMOS possuem uma transcondutância menor que os BJT, para um mesmo valor de corrente. Esta desvantagem deve ser superada, com o avanço da tecnologia CMOS.

### 3.6.2 Célula de Gilbert sem fonte de corrente

As principais modificações topológicas na Célula de Gilbert vêm ocorrendo no estágio de RF, permanecendo o estágio misturador praticamente inalterado. Uma modificação imediata que se pode fazer no circuito da Fig. 3.19(a) é a retirada da fonte de corrente do par diferencial inferior (Amplificador Transconductor), Fig. 3.21, permitindo, com isto, reduzir a tensão de alimentação do circuito. No entanto, isto obriga que os sinais presentes na entrada de RF sejam diferenciais, para não comprometer o desempenho do misturador. Geralmente, são utilizados circuitos ativos para transformar o sinal da entrada de RF em um sinal diferencial (MA *et al.*, 1998), ou os estágios anteriores são projetados com saída diferencial. Isto aumenta o consumo de potência do circuito, introduz ruído, efeitos de não-linearidade, etc. Apesar disso, esta topologia tem demonstrado um desempenho global muito bom e está sendo uma opção para circuitos de RF, inclusive atendendo especificações para sistemas multimodos (RYYÄNEN *et al.*, 2001).

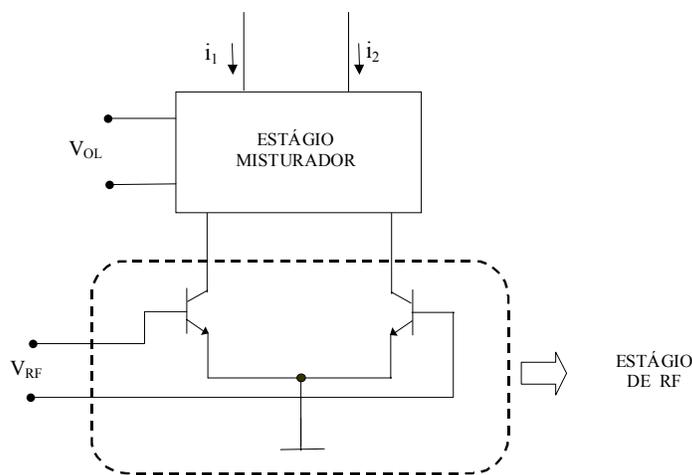
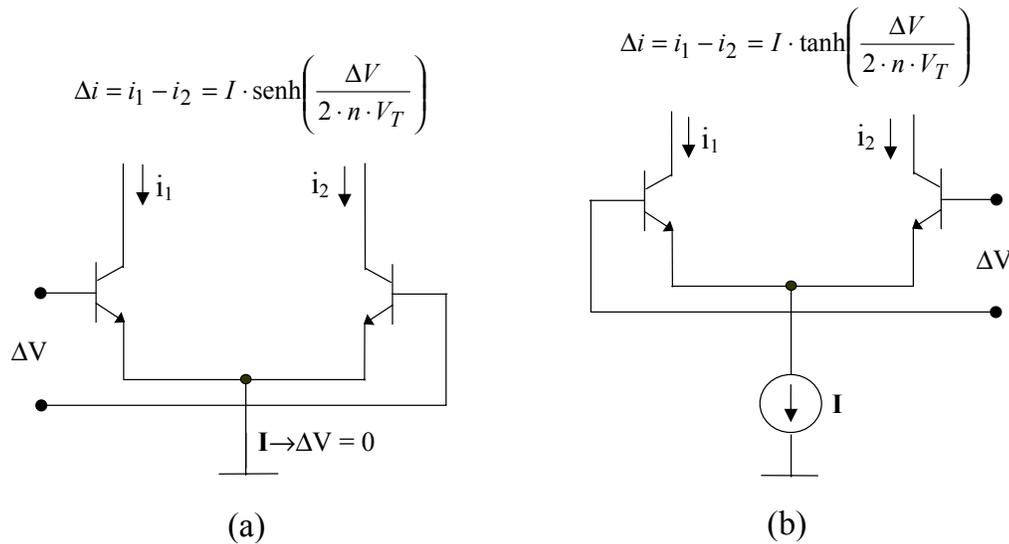


FIGURA 3.21 - Estágio de RF sem fonte de corrente.

Outra grande vantagem do circuito sem fonte de corrente, em relação ao com fonte de corrente, é apresentar uma menor ordem de não-linearidades: exibem, principalmente, produtos de intermodulação de terceira ordem muito menores. Isto fica mais claro quando se compara a expansão em série de potência da expressão de corrente para os dois tipos de circuitos da Fig. 3.22.



**FIGURA 3.22 - Amplificador transcondutor do estágio de RF sem fonte de corrente (a) e com fonte de corrente (b).**

No circuito da Fig. 3.22(a) tem-se, para  $\Delta i$  (Anexo B) :

$$\Delta i = i_1 - i_2 = I \cdot \sinh\left(\frac{\Delta V}{2 \cdot n \cdot V_T}\right) = I \cdot \sinh(x) = I \cdot \left[ x + \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} + \frac{x^7}{7!} \dots \right] \text{ para } -\infty < x < \infty$$

enquanto, para Fig. 3.22(b) (Anexo B):

$$\Delta i = i_1 - i_2 = I \cdot \tanh\left(\frac{\Delta V}{2 \cdot n \cdot V_T}\right) = I \cdot \tanh(x) = I \cdot \left[ x - \frac{x^3}{3} + \frac{2x^5}{15} - \frac{17x^7}{315} + \dots - \frac{(-1)^{n-1} 2^{2n} (2^{2n} - 1) B_n x^{2n-1}}{(2n)!} + \dots \right]$$

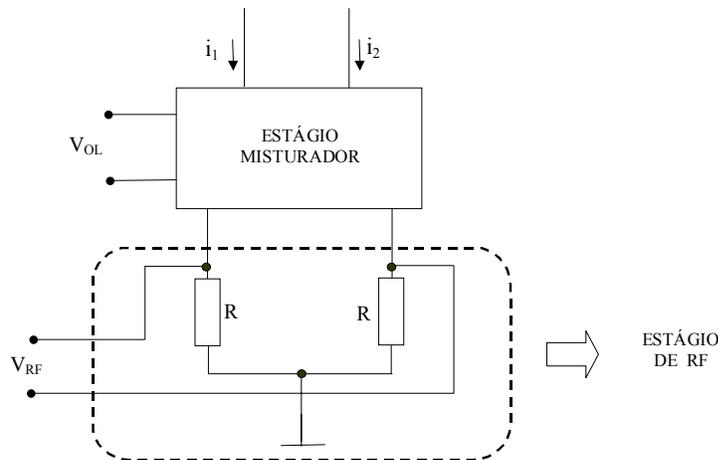
$$\text{para } |x| < \frac{\pi}{2}$$

Comparando as expressões anteriores, pode-se observar que os termos de terceira e de quinta ordem, no circuito com fonte de corrente, têm um peso bem maior que no do circuito sem fonte de corrente.

### 3.6.3 Célula de Gilbert com estágio de RF alternativo

Existem topologias que substituem o circuito transcondutor do estágio de RF por circuitos alternativos ou utilizam acoplamento indutivo deste com o estágio misturador.

A estrutura mais direta e simples de que se pode fazer uso é a que substitui os transistores do estágio transcondutor da Fig. 3.22(a) por resistores, conforme mostra a Fig. 3.23. As principais vantagens desta topologia são: reduzir o valor da fonte de alimentação e reduzir o produto de intermodulação de terceira ordem. No entanto, tem-se um ganho de conversão menor que 1 e um ruído relativamente elevado, em comparação às demais topologias apresentadas. Com esta topologia, pode-se obter misturadores em CMOS operando com tensões de até 1 V (CHAN *et al.*, 2001). Os desempenhos de ruído e de ganho podem ser melhorados com a inserção de um circuito amplificador na entrada de RF, projetado para maximizar o desempenho ganho×ruído (CAMPBELL, 1998). O efeito mais negativo desta inserção é o aumento do produto de intermodulação de terceira ordem.



**FIGURA 3.23 - Célula de Gilbert com estágio de RF resistivo.**

Um outro tipo de modificação é a substituição do amplificador transcondutor por um circuito defasador, conforme é indicado na Fig. 3.24 (KOMURASAKI *et al.*, 1998). Com este arranjo consegue-se que o sinal de RF esteja presente entre os pontos A e B com mesma amplitude, mas com fase invertida; ou seja, o sinal de RF é aplicado de forma diferencial no estágio misturador. Com isto, consegue-se reduzir a tensão de operação do circuito, diminuir os produtos de intermodulação de terceira ordem e obter uma entrada de RF que não precisa ser diferencial. Contudo, o circuito sofre de redução do ganho e aumento do ruído. Como o defasador é um circuito LC, seu correto funcionamento depende da sintonia destes elementos, o que torna o circuito bastante seletivo. Isto torna o circuito pouco flexível: é necessário projetar um misturador

para cada sistema que tiver uma frequência de RF diferente, o que também torna esta topologia pouco atraente para um receptor de multisistemas ( Ex. GSM e WCDMA simultaneamente).

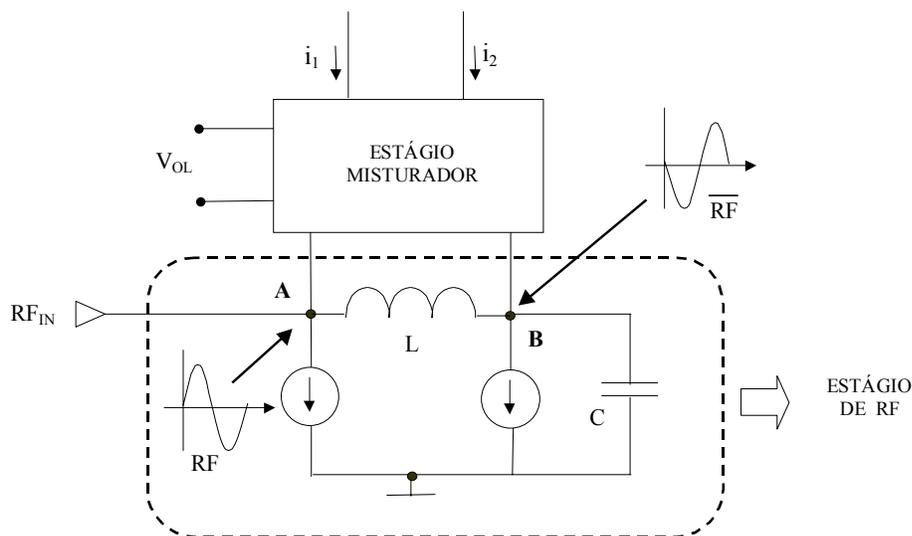


FIGURA 3.24 - Estágio de RF com um circuito defasador.

### 3.6.4 Célula de Gilbert com Injeção de Corrente

O ganho de tensão do misturador depende muito do valor das resistências de carga de FI (Fig. 3.25(a)). Quanto maior o valor destas resistências, maior será o ganho. Contudo, este valor também limita a tensão mínima de operação do circuito, através do aumento da queda de tensão contínua sobre as resistências de carga de FI. Uma solução seria reduzir a corrente quiescente total do circuito, que, embora reduza o ruído, degrada a sua linearidade. Portanto, há um compromisso entre ruído e linearidade, no qual um acaba limitando o outro.

Uma solução para o impasse acima seria a injeção de corrente (Fig. 3.25(b)). Nesta topologia, um resistor ou uma fonte de corrente é utilizado para fornecer a maior parte da corrente de polarização dos transistores do estágio de RF (SCHMATZ *et al.*, 1995). Assim, pode-se reduzir a corrente de polarização do estágio misturador permitindo o uso de altos valores de  $R_{FI}$ . Além de aumentar o ganho do misturador, a injeção de corrente melhora a linearidade, por permitir que os transistores do amplificador transconductor operem com maiores correntes.

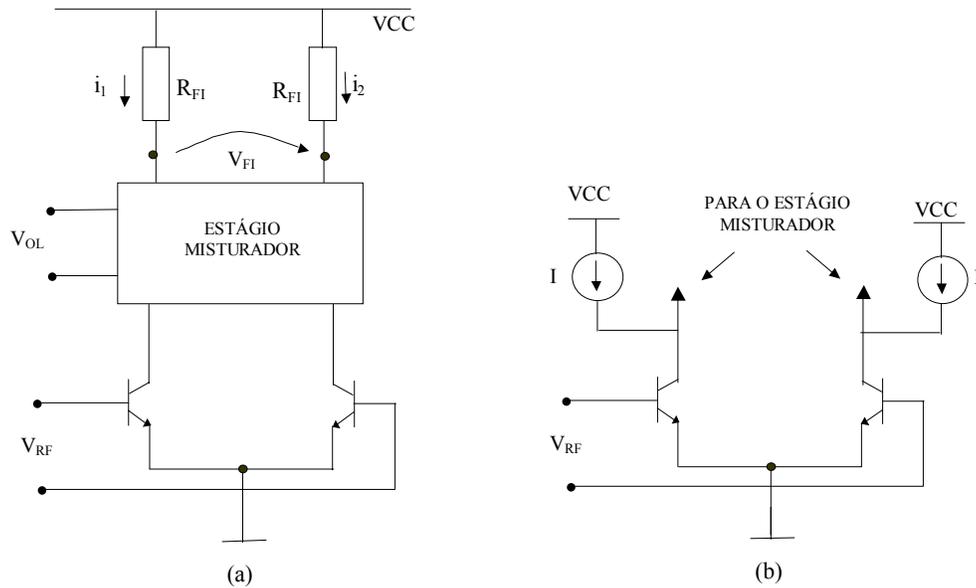


FIGURA 3.25 - Célula de Gilbert com carga de FI (a) e estágio de RF com injeção de corrente I (b).

### 3.6.5 Célula de Gilbert com transformador integrado

Com a pesquisa e o avanço nas técnicas de integração de indutores, já é viável a construção de transformadores dentro de circuitos integrados com um bom desempenho. Isto abre a possibilidade do uso de um tipo de acoplamento que oferece muitas vantagens como (MARCEACHERN *et al.*, 1999):

- polarização independente – Os estágios de RF podem compartilhar a mesma fonte de polarização, reduzindo o nível de tensão da fonte de alimentação, além de permitir um ponto de polarização quiescente independente entre o estágio de RF e misturador, eliminando os problemas apresentados na seção 3.6.3 (Fig. 3.26).
- Minimiza o ruído  $1/f$  vindo do estágio de RF – Geralmente a frequência de corte inferior do transformador é superior à faixa de frequência onde o ruído  $1/f$  está presente.

Embora o circuito tenha todas estas vantagens, o transformador integrado ainda apresenta perdas, resultando em ganho efetivo bem menor que a topologia tradicional. Para o circuito do

trabalho de MARCEACHERN *et al.* (1999), a Célula de Gilbert tradicional teve um ganho de tensão de 10 dB, enquanto o circuito com transformador obteve um ganho de 2,5 dB.

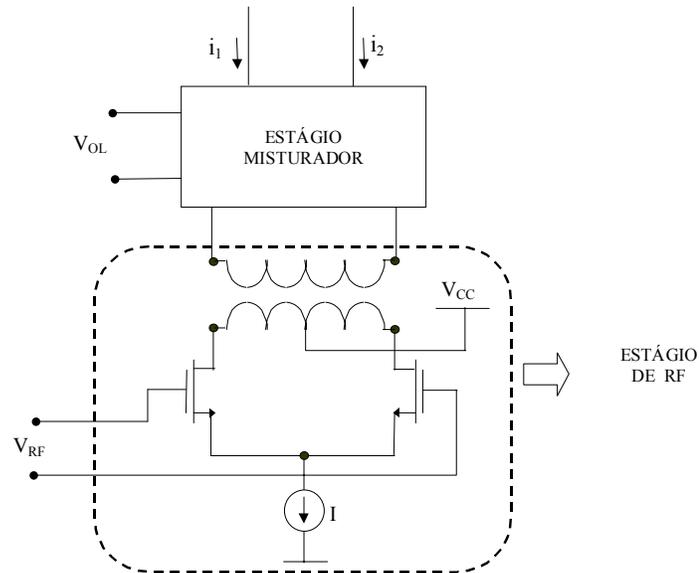


FIGURA 3.26 - Topologia Célula de Gilbert com acoplamento com transformador.

### 3.6.6 Micromixer

Esta modificação topológica foi apresentada pelo próprio GILBERT (1997), e propôs modificar o estágio de RF da estrutura tradicional, que é um amplificador Classe A, para um Classe AB, como mostra a Fig. 3.27. As principais vantagens advindas desta modificação são:

- Estágio de entrada de RF não diferencial – Elimina os indesejáveis circuitos que convertem a entrada para o modo diferencial. Isto minimiza área do circuito integrado e melhora o desempenho do circuito.
- Casamento bem definido com a impedância de 50  $\Omega$  do gerador de RF – A impedância de entrada do estágio de RF é praticamente definida pela soma do paralelo dos  $r_e$ 's do transistor Q1 e Q2, os quais são iguais a  $V_T/I_{C1}$  e  $V_T/I_{C2}$ . Assim, basta ajustar o valor da corrente de coletor destes transistores,  $I_{C1}$  e  $I_{C2}$  respectivamente, para que esta seja igual a 50  $\Omega$ .

- Minimiza consideravelmente os produtos de intermodulação de terceira ordem
  - Como o circuito de entrada é Classe AB, a princípio não há restrição quanto à amplitude do sinal de RF, a não ser pela própria não-linearidade do transistor.

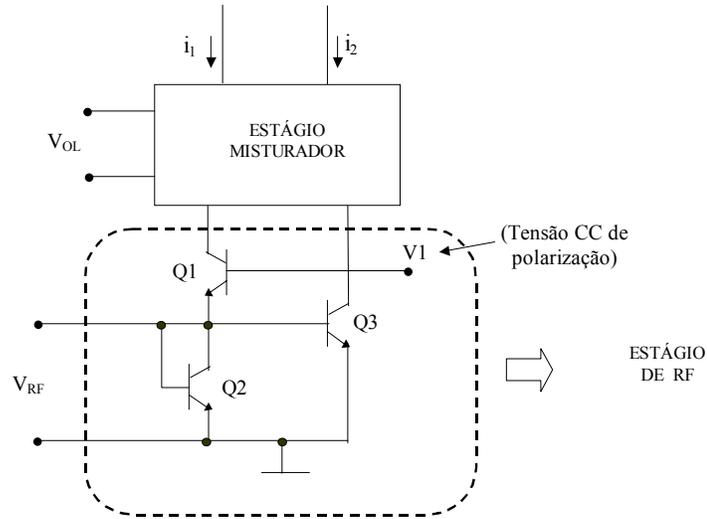


FIGURA 3.27 – Micromixer.

### 3.7 Discussão

Como foi visto neste capítulo, há uma variedade de topologias de Célula de Gilbert. Grande parte destas topologias foi desenvolvida com tecnologia bipolar. As principais vantagens dos bipolares são:

- transcondutância maior, quando comparada à dos FETs - Isto possibilita construir um misturador com um consumo menor de potência.
- Amplitude do sinal de  $V_{OL}$ , para adequado chaveamento dos transistores, é bem menor que a necessária para o mesmo circuito com FET.

Contudo, a tecnologia MOSFET teve um crescimento e desenvolvimento muito grande nestas últimas décadas, sobretudo na aplicação digital, tornando seu custo muito mais baixo comparado às demais tecnologias. Isto, e o crescimento acelerado das telecomunicações, atraíram o interesse para o estudo da viabilidade de se utilizar MOSFET nos circuitos de RF na faixa de comunicação móvel. Particularmente, os misturadores de Célula de Gilbert com MOSFET só começaram a ter seu estudo e projetos bem delineados nesta última década. O primeiro trabalho

publicado com misturador nesta configuração, a operar em 2,4 GHz, ocorreu só em 1996 e utilizou a tecnologia CMOS de 0,8  $\mu\text{m}$  (SULLIVAN *et al.*, 1997). Tipicamente, esta faixa do espectro era dominada pelos MESFETs. Recentemente, foram apresentados vários trabalhos com misturadores de Célula de Gilbert operando na faixa de 1 a 3 GHz, nos quais se utilizam tecnologias CMOS comerciais de 0,35 $\mu\text{m}$  (CHAN *et al.*, 2001, JUNG *et al.*, 2001, MARCEACHERN *et al.*, 1999). Para certos sistemas (GSM e WCDMA), o desempenho do misturador em CMOS ainda não é suficiente em relação a: intermodulação, ruído, baixa potência do OL e baixo consumo de potência. Nestes casos são utilizadas as tecnologias BICMOS que possibilitam combinar as vantagens dos BJTs, no estágio misturador, com as vantagens dos CMOS, no estágio de RF. Contudo, quando se deseja operar em frequências mais altas e ainda se deseja utilizar dispositivos a base de silício, a solução é utilizar os processos bipolares ou de SiGe disponíveis comercialmente. Na literatura, o misturador com transistores bipolares, operando na maior faixa de frequência, respondia até 12 GHz (WEGNER *et al.*, 1991), enquanto para SiGe só foram encontrados misturadores trabalhando em frequências específicas e, no caso, a maior foi de 11,2 GHz (DÜRR *et al.*, 1998). No caso do BJT, para atingir esta frequência de operação, o consumo de potência foi elevado, da ordem de 280 mW, com uma tensão de polarização de 5 V.

Além do silício, existem também os dispositivos em GaAs que, devido ao substrato ser semisolante, possibilita a integração de elementos passivos com um fator Q relativamente alto e minimiza as capacitâncias parasitas com substrato. Já no silício, o substrato não possui uma isolamento tão boa, resultando em indutores e capacitores bem piores, além de uma capacitância parasita com substrato bem mais elevada. Soluções alternativas são apresentadas, mas encarecem o processo, por adicionar mais etapas. Assim, quando a frequência começa a subir muito, o substrato de silício se torna uma barreira, e aí começa o predomínio dos dispositivos em GaAs.

Tipicamente, na faixa de operação até 20 GHz há o predomínio de circuitos de GaAs com MESFET, enquanto o HEMT predomina nas frequências maiores. Contudo, os dispositivos HEMTs vêm ganhando espaço em algumas aplicações na faixa de frequências de comunicação sem fio por dois motivos (NAIR *et al.*, 1995):

- Transcondutância superior ao do MESFET e do MOSFET - Permite obter circuitos com o mesmo desempenho, mas com um consumo de potência bem menor.
- Comportamento de ruído, no mínimo, igual ou superior.

Atualmente encontram-se HEMTs sendo comercialmente aplicados na faixa de comunicação móvel: pHEMT SLX-2043 (1,7-2,5 GHz) no LNA da Stanford Microdevices; *Ultra Low NF, High Linearity* FETs pHEMT SPF-2000TK(0-4 GHz) da Stanford Microdevices; pHEMT *Down-Converter* IAM-91563 (0,8-6 GHz) da Agilent Technologies; pHEMT LNA CMHO819(0,8/1,9 GHz) da Infineon; etc. No caso da Infineon, antiga Siemens Semiconductor, são oferecidos quatro processos de HEMT otimizados para determinadas faixas de frequências e aplicações: HEMT M30 (Comunicação Móvel), LN 60 & P 60 (mm-wave, 20 a 40 GHz) e HEMT 110 (radar automotivo, em 77 GHz).

Assim, já prevendo esta aplicação dos HEMTs nos dias atuais e a necessidade de investigação de novas topologias de misturadores em Célula de Gilbert para o explosivo crescimento das comunicações sem fio, estabeleceu-se, em 1997, o seguinte tema para investigação: **Projeto de Misturador com topologia Célula de Gilbert utilizando pHEMT.**

O principal objetivo deste trabalho foi estudar a viabilidade do uso de HEMTs em circuitos misturadores que utilizam a configuração Célula de Gilbert e que operam na faixa de comunicação móvel.

No ano em que este trabalho começou, existia somente um trabalho publicado no IEEE Microwave and Guided Wave Letters, no qual se propunha um multiplicador analógico distribuído utilizando HEMT de InP (IMAI *et al.*, 1994). Neste circuito, duas Células de Gilbert são utilizadas como unidades da estrutura distribuída. O circuito foi implementado em HEMT InP de 0,1 $\mu$ m de comprimento de porta e operava com sinal de RF variando de CC a 38 GHz, com FI de 1 GHz. Contudo, este circuito precisa de potência de OL de 10 dBm, para obter um ganho de conversão de -5dB. Estes parâmetros estão muito aquém dos valores razoáveis: Ganho de conversão >0 e potência de OL  $\leq$  0 dBm, além de ter um consumo de potência muito elevado, de 2,5 W. Os circuitos atuais consomem normalmente dezenas de mW! A topologia que foi utilizada no circuito era a tradicional. Nesta publicação não havia informações de ruído e nem de ponto de compressão.

Integrar todas as topologias citadas anteriormente era praticamente inviável, devido ao alto custo e ao tempo curto que se tinha disponível para entregar o arquivo com a máscara do circuito. Assim, optou-se por integrar uma única topologia, e a escolhida foi a Micromixer. Esta escolha deu-se em virtude, sobretudo, da entrada de RF ser não diferencial, eliminando a necessidade de

estrutura adicional, e da boa linearidade devido à configuração de RF ser em Classe AB. Lembramos que o Micromixer apresentado por GILBERT (1997) foi realizado em tecnologia BJT. Assim, nosso trabalho consiste em adaptá-lo, pela primeira vez, para a tecnologia pHEMT.

Até a presente data, existem publicados somente dois trabalhos em HEMT. Um em 1998 (CAMPBELL *et al.*, 1998), mesmo ano em que o circuito foi enviado para fabricação, e outro em 2001 (REINA-TOSINA *et al.*, 2001). Contudo, ambos circuitos tem concepções e topologias que diferem do circuito apresentado neste trabalho. Portanto, nenhum trabalho com topologia similar foi estudado até este momento, mantendo-se a originalidade desta tese.



## Capítulo 4

# Metodologia de Projeto e Desenvolvimento do Misturador

Neste capítulo são apresentados a metodologia empregada e o desenvolvimento do projeto do misturador.

Este capítulo está organizado nos seguintes temas:

- Tecnologia e Ferramentas de Projeto
- Projeto do Misturador Empregando a Topologia Célula de Gilbert
  - Bloco Misturador
  - Bloco *Balun* para Entrada de OL
  - Bloco Amplificador Isolador (*Buffer*) para saída de FI

No primeiro tema são discutidas as ferramentas, a tecnologia HEMT empregada e sua influência e limitações para o projeto. No segundo, discute-se o projeto do misturador que é subdividido e apresentado em três blocos distintos: Misturador propriamente dito, *Balun* para entrada de OL e o Amplificador Isolador, para saída de FI.

### 4.1 Parâmetros de Misturador

Porém, antes de começar a descrição do projeto propriamente dito, será apresentada uma descrição das principais figuras de mérito utilizadas para qualificar o desempenho de um

misturador. De modo geral, um misturador pode ser caracterizado pelas seguintes figuras de mérito:

- Ganho de conversão.
- Ponto de compressão de 1 dB.
- Ponto de intercepção da terceira ordem.
- Figura de ruído.
- Perda por retorno nas portas.
- Isolação entre as portas.

#### A. Ganho de Conversão ( $G_{CP}$ ).

O ganho de conversão relaciona a potência disponível na saída do gerador de RF com a potência entregue na carga de FI. O ganho de potência está relacionado com o ganho de tensão ou corrente por:

$$G_{CP} = \left( \frac{v_0}{v_S} \right)^2 \frac{R_S}{R_L} = \left( \frac{i_0}{i_S} \right)^2 \frac{R_L}{R_S} \quad (4.1)$$

onde  $v_0$  e  $v_S$  são as tensões de saída e de entrada, respectivamente;  $i_0$  e  $i_S$  são as correntes de saída e de entrada, respectivamente;  $R_L$  e  $R_S$  são as resistências de carga e de fonte, respectivamente.

Neste trabalho foi utilizada a relação  $G_C = \left| \frac{v_0}{v_S} \right|$  para definir o ganho de tensão.

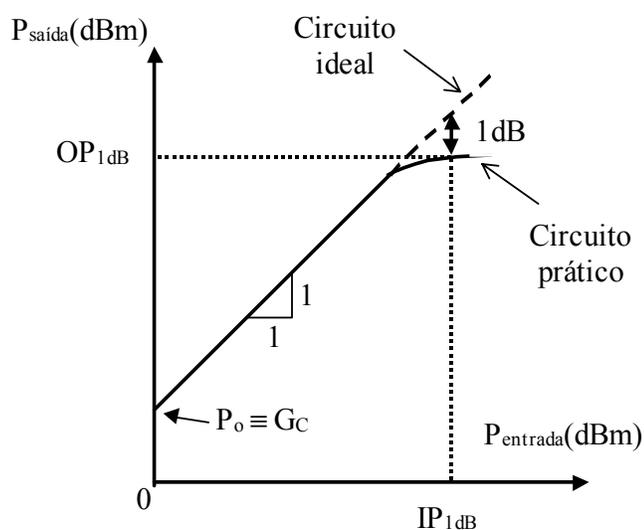
#### B. Ponto de Compressão de 1 dB ( $P_{1dB}$ )

A razão entre a potência de saída e de entrada deveria ser constante e independente do valor da potência do sinal de entrada, para um circuito ideal. Contudo, devido à não-linearidade e às limitações de correntes e/ou tensões, o ganho de conversão começa a cair a partir de um

determinado valor de potência de entrada/saída. O ponto onde o ganho cai 1 dB é denominado de *ponto de compressão de 1dB*. Este ponto pode ser referido à potência de entrada ( $IP_{1dB}$  - *Input P<sub>1dB</sub>*) ou à potência de saída ( $OP_{1dB}$  - *Output P<sub>1dB</sub>*).

Outra forma de observar este ponto é através de um gráfico de  $P_{saída}(dBm) \times P_{entrada}(dBm)$ , como ilustra a Fig. 4.1. Neste gráfico, a condição de ganho constante é representada pela região da curva onde a derivada é constante.

Se a amplitude do sinal de entrada for maior que  $IP_{1dB}$ , o sinal de saída pode aparecer distorcido. Esta distorção provoca a conversão de uma modulação de amplitude em modulação de fase. Nenhuma informação do sinal é perdida, se a modulação for em frequência. No entanto, se a modulação for em fase, esta conversão provoca um indesejável desvio de fase no sinal modulado, aumentando seu erro de detecção e degradando a BER (*Bit Error Rate*) (FONG & MEYER, 1999).

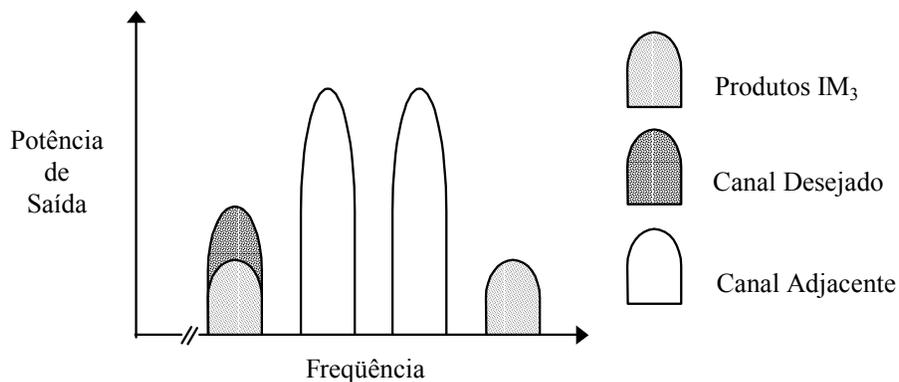


**FIGURA 4.1 - Gráfico de  $P_{SAÍDA} \times P_{ENTRADA}$  para determinação de  $P_{1dB}$ .**

Um outro problema que ocorre devido ao ponto de compressão é a dessensibilização do receptor na presença de um sinal indesejável forte (conhecido como bloqueador ou interferência). Este sinal indesejável pode levar o circuito a trabalhar na condição de compressão onde o ganho de conversão é menor. Como o menor sinal detectável depende deste ganho, para superar o patamar de ruído presente na saída do circuito e ser detectado, a redução no ganho pode fazer com que o sinal não atinja o nível suficiente para superar o ruído, impedindo a sua detecção.

### C. Ponto de Intercepção da Terceira Ordem (IP<sub>3</sub> - Third Order Interception Point).

Dois sinais de canais adjacentes aos do canal desejado podem interferir neste último através das não-linearidades de ordem ímpar presentes na função de transferência do misturador. Estas não-linearidades geram produtos de intermodulação de terceira ordem (IM<sub>3</sub> - *Third-Order Intermodulation*) na saída do misturador, e um dos produtos IM<sub>3</sub> pode degradar o desempenho do misturador se sobrepondo ao sinal desejado (Fig. 4.2). Dois sinais de canais adjacentes, de frequência  $f_1$  e  $f_2$ , irão gerar dois produtos IM<sub>3</sub> nas frequências  $(2f_1-f_2)$  e  $(2f_2-f_1)$ , respectivamente. Para baixos níveis de potências de entrada, os produtos IM<sub>3</sub> serão dominados pela não-linearidade de terceira ordem. No entanto, com o aumento da potência as não-linearidades de ordem superior começam a tornar-se importantes.



**FIGURA 4.2 - Produtos de intermodulação de terceira ordem degradando o canal desejado.**

A medida da interferência deste tipo de não-linearidade é feita através do ponto de intercepção de terceira ordem (IP<sub>3</sub>). Este ponto é obtido através da intercepção da extrapolação da região de resposta linear dos sinais desejados e seus produtos IM<sub>3</sub> (Fig. 4.3). Dadas as potências dos sinais presentes nos canais adjacentes, pode-se calcular a potência dos produtos IM<sub>3</sub> presentes no canal desejado, utilizando o valor de IP<sub>3</sub>. Contudo, este cálculo é válido para produtos IM<sub>3</sub> de pequenos sinais. O ponto IP<sub>3</sub> pode ser referido à entrada IIP<sub>3</sub> (*Input Third-Order Interception Point*) ou à saída OIP<sub>3</sub> (*Output Third-Order Interception Point*), conforme é apresentado na Fig. 4.3.

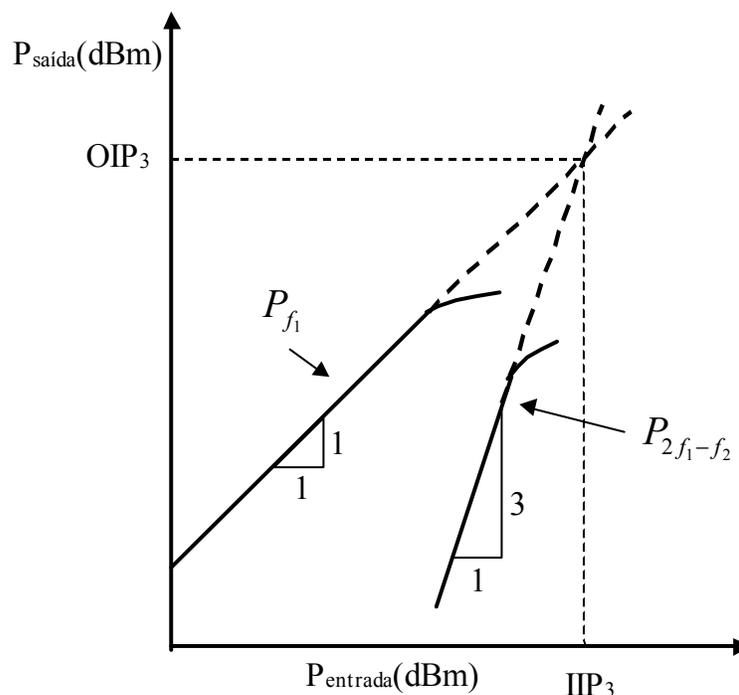


FIGURA 4.3 - Resposta do sinal desejado e do IM<sub>3</sub>.

O cálculo do produto de intermodulação resultante de um cascadeamento de circuitos pode ser aproximado, usando escala linear (IIP<sub>3</sub>, em watts, e G<sub>a</sub> em watts/watts), por:

$$\frac{1}{IIP3} \approx \frac{1}{IIP3_1} + \frac{G_{a1}}{IIP3_2} + \frac{G_{a1}G_{a2}}{IIP3_3} + \dots \quad (4.2)$$

onde  $IIP3_n$  é o ponto de intercepção da terceira ordem, referida à entrada, do n-ésimo estágio e  $G_{an}$  é o ganho de potência do n-ésimo estágio (RAZAVI, 1998).

Nesta equação pode-se observar que o IIP<sub>3</sub> dos últimos estágios e os ganhos são determinantes no valor do IIP<sub>3</sub> total.

A equação acima não é válida para todo circuito; na realidade, o cálculo é mais complexo e depende das características de cada estágio. Nem todos os estágios terão os IM<sub>3</sub> em fase, como em (4.2), e, assim, uma outra solução deverá ser considerada.

#### D. Figura de Ruído (NF - Noise Figure)

A Figura de Ruído é utilizada nos sistemas de comunicações para determinar o comportamento de ruído dos circuitos. Ela mede a degradação da relação sinal-ruído causada pelos circuitos.

Nos sistemas de comunicações onde a impedância interna de fonte é bem determinada (tipicamente  $50 \Omega$ ), define-se o Fator de Ruído:

$$F = \frac{N_S + N_i}{N_S} = 1 + \frac{N_i}{N_S} \quad (4.3)$$

onde  $N_S$  e  $N_i$  são, respectivamente, a potência de ruído gerada pela impedância interna da fonte e a potência de ruído gerado pelo circuito, referidas à entrada do circuito. O valor de F não tem sentido, se a impedância da fonte não for especificada. Quando o Fator de Ruído é especificado em dB, passa a ser denominado Figura de Ruído e dado por

$$NF = 10 \cdot \log(F) \quad (4.4)$$

Para circuitos em cascata, o Fator de Ruído total pode ser calculado através da fórmula de Friis:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots \quad (4.5)$$

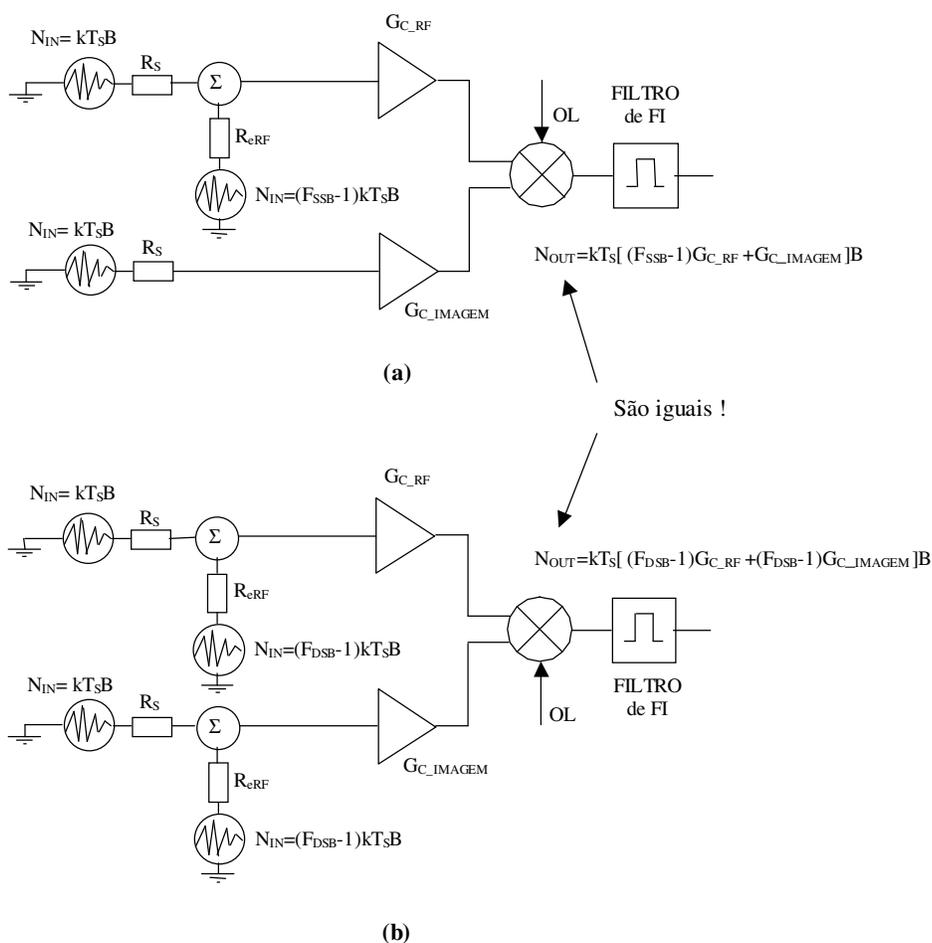
onde  $F_i$  e  $G_i$  são o Fatores de Ruído e Ganho de potência disponível do  $i$ -ésimo estágio.

No caso de circuitos misturadores existem dois tipos de medidas de Figura de Ruído: Figura de Ruído de Banda Lateral Única (SSB - *Single Side Band*) e Figura de Ruído de Banda Lateral Dupla (DSB - *Double Side Band*). A diferença entre estas duas está na forma como a contribuição de ruído do misturador é representada. Na primeira, toda potência de ruído do circuito é referida em relação a uma única porta de entrada, enquanto na outra, o ruído é dividido e referido com relação a duas portas de entrada: uma porta representando o canal desejado e outra

porta representando o canal imagem. Fisicamente, o misturador possui uma única porta de entrada, e o que se fez no caso do DSB foi explicitar o canal imagem.

O canal imagem é um sinal centrado em uma frequência que dista da frequência do OL o mesmo valor que o sinal de RF, e que, ao passar pelo misturador, produzirá um sinal na frequência de FI que irá sobrepor-se ao do sinal desejado. Portanto, no processo de multiplicação do misturador, dois sinais de entrada, um centrado em  $\omega_{OL} + \omega_{FI}$  e outro em  $\omega_{OL} - \omega_{FI}$ , produzirão sinais de FI na mesma frequência. Se o sinal de interesse for  $\omega_{RF} = \omega_{OL} + \omega_{FI}$  o outro é denominado imagem e vice-versa.

Na Fig. 4.4 é apresentada a diferença entre as  $NF_{DSB}$  e  $NF_{SSB}$ . Nesta figura  $G_{C\_RF}$  representa o ganho de conversão do canal de RF e  $G_{C\_IMAGEM}$  representa o ganho de conversão do canal imagem.



**FIGURA 4.4 - Definição de  $NF_{SSB}$  (a) e definição de  $NF_{DSB}$  (b) ( $B \equiv$  banda de frequência em Hz;  $T_s \equiv$  temperatura da fonte em K;  $k \equiv$  constante de Boltzmann)).**

As medidas de ruído em misturadores serão DSB se não existir nenhum filtro rejeita imagem na entrada do misturador. Neste caso, se  $G_{C\_RF} = G_{C\_IMAGEM}$  :

$$NF_{SSB} = NF_{DSB} + 3dB \quad (4.6)$$

A diferença entre estes dois tipos de medidas está na sua aplicação.  $NF_{DSB}$  é utilizado onde o canal imagem é importante no desempenho do sistema, enquanto o  $NF_{SSB}$  é utilizado em caso contrário. Um exemplo desta aplicação seria o uso do  $NF_{DSB}$  para o receptor homódino e do  $NF_{SSB}$  para receptor super-heteródino (quando utiliza filtro para eliminar o canal imagem).

#### *E. Perda de Retorno nas Portas*

Quando a impedância da porta de entrada de um circuito não está casada com a impedância interna do gerador, parte da potência enviada para esta porta retornará para o gerador. A razão entre esta potência refletida e a enviada é definida como *Perda de Retorno*. Tipicamente as portas de OL e RF têm a impedância de entrada de  $50 \Omega$ , enquanto as de FI são projetadas para casar com a impedância do filtro de FI. Os casamentos nas portas de RF e FI são necessários para evitar a reflexão e uma ondulação excessiva na banda de passagem do filtro de FI. Normalmente são necessários valores menores que -10 dB (relação de onda estacionária menor que 2) para um bom desempenho. Para a porta de OL, o casamento não é tão crítico. Contudo, uma perda por retorno excessiva degrada o desempenho de potência e pode levar a um problema de *frequency pulling* no oscilador local (OBREGON & KHANNA, 1982).

#### *F. Isolação entre as portas*

A isolação fornece uma medida da quantidade de potência do sinal injetada em uma porta do misturador aparecerá nas outras portas (Fig. 4.5).

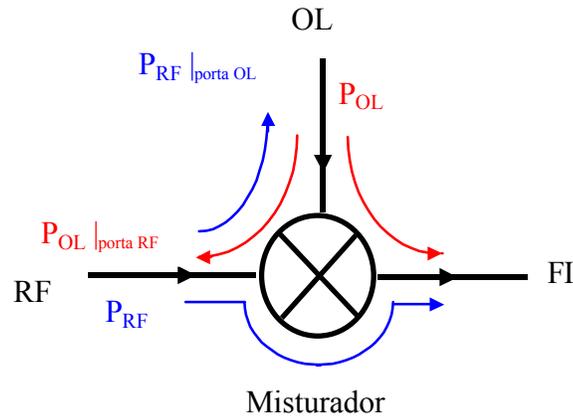


FIGURA 4.5 - Acoplamento das fontes de sinais no misturador.

A relação de acoplamento mais importante é:

Isolação<sub>OL-RF</sub> : se a isolação de OL para RF for pobre, se  $P_{OL} \gg P_{RF}$ , pode aparecer na entrada de RF um grande sinal de OL. A presença deste sinal nesta entrada faz com que o misturador atinja o  $IP_{1dB}$  com níveis de sinais de RF menores, degradando seu desempenho, além de ocorrer uma reemissão pela antena.

$$Isolação_{OL-RF} (dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{OL} |_{porta.RF}}{P_{OL}} \right) \quad (4.7)$$

As isolações OL para FI e RF para FI não são muito importantes porque estes sinais de alta frequência podem ser facilmente rejeitados por filtros de FI de Q alto. No entanto, se estes sinais forem excessivamente altos, podem levar à saturação da porta de saída de FI e degradar o ponto de compressão de 1 dB do misturador.

## 4.2 Tecnologia e ferramentas de projeto

O primeiro passo do projeto foi a escolha das ferramentas de simulação e o tipo de tecnologia HEMT que deveria ser empregada.

No Laboratório havia disponíveis dois tipos de Ferramentas de Simulação: HSPICE e LIBRA ( Software parte do Pacote Series IV – 6.0 da HP ).

O HSPICE é uma ferramenta de simulação de circuitos que utiliza, para determinar as tensões e correntes no circuito, um algoritmo que fornece soluções temporais. Já o LIBRA oferece simuladores com algoritmos que fornecem soluções temporais (SPICE) e no domínio da frequência (Balanço Harmônico).

Para simular o circuito misturador são necessárias duas fontes de sinais distintos ( $F_{OL}=2,0$  GHz e  $F_{RF}=1,9$  GHz) que, devido à não-linearidade do circuito, produzirão um terceiro sinal,  $F_I=0,1$  GHz, resultado da multiplicação dos sinais destas duas fontes. Assim, para simular este circuito com HSPICE será necessária uma resolução temporal bastante pequena, para considerar os efeitos dos sinais de alta frequência, e um tempo suficientemente grande de simulação para poder observar o sinal de FI. Já as simulações do tipo Balanço Harmônico trabalham com a seleção do número de harmônicos dos sinais das entradas suficiente para definir o sinal de saída. Normalmente, este número não é muito grande, o que reduz bastante o tempo de simulação.

Outro fator importante a se considerar na simulação de um misturador para o circuito de recepção é sua contribuição de ruído (Figura de Ruído). As fontes de ruído dos dispositivos ativos dependem de seu Ponto Quiescente e são calculadas em simulações que consideram somente o modelo linearizado dos dispositivos (Ex. Diagrama de Bode). No entanto, em um misturador, cujo comportamento é não linear, as condições de polarização de alguns dispositivos variam no tempo e, conseqüentemente, o valor da contribuição de suas fontes de ruído irá variar no tempo. Portanto, para simular corretamente esta contribuição, o algoritmo de simulação para o ruído deverá levar isto em consideração, e, dentre os simuladores disponíveis, somente o LIBRA tem este recurso.

Considerando as vantagens no tempo de simulação e a capacidade para considerar ruído nas simulações não lineares, optou-se pelo LIBRA como ferramenta de simulação.

Outro fator importante no projeto do misturador foi a escolha da tecnologia do transistor HEMT que seria empregada para a implementação física do circuito. Esta escolha teve a princípio influência do custo, pois para tornar viável o preço de fabricação do circuito foram pesquisadas tecnologias que estavam disponíveis em Programas Multiusuários (Ex. Programa Europractice e o Programa francês CMP). Nestes programas, vários usuários compartilham o mesmo processo de fabricação dividindo, entre eles, o custo final.

Dentro dos Programas Mutiusuários a que se tinha acesso foram encontradas as seguintes tecnologias:

- ED02AH – Philips - Programa CMP
  
- H40 – GEC Marconi – Programa Europractice

A tecnologia ED02AH – Philips possuía transistores pHEMT (pseudomorphic HEMT) com comprimento de porta de 0,2  $\mu\text{m}$  ( $f_T$  de até 60 GHz) e transistores do tipo Enriquecimento (*Enhancement*) e Depleção (*Depletion*). O circuito integrado era fabricado com metalização nas costas da lâmina e com vias de acesso através do substrato (*Via-Holes*), permitindo o uso de técnicas de microfita.

Com o acesso à tecnologia ED02AH através da assinatura de um NDA (*Non Disclosure Agreement*), a Philips forneceu um Pacote de Projeto (*Design Kit*) que se constituía de uma biblioteca de modelos e de regras de desenho (*Layout*) para diversos programas de simulação e de projeto de máscaras (Cadence, Menthor, etc.), entre os quais incluía o LIBRA. Este Pacote de Projeto possuía máscaras, modelos lineares e não lineares de transistores pHEMT, máscaras/modelos de estruturas de microfita (linha de transmissão, toco, acopladores Lange, etc.) e máscaras/modelos de elementos passivos concentrados (indutores, capacitores, resistores, etc.). No entanto, havia uma limitação no modelo não linear para os transistores: estes não incluíam ruído.

A tecnologia H40 – GEC Marconi possuía transistores pHEMT com comprimento de porta 0,25  $\mu\text{m}$  ( $f_T$  de até 60 GHz) e transistores somente do tipo Depleção. O circuito integrado era fabricado com metalização nas costas da lâmina e com vias de acesso através do substrato, permitindo também o uso de técnicas de microfita.

O pacote de projeto fornecido pela GEC Marconi era similar ao fornecido pela Philips exceto pelo fato de utilizar o modelo não linear de HEMT do próprio simulador LIBRA. Este modelo incluía ruído e podia ser usado na simulação não linear para calcular o ruído. Só que este modelo não linear existia somente para um certo número transistores de tamanhos diferentes: 4 dedos (*fingers*) de 20  $\mu\text{m}$  (Largura), 4 dedos de 40  $\mu\text{m}$ , 2 dedos de 60  $\mu\text{m}$ , 4 dedos de 60  $\mu\text{m}$  e 4 dedos de 150  $\mu\text{m}$ .

Comparando as duas tecnologias disponíveis, foi feita a opção pela tecnologia da GEC Marconi por sua biblioteca possuir modelos não lineares que permitem determinar a contribuição

de ruído do misturador na simulação. Como o circuito é para recepção, a sua contribuição de ruído será um fator importante na otimização do circuito.

### 4.3 Projeto do Misturador empregando a Topologia Célula de Gilbert

O próximo passo do projeto do misturador foi a determinação dos valores das principais Figuras de Mérito que serviriam de meta para a otimização do circuito e a topologia da Célula de Gilbert mais adequada.

É importante ressaltar que o objetivo deste trabalho é demonstrar a viabilidade do circuito misturador que será posteriormente apresentado, e não demonstrar um desempenho no estado-da-arte. Isso por dois motivos: primeiro porque o número limitado de transistores restringe a possibilidade de otimização, e, segundo, porque estes modelos podem não descrever adequadamente o comportamento do transistor na região de tensão de limiar (*Threshold*), por terem sido ajustados para a região de saturação. Assim, ao se escolher o sistema de comunicação móvel que serviria de base para o projeto, optou-se pelo sistema DECT (*Digital European Cordless Telephone*) cujas especificações são bem menos rígidas que as dos sistemas de telefonia móvel de 3ª geração (SABOURI-S., 1997). O DECT é um sistema que visa atender a comunicação sem fio interna (*indoor*), e suas principais especificações de desempenho, para o misturador de recepção são apresentadas na Tabela 4.1.

**TABELA 4.1 - DESEMPENHO DESEJADO PARA UM MISTURADOR NO SISTEMA DECT COM GANHO DE 6 dB (SABOURI-S., 1997 *apud* MADSEN & FAUGE, 1993)**

$F_{RF}$ (GHz)	$F_{OL}$ (GHz)	NF (dB)	IIP3 (dBm)
1,9	2,0	< 17	>-6,0

Quanto à topologia escolhida para o misturador, foi necessário adicionar mais dois blocos cujas finalidades serão apresentadas posteriormente:

- Bloco *Balun*, para entrada do OL
- Bloco Amplificador Isolador, para saída de FI

Assim, o circuito completo do misturador foi dividido em três blocos distintos, como mostra a Fig. 4.6, cujos projetos e desenvolvimentos são apresentados na seqüência.

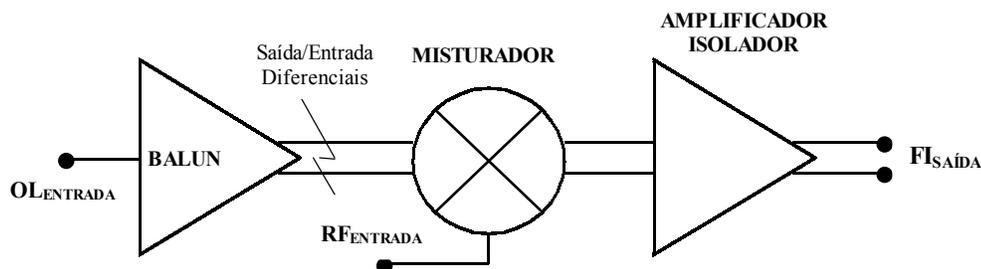


FIGURA 4.6 - Esquema em blocos do circuito misturador.

### 4.3.1 Bloco Misturador

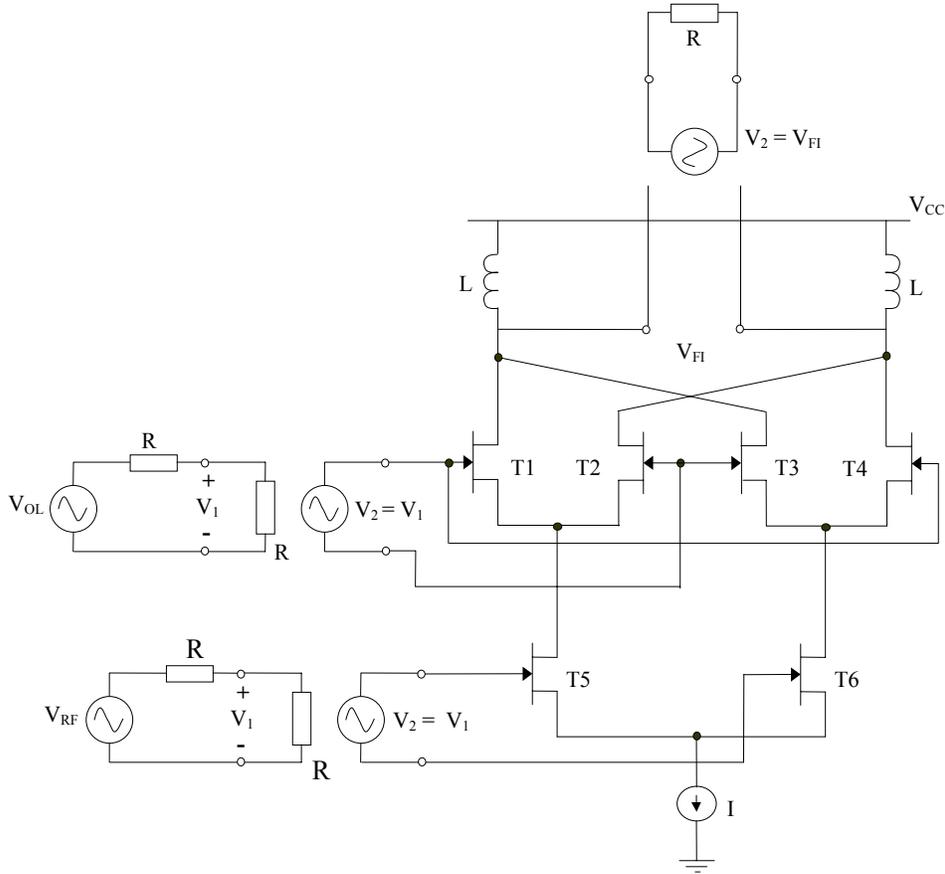
A princípio, quando este trabalho foi proposto, a idéia inicial era implementar em pHEMT a Célula de Gilbert tradicional. Posteriormente, no curso do desenvolvimento deste trabalho, optou-se pela topologia Micromixer devido, sobretudo, às seguintes vantagens advindas do tipo de circuito do estágio transconductor:

- a) elimina a necessidade do *balun* na entrada de RF - entrada desbalanceada.
- b) melhora o ponto de compressão de 1dB - amplificador classe AB
- c) menor tensão de operação que a tradicional - elimina a necessidade da fonte de corrente.

Assim, a princípio, foi utilizada a topologia tradicional para dimensionar os transistores, determinar a melhor relação de área e averiguar os principais mecanismos de funcionamento deste tipo de misturador.

O primeiro passo para análise do circuito foi determinar qual seria o melhor ponto de operação para que o circuito operasse com a melhor relação ganho/ruído. Para isto foi utilizado o circuito e o arranjo dados na Fig. 4.7. Nesta figura, as fontes de tensão controladas por tensão estão sendo utilizadas como amplificadores isoladores e *baluns* ideais. Os indutores L são de

valor muito alto, e têm o objetivo de simular uma carga com impedância tendendo a infinito, para obter o ganho máximo de saída do circuito.



**FIGURA 4.7 - Esquemático do circuito da Célula de Gilbert.**

Como o número de tipos de transistores disponíveis é limitado a cinco, as relações de áreas possíveis entre os transistores superiores/inferiores estão restritas a:  $2 \times 60$  (nº de dedos  $\times$  W em micrometros)/ $4 \times 60$ ,  $4 \times 40/4 \times 60$ ,  $4 \times 20/4 \times 40$ ,  $4 \times 20/2 \times 60$ ,  $4 \times 60/4 \times 60$ ,  $2 \times 60/2 \times 60$ ,  $4 \times 40/4 \times 40$  e  $4 \times 20/4 \times 20$ . Obviamente, seriam possíveis relações com o transistor  $4 \times 150 \mu\text{m}$ ; contudo, sua área é consideravelmente maior, o que limitaria a resposta em frequência do circuito, tendo sido, por isso, não utilizado. Embora o circuito esteja sendo projetado para uma determinada frequência de operação, há o interesse de, no futuro, otimizá-lo para operar em toda a faixa comercial de comunicação sem fio, de 2 GHz a 10 GHz.

A primeira relação de área utilizada foi a  $2 \times 60 \mu\text{m}$ , para os transistores superiores, e  $4 \times 60 \mu\text{m}$ , para os transistores inferiores. Com estes transistores, foi realizada uma seqüência de

simulações onde o valor da fonte de corrente foi variado de 40 mA a 5 mA, enquanto eram medidos seu ganho e figura de ruído. Esta varredura de corrente permitiu determinar as condições de polarização para a melhor relação ganho-ruído. Durante a varredura de corrente, as tensões de dreno-fonte foram mantidas constantes e na região de saturação.

Na Tabela 4.2 são apresentados os resultados, para uma potência do OL de 5 dBm. Esta potência corresponde a um valor de tensão nos terminais de OL de  $0,56V_p$  e foi utilizada para garantir o completo chaveamento dos transistores do estágio misturador. As frequências dos sinais utilizadas foram:  $F_{OL} = 2$  GHz,  $F_{RF} = 1,9$  GHz e  $F_{FI} = 100$  MHz.

**TABELA 4.2 - VARIAÇÃO DO GANHO DE TENSÃO E FIGURA DE RUÍDO COM A CORRENTE "I" DE POLARIZAÇÃO PARA A RELAÇÃO 2X60/4X60. ( $P_{OL}=5$ dBm)**

I ( mA)	Ganho de conversão $G_C$ (dB)	Figura de Ruído NF(dB)	$V_{GS}$ de T1-T4 (V)
40	10,9	15,42	-0,587
20	18,73	13,71	-0,742
10	21,53	13,68	-0,846
5	21,25	14,55	-0,925

Como se pode observar na tabela acima, a melhor relação ganho-ruído é obtida com tensões de porta-fonte ( $V_{GS}$ ) dos transistores T1-T4 em torno de -0,846 V, valor próximo à tensão de limiar do transistor, que é em torno de -1 V.

O princípio de funcionamento deste tipo de misturador baseia-se no chaveamento da corrente de RF, vinda do estágio transconductor, entre os terminais de saída de FI. No entanto, como os transistores não são chaves ideais, durante este processo ocorrerão momentos em que eles estarão conduzindo simultaneamente, produzindo "perdas" do sinal de corrente. Assim, o processo de chaveamento dos transistores tem que ser bem abrupto, para minimizar o tempo desta condução simultânea, e isto ocorre quando os transistores estão polarizados próximo da tensão de limiar. Quanto mais abrupto for este chaveamento, menor será a tensão do OL necessária, ou seja, menor será a derivada necessária do sinal do OL em torno da origem.

Uma outra análise interessante que se pode fazer é realizar o procedimento anterior para duas outras relações 2x60/2x60 e 4x60/4x60 e compará-las com 2x60/4x60.

Na Tabela 4.3 são apresentados os resultados das simulações para as mesmas condições de polarização da Tabela 4.2, exceto pela condição de polarização de fonte-dreno dos transistores

superiores, que foi alterada de 1V para 2V. Este aumento na tensão de fonte-dreno garante a permanência do transistor na região de saturação, evitando a degradação do desempenho do misturador, para grandes excursões dos sinais nos terminais de FI.

**TABELA 4.3 - VARIACÃO DO GANHO DE TENSÃO E FIGURA DE RUÍDO COM A CORRENTE "I" DE POLARIZAÇÃO. ( $V_{DS} = 2$  V para os transistores superiores e  $P_{OL} = 5$  dBm)**

Relação (T1-T4)/(T5-T6)	I (mA)	Ganho de conversão $G_C$ (dB)	Figura de Ruído NF(dB)	$V_{GS}$ de T1-T4 (V)
2x60/2x60	10	22,00	15,37	-0,8884
	5	21,6	15,69	-0,9733
4x60/4x60	30	20,31	12,88	-0,8262
	20	21,60	12,84	-0,8888
	10	21,36	13,13	-0,9735
2x60/4x60	10	23,99	13,42	-0,8884
	5	23,46	13,95	-0,9733

Analisando a Tabela 4.3, pode-se observar que o circuito com maior ganho é o 2x60/4x60, enquanto o de melhor figura de ruído é o 4x60/4x60. A diferença na figura de ruído entre estes dois circuitos não é tão grande, chegando a ser muito próxima quando a corrente é de 10 mA, ou seja, para o mesmo consumo de potência. No entanto, o circuito 2x60/4x60, além de ter um ganho maior, pode ter uma frequência de operação maior, pelo fato dos transistores superiores terem a metade da área. Outra vantagem da relação 2x60/4x60 é poder reduzir a corrente para 5mA, ou seja, reduzir novamente o consumo de potência pela metade e ainda ter um desempenho de ruído de apenas 1,11 dB inferior ao do melhor caso. O desempenho da relação 2x60/2x60 demonstra que, ao se reduzir a área dos transistores, os resultados serão piores em relação ao nível de ruído e ao ganho, comparativamente ao 2x60/4x60. A relação 4x40/4x60 possivelmente terá um desempenho intermediário entre a relação 4x60/4x60 e 2x60/4x60, e muito próximo desta última, mas sua frequência de operação será menor e seu consumo de potência, maior. Assim, a melhor relação de resultados visando consumo de potência, ganho, ruído e frequência de operação é obtida com a relação 2x60/4x60.

Até este momento, foram utilizadas fontes de correntes ideais e carga indutiva. Considerando agora um circuito mais realístico para a relação 2x60/4x60, as indutâncias L foram substituídas por resistências de 400  $\Omega$  (denominadas de  $R_{FI}$ ) e a fonte de corrente por um

transistor 2x60  $\mu\text{m}$ . O valor da resistência de 400  $\Omega$  foi escolhido procurando manter a melhor relação ganho e tensão de alimentação do circuito. Na Tabela 4.4 são apresentados os resultados das simulações para correntes de 5,57 mA e 10,69 mA.

**TABELA 4.4 - VARIAÇÃO DO GANHO DE TENSÃO, FIGURA DE RUÍDO E TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO COM A CORRENTE "I" DE POLARIZAÇÃO. ( $V_{DS} = 1,5$  V para os transistores superiores,  $P_{OL} = 5$  dBm e  $L \rightarrow R_{FI} = 400\Omega$ ).**

Relação (T1-T4)/(T5-T6)	$V_{CC}$ (V)	I (mA)	Ganho de conversão $G_C$ (dB)	Figura de Ruído NF(dB)	$V_{GS}$ de T1-T4 (V)
2x60/4x60	8	10,69	13,71	13,93	-0,8562
	7	5,57	11,67	14,61	-0,9262

Fazendo uma análise, pode-se confirmar que o princípio responsável pela multiplicação é, realmente, o chaveamento dos transistores T1-T4. O ganho de tensão deste tipo de misturador, para um chaveamento ideal dos transistores superiores, é dado por (Anexo A):

$$A_v = g_m \cdot R_{FI} \cdot \frac{2}{\pi} \quad (4.8)$$

onde

$g_m \equiv$  transcondutância dos transistores T5-T6

$R_{FI} \equiv$  valor da resistência de carga de um dos ramos de saída de FI.

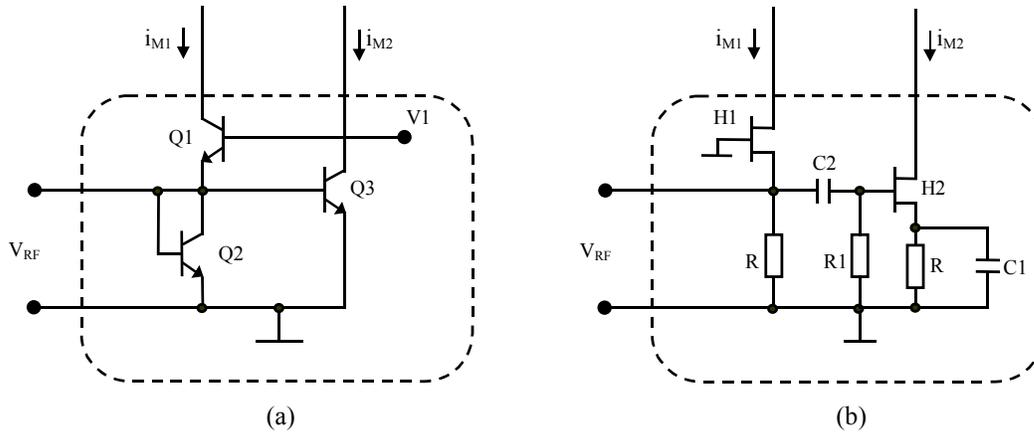
Neste caso, tem-se  $R_{FI} = 400 \Omega$  e  $g_m = 0,028$  S, para  $I = 10,69$  mA, o que resulta em um ganho de tensão ideal de 17,06 dB. O valor simulado foi de 13,71 dB. A diferença observada demonstra que o circuito está operando com um comportamento próximo do ideal. A diferença deve-se ao chaveamento não ideal e às capacitâncias e indutâncias parasitas.

Como se pode observar, a topologia tradicional necessita de uma tensão de alimentação relativamente alta para um circuito integrado. Outro fator negativo é a potência do OL de 5 dBm, considerada alta para os circuitos integrados: tipicamente esta potência é igual ou menor que 0 dBm (Valores elevados de potência de OL causam problemas de baixa isolamento, maior consumo de potência e são difíceis de serem gerados quando se quer operar com circuitos integrados de baixa potência/tensão de operação). Portanto, uma outra topologia teve que ser escolhida.

Entre as topologias apresentadas no capítulo anterior, a do Micromixer foi a que representou a melhor opção. Além das vantagens já citadas, esta topologia apresenta,

comparativamente às outras, um esquema mais simples (não há necessidade de indutores, transformadores, baluns de RF, fontes de corrente, etc.), tornando-se mais compacta e eficiente.

O Micromixer foi uma topologia inicialmente proposta para circuitos com transistores bipolares, sendo diferente em relação à tradicional somente na topologia do estágio transcondutor (Fig. 4.8(a)). Assim, o circuito teve que ser modificado para poder operar com transistores pHEMT.



**FIGURA 4.8 – (a) Estágio transcondutor do Micromixer e (b) modificação proposta para ser utilizado com pHEMT.**

A conexão do tipo da Fig. 4.8(a) é inviável porque os transistores pHEMT disponíveis são de depleção canal tipo N, ou seja, operam com tensão de porta-fonte negativa e sua corrente de dreno tem uma dependência com a tensão de dreno-fonte, que não pode ser desprezada.

A solução encontrada foi basear-se no princípio de funcionamento do estágio transcondutor do Micromixer e aplicá-lo ao circuito com pHEMT. Basicamente, um sinal aplicado na entrada de RF aparece simultaneamente nos terminais dos transistores Q1 e Q3 (Fig. 4.8(a)). Como o transistor Q1 está na configuração base-comum (não inverte fase do sinal de corrente no coletor) e Q3 está na configuração emissor-comum (inverte fase do sinal de corrente no coletor), o mesmo sinal de tensão produz sinais de correntes, nos terminais de Q1 e Q3, defasadas de  $180^\circ$ . Se os dois transistores são iguais e têm a mesma corrente contínua de polarização, os dois sinais terão a mesma amplitude. Com base nesse mesmo princípio, foi feito o arranjo de dois amplificadores com transistores pHEMT idênticos, apresentado na Fig. 4.8(b). O transistor H1 compõe um amplificador na configuração porta-comum e o H2 compõe um amplificador na configuração fonte-comum, estando os dois acoplados pelo capacitor C2. O

acoplamento capacitivo isola as correntes e tensões contínuas, permitindo aos dois transistores terem a mesma condição de polarização, e acopla o sinal de RF ao amplificador fonte-comum. As reatâncias de C2 e C1 devem ser suficientemente baixas para garantir a simetria das correntes de saída. Como os transistores operam com tensões negativas de porta-fonte, foi utilizada a autopolarização para fixar o ponto de polarização e evitar o uso de tensões negativas no circuito.

Baseado no circuito acima foram feitas novas simulações onde o estágio transcondutor do misturador utilizado para obter os resultados da Tabela 4.4 foi substituído pelo circuito da Fig. 4.8(b). As relações entre os transistores do estágio misturador e transcondutor de 2x60/4x60 foram mantidas e o novo circuito transcondutor foi polarizado de forma que as condições de polarização do estágio misturador estivessem próximas às utilizadas na Tabela 4.4, para corrente de 5,57 mA. Este procedimento foi adotado porque a nova topologia não modifica o modo de injeção de corrente no estágio misturador e, portanto, as condições de melhor desempenho do misturador são idênticas às da topologia tradicional. Na Tabela 4.5 são apresentados os resultados das simulações para uma potência de OL de 0dBm comparadas à tradicional, com potência do OL de 5 dBm

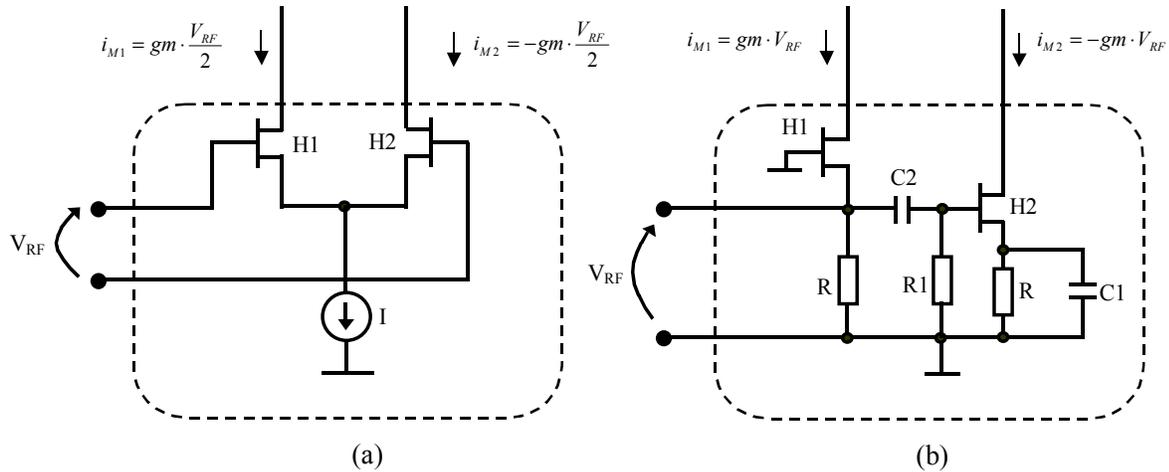
**TABELA 4.5 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA A RELAÇÃO 2X60/4X60 COM A TOPOLOGIA PROPOSTA E A TRADICIONAL.**

Topologia	V <sub>CC</sub> (V)	I (mA)	G <sub>c</sub> (dB)	NF (dB)	V <sub>GS</sub> de T1-T4 (V)	P <sub>OL</sub> (dBm)
Proposta (C1=C2→∞)	5	4,72	15,51	10,89	-0,9988	0
Proposta (C1=C2 = 10 pF)	5	4,72	15,42	10,96	-0,9988	0
Tradicional	7	5,57	11,67	14,61	-0,9262	5

Os resultados da Tabela 4.5 demonstram claramente as vantagens da modificação proposta (melhor NF, menor consumo de potência). Os dois resultados para a nova topologia mostram que um valor de capacitância de 10 pF, para C1 e C2, é suficiente para um bom desempenho do circuito.

Obviamente, o desempenho de chaveamento dos transistores em 0 dBm é pior que para 5 dBm. Portanto, o pior desempenho do estágio misturador é compensado pelo desempenho do estágio transcondutor proposto! Isto fica claro ao se observar a Fig. 4.9. No caso do estágio transcondutor da topologia tradicional, Fig. 4.9(a), o sinal de tensão de entrada é dividido entre porta-fonte de H1 e H2, resultando em correntes nos terminais de dreno proporcionais à metade

do sinal de tensão de entrada. Já na topologia proposta, Fig. 4.9(b), utilizando as mesmas condições de polarização, não ocorre esta divisão de sinal, resultando em correntes de drenos duas vezes maiores que a da topologia tradicional. Portanto, o ganho de conversão da equação (4.7) precisa ser multiplicado por dois, no caso da topologia proposta. Isto significa um acréscimo de 6 dB no ganho em relação à topologia tradicional!



**FIGURA 4.9 - Sinais de correntes de saída do estágio transcondutor tradicional (a) e da topologia proposta (b) para a mesma amplitude de sinal de entrada e as mesmas condições de polarização.**

O desempenho da topologia proposta, com a relação  $2x60/4x60$ , foi o melhor que se pôde obter com os transistores de que se dispunha, no que se refere a consumo de potência, figura de ruído e ganho. Contudo, descobriu-se posteriormente que o pacote de dados de projeto fornecido pela Marconi dispunha de um outro conjunto de parâmetros para o modelo não linear do transistor  $4x40 \mu\text{m}$ . Este novo conjunto se diferenciava do anterior pelo fato de ter sido obtido pelo ajuste do modelo não linear à região próxima ao  $V_T$  do transistor. Como o misturador opera com seus transistores trabalhando próximo ao  $V_T$ , espera-se que o modelo com estes parâmetros seja mais confiável para prever o comportamento do misturador. Como esta é primeira vez que este tipo de topologia está sendo proposta em HEMT e este trabalho tem por objetivo comprovar sua viabilidade, optou-se por se reprojeter e otimizar o misturador utilizando os parâmetros para o modelo não linear dos transistores  $4x40 \mu\text{m}$ , otimizados para a região próxima à  $V_T$ .

Para determinar o melhor ponto de operação, foram feitas novas simulações considerando a região de polarização próxima à  $V_T$ , sendo os resultados apresentados na Tabela 4.6.

**TABELA 4.6 - RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES FEITAS COM OS NOVOS PARÂMETROS PARA O TRANSISTOR 4X40  $\mu\text{m}$ . ( $P_{OL}=0$  dBm e  $C1=C2=10$  pF)**

Relação (T1-T4)/(T5-T6)	VCC (V)	I (mA)	Ganho de conversão $G_C$ (dB)	Figura de Ruído NF(dB)	$V_{GS}$ de T1-T4 (V)
2x60/4x60 <sup>1</sup>	5	4,72	15,42	10,96	-0,9988
4x40/(2*4x40) <sup>2</sup>	5	4,44	13,06	11,38	-0,9047
4x40/(2*4x40) <sup>2</sup>	5,3	5,80	13,81	11,54	-0,8906
4x40/4x40	5,3	5,49	13,18	11,85	-0,8994
4x40/4x40	5,3	7,85	13,60	12,32	-0,8353

<sup>1</sup>Circuito Referência - Tabela 4.5

<sup>2</sup>Dois transistores 4x40 em paralelo.

Analisando a Tabela 4.6, observa-se que os arranjos com os transistores 4x40 apresentaram desempenho pior, mas ainda próximos aos da relação 2x60/4x60. O ganho de tensão foi o que apresentou o pior desempenho, com 2dB abaixo em média, e a figura de ruído, em média, 0,8dB acima. Este comportamento se deve à diferença de área entre os transistores não ser tão grande, cerca de 25% em relação ao 2x60  $\mu\text{m}$  e de 33 % em relação ao 4x60  $\mu\text{m}$ .

Com estes resultados, justifica-se o uso do transistor 4x40  $\mu\text{m}$  no lugar do 2x60  $\mu\text{m}$  e do 4x60  $\mu\text{m}$ , pela maior confiabilidade dos novos parâmetros de modelo do transistor 4x40  $\mu\text{m}$ . Deve-se lembrar que estes novos parâmetros do transistor 4x40  $\mu\text{m}$  foram ajustados para a região próxima de  $V_T$ , condição de polarização utilizada nos transistores do estágio misturador.

A relação escolhida para implementar o misturador foi a 4x40/4x40 com corrente de 5,59mA. Este circuito apresentou uma boa relação ganho, figura de ruído, consumo de potência, com menor área dos transistores do estágio transconductor.

Com um ajuste um pouco mais fino na corrente e com a substituição das resistências  $R_{FI}$  de 400  $\Omega$  por resistências de 800  $\Omega$ , foi possível melhorar o ganho e figura de ruído (Tabela 4.7). O valor da resistência foi alterado mais por condições de polarização do estágio amplificador isolador de FI, seção 4.3.3, do que pela melhora de desempenho do circuito. Com o aumento de resistência, houve necessidade de aumentar a tensão de alimentação de 5,3 V para 5,5 V.

**TABELA 4.7 - RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES FEITAS COM  $R_{FI}$  VALENDO 400  $\Omega$  E 800  $\Omega$ , PARA O TRANSISTOR 4X40  $\mu\text{m}$ . (  $P_{OL}=0$  dBm e  $C1=C2=10$  pF )**

$R_{FI}$ ( $\Omega$ )	VCC (V)	I (mA)	Ganho de conversão $G_C$ (dB)	Figura de Ruído NF(dB)	VGS de T1-T4 (V)
400	5,3	5,49	13,18	11,85	-0,8994
800	5,5	5,27	16,10	11,38	-0,8670

Com os resultados da Tabela 4.7, definiram-se as condições de operação com melhor desempenho do circuito e estabeleceu-se este circuito como referência para as etapas posteriores de concepção do circuito integrado.

Uma preocupação constante ao longo do projeto foi à susceptibilidade do desempenho do misturador às variações de processo. Os transistores HEMT apresentam uma grande variação de suas características elétricas com a variação de processo. Particularmente, no caso do misturador, os transistores estão polarizados próximo ao  $V_T$ , região bastante susceptível à variação de processo e, muitas vezes, com um modelamento pobre.

Para avaliar esta dependência, foram feitas simulações considerando uma variação de 20% em  $V_T$ . Foram usados *baluns* ideais nas entradas do OL e amplificadores isoladores ideais, na saída de FI, para estas simulações. Os resultados são apresentados na Tabela 4.8 e pode-se observar uma sensível dependência do desempenho com a variação de  $V_T$ . Contudo, o desempenho do circuito ficou dentro de uma faixa de valores aceitáveis. Para o circuito com o maior  $V_T$ , foi necessário reduzir a tensão de operação do circuito, para manter o correto funcionamento do circuito.

**TABELA 4.8 - PARÂMETROS DE DESEMPENHO DO CIRCUITO PARA DIFERENTES VALORES DE TENSÃO DE LIMIAR ( $V_T$ )**

$V_T$ (V)	-1,023	-1,116 (Típico)	-1,223
OL (dBm)	0	0	0
RF (dBm)	-25	-25	-25
FI (dBm)	-11,54	-8,65	-8,31
SSB NF (dB)	12,29	11,38	11,18
$V_{CC}$ (V)	4,5	5,5	5,5

Com a topologia e as condições de operação da célula central do misturador bem determinadas, serão apresentados, a seguir, os circuitos que foram necessários adicionar ao misturador para que operasse corretamente.

### 4.3.2 Bloco *Balun* para entrada de OL

O *Balun* do OL é basicamente um amplificador diferencial, Fig. 4.10, que tem por finalidade transformar a entrada desbalanceada do sinal do OL em uma saída balanceada. É um tipo *balun* de banda larga com dispositivos ativos (MAAS, 1993). Este tipo de *balun* permite que se acesse a saída do equipamento de medição sem necessidade de um circuito externo (*Off-Chip*) adicional, composto de elementos passivos (indutores, capacitores, linhas de transmissão, etc.), que geralmente possui banda estreita e nem sempre pode ser integrado, devido às dimensões de seus elementos passivos. Essa necessidade do *balun* ocorre porque os equipamentos de microondas não são projetados para saídas ou entradas do tipo diferencial. Neste estágio são empregados 2 transistores de  $4 \times 20 \mu\text{m}$  e 1 transistor de  $4 \times 40 \mu\text{m}$  como fonte de corrente, para reduzir o consumo de potência.

No circuito da Fig. 4.10 a tensão  $V_1$  polariza as portas dos transistores H1 e H2. O capacitor C1 opera como um curto para o sinal do OL de entrada e a resistência R3 define praticamente o valor da impedância de entrada que é próximo de  $50 \Omega$ .

Este circuito foi projetado para ter um ganho de tensão de 4 dB. Isto permite reduzir a potência do sinal OL externo, que será aplicado no circuito, para  $-4 \text{ dBm}$  minimizando as exigências de projeto do oscilador local e os efeitos negativos da operação com sinais relativamente grandes dentro de circuitos compactos.

O *Balun* do OL foi acoplado ao estágio misturador através de capacitores de  $5 \text{ pF}$ .

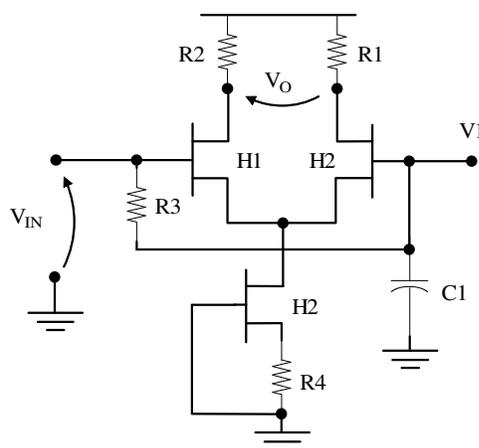


FIGURA 4.10 - *Balun* de entrada do OL

### 4.3.3 Bloco Amplificador Isolador para Saída de FI

A amplitude de sinal de tensão FI é função do valor da carga presente em seus terminais. Tipicamente, as impedâncias que devem ser colocadas na saída de FI são baixas e da ordem de 50  $\Omega$  (impedância dos equipamentos de medição) a 300  $\Omega$  (impedância de entrada dos filtros de FI), valores que não são suficientemente altos para definir um ganho tensão na saída do misturador. Assim, faz-se necessário adicionar um circuito de saída capaz de fornecer a corrente necessária a estes valores de carga, sem grande prejuízo do seu nível de tensão.

O esquema elétrico deste circuito é apresentado na Fig. 4.11. Este circuito é basicamente um seguidor de fonte e apresentou uma atenuação de 2dB. Os resistores R1 e R2 estão funcionando como elevadores de nível de tensão, e os transistores inferiores estão funcionando como fontes de corrente controladas pela polarização de porta determinada por uma fonte externa.

Todos os transistores são de 2x60  $\mu\text{m}$  e estão polarizados para a maior transcondutância com o objetivo de minimizar o máximo possível a atenuação do sinal em sua saída.

Como foi mencionado na seção 4.3.1 (pg. 79), houve necessidade de alterar o valor de  $R_{FI}$  de 400  $\Omega$  para 800  $\Omega$ . Esta modificação foi necessária para que a tensão de dreno-fonte dos transistores H1 e H2 tivesse uma excursão maior em relação à sua tensão de saturação:

$$V_{DG} = V_{DS} - V_{GS} = R_{FI} \cdot I_{FI} = 400 \cdot I_{FI} \approx 1 \text{ V} \Rightarrow V_{DS} = 1 + V_{GS} = 1 + (-0,44)$$

$$\Rightarrow V_{DS} = 0,56 \text{ V} \rightarrow \text{próximo ao cotovelo de } I_{DS} \times V_{DS}$$

enquanto que, para  $R_{FI} = 800 \Omega$ , tem-se  $V_{DS} \approx 1,56 \text{ V}$ .

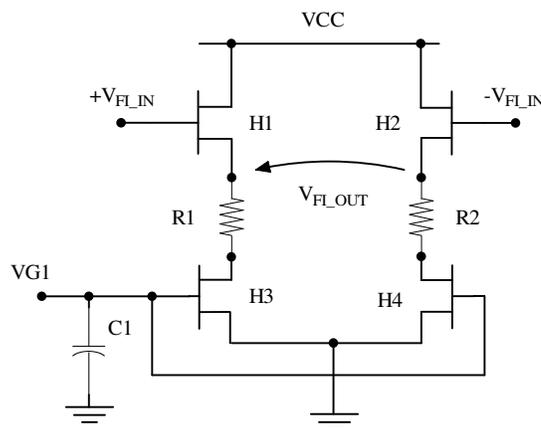


FIGURA 4.11 - Circuito amplificador isolador de FI.

Na Tabela 4.9 são apresentados os resultados de simulações considerando somente o misturador + amplificador isolador de FI, ou seja, sem o *balun* do OL. Nesta tabela pode-se observar o efeito do valor da carga colocada na saída do amplificador isolador de FI sobre o desempenho do circuito.

**TABELA 4.9 – RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES PARA O CIRCUITO MISTURADOR + AMPLIFICADOR ISOLADOR DE FI CONSIDERANDO DIFERENTES VALORES DE CARGAS (  $P_{OL} = 0$  dBm ).**

	Carga 800 $\Omega$	Carga de 200 $\Omega$	Carga de 50 $\Omega$
Ganho de conversão $G_c$ (dB)	15,35	13,92	10,68
Figura de Ruído NF(dB)	11,43	11,45	11,48

O ganho do amplificador isolador de FI é dado por:

$$\frac{V_{IF\_OUT}}{\Delta V_{IF\_IN}} = \frac{g_m \cdot R_L}{1 + g_m \cdot R_L} \quad (4.9)$$

onde  $g_m$  é a transcondutância de H1/H2 e  $R_L$  é a carga colocada na saída do amplificador isolador. Assim, se  $R_L$  aumenta, a atenuação deste estágio diminui, aumentando o ganho de conversão do circuito, como indicado pela Tabela 4.9.

Já a figura de ruído permanece praticamente inalterada. Isto ocorre porque a contribuição total de ruído do circuito depende muito mais das condições de polarização, ganho e da impedância de entrada dos estágios acoplados do que do valor da impedância de saída.

#### 4.3.4 Resultados de simulações considerando todos os circuitos em conjunto

Posteriormente, todos os três circuitos foram conectados (Fig. 4.12) e uma simulação global foi feita considerando três tipos distintos de cargas de FI: 800 $\Omega$ , 200 $\Omega$  e 50 $\Omega$ . Os resultados são apresentados na Tabela 4.10.

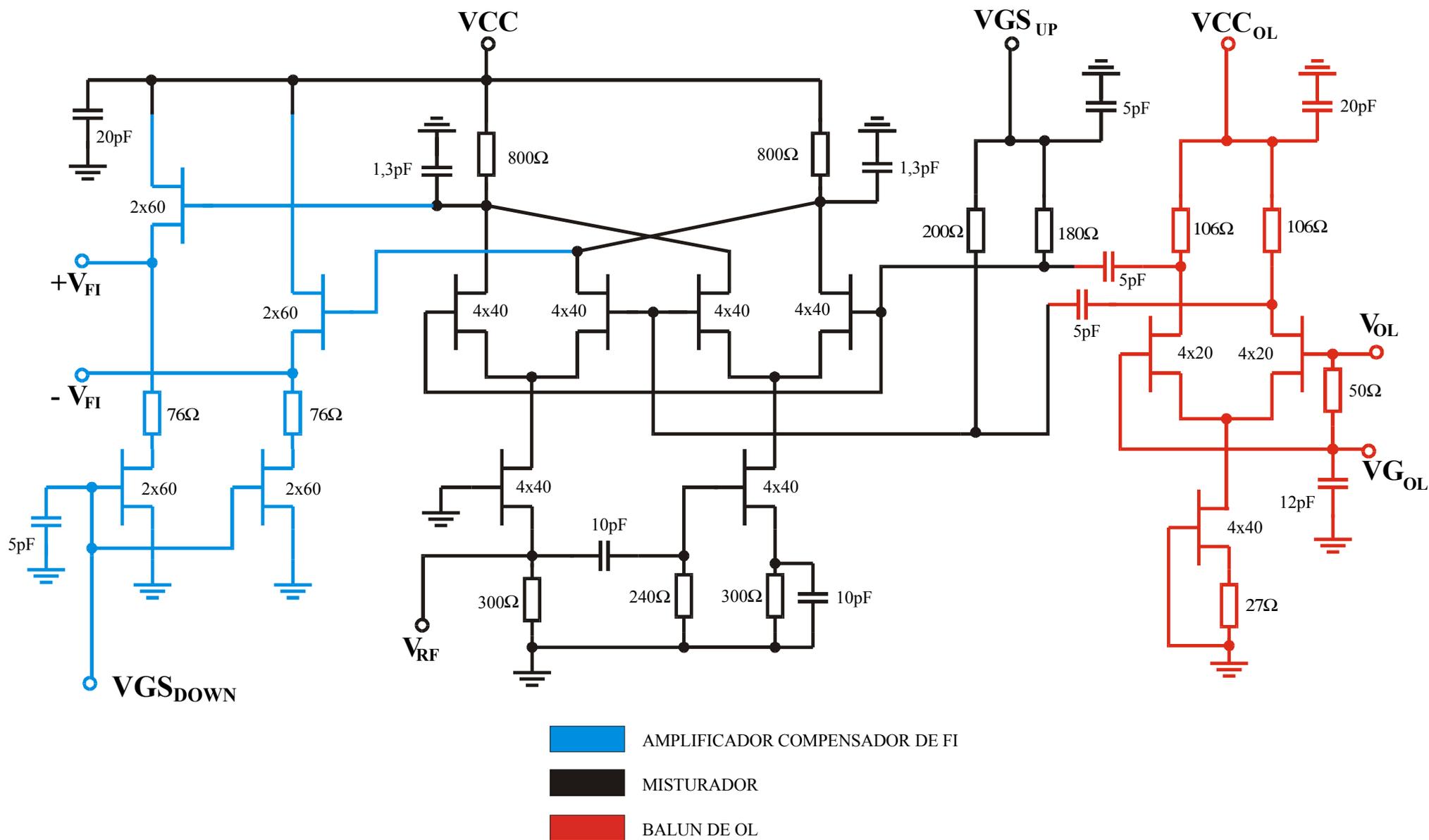


FIGURA 4.12 – Esquema elétrico do circuito misturador

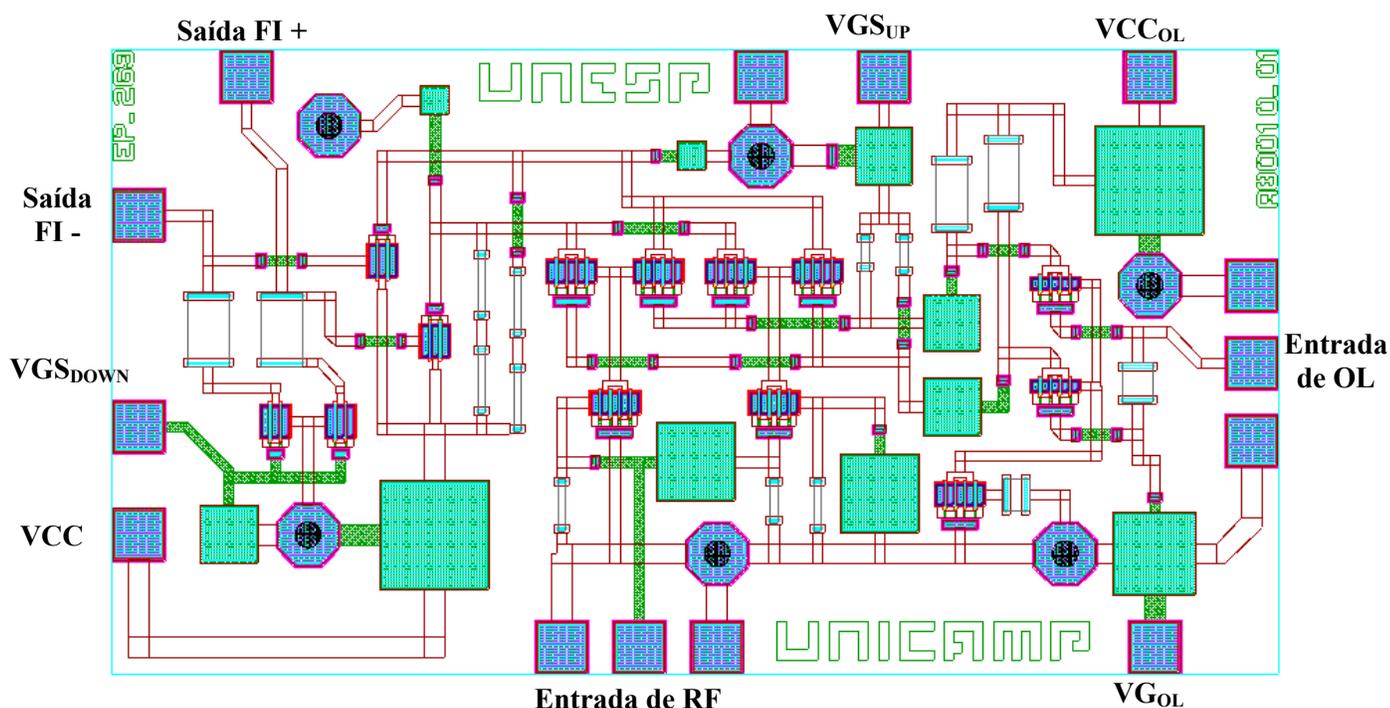
**TABELA 4.10 - RESULTADOS DE SIMULAÇÕES PARA O CIRCUITO COMPLETO CONSIDERANDO DIFERENTES VALORES DE CARGA DE FI. ( $P_{OL} = -4$  dBm)**

	Carga de $800 \Omega$	Carga de $200 \Omega$	Carga de $50 \Omega$
Ganho de conversão $G_C$ (dB)	15,58	14,59	11,46
Figura de Ruído NF(dB)	10,45	10,51	10,54

Os resultados acima descrevem o desempenho do circuito com elementos e interconexões ideais, e foram utilizados como referência para a concepção do circuito integrado equivalente.

Os resultados apresentados até o momento refletem o desempenho do misturador com relação a ruído e ganho. Isto não significou que os demais parâmetros foram desprezados, mas que o projeto do circuito foi determinado notadamente pelo desempenho de ganho e ruído.

Posteriormente, os elementos ideais (capacitores, resistores, etc.) foram substituídos pelos seus equivalentes reais e as interconexões foram levadas em consideração (*Layout* final do circuito integrado é mostrado na Fig. 4.13). Na Tabela 4.11 são apresentados os resultados globais de simulação para o circuito ideal (elementos e interconexões ideais) e o do circuito real (circuito equivalente extraído do *layout* final do circuito integrado do misturador).



**FIGURA 4.13 - *Layout* final do circuito integrado do misturador**

**TABELA 4.11 - RESULTADOS GLOBAIS DE SIMULAÇÃO PARA O CIRCUITO IDEAL E O CIRCUITO REAL.**

	$G_C$ (dB)	$\Gamma_{\text{Porta de RF}}$ (dB)	$\Gamma_{\text{Porta de OL}}$ (dB)	Isolação $_{\text{OL-RF}}$ (dB)
Circuito ideal	15,58	-11,59	-15,23	-63,95
Circuito real	15,29	-11,56	-15,23	-67,33

Para se obter uma comparação melhor, na Tabela 4.12 são apresentados os resultados de desempenho de um circuito célula de Gilbert tradicional em CMOS, publicados por SULLIVAN *et al.* (1997), junto com os resultados de simulação obtidos para o circuito em pHEMT.

**TABELA 4.12 - COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO ENTRE NOSSOS RESULTADOS E OS DE SULLIVAN *et al.* (1997).**

	CMOS	pHEMT
$V_{CC}$ (V)	5	5,5
$P_{OL}$ (dBm)	-3	-4
SSB NF(dB)	7,8	10,45
Ganho de Conversão de Tensão (dB)	9,7	14,3
$P_{1dB}$ na entrada (dBm)	-9	-4
Corrente do misturador (mA)	5,9	5,24
Corrente do Balun de OL (mA)	-----	19,5
Corrente do amplificador isolador de FI (mA)	20,7	43,2

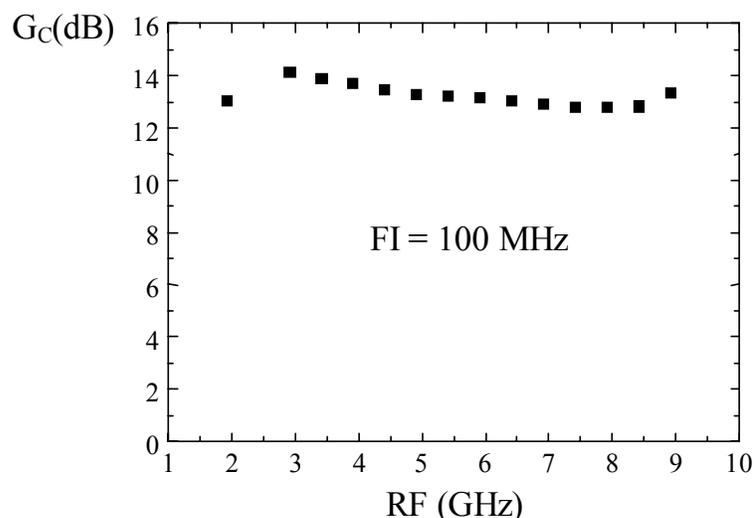
CMOS – RF=1,9 GHz,  $F_{LO}$ =1,65 GHz and FI=250 MHz

pHEMT – RF=1,9 GHz,  $F_{LO}$ =2,0 GHz and FI=100 MHz

Na nova configuração proposta pode-se ver um desempenho superior no Ganho de Conversão e no Ponto de Compressão de 1dB. No entanto, observa-se um desempenho inferior em relação à NF, com uma diferença da ordem de 2,6 dB. Como este circuito será acoplado à saída de um LNA, o ruído total dependerá mais do ruído e ganho desse primeiro estágio (Fórmula de Friis).

A Figura de Ruído do circuito misturador com pHEMT apresentada na Tabela 4.12, é a do circuito ideal. Na simulação do circuito real, cada trecho das linhas de interconexão foi modelado como uma linha de transmissão; assim, o número de elementos finais do circuito para simulação de ruído é muito grande e excedeu a capacidade de memória e espaço no disco rígido da Workstation onde o simulador está instalado. Mas, como os resultados simulados entre o circuito real e ideal são praticamente idênticos, Tabela 4.11, pode-se considerar que a Figura de Ruído será também idêntica.

Outra vantagem que este misturador apresentou foi sua banda larga, como pode ver visto no resultado de simulação apresentado no gráfico abaixo. Este gráfico foi obtido aumentando-se a frequência de RF e OL, mantendo a frequência de FI em 100 MHz.



**FIGURA 4.14 - Resposta em frequência do misturador**

Neste gráfico observa-se que antes que o ganho caísse 3dB, apareceu um comportamento, em torno de 8,5 GHz, contrário ao de queda contínua esperada. Isto se deve ao fato de que, para frequências acima de 8 GHz, algumas das trilhas de conexões e alguns elementos concentrados do CI começam a possuir suas dimensões comparáveis ao comprimento de onda do sinal de RF e OL. Como o circuito foi projetado para operar em frequências mais baixas, estes efeitos não foram levados em consideração, afetando de forma indesejada o comportamento do circuito. Logo, foram apresentados somente os resultados até a frequência de 9 GHz.



## Capítulo 5

### Metodologia, Resultados das Medições e Discussões

Neste capítulo são apresentados a metodologia empregada e os resultados das medições realizadas no circuito misturador projetado e descrito no capítulo anterior e as discussões.

O *layout* apresentado no capítulo anterior foi enviado para a Marconi para a fabricação do circuito integrado. Depois de 6 meses (05 de outubro de 1998 a final de abril de 1999) os circuitos chegaram para teste.

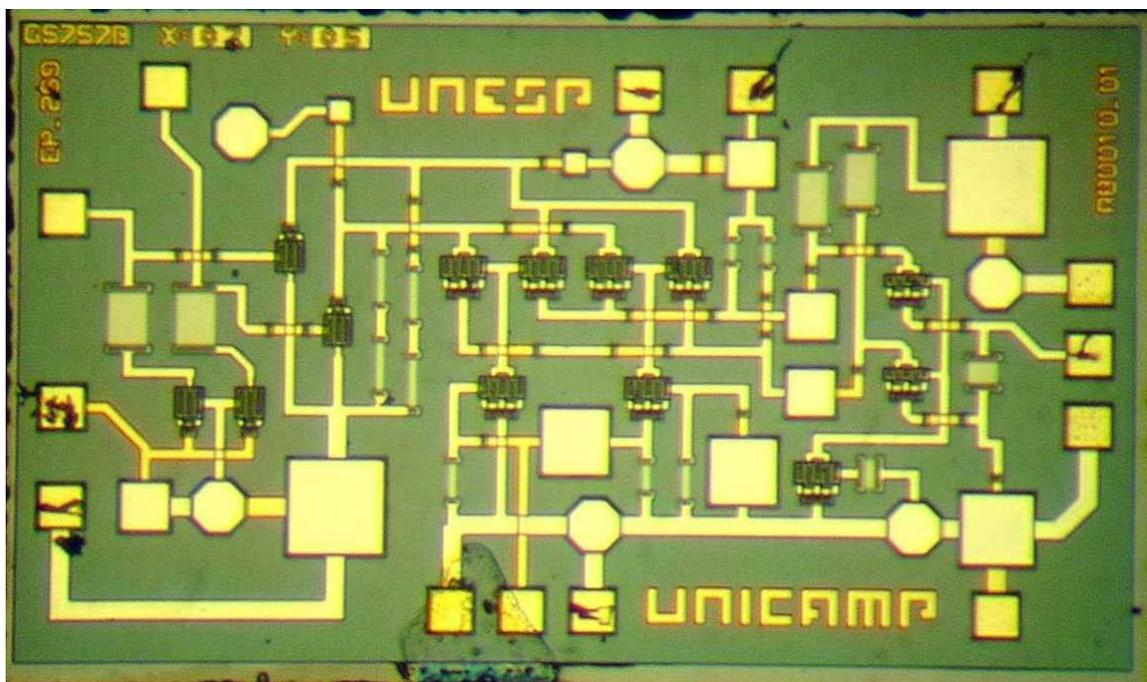


FIGURA 5.1 - Fotografia do circuito integrado não encapsulado.

## 5.1 Preparação das amostras

Os circuitos integrados (CIs) chegaram na forma de pastilhas (*chips*), ou seja, não estavam encapsulados, como mostra a Fig. 5.1. Esta opção de envio foi utilizada porque permite, através de uma medida direta sobre o CI, caracterizar o circuito sem os parasitas que seriam introduzidos pelo encapsulamento. Contudo, estas pastilhas são pequenas e frágeis e não suportariam os dispositivos (Fig. 5.2) para medida direta, sem o auxílio de uma estrutura que lhes conferisse resistência mecânica. Portanto, cada CI precisava ser fixado em uma base. O tipo de substrato escolhido para servir de suporte ao CI foi a placa de alumina ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) com metalização de ouro nas duas faces. As amostras foram fixadas na alumina através de uma cola condutora denominada Epoxi de Alumínio.

O circuito misturador possui cinco pontos de polarização CC, duas entradas de RF (1,9 GHz e 2,0 GHz) e uma saída diferencial de FI (100 MHz). Esta quantidade de portas de acesso torna inviável uma medida direta sobre a pastilha através da estação de pontas (Fig. 5.2). Portanto, só colar a pastilha sobre o substrato de alumina não é suficiente. Assim, houve necessidade de projetar o *layout* da placa de alumina para que, além de servir de suporte mecânico, permitisse minimizar o número ponteiras, viabilizando a medida direta sobre o CI.

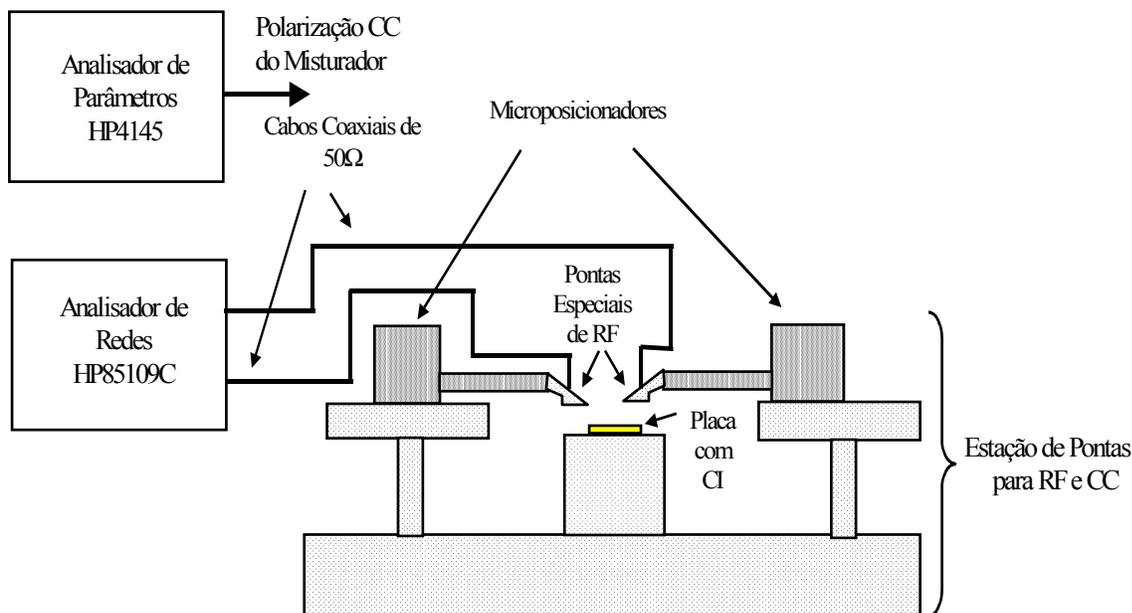


FIGURA 5.2 - Montagem para medidas de RF e CC diretamente sobre o CI.

A solução encontrada foi eliminar todas as ponteiras de alimentação CC e de FI através do acesso por trilhas metálicas sobre a alumina, como em um circuito impresso. Neste "circuito impresso", existem trilhas chegando tão próximas ao CI que permitiria a conexão destes com os *Pads* CC/FI da pastilha através de fios de Alumínio com 25  $\mu\text{m}$  de diâmetro (*Bond-Wire*). Como estas trilhas são maiores (Ex. 500  $\mu\text{m}$  de largura), pode-se utilizar fios mais grossos para fazer a conexão com os equipamentos. Na Fig. 5.3 é mostrado um esquema da alumina com o CI fixado e o *Bond-Wire* feito. As portas de acesso de RF e OL continuaram sendo acessadas diretamente sobre o CI.

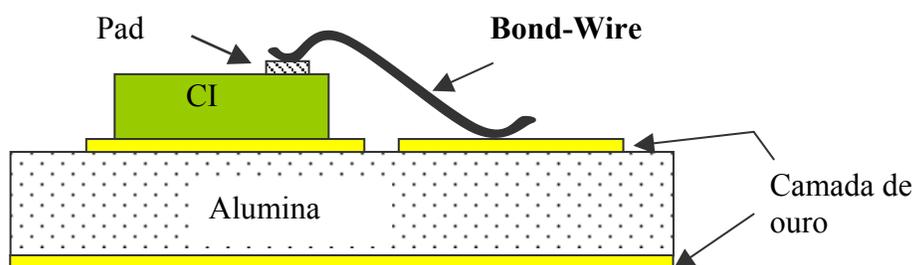
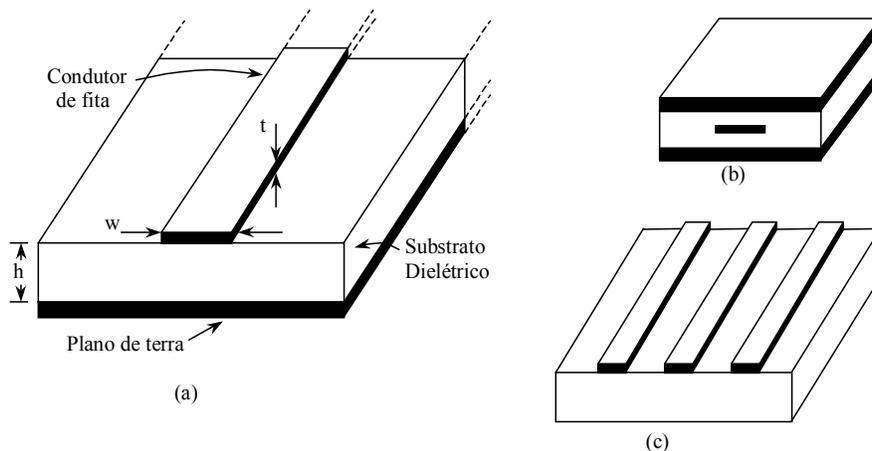


FIGURA 5.3 – Esboço da montagem do CI sobre a alumina.

Nesta placa de alumina também foram projetadas trilhas especiais para acessar as entradas de RF e OL. Estas trilhas são importantes porque a medida de ruído não será feita diretamente sobre o CI, sendo necessária uma montagem específica. Nesta montagem, as portas de OL e RF do CI são interligadas, através desta trilhas, às terminações específicas de microondas que farão as conexões com os cabos dos equipamentos de medição. Devido à alta frequência de operação, 1,9 GHz e 2,0 GHz, estas trilhas funcionam como linhas de transmissão.

Existem vários tipos de linhas de transmissão planares utilizadas em circuitos de microondas. Dentre elas as mais importantes estão representadas na Fig. 5.4. A diferença básica entre os três tipos de linhas de transmissão é a localização da referência, ou terra. A microfita (*microstrip*) possui a referência no plano inferior. O terra da *stripline* (linha de fita) fica nas superfícies inferior e superior, enquanto a referência da linha *coplanar* são os condutores paralelos ao condutor central.



**FIGURA 5.4 - Tipos de linhas de transmissão planares: (a) *microstrip*; (b) *stripline*; (c) *coplanar***

Para construir a placa foram necessárias as seguintes etapas de fabricação:

- Criar um *layout* sobre a placa de alumina, com ouro, utilizando resoluções de  $2,54 \mu\text{m}$ .
- Colar o CI sobre a placa e conectá-lo com as trilhas de acesso.

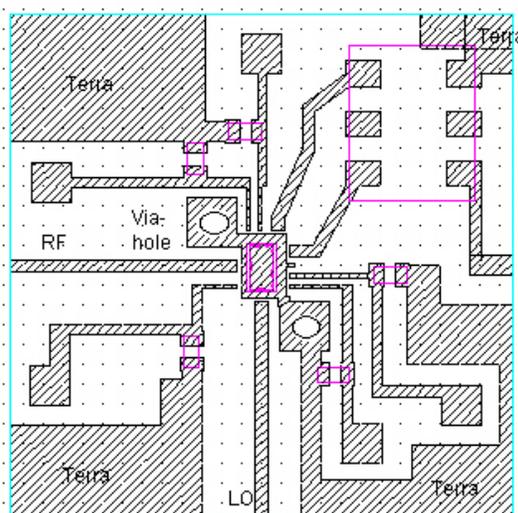
Os lugares onde se pôde encontrar disponíveis estas tecnologias foram:

- CadService (Campinas) – Confecção do Fitolito para o *Layout* da placa.
- LME/USP (São Paulo) Prof. Dr. Megumi Saito – Confecção da placa.
- CenPRA (Centro de Pesquisa Renato Archer – Campinas) Sr. Marcio Biazzoli – Fixação e solda de fio (*Bond-Wire*) do CI na placa de alumina.

Depois de contatados os centros e pessoas que se dispuseram a oferecer seus recursos, iniciou-se o projeto do *layout* da placa.

A placa de alumina onde foi impresso o *layout* com ouro possui as dimensões de  $25,4 \times 25,4 \text{ mm}^2$  e espessura de  $0,635 \text{ mm}$ . A camada de ouro sobre a placa possui uma espessura de  $5 \mu\text{m}$  e foi depositada em ambas as faces da placa. Foi utilizada, nesta estrutura, a linha de microfita, para acessar as entradas e as saídas de alta frequência do CI.

O *Layout* final é mostrado na Fig. 5.5.



**FIGURA 5.5 – *Layout* da placa onde será fixado o *chip* do misturador.**

No *Layout* as regiões hachuradas representam as áreas em que há ouro. Os blocos com cor violeta representam os dispositivos:

- Retângulo central – *chip* Misturador
- Retângulo maior – Transformador (*Balun* de saída de FI)
- Cinco retângulos menores – capacitores

Na região central onde será fixado o CI pode-se observar que várias trilhas estão terminando. Estes pontos representam os locais onde serão soldados os fios de alumínio que vêm do CI. A distância entre a borda destas trilhas e a área metalizada onde está o CI é de 150  $\mu\text{m}$ . Esta distância é mais crítica para as conexões de microondas, OL e RF, indicadas na Fig. 5.5. O fio que faz a conexão do CI com a trilha possui uma indutância de 0,7 nH/mm, o que, para 2 GHz, representa uma reatância de 1,4  $\Omega/\text{mm}$ . Como o circuito trabalha com valores de resistência de entrada de 50  $\Omega$ , esta reatância pode comprometer o desempenho do circuito. Assim, buscou-se otimizar ao máximo esta distância para as trilhas que operam com microondas.

Tipicamente, os equipamentos de microondas trabalham com impedância característica de  $50 \Omega$ . Portanto, as linhas de transmissão (trilhas de RF e OL indicadas na Fig. 5.5) tiveram que ser projetadas para este valor de impedância.

A linha de microfita tem sua impedância característica dependente dos seguintes parâmetros: espessura do metal ( $t$ ), largura do metal ( $w$ ), espessura da alumina ( $h$ ) e permissividade elétrica relativa do substrato ( $\epsilon_r$ ). Para o processo utilizado, tem-se:

$$\begin{aligned}t &= 5\mu m \\h &= 635\mu m \\ \epsilon_r(\text{alumina}) &= 9,8\end{aligned}$$

Assim, para se obter impedância característica de  $50 \Omega$ , a largura do metal das trilhas de RF e de OL deverá ser de  $610 \mu m$ .

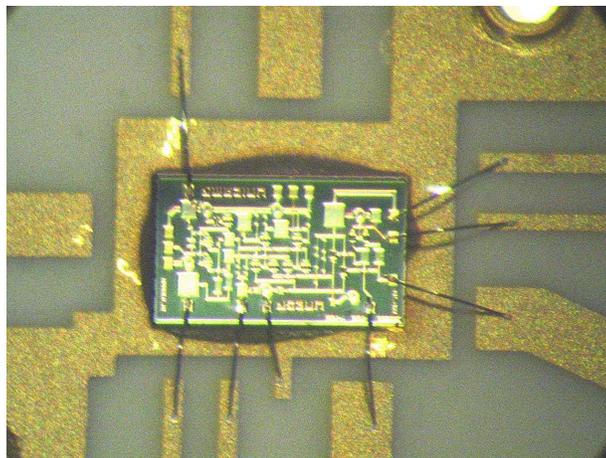
As grandes áreas metalizadas que cobrem os cantos do *layout* são planos de terra e estão conectados à metalização de costa através da metalização das bordas.

Os furos metalizados (*via-hole*) têm a função de melhorar o plano terra onde o CI será colado, acessando o plano de terra da face oposta da placa.

O *layout* foi projetado utilizando o AutoCAD R14 e o arquivo do *layout* foi fornecido à CadService que fabricou o fotolito utilizado na confecção da placa.

Depois de concluído, o fotolito foi enviado ao Prof. Megumi Saito, para confecção das placas. Foram confeccionadas 10 placas.

Uma vez pronto, o conjunto de placas foi levado ao CenPRA para serem fixados os CIs e feitas as soldas de fios (Fig. 5.6).



**FIGURA 5.6 - Fixação e solda de fios feitos no CenPRA.**

## 5.2 Medidas das figuras de mérito das amostras

As primeiras amostras preparadas apresentaram problemas já nas medidas CC. Algumas não funcionaram, sendo necessário o preparo de mais amostras até que se encontrasse uma série que estivesse funcionando. Além disso, descobriu-se também que, sob certas condições e métodos de acesso para polarização CC do circuito, alguns transistores oscilavam. Em alguns casos, estas oscilações danificavam de forma definitiva o dispositivo. Este problema foi contornado com o uso de filtros externos nas entradas de polarização CC (Fig. 5.7).

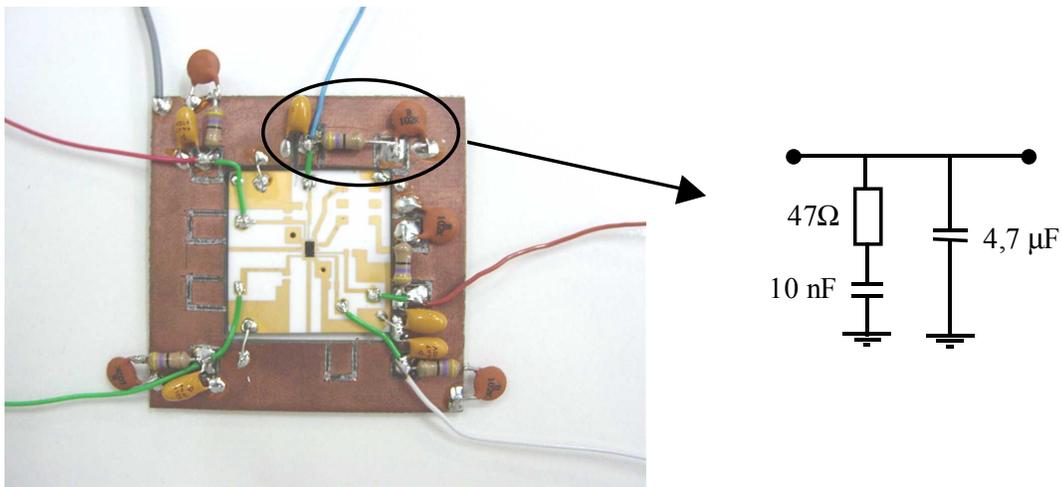


FIGURA 5.7 - Filtros externos utilizados nas entradas de polarização CC.

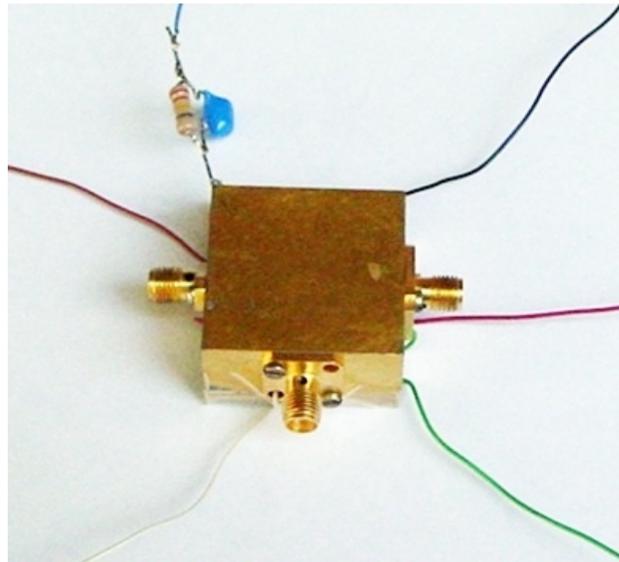
Uma vez estável o circuito, puderam-se fazer as seguintes medidas de figuras de mérito do misturador:

- Ganho de Conversão de tensão ( $G_C$ )
- Ponto de Compressão de 1 dB ( $P_{1dB}$ )
- Coeficiente de Reflexão na entrada de RF ( $\Gamma_{RF}$ )
- Coeficiente de Reflexão na entrada de OL ( $\Gamma_{OL}$ )
- Isolação entre Porta de RF-OL ( $Isolação_{RF-OL}$ )

- Isolação entre Porta de OL-RF (Isolação<sub>OL-RF</sub>)
- Figura de Ruído (NF)
- Largura de banda de operação de frequência do misturador.

Na seqüência serão apresentados os resultados e a metodologia de medição empregada para cada figura de mérito acima.

Para estas medidas foram preparadas quatro amostras, sendo uma delas colocada em uma caixa metálica (montagem para medida de ruído). Esta caixa permite uso de conectores, especiais para microondas, que darão uma robustez maior à montagem para as medidas de ruído (Fig. 5.8). Esta amostra com a montagem na caixa metálica foi denominada Amostra CM (Caixa Metálica)



**FIGURA 5.8 - Caixa metálica com circuito para medida (Amostra CM).**

### 5.2.1 Ganho de Conversão de Tensão ( $G_C$ )

As medidas de ganho de conversão (Anexo C) foram realizadas para dois valores de cargas colocadas na saída de FI:  $800 \Omega$  e  $50 \Omega$ . Utilizou-se, para isto, um transformador de RF na saída de FI com a relação de transformação de impedância de 16:1. Uma carga de  $50 \Omega$  (ex.

entrada de analisador de espectro), quando colocada na saída do transformador, aparecerá refletida em sua entrada, conectada na saída de FI, um valor de  $800 \Omega$ . O transformador também tem a função de *balun* e desacoplamento da polarização CC. Para a carga de  $50 \Omega$  na entrada de FI foram utilizados dois transformadores 16:1 conectados costa-costa, para obter a relação 1:1.

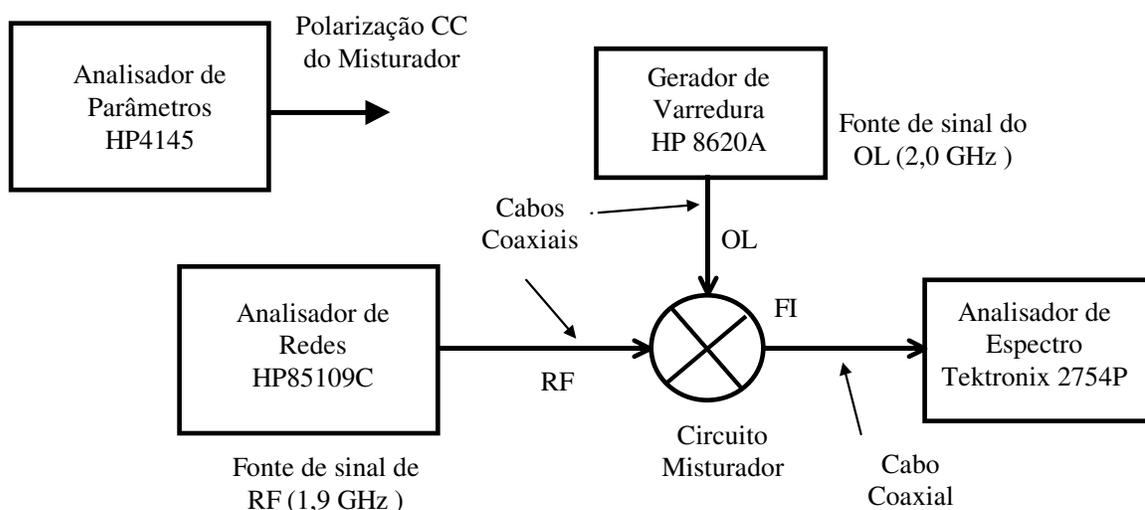
Contudo, estes valores de  $800 \Omega$  e  $50 \Omega$  não apareceram refletidos na saída de FI, devido aos parasitas das conexões e imperfeições do transformador, sendo as impedâncias medidas em 100 MHz dadas por:

Um transformador (16:1)  $\rightarrow 393 - j228 \Omega$

Dois transformadores (1:1)  $\rightarrow 36,4 + j5,5 \Omega$

No primeiro caso este valor não afetará o desempenho de ganho do circuito porque os resultados de simulação demonstraram que, para valores de cargas acima de  $200 \Omega$ , o ganho varia muito pouco (0,5 dB). Já no segundo, a mudança representa uma redução no módulo da impedância de carga de 30%, sendo seus efeitos discutidos posteriormente.

Na Fig. 5.9 são mostrados os equipamentos e arranjos utilizados para a medição do Ganho de Conversão de tensão. Neste arranjo, o analisador de parâmetros HP4145 foi utilizado para polarização CC do misturador através de sua opção de medida temporal.



**FIGURA 5.9 - Equipamentos e arranjo utilizado para medida de  $G_C$ .**

Os resultados das medições são apresentados na Tabela 5.1.

**TABELA 5.1 - RESULTADOS DAS MEDIÇÕES DO GANHO DE CONVERSÃO**  
(  $P_{OL}=-4,0$  dBm,  $P_{RF}=-20$  dBm)

	Amostra 1		Amostra 2		Amostra 3		Amostra CM		Simulação
<b>Ganhos de Conversão</b>									
$G_C(\text{dB}) _{R_L=50\Omega}$		6,0		5,0	4,0	7,0			9,0
$G_C(\text{dB}) _{R_L=800\Omega}$	12,8		11,8		12,6	14,8	13,8	14,8	14,3
<b>Condições de polarização CC</b>									
$V_{CC}(\text{V})$	3,0	3,0	3,0	3,8	4,35	3,0	4,41	3,5	5,5
* $I_{CC}(\text{mA})$	8,56	13,18	17,47	21,22	14,14	8,98	19,39	15,22	43,0
** $V_{GS_{DOWN}}(\text{V})$	-0,5	-0,4	-0,4	-0,4	-0,35	-0,35	-0,5	-0,5	-0,4

\*Corrente do bloco do misturador + amplificador isolador de FI.

\*\*Tensão de porta-fonte do transistor fonte de corrente do amplificador isolador (Fig. 4.12).

Em uma primeira análise da Tabela 5.1, observa-se uma grande variação nas condições de polarização CC entre o circuito simulado e os circuitos medidos. Isto ocorreu principalmente por dois motivos:

- devido à variação de processo que foi consideravelmente grande, como se pode comprovar ao comparar-se as características  $I_{DX}V_{GS}$  medidas e simuladas do transistor  $4 \times 40 \mu\text{m}$  (Fig. 5.10).
- redução proposital de  $V_{CC}$  para averiguar o comportamento do circuito sob condições de baixa tensão de operação.

Assim, para cada amostra foram utilizadas as seguintes condições de polarização:

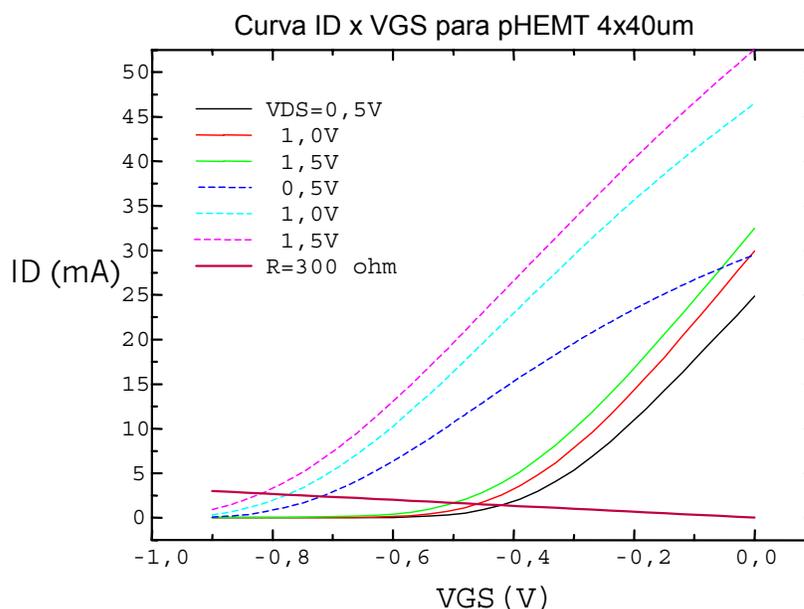
Amostra 1 - Está polarizada para operar com menor tensão de operação e obter o maior ganho possível. Nesta condição os transistores do bloco misturador (transistores superiores) estão operando com um  $V_{DS}$  ao redor de 0,5 V.

Amostra 2 - São apresentados os resultados de medições para dois valores de  $V_{CC}$ , até antes do momento em que a amostra queimou. O  $V_{DS}$  dos transistores superiores nos dois casos está ao redor de 0,5 V, para  $V_{CC}=3$  V, e 1,0 V, para  $V_{CC}=3,8$  V.

Amostra 3 e Amostra CM - São amostras em que são analisadas as situações para duas condições de operação:

- $V_{CC} \approx 4,4$  V- condição na qual todos os transistores do bloco misturador têm o valor de  $V_{DS}$  muito próximo ao do simulado.
- $V_{CC}$  em torno de 3 V e 3,5V - condição de menor tensão de operação.  $V_{DS}$  dos transistores superiores em torno de 0,5 V.

O primeiro caso a ser discutido é a consequência do desvio de processo nos resultados da Amostra 3 e da Amostra CM para  $V_{CC}$  de 4,35V e 4,41V, respectivamente. Com esta polarização garante-se que as condições de polarização dos transistores do circuito medido estejam próximas às do simulado.



**FIGURA 5.10 - Comparação de resultados simulados ( - - - - ) com resultados medidos ( — ). A curva marrom representa a reta de carga para  $R=300\Omega$ .**

O estágio transconductor do misturador utilizou autopolarização; assim, o desvio na corrente não foi tão grande, como se pode observar pela intercepção da reta de 300  $\Omega$  (valor de resistência utilizada na autopolarização do transistor inferior do misturador) com as curvas de corrente para  $V_{DS}=1,0$  V (Fig. 5.10). O valor simulado foi de 2,6 mA e o medido da ordem de 1,7 mA. O maior efeito desta variação sobre o misturador foi a necessidade de reajuste das

polarizações externas, para que os valores de  $V_{DS}$  dos transistores estivessem próximos aos simulados. Uma consequência disto foi a redução da tensão de polarização,  $V_{CC}$ , de 5,5V para valores em torno de 4,4 V, na amostra 3 e Amostra CM.

Outro efeito da variação de processo ocorreu no estágio de saída (*Amplificador Isolador de FI*). As condições de polarização CC do estágio amplificador isolador de FI dependem das condições de polarização do estágio misturador, como indicado na Fig. 5.11.

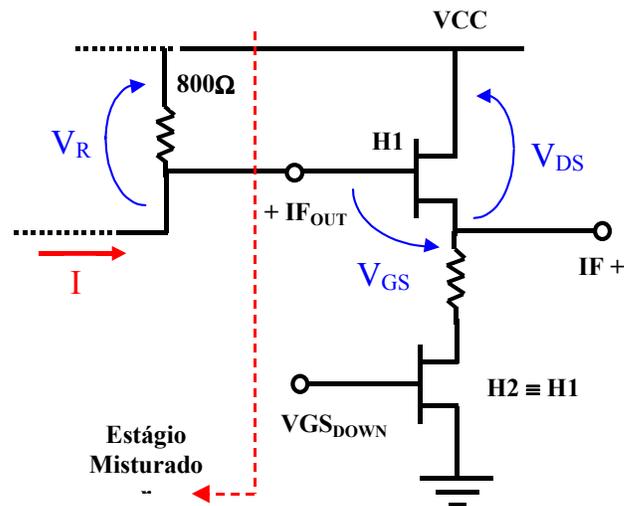


FIGURA 5.11 - Representação de uma das portas da saída do amplificador isolador de FI.

Da Fig. 5.11, tem-se que:

$$V_{DS} = V_R - V_{GS} \text{ e } V_{GS} \approx -V_{GS_{DOWN}}.$$

O valor de  $V_{DS}$ , para o correto funcionamento da etapa de saída, deveria ser de 1,6 V, que corresponderia a uma corrente de 2,62 mA passando pela resistência de 800  $\Omega$ . No entanto, a corrente medida foi da ordem de 1,7 mA. Para que o circuito de saída tenha o mesmo desempenho que o simulado ( $V_{GS_{DOWN}} = -0,4$  V), é necessário polarizá-lo com um valor de  $V_{GS_{DOWN}}$  em torno de -0,2 V, resultando  $V_{DS}$  de 1,16 V! Este valor de  $V_{DS}$  está próximo da região de triodo do transistor e, portanto, degrada o comportamento do estágio de saída que funciona como um amplificador isolador de corrente. A solução para este problema foi alterar a tensão de  $V_{GS_{DOWN}}$  de -0,2 V para valores em torno de -0,4 V, para aumentar a distância entre o ponto quiescente do transistor H1 e o joelho da região de triodo.

Retornando à Tabela 5.1, pode-se observar que, para  $R_L=800 \Omega$ , os ganhos da amostra 3 e Amostra CM estão bem próximos do resultado de simulação, apesar do desvio de processo. No entanto, para  $R_L=50 \Omega$  o resultado apresentou um desvio grande com relação ao simulado. Há duas causas possíveis para este desvio:

### 1ª Causa

O estágio de saída do misturador é um seguidor de fonte, e seu ganho, em uma primeira aproximação, é dado por:

$$G_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{g_m \cdot Z_L}{1 + g_m \cdot Z_L}$$

onde

$g_m \equiv$  transcondutância do transistor Q1 da Fig. 5.11.

$Z_L \equiv$  impedância de entrada do transformador.

Portanto, se  $|Z_L|$  diminui, o ganho também irá reduzir-se. Como o arranjo de transformadores para obter a relação 1:1 reflete uma impedância de  $36,4 + j5,5 \Omega$ , menor que  $50 \Omega$  em módulo, o ganho será reduzido.

### 2ª Causa

Houve necessidade de redução da corrente de polarização do transistor de saída ( $V_{GS_{DOWN}}$  que passou de  $-0,2 \text{ V}$  para  $-0,4 \text{ V}$ ) para que o circuito funcionasse adequadamente. Como uma redução na corrente provoca a redução da transcondutância do transistor H1, o ganho total do circuito diminuiu.

Nos dois casos acima, quando se considera o transformador com relação 16:1 ( $Z_L=393 - j228 \Omega$ ), isto não ocorre porque o  $|Z_L|$  refletido ainda é suficientemente alto para tornar a relação de ganho próxima de um.

Quanto à redução intencional do  $V_{CC}$ , esta foi possível somente até valores para os quais o  $V_{DS}$  dos transistores de chaveamento não estivesse abaixo de  $0,5 \text{ V}$ , valor de tensão que garante o transistor na região de saturação. O menor valor de  $V_{CC}$  foi de  $3,0 \text{ V}$ , para alguns circuitos (Tabela 5.1).

### 5.2.2 Ponto de Compressão de 1 dB ( $P_{1dB}$ )

O sistema de medição para o ponto de compressão é o mesmo da Fig. 5.9, com a diferença que, neste caso, a potência da fonte de RF será alterada.

Seguindo este procedimento, obteve-se o gráfico da Fig. 5.12, para a Amostra 2, sob as condições de polarização indicada na Tabela 5.2. Neste gráfico estão indicadas a curva de compressão,  $P_{OUT}$  (dBm)  $\times$   $P_{IN}$  (dBm), e o ganho de conversão de tensão ( $G_C$ ). Este último está corrigido, para dar o valor correto de ganho considerando-se o sinal presente na saída de FI, antes do transformador utilizado como *balun*.

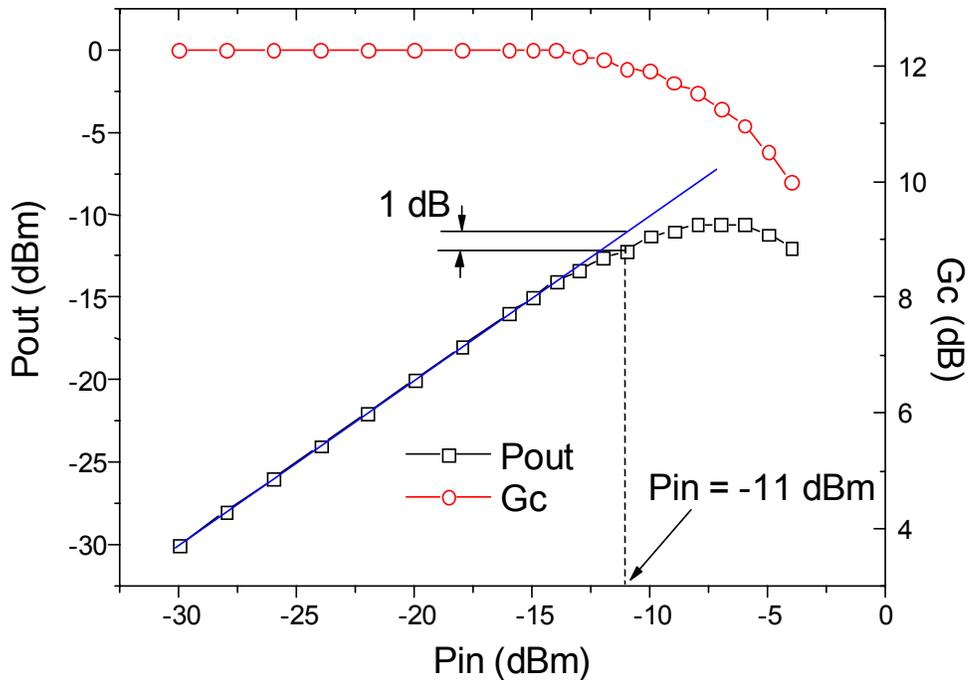


FIGURA 5.12 - Curva de Compressão de 1 dB para Amostra 2.  $P_{OL} = -4$  dBm e  $R_L = 800 \Omega$ .

Seguindo este mesmo procedimento, foram obtidas as medidas nas demais amostras, com os resultados apresentados na Tabela 5.2.

**TABELA 5.2 - RESULTADOS DAS MEDIÇÕES DO PONTO DE COMPRESSÃO DE 1 dB REFERIDO À ENTRADA ( $P_{in1dB}$ ) COM  $P_{OL} = -4,0$  dBm.**

	Amostra 1		Amostra 2		Amostra 3		Amostra CM		Simulação
<b>Ponto de Compressão de 1dB</b>	Fig.5.12								
$P_{in1dB}(dBm)_{ R_L=50\Omega}$		-8,0		-9,0					-4,0
$P_{in1dB}(dBm)_{ R_L=800\Omega}$	-7,8		-11,0		-10	-8,0	-8,0	-9,0	-4,0
<b>Condições de polarização CC</b>									
$V_{CC}(V)$	3,0	3,0	3,0	3,8	4,35	3,0	4,41	3,5	5,5
$I_{CC}(mA)$	8,56	13,18	17,47	21,22	14,14	8,98	19,39	15,22	43,0
$V_{GS_{DOWN}}(V)$	-0,5	-0,4	-0,4	-0,4	-0,35	-0,35	-0,5	-0,5	-0,4

Pelos resultados apresentados na tabela acima, os pontos de compressão ficaram, em média, 5 dB abaixo do valor simulado.

Neste tipo de circuito, o comportamento não linear do estágio transcondutor é o principal fator determinante no fenômeno de compressão. Contudo, devido às variações de processo, o  $V_{DS}$  do transistor H1 (Fig. 5.11) reduziu-se, diminuindo a excursão máxima possível do sinal na saída do amplificador isolador de FI. Esta redução do  $V_{DS}$  pode estar causando a compressão prematura do sinal de saída. Portanto, existem duas causas possíveis para explicar o comportamento dos resultados da Tabela 5.2.

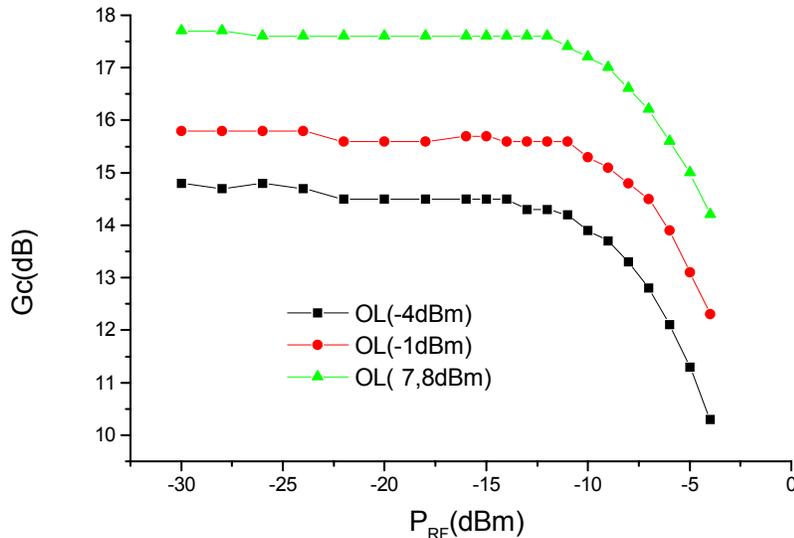
No caso da compressão devido a H1, esta pode ser avaliada através do aumento na potência do sinal do OL.

Aumentando-se a potência do sinal do OL, o ganho de conversão do misturador tende a aumentar, devido à melhora na qualidade de chaveamento dos transistores; ou seja, pode-se variar o ganho do misturador sem alterar as condições de operação do estágio amplificador isolador de FI.

A compressão de um estágio sempre ocorre para um determinado nível do sinal de entrada. Portanto, se o amplificador isolador de FI for o responsável pela compressão, esta deverá ocorrer sempre que o nível de sinal na saída do misturador, entrada do amplificador isolador de FI, atingir este valor limite. Assim, se o misturador tiver seu ganho aumentado, o ponto de compressão total do misturador + amplificador isolador deverá diminuir, já que será necessário

um nível de sinal menor presente na entrada do misturador para atingir o valor limite na entrada do amplificador isolador.

Para averiguar a hipótese acima, foram feitas novas medidas para o ponto de compressão da Amostra CM, como é mostrado na Fig. 5.13.



**FIGURA 5.13 - Curva de  $G_c(\text{dB}) \times P_{RF}(\text{dBm})$  para diferentes valores de  $P_{OL}$ . ( $R_L=800\Omega$ ).**

Da Fig. 5.13, tem-se  $P_{in_{1dB}} = -9$  dBm para  $P_{OL}=-4$  dBm,  $P_{in_{1dB}} = -8$  dBm para  $P_{OL}=-1$  dBm e  $P_{in_{1dB}} = -8$  dBm para  $P_{OL}=7,8$  dBm. Com esta variação de potência do OL, o ganho variou de 14,8 dB para 17,7 dB, resultando em uma diferença de 2,9 dB. Segundo o raciocínio apresentado anteriormente, o ponto de compressão de entrada deveria cair de -9 dBm para -12 dBm; no entanto, o que se observou foi uma pequena variação do ponto de compressão e no sentido de aumentar. Isto mostra que o amplificador isolador de FI não é o responsável e nem contribui de forma significativa para a compressão.

A outra hipótese é baseada no comportamento do estágio transconductor. Neste estágio, os transistores foram polarizados muito próximos do  $V_T$ , com o  $V_{GS}$  do transistor do circuito simulado colocado 200 mV acima do  $V_T$ . Assim, o sinal terá um de seus semiciclos grampeados em 200 mV (Anexo D), o que resultará em uma não-linearidade e, portanto, levando à

compressão do sinal de entrada. Já nos circuitos medidos, devido à variação de processo, os transistores estiveram polarizados com  $V_{GS}$  com 100 mV acima de  $V_T$ . Uma redução de quase 100 mV, ou seja, 6 dB abaixo! Esta diferença é muito próxima do desvio médio obtido, de 5 dB. Baseado no argumento do Anexo D, o circuito simulado deveria comprimir em -0,48 dBm (-4 dBm simulado), enquanto o circuito medido deveria comprimir em -6,5 dBm (-9 dBm medido), ou seja, 6 dB de diferença. Obviamente, o grampeamento não é ideal, resultando na diferença entre os valores obtidos no Anexo D e os valores medidos/simulados. Com este raciocínio, pôde-se verificar a importância da condição de polarização no desempenho do circuito e o efeito negativo que o desvio de processo teve sobre o comportamento desta figura de mérito do misturador.

### 5.2.3 Coeficiente de Reflexão

As medidas do coeficiente de reflexão feitas têm por objetivo determinar a qualidade do casamento nas entradas do OL e de RF com a impedância interna das fontes de sinais. Como as frequências são de microondas, esta impedância é padronizada em 50  $\Omega$ .

O sistema de medição utilizado é o mesmo da Fig. 5.9, salvo para medida do coeficiente de reflexão na entrada do OL, caso em que os equipamentos na entrada de RF são trocados com os da entrada do OL. A idéia básica é utilizar a opção de medida de parâmetros S do HP85109C para medir o coeficiente de reflexão.

Com este sistema foram obtidas as medidas do coeficiente de reflexão na entrada de RF e do OL, e os resultados são apresentados na Tabela 5.3.

**TABELA 5.3 - RESULTADOS DAS MEDIÇÕES DOS COEFICIENTES DE REFLEXÃO**  
( $P_{RF}=-20$  dBm E  $P_{OL}=-4$  dBm).

	Amostra 1		Amostra 2		Amostra 3		Amostra CM		Simulação
<b>Coefficiente de Reflexão</b>									
$\Gamma_{RF}$ (dB)	-15,4	-14,7	*	*	-14,9	-14,6	-21,6	-22,5	-11,6
$\Gamma_{OL}$ (dB)	-22,4	-22,4	*	*	-	-	-23,7	-23,6	-15,2
<b>Condições de polarização CC</b>									
$V_{CC}$ (V)	3,0	3,0	3,0	3,8	4,35	3,0	4,41	3,5	5,5
$I_{CC}$ (mA)	8,56	13,18	17,47	21,22	14,14	8,98	19,39	15,22	43,0
$V_{GS_{DOWN}}$ (V)	-0,5	-0,4	-0,4	-0,4	-0,35	-0,35	-0,5	-0,5	-0,4

\* Amostra se danificou antes de se poder obter estas medidas.

Os resultados medidos para o coeficiente de reflexão se mostraram melhores que os simulados. Quanto mais negativo for o coeficiente de reflexão, melhor é o indicativo do casamento nas entradas com  $50 \Omega$ .

O melhor desempenho para os coeficientes de reflexão deve-se ao fato das variações de processo terem contribuído nesta direção. Particularmente na entrada de RF, a impedância de entrada é determinada principalmente pela transcondutância do transistor na configuração porta-comum do estágio transconductor; ou seja, a menos dos elementos reativos, tem-se de forma aproximada:

$$Z_{RF} \approx (1/g_m)/R$$

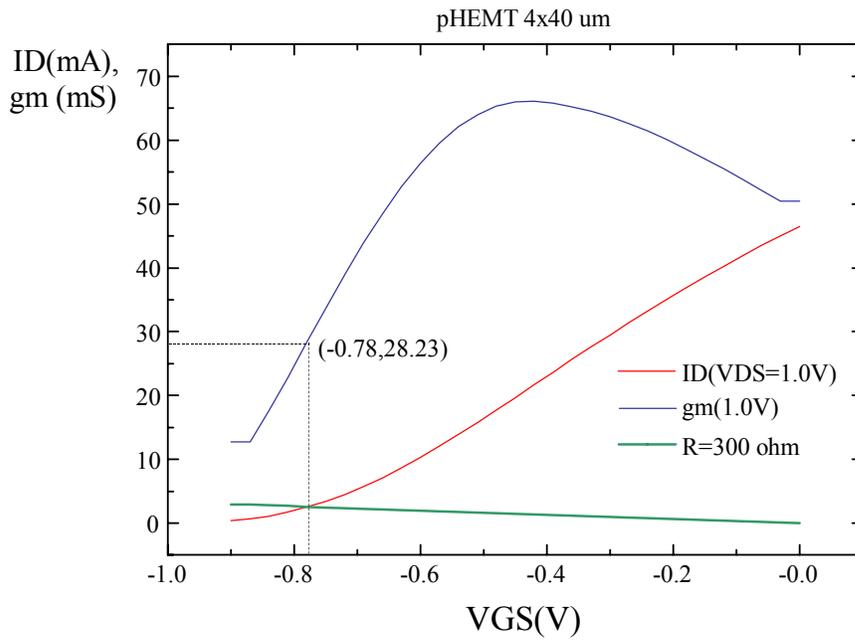
Na Fig. 5.14 tem-se os valores (medidos e simulados) desta transcondutância para os transistores. Nesta figura pode-se tirar a tendência das variações da impedância na entrada de RF. Com o desvio de processo, a tendência da transcondutância é diminuir, aumentando a impedância de entrada, aproximando-a do valor de  $50 \Omega$ . Portanto, tem-se:

$$\text{Simulado} - Z_{RF} \approx (1/g_m)/R = 35,42//300=31,68 \Omega \rightarrow \Gamma_{RF} \approx -15,31 \text{ dB}$$

$$\text{Medido} - Z_{RF} \approx (1/g_m)/R = 48,12//300=41,47 \Omega \rightarrow \Gamma_{RF} \approx -20,61 \text{ dB}$$

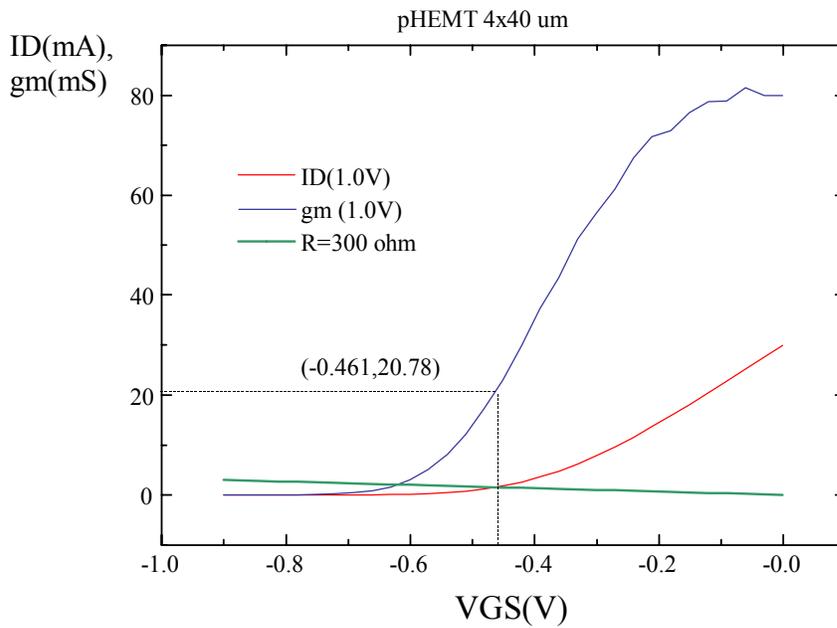
Da análise anterior, conclui-se que a transcondutância de entrada é um dos principais fatores responsáveis pela variação do coeficiente de reflexão na entrada, e que o desvio de processo atuou na direção de melhorar esta figura de mérito.

Da Tabela 5.3, pode-se observar também uma melhora no coeficiente de reflexão, quando o circuito é colocado em uma Amostra CM. Isto ocorre porque as entradas do OL e de RF têm componentes reativos do tipo capacitivos, e com o uso da caixa introduziram-se indutâncias séries devido aos *bond-wire* entre as portas de RF/OL e as linhas de transmissões da alumina utilizadas para acessar os conectores de microondas (tipo SMA). Assim, estas indutâncias compensaram as capacitâncias, melhorando o casamento nas entradas. Cabe ressaltar que estas entradas, nas demais amostras, são acessadas diretamente no CI.



$$Z_{RF} \approx 1/gm = 35,42 \Omega$$

(a) Curva para transistor simulado



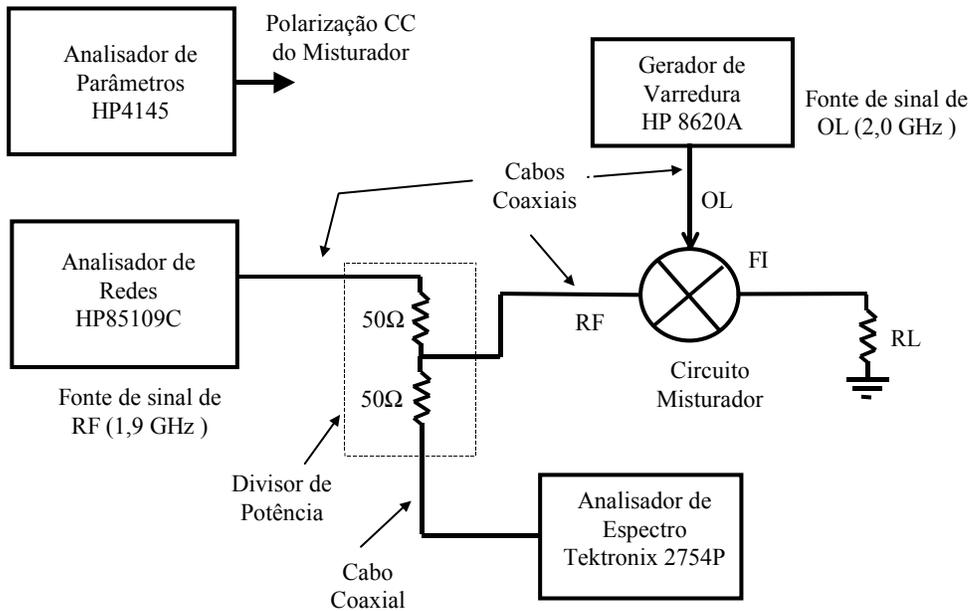
$$Z_{RF} \approx 1/gm = 48,12 \Omega$$

(b) Curva para transistor medido

FIGURA 5.14 - Curva de  $I_D \times V_{GS}$  e  $g_m \times V_{GS}$  para transistor simulado e medido

### 5.2.4 Isolação

O sistema de medição utilizado para medir as isolações é dado na Fig. 5.15, sendo dado no Anexo E uma descrição mais detalhada sobre a metodologia empregada.



**FIGURA 5.15 - Sistema para medir Isolação<sub>OL-RF</sub>.**

Para ajustar o valor correto de  $P_{RF}$  presente na entrada, a carga  $R_L$  foi colocada no lugar do analisador de espectro e vice-versa. Desta forma, é possível ajustar o valor correto de potência do HP85109C, para obter um sinal de potência equivalente ao de um sinal de  $-20$  dBm aplicado diretamente na entrada de RF. Após este ajuste, a carga  $R_L$  e o analisador de espectro são novamente trocados e a isolação medida. Neste último passo, é descontada a atenuação do divisor de potência.

Para medir a Isolação<sub>OL-RF</sub>, utilizou-se este mesmo sistema e procedimento, apenas mudando a configuração que está na porta de RF para a porta do OL e vice-versa.

Os resultados das medições são apresentados na Tabela 5.4.

**TABELA 5.4 - RESULTADOS DAS MEDIÇÕES DAS ISOLAÇÕES ( $P_{RF}=-20$  dBm e  $P_{OL}=-4$  dBm).**

	Amostra 1		Amostra 2		Amostra 3		Amostra CM		Simulação
<b>Isolação</b>									
Isolação <sub>RF-OL</sub> (dB)	50,0	43,2	*	*	48,7	53,5	28,9	28,9	58,98
Isolação <sub>OL-RF</sub> (dB)	39,6	40,4	*	*	50,0	46,0	29,4	31,0	63,54
<b>Condições de polarização CC</b>									
V <sub>CC</sub> (V)	3,0	3,0	3,0	3,8	4,35	3,0	4,41	3,5	5,5
I <sub>CC</sub> (mA)	8,56	13,18	17,47	21,22	14,14	8,98	19,39	15,22	43,0
VGS <sub>DOWN</sub> (V)	-0,5	-0,4	-0,4	-0,4	-0,35	-0,35	-0,5	-0,5	-0,4

\* Amostra se danificou antes da realização destas medidas

Os resultados da isolação mostraram um desempenho pior, com relação ao simulado, mas ainda dentro de níveis aceitáveis, excetuando os resultados para Amostra CM.

As razões para este desempenho pior estão nas variações de processo já mencionadas, e a mudança nas condições de polarização CC do transistor.

A Amostra CM degradou a isolação porque introduz caminhos que acoplam os sinais de forma externa ao circuito integrado. Para resolver este problema, tem-se que estudar os efeitos parasitas introduzidos e determinar o melhor *layout* para a caixa, o que não é o tema deste trabalho. Esta caixa tem por finalidade fornecer rigidez mecânica para medida de ruído.

### 5.2.5 Medida de IIP3

Esta medida foi realizada em um segundo conjunto de amostras preparadas posteriormente. Deste novo conjunto de amostra algumas estavam danificadas restando somente uma na qual foi possível realizar a medição.

O sistema de medições utilizado para medir o IIP3 é dado na Fig. 5.16. Observa-se que foi utilizado, como combinador, um divisor de potência (Anexo E). O sinal do OL foi um sinal de onda quadrada cuja componente fundamental tinha uma potência equivalente a  $-4$  dBm medida. Este era o equipamento de que se dispunha como terceira fonte de sinal. Obviamente, as demais componentes devem contribuir, mas como existe um "T" de polarização na saída de OL, com  $f_T$  em 6 GHz, os componentes superiores ao 3º harmônico podem ser desconsiderados. E, também, a não-linearidade predominante é do estágio transconductor; portanto, esta diferença na forma de onda do sinal do OL não vai afetar o desempenho de IIP3.

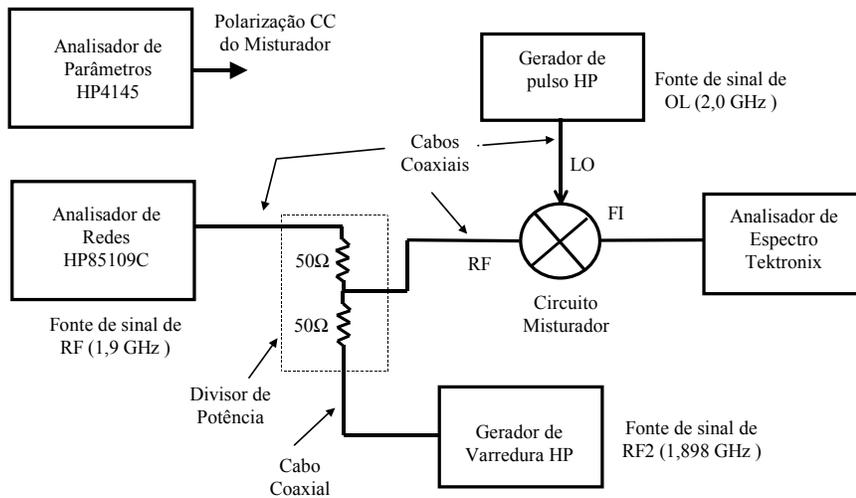


FIGURA 5.16 - Sistema para medir IIP3.

O primeiro passo, antes de realizar a medição, foi traçar a curva de ganho de conversão e obter o ponto de compressão de 1dB da amostra, conforme a seção 5.2.2. Isto foi feito para poder calibrar o misturador e determinar se seu comportamento estava correto. O resultado da medição é apresentado na Fig. 5.17.

As condições de polarização utilizadas para as medidas foram:  $V_{CC} = 4,3 \text{ V}$ ,  $V_{GS_{DOWN}} = -0,35 \text{ V}$  e  $I_{CC} = 22,6 \text{ mA}$ .

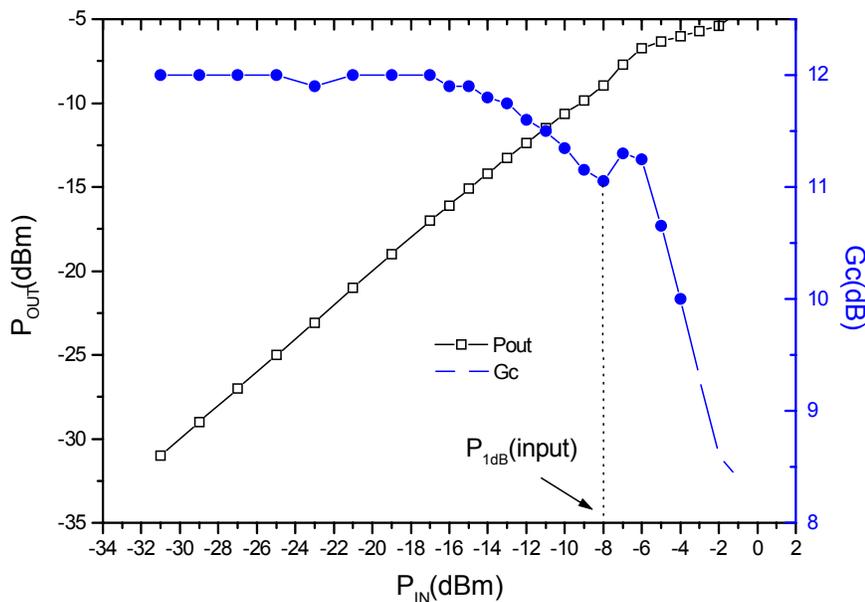


FIGURA 5.17 - Curva de compressão de 1 dB para a nova amostra.  $P_{OL} = -4 \text{ dBm}$  e  $R_L = 800 \Omega$ .

Nesta curva, pode-se observar uma tendência no crescimento do ganho, logo após a compressão. Isto também foi observado em algumas amostras anteriores e deve-se ao modo como o circuito transconductor está polarizado. Como seus transistores estão polarizados próximo ao  $V_T$ , o circuito pode operar quase como um classe AB; contudo, a compressão ocorre geralmente bem antes. Em alguns circuitos, pode ocorrer que, mesmo com o sinal ceifado, haja um aumento do ganho, resultando um aumento no componente fundamental e, portando, do sinal de FI. No entanto, o ganho volta a cair novamente, limitado pela excursão de saída do transistor.

Para medida de IIP3, foram injetados dois sinais de potências idênticos na entrada de RF, um de 1,9 GHz e outro de 1,898 GHz. Esta distância de 2 MHz representa o espaçamento entre dois canais adjacentes em um sistema DECT. Na saída do misturador estavam presentes os seguintes sinais:

- 100 MHz - FI devido ao sinal de RF de 1,9 GHz
- 102 MHz - FI devido ao sinal de RF de 1,898 GHz
- 98 MHz - FI devido ao sinal de RF de  $(2 \times 1,9 - 1,898)$ GHz  $\rightarrow$  1,902 GHz.
- 104 MHz - FI devido ao sinal de RF de  $(2 \times 1,898 - 1,9)$ GHz  $\rightarrow$  1,896 GHz.

O sinal de 98 MHz representa um dos sinais resultantes dos produtos de intermodulação de terceira ordem. Assim, foi traçado o gráfico da relação de potência deste sinal e do sinal de 100 MHz com a potência dos sinais de entrada de 1,9 GHz e 1,898 GHz conforme a Fig. 5.18. A intercepção da extrapolação das curvas de potência é o IIP3, que neste caso é 1,5 dBm.

A distância entre o ponto de compressão de 1 dB e IIP3 é 9,5 dB, igual ao valor (de 9,5 dB) encontrado na literatura.

O valor de IIP3 foi obtido apenas por medidas. O valor IIP3 do circuito simulado pode ser estimado por RAZAVI (1997) como:

$$IIP3_{\text{simulado}} = P_{1\text{dBsimulado}} + 9,6 \text{ dB} \Rightarrow IIP3_{\text{simulado}} = 5,6 \text{ dBm.}$$

Comparando este resultado com o valor medido, pode-se observar uma redução, seguindo o mesmo problema do ponto de compressão de 1dB. Valem as mesmas discussões apresentadas para o ponto de compressão de 1dB.

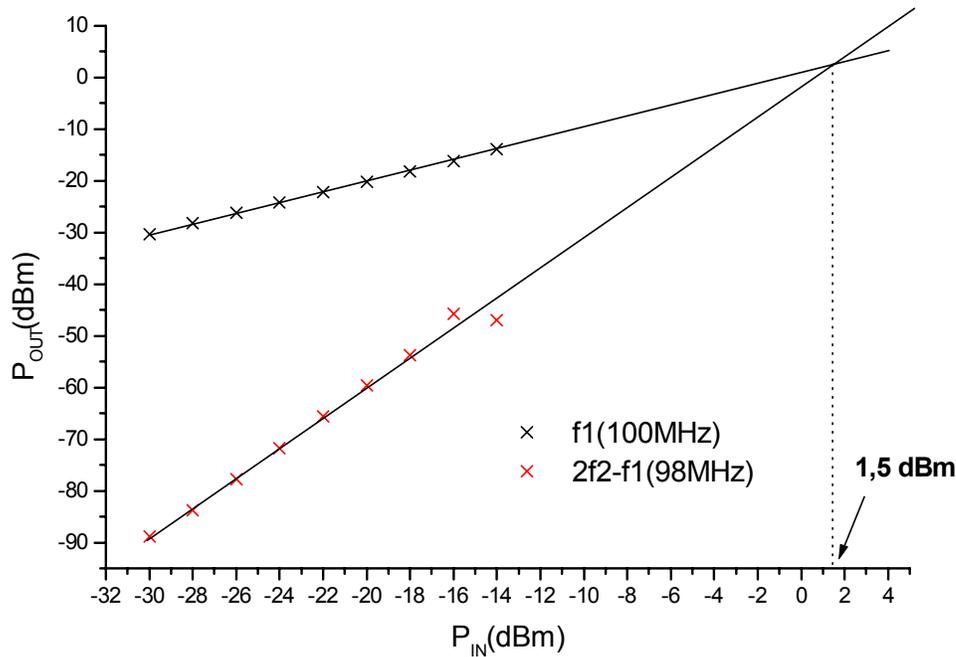
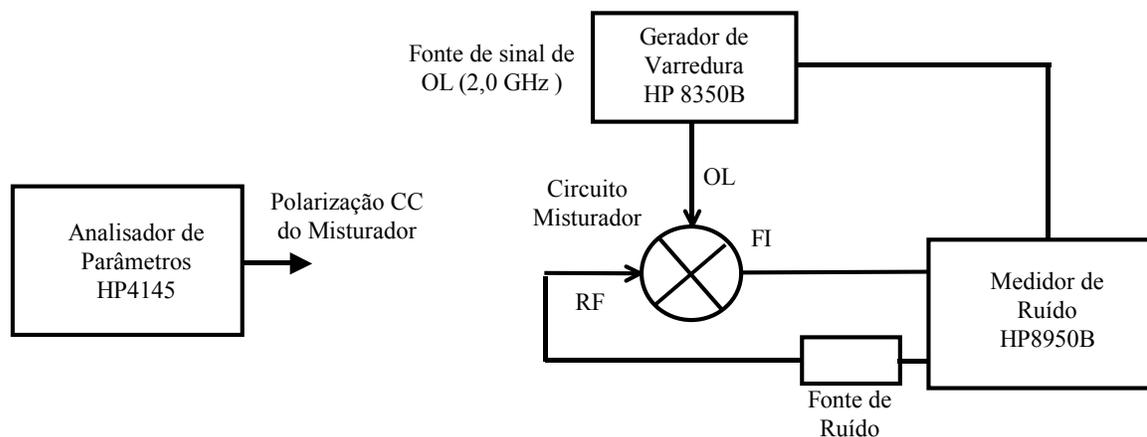


FIGURA 5.18 - Gráfico para obtenção de IIP3.  $P_{OL} = -4$  dBm e  $R_L = 800 \Omega$ .

### 5.2.6 Figura de Ruído

A medida de figura de ruído foi realizada somente na amostra especialmente preparada: a Amostra CM. Este tipo de arranjo teve que ser feito para dar robustez mecânica e disponibilizar acessos padrões (conectores SMA), para que o circuito pudesse ser medido no LME na USP.

A medida de ruído foi realizada com o medidor de ruído HP8950B e o oscilador de varredura HP8350B. O único equipamento adicional foi um HP4145 utilizado como fonte para os pontos de polarização CC. O sistema completo utilizada para a medida de figura de ruído é apresentado na Fig. 5.19.



**FIGURA 5.19 - Sistema utilizado para a medição de figura de ruído**

As condições de polarizações utilizadas são as mesmas das medidas anteriores. A potência do OL utilizada foi também a mesma, de -4dBm.

Devido à presença de um sinal forte de uma estação FM no local, não foi possível utilizar o valor de FI de 100 MHz, tornando-se necessário à adoção de uma nova FI de 150 MHz.

Assim, foi realizada uma nova simulação para este valor de FI e o resultado foi idêntico ao da FI de 100 MHz:  $NF(SSB) = 10,5 \text{ dB}$ .

Utilizando este novo valor de FI, obteve-se, das medidas, uma figura de ruído (SSB) de  $23,16\text{dB}^2$ . Esperava-se um valor um pouco pior, já que o modelo utilizado para simulação não considera o ruído  $1/f$ , mas não um resultado tão distante do simulado.

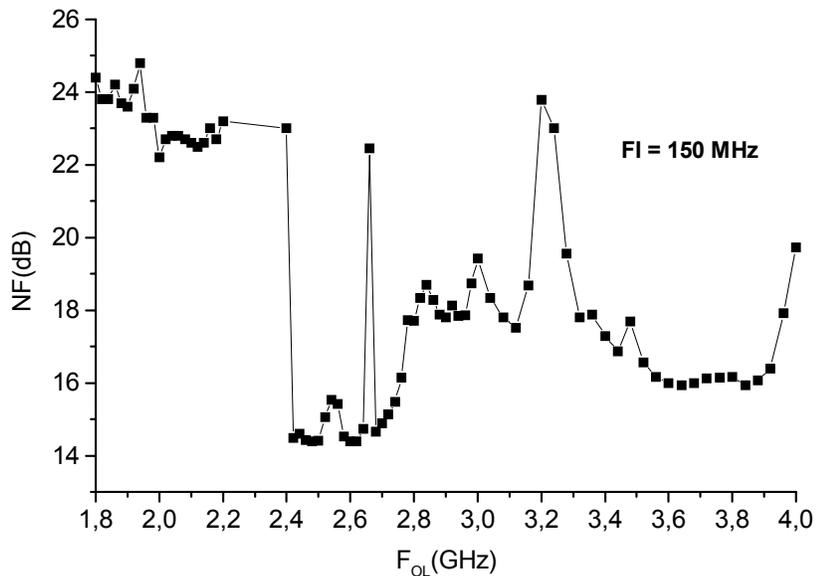
Foram realizadas novas medidas variando as condições de polarização do circuito, mas os resultados foram ainda piores. Porém, esta nova varredura serviu para ratificar que a condição de polarização utilizada nas medidas anteriores é realmente a melhor.

Para se ter uma compreensão melhor do comportamento do circuito, foi feita uma varredura no valor da frequência de OL (Fig. 5.20).

Analisando a Fig. 5.20, pode-se observar um comportamento inesperado na figura de ruído, em  $F_{OL}$  em torno de 2,4 GHz. Neste ponto, a figura de ruído cai drasticamente de valores em torno de 23 dB para valores ao redor de 15 dB! A causa para este comportamento ainda não é clara, mas a explicação mais plausível seria a presença de sinais espúrios na faixa abaixo de 2,4 GHz, durante a medição. Pelo comportamento do circuito esperar-se-ia uma tendência de queda ou subida e não uma mudança tão abrupta. Isto estaria ocorrendo, sobretudo, porque o circuito

<sup>2</sup> Todos as medidas de figura de ruído obtidas foram DSB, sendo o valor corrigido com a adição de 3 dB para obter o valor NF(SSB).

tem uma banda larga de operação (tanto na entrada de OL quanto na de RF), favorecendo a interferência de sinais espúrios.



**FIGURA 5.20 – NF(SSB) x F<sub>OL</sub> para a Amostra CM com P<sub>OL</sub> = -4 dBm.**

Contudo, realizou-se esta medida mais para estimar o comportamento de ruído do circuito, do que para obter uma medida absolutamente precisa em 2 GHz. Assim, uma mudança na faixa de medida, fazendo-a cobrir a região onde o processo de interferência é menor e não muito distante de 2 GHz, fornecerá uma idéia melhor do valor real desta figura de ruído.

Com base no que foi dito acima, a frequência de RF foi alterada de 1,9 GHz para 2,45 GHz, correspondendo a uma frequência do OL de 2,6 GHz.

Novamente, foi feita uma simulação com estes novos valores e o resultado para NF(SSB) manteve-se praticamente inalterado em 10,5 dB.

Comparando o resultado simulado com o medido, obteve-se:

$$NF_{\text{medido}}(\text{SSB}) = 14,4 \text{ dB.}$$

$$NF_{\text{simulado}}(\text{SSB}) = 10,5 \text{ dB}$$

Existe uma diferença de 3,9 dB. Esta diferença poderia ser atribuída, a princípio, ao ruído  $1/f$  que não é considerado pelo modelo dos transistores utilizados. No entanto, ao serem feitas novas medidas com FI de 50 MHz e 250 MHz, mantendo-se RF em 2,45 GHz, observa-se que, para FI acima de 150 MHz, o ruído variou pouco (Tabela 5.5). Portanto, o ruído  $1/f$  não é o fator limitante na figura de ruído deste circuito.

**TABELA 5.5 - FIGURA DE RUÍDO PARA DIFERENTES FREQUÊNCIAS DE FI MANTENDO O SINAL DE RF EM 2,45GHZ, E  $P_{OL}=-4dBm$ .**

NF <sub>SSB</sub> (dB)	FI ( MHz)		
	50	150	250
	17,9	14,4	14,9

Assim, baseado na etapa de projeto e nas medidas anteriores, fica claro que os fatores determinantes no comportamento do ruído são as condições de operação do estágio transcondutor da entrada de RF e a qualidade do "*chaveamento*" do estágio misturador.

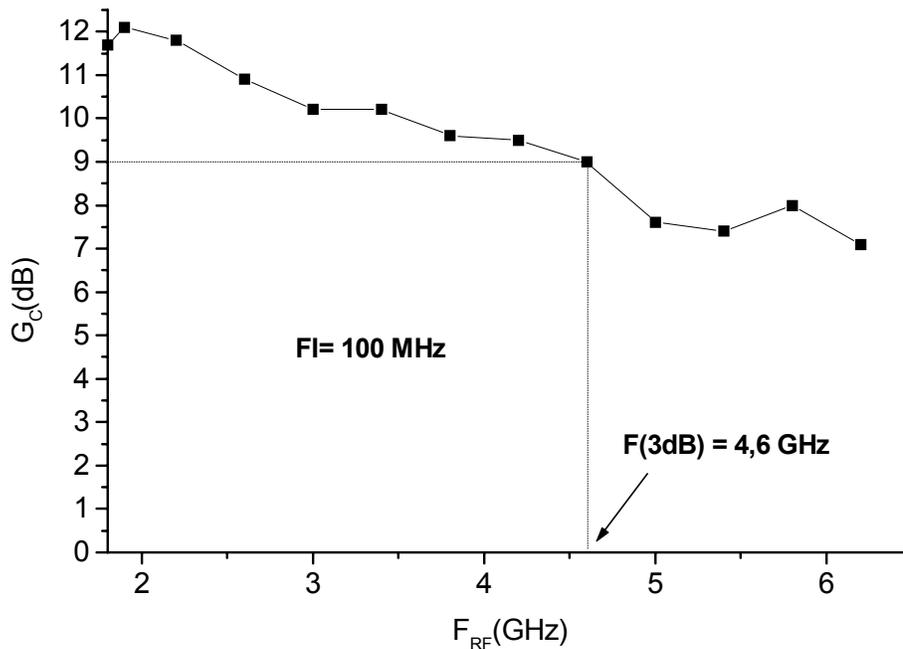
### 5.2.7 Largura de Banda de Frequência de Operação do Misturador

A faixa de frequência de operação do misturador foi determinada com medida direta sobre o CI utilizando o arranjo da Fig. 5.9. Esta medida foi realizada na mesma amostra utilizada para a medida de IIP3 e sob as mesmas condições de polarização. O resultado da medição é apresentado na Fig. 5.21.

Comparado o resultado acima com o simulado, tem-se uma largura de banda inferior. Mas isto se deve ao fato de que na simulação não se levou em conta os parasitas das proximidades dos dispositivos e das linhas de interconexões. No entanto, pode-se observar que o ganho positivo se estende por uma longa faixa de frequência.

## 5.3 Análise geral

Na Tabela 5.6 pode-se observar os resultados dos parâmetros medidos e simulados, que, em geral, estão próximos, apesar da variação de processo.



**FIGURA 5.21 - Medida da largura da banda de frequência de operação do misturador.  
P<sub>OL</sub>=-4 dBm e R<sub>L</sub>= 800 Ω.**

A consequência mais negativa da variação de processo foi a redução do ponto de compressão e IIP3 do misturador. Isto ocorreu, sobretudo, porque os transistores do estágio transconductor operam polarizados próximo o  $V_T$ . Nesta condição de polarização, o principal mecanismo responsável pela compressão é o "ceifamento" do sinal de RF no valor da tensão de  $V_T$ , estabelecendo, assim, uma dependência direta de  $P_{1dB}$  e IIP3 com o  $V_T$  do transistor. Portanto, para as condições de polarização utilizadas, há uma dependência indesejada de  $P_{1dB}$  e IIP3 com processo. Esta dependência pode ser minimizada através do deslocamento do ponto de polarização dos transistores do estágio transconductor para um ponto mais distante de  $V_T$ . Esta mudança do ponto de polarização pode ser feita através de uma nova otimização do circuito com maior liberdade na escolha dos tamanhos dos transistores (o número reduzido de tamanhos de transistores disponíveis durante o projeto limitou consideravelmente a otimização do circuito), ou por modificação na topologia, para operar com injeção de corrente.

**TABELA 5.6 - PARÂMETROS MEDIDOS E SIMULADOS DO CIRCUITO MISTURADOR**  
( $P_{OL}=-4$  dBm,  $F_{RF}=1,9$  GHz e  $F_{OL}=2$  GHz).

	$G_C$ (dB)	$P_{1dB}$ (dBm)	IIP3 (dBm)	*NF (dB)	$\Gamma_{OL}$ (dB)	$\Gamma_{RF}$ (dB)	$I_{OL-RF}$ (dB)	$V_{CC}$ (V)	$I_{CC}^{**}$ (mA)
<b>Medido</b>	14,8	-8	1,5	14,4	-22,4	-14,7	-50	4,4	19,4
<b>Simulado</b>	14,3	-4	-	10,5	-15,2	-11,6	-63,5	5,5	43,0

\*FI=150 MHz e RF=2,45 GHz

\*\*Amplificador isolador + misturador

A figura de ruído do circuito medido também foi pior que a do simulado, só que, nesse caso, a causa é o resultado da combinação dos efeitos da variação de processo no desempenho do estágio transcondutor e do estágio misturador. Contudo, isto ainda pode ser melhorado através do reprojeto do estágio *balun* de OL, para um chaveamento mais eficiente dos transistores do estágio misturador, e/ou com uma liberdade maior para o dimensionamento dos transistores dos estágios transcondutor e misturador.

A variação de processo também afetou de forma positiva o desempenho do misturador, melhorando o consumo de potência do estágio misturador+amplificador isolador de FI e o casamento nas entradas de RF e OL. A redução no consumo de potência mostrou que o circuito pode ser otimizado para operar com baixo consumo potência.

Apesar das limitações durante o projeto do misturador e dos problemas com a variação do processo, o circuito apresentou um desempenho superior ao especificado para um sistema DECT, Tabela 4.1.

Uma outra forma de avaliar o desempenho do circuito é comparar os resultados da Tabela 5.6 com os resultados obtidos em outras tecnologias e topologias.

Comparar o desempenho entre os diferentes tipos de misturadores célula de Gilbert não é algo que se possa fazer sem prejuízo de algumas considerações. Dada a diferença na forma como os circuitos são preparados para as medidas, as finalidades para as quais são projetados, tecnologia utilizada, etc., os resultados podem ser muito diferentes, mesmo para uma comparação entre circuitos de mesma tecnologia.

Primeiramente, será estabelecida uma comparação com tecnologia MOSFET.

No início do desenvolvimento deste trabalho, foram utilizados os resultados apresentados por SULLIVAN *et al.* (1997), Tabela 4.12, para uma primeira comparação com a tecnologia MOS. Estes foram os primeiros bons resultados obtidos com misturador célula de Gilbert tradicional com MOSFETs. Comparado com o desempenho deste circuito, o misturador em

pHEMT apresentou um desempenho melhor em relação ao IIP3, ganho e menor consumo de potência. Unido a isto se tem a vantagem da topologia empregada com pHEMT que não necessita de *balun*/híbrida na entrada de RF.

Cabe salientar, aqui, que os resultados apresentados no trabalho de SULLIVAN *et al.* (1997) foram obtidos com o emprego de malhas de casamento para  $50 \Omega$  com elementos reativos nas entradas de OL e RF. Estas malhas geralmente apresentam ganhos de tensão, quando utilizadas com FETs (ROUFOOGARAN, 2000). Assim, o comportamento deficitário do circuito acaba sendo compensado no projeto da malha de casamento. Isto fica claro quando SULLIVAN *et al.* (1997) compara os resultados de desempenho do circuito para situação com e sem casamento nas entradas de RF e OL (Tabela 5.7). Pode-se observar, nesta tabela, que o desempenho de ruído, ganho e potência de OL degradou. Outro efeito importante da malha de casamento é proporcionar uma figura de ruído melhor.

**TABELA 5.7- CIRCUITO MISTURADOR COM ENTRADAS DE OL E RF CASADAS/DESCASADAS (SULLIVAN *et al.* 1997).  $F_{RF}=1,9 \text{ GHz}$ ,  $F_{FI}=250 \text{ MHz}$ .**

	$G_C$ (dB)	$P_{1dB}$ (dBm)	IIP3 (dBm)	NF (dB)	$P_{OL}$ (dBm)	$V_{CC}$ (V)
<b>Casado</b>	5,5	-13	-3,5	8,8	-8	2,7
<b>Não Casado</b>	0,5	-8	1,5	13,6	-4	2,7

As malhas de casamento são circuitos sintonizados, o que torna o circuito seletivo. Esta é uma desvantagem quando se quer operar com banda larga ou com multisistemas. Outra desvantagem é a necessidade do uso de elementos externos nesta faixa de frequência (1 -3 GHz).

Recentemente, muitos circuitos misturadores em célula de Gilbert têm sido projetados em MOS; contudo, grande parte é otimizada para operar com baixa tensão (SVELTO *et al.*, 2001; TANG *et al.*, 2001; O *et al.*, 2002; LI & YUAN, 2002). Para obter um bom desempenho do ponto de compressão e de ruído, estes circuitos utilizaram degenerescência de fonte e injeção de corrente, técnica que está se tornando bastante comum. Na Tabela 5.8 são apresentados os desempenhos apresentados por estes circuitos.

**TABELA 5.8 - COMPARAÇÃO DOS DIFERENTES RESULTADOS MAIS RECENTES PARA MISTURADORES CÉLULA DE GILBERT EM CMOS.**

	SVELTO <i>et al.</i> (2001) CMOS 0,35 $\mu$ m	TANG <i>et al.</i> (2001) CMOS 0,35 $\mu$ m	O <i>et al.</i> (2002) CMOS 0,25 $\mu$ m	LI & YUAN (2002) CMOS 0,18 $\mu$ m
<b>NF (SSB) dB</b>	11,0	18,0	10,5	6,0*
<b>Corrente do Misturador (mA)</b>	3,0	5,0	12,0	-
<b>Corrente do Amplificador Isolador (mA)</b>	2	-	8,0	-
<b>IIP3 (dBm)</b>	5,5	5,0	3,0	-3,5
<b>V<sub>CC</sub> (V)</b>	2,8	2,0	-	1,8
<b>RF (GHz)</b>	1,3	2,4	2,45	2,45
<b>FI (MHz)</b>	140	100	350	100
<b>Topologia</b>	Gilbert tradicional + injeção de corrente	Gilbert tradicional + injeção de corrente	Gilbert tradicional sem fonte de corrente+ com degenerescência de fonte	Gilbert tradicional sem fonte de corrente+ com degenerescência de fonte

\*resultado obtido de simulação

Comparado aos resultados apresentados acima, o circuito em pHEMT apresentou um bom desempenho de IIP3 (1,5 dBm), figura de ruído (14,4 dB) e corrente de operação (3,4 mA @ 3V) quando comparado aos processos CMOS de 0,35 e 0,25  $\mu$ m, sem empregar injeção de corrente ou degenerescência de fonte. Isto demonstra as potencialidades do circuito que ainda podem ser exploradas: redução no consumo de potência, ruído e aumento de IIP3.

Na tecnologia CMOS também foi implementada a estrutura micromixer, mas não se obtiveram resultados tão bons quanto os anteriores. A princípio, a topologia micromixer em CMOS foi projetada para operar em 915 MHz @ FI =71 MHz, com tecnologia 0,25  $\mu$ m, que apresentou um excelente IIP3 (7,5 dBm) e uma boa NF(SSB) (12,6 dB) (ORSATTI *et al.*, 1999). No entanto, ao operar na faixa de frequência ao redor de 2,4 GHz com tecnologia CMOS 0,35  $\mu$ m, foi necessário acrescentar a esta topologia injeção de corrente e compensação na entrada de RF, para melhorar o desempenho que, mesmo assim, foi apenas razoável: IIP3 de 0 dBm, corrente do misturador de 7 mA e sem menção quanto ao desempenho de ruído (CHEN *et al.*, 2001). Portanto, a topologia micromixer não é uma escolha tão atraente para ser implementada com transistores CMOS, em circuitos que necessitam operar com frequências acima 900 MHz.

Comparando os resultados acima com aqueles obtidos com o misturador em pHEMT, nota-se a superioridade deste último sobre seu equivalente micromixer em CMOS.

Uma outra tecnologia que vem sendo uma opção para circuitos de RF é o transistor bipolar de heterojunção SiGe. O transistor bipolar é, naturalmente, a melhor opção para um misturador com topologia célula de Gilbert, devido à sua transcondutância maior, frequência de corte alta e menor tensão de operação do OL. A grande desvantagem deste tipo de dispositivo é seu IIP3 naturalmente baixo. Soluções alternativas utilizam degenerescência de emissor, para aumentar o IIP3; contudo, com sacrifício do desempenho de ruído, no caso do uso de resistores, e limitando a resposta em frequência do misturador a uma faixa específica, no caso do uso de indutores.

Os circuitos misturadores em SiGe apresentam um desempenho superior, em relação ao ruído (NF(SSB) da ordem de 7 dB) e ganho, mas sempre estão limitados a uma pequena faixa de frequência de operação.

Até o momento não foi encontrado, até onde este autor conhece, a topologia micromixer em transistor bipolar de heterojunção de SiGe.

A topologia micromixer foi implementada primeiramente com transistores bipolares de Si ( $f_T$  de 25 GHz) e apresentou NF(SSB) de 15 dB e IIP de -4dBm, com RF de 1,9 GHz e FI de 130 MHz (DAWE *et al.*, 1997). Estes resultados são inferiores aos apresentados pelo circuito com pHEMT.

A topologia célula de Gilbert também foi implementada com dispositivos pHEMT em dois trabalhos mais recentemente. Um trabalho investiga o desempenho do misturador com topologia tradicional, sem fonte de corrente e com os transistores de chaveamento operando na região de sub-limiar (*subthreshold*) (TOSINA *et al.*, 2001), e, o outro, investiga o uso de *baluns* ativos de OL e RF, para injetar os sinais em um misturador célula de Gilbert com estágio de RF resistivo (CAMPBELL, 1998).

O circuito apresentado por TOSINA *et al.* (2001) é, na realidade, composto de duas células de Gilbert combinadas. Comparado ao circuito pHEMT desta tese, o circuito de TOSINA *et al.* (2001) apresenta um consumo de corrente do misturador bem maior (um célula somente) de 20 mA contra 3,4 mA, maior potência de OL, 1,6dBm contra -4 dBm e  $F_{3dB}$  de 3 GHz contra 4,6 GHz. Quanto à figura de ruído e IIP3, não foi possível apresentar nenhuma discussão, porque a

medida de ruído não foi apresentada e a de IIP3 foi realizada na frequência de 5 GHz, no circuito de TOSINA *et al.* (2001).

O circuito apresentado por CAMPBELL (1998) foi recentemente modificado com a introdução de técnicas HDI (*High Density Interconnect*) (CAMPBELL & BEALL, 2001). Esta técnica permitiu o empilhamento de capacitores, criando densidade de capacitância da ordem de  $2400 \text{ pF/mm}^2$ , o que possibilitou a redução da dimensão do circuito integrado, com a redução do tamanho dos capacitores utilizadas no circuito.

O desempenho do circuito de CAMPBELL & BEALL (2001) foi superior, com relação à figura de ruído e largura de banda. No entanto, apresentou ponto de compressão e IIP3 bem inferior, como pode ser visto na Tabela 5.9.

**TABELA 5.9 - COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO DO CIRCUITO DE CAMPBELL & BEALL (2001) COM O CIRCUITO DESTE TRABALHO.  $F_{RF} = 1,9 \text{ GHz}$ .**

	F(3dB)	$P_{1dB}$ (dBm)	IIP3 (dBm)	NF (dB)	$P_{OL}$ (dBm)	FI (GHz)	VCC (V)
<b>CAMPBELL &amp; BEALL (2001)</b>	10 GHz	-17	-7	*10	0	0,5	5
<b>Resultados deste trabalho</b>	4,6 GHz	-8	1,5	**14,4	-4	0,1	4,4

\* $F_{RF} = 2,45 \text{ GHz @ FI} = 200 \text{ MHz}$

\*\* $F_{RF} = 2,45 \text{ GHz @ FI} = 150 \text{ MHz}$

Apesar das limitações durante a etapa de projeto e nos problemas ocasionados pela variação de processo, o misturador em pHEMT desenvolvido neste trabalho, embora sendo uma primeira versão, apresentou resultados muito bons, demonstrando sua viabilidade.

A seguir, são apresentadas as principais considerações e modificações, baseadas no conhecimento adquirido durante as etapas de projeto e de medições, que devem ser adotadas em uma nova etapa de projeto para melhorar o desempenho do misturador proposto.

#### *Melhorar a condição de chaveamento dos transistores do estágio misturador*

Quanto mais próximo do ideal for o chaveamento, melhor será o desempenho do misturador com relação ao ganho (Fig. 5.13) e ao ruído (seção 4.3).

A condição de chaveamento dos transistores do estágio misturador pode ser melhorada com a otimização do ganho do *balun* de OL. Este circuito pode ser reprojetoado para apresentar um ganho maior.

Uma outra forma de melhorar o chaveamento seria operar com os transistores do estágio misturador em uma região mais próxima e/ou abaixo de  $V_T$ . Com isto o transistor opera com menor corrente de dreno, tornando suas transições mais rápidas, para o mesmo sinal de OL. Neste caso, é preciso ter liberdade de projeto quanto às dimensões dos transistores, para se obter a melhor relação de tamanho entre os transistores do estágio misturador com os do estágio transcondutor.

#### *Melhorar o desempenho do estágio transcondutor*

Grande parte do ganho, ruído e linearidade do misturador é determinado neste estágio. Assim, suas condições de polarização influenciam enormemente o desempenho do circuito.

No caso do misturador proposto, para uma boa relação ganho x ruído, os transistores do estágio transcondutor não puderam operar distantes da tensão  $V_T$ , devido ao número limitado de modelos de transistores (seção 4.2), afetando negativamente a linearidade do misturador (seção 5.2.2). Este problema pode ser corrigido através de uma escolha mais adequada do tamanho dos transistores, para que estes possam operar com baixa corrente e ainda apresentar uma boa transcondutância.

Uma outra solução é o uso da injeção de corrente para auxiliar na polarização do estágio transcondutor. Com este recurso, é possível injetar mais corrente no estágio transcondutor sem prejudicar o desempenho do estágio misturador.

Tendo maior liberdade na escolha do ponto de polarização do estágio transcondutor, pode-se obter, também, uma melhor relação ganho x ruído.

#### *Melhorar a resposta em frequência*

A largura de banda do misturador pode ser melhorada com a otimização do *layout* do circuito integrado: redução nas distâncias entre os transistores e no comprimento das interconexões, para minimizar parasitas e acoplamentos de sinais.

Além da otimização do *layout*, o desempenho em frequência pode ser melhorado com o ajuste das dimensões dos transistores do circuito integrado (ex. redução no tamanho dos transistores do *balun* de OL).

### *Minimizar a tensão de operação*

Como ficou provado pelos resultados de medidas neste capítulo, o circuito apresentou um bom desempenho de ganho, linearidade e isolamento, operando com tensões de 3 V. Assim, uma escolha mais adequada do processo utilizado (apresentar baixo desvio e que ofereça dispositivos do tipo enriquecimento (transistores com  $V_T$  positivo)) permite projetar o circuito para operar em condições de baixa tensão de operação.



## Capítulo 6

### Conclusões

Esta dissertação examinou a viabilidade do uso de transistores pHEMT nos circuitos misturadores com topologia célula de Gilbert, apresentando uma nova proposta para os circuitos misturadores ativos: micromixer + pHEMT.

O circuito proposto foi projetado, implementado e testado, apresentando como principais vantagens:

- eliminação da malha de casamento na entrada de RF
- bom desempenho de ruído.
- IIP3 relativamente alto.
- baixo consumo de potência (bloco misturador)
- potencialidade de operar com baixas tensões ( $V_{CC}=3V$ )

A tecnologia pHEMT mostrou ser uma solução alternativa para os circuitos misturadores com topologia célula de Gilbert operando na faixa comercial de comunicação sem fio. As principais vantagens apresentadas por esta tecnologia, para o projeto do misturador, foram: transcondutância elevada (menor corrente de operação), substrato semi-isolante (elementos passivos com Q relativamente alto) e alta frequência de operação (misturadores de banda larga para operar com multi-sistemas). O principal fator negativo apresentado por esta tecnologia foi o desvio de processo, particularmente para a tecnologia empregada, que apresentou um desvio relativamente grande. Avanços no processo de fabricação deste tipo de transistor tendem a minimizar cada vez mais este problema.

A topologia proposta para implementar o micromixer em pHEMT apresentou, como principal inovação, o uso do acoplamento capacitivo entre os dois transistores que compõem o estágio transconductor (um transistor opera na configuração fonte comum, enquanto, o outro, na configuração porta comum). Este tipo de acoplamento isola as polarizações CC e conecta, simultaneamente, o sinal de RF nas entradas dos dois amplificadores constituídos pelos transistores.

Baseado no conhecimento adquirido nas etapas de projeto e medições, pode-se otimizar no circuito:

- o chaveamento dos transistores do estágio misturador - melhora o ganho e desempenho em ruído. Isto pode ser obtido com o aumento do ganho do bloco *balun* de OL e com a redução da tensão de polarização dos transistores de chaveamento, para valores próximos da tensão de limiar
- o desempenho do estágio transconductor – melhora o ganho, desempenho em ruído e linearidade. É possível de ser obtido com a otimização da condição de polarização dos transistores do estágio transconductor para uma região de maior transcondutância, menor ruído e maior linearidade. Isto pode ser obtido através da relação de área entre os transistores do estágio misturador e do estágio transconductor, e do uso de injeção de corrente.
- a resposta em frequência – obtida através da otimização do *layout* do circuito integrado: reduzir as distâncias entre os transistores e do comprimento das trilhas de interconexões, e redução no tamanho dos transistores.
- a tensão de operação - obtida com a escolha de um processo com baixo desvio e que possua transistores do tipo enriquecimento.

Em relação aos circuitos em Si, o circuito proposto apresentou, como principal vantagem, a potencialidade de associar ao conjunto de desempenhos acima, uma larga banda de frequência de operação, fundamental para os futuros circuitos de comunicações que deverão operar com multi-sistemas.

A principal desvantagem do circuito foi a dependência que seu IIP3 apresentou com a variação de processo existente na tecnologia pHEMT. Contudo, isto pode ser corrigido ajustando o ponto de polarização dos transistores do estágio transcondutor, em uma nova etapa do projeto.

### **6.1 Recomendações de trabalhos futuros**

O misturador proposto oferece um grande campo de investigações futuras. Em particular, é preciso obter uma descrição teórica do comportamento do misturador, que relacione os parâmetros do transistor com o seu desempenho das figuras de mérito do misturador. Isto permitirá determinar as melhores condições de operação do misturador.

Introduzir, na topologia do misturador proposto, injeção de corrente.

Investigar a possibilidade de desenvolver um circuito de recepção de banda larga para atender a arquitetura *Software Defined Radio*. Isto poderia ser feito adicionando, ao circuito integrado do misturador, um circuito LNA.

Investigar a viabilidade de implementar, em CMOS, a topologia proposta.



## Referências Bibliográficas

ABIDI, A. A. Direct-Conversion Radio Transceivers for Digital Communications. IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 30, no. 12, pp. 1399-1410, December 1995.

ANGELOV, I.; ZIRATH,H.; RORSMAN, N. Validation of a Nonlinear HEMT Model by Power Spectrum Characteristic. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.3, pp. 1571 -1574, 1994

ARMSTRONG, E. D. The super-heterodyne - its origin, development, and some recent improvements. Proceedings of the IRE, vol. 3, pp. 215-247, September 1924.

BAEYENS, Y. Monolithic Microwave Integrated Circuits Using GaAs and InP Based Heterojunction Field-Effect Transistors. KATHOLIEKE UNIVERSITEIT LEUVEN, January 1997.

CAMPBELL, C. F. A Wideband pHEMT Downconverter MMIC for Satellite Communication Systems. 1998 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.1, pp. 55 -59, 1998.

CAMPBELL, C. F.; BEALL, J. M. Design and Performance of a Highly Integrated Wideband Active Downconverter MMIC. 2001 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, pp. 245- 248, 2001.

CHAN, A. N. L.; Ng, K.W. H.; WONG, J. M. C.; LUONG, H. C. A 1-V 2.4 GHz RF Receiver Front-End for Bluetooth Application. The 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol.4 , pp. 454 -457, 2001.

CHEN, T. H.; CHANG, K. W.; BUI, S. B. T.; LIU, L. C. T.; DOW, G. S.; Pak, S. Broadband Single- and Double-Balanced Resistive HEMT Monolithic Mixers. IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, vol. 43, No. 3, pp. 477-484, March 1995.

COLOMINES, S.; ARNAUD, T.; PLANA, R.; PARRA, T.; GRAFFEUIL, J. Design of High Performances Gilbert-Cell Mixers for GSM/DCS Front-Ends. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, pp. 143-146, 1998

CROLS, J.; STEYAERT, M. S. J. A single-chip 900 MHz CMOS Receiver Front-End with a High Performance Low-IF topology. IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 30, No. 12, pp. 1483-1492, December 1995.

DAWE, G. C.; MOURANT, J.; BROKAW, A. P.; A 2.7 DECT RF Transceiver with Integrated VCO. IEEE International Solid-State Circuits Conference, pp. 308-309, February, 1997.

DÜRR, W.; ERBEN, U.; SCHÜPPEN, A.; DIETRICH, H. and SCHUMACHER, H. Low-power low-noise active mixers for 5.7 and 11.2 GHz using commercially available SiGe HBT MMIC technology. Electronics Letters, Vol. 34, No. 21, pp. 1994-1996, October 1998.

FONG, K. L.; MEYER, R. G. Monolithic RF Active Mixer Design. IEEE Transactions on Circuits and Systems - II : Analog and Digital Signal Processing, vol. 46, No.3, pp. 231-239, March 1999.

GILBERT, B. A precise four-quadrant multiplier with subnanosecond response. IEEE Journal of Solid State Circuits, SC-3, pp. 365-373, 1968.

GILBERT, B. The MICROMIXER: A highly linear variant of the Gilbert mixer using a bisymmetric class-AB input stage. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 32, pp. 1412-1423 September 1997.

GUNHEE, H.; SÁNCHEZ-SINENCIO, E. CMOS Transconductance Multipliers: Tutorial. IEEE Transactions on Circuits and Systems -II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 45, No. 12, pp. 1550-1563, December 1998.

HOGAN, J. L. The Heterodyne Receiving System, and Notes on the Recent Arlington-Salem Tests. Proceedings of The IRE, vol. 1, pt. 3, pp. 75-102, July 1913.

IMAI, Y.; KIMURA, S.; UMEDA, Y.; ENOKI, T. A DC to 38 GHz Distributed Analog Multiplier Using InP HEMT's. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol.4, No. 12, pp. 399-401, December 1994.

JUNG, T. J.; SAU, C. C. K.; LAU, J.; A 2.4 GHz Four Port for Direct Conversion Used in Telemetry. The 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol.4, pp. 378-381, 2001.

KARVONEN, S.; RILEY, T.; KOSTAMOVAARA, J. A Low Noise Quadrature Subsampling Mixer. The 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol.4, pp. 790 -793, 2001.

KOMURASAKI, H.; SATO, H.; SASAKI, H.; MIKI, T. A 2-V 1.9 GHz Si Down-Conversion Mixer with an LC Phase Shifter. IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. SC-33, No. 5, pp. 812-815, May 1998.

LATHI, B. P. Communication Systems. New York, John Wiley & Sons, Inc., 1968. Cap.1, p. 73 : Some Properties of Fourier Transform.

LEE, T. H. The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits. Cambridge University Press, 1998.

- LI, Q.; YUAN, J. S. Linearity Analysis and Design Optimization for 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS RF mixer. IEE Proc.-Circuits Syst., vol. 149, no 2, pp. 112-118, April 2002.
- LI, X.; BROGAN, T.; ESPOSITO, M.; MYERS, B.; O, K. K. A Comparison of CMOS and SiGe LNA's and Mixers for Wireless LAN Application. IEEE Conference on Custom Integrated Circuits, pp. 531 -534, 2001.
- MA, H.; FANG, S. J.; LIN, F.; TAN, K.; SHIBATA, J.; TAMURA, A.; NAKAMURA, H. A GaAs Upconverter MMIC with an Automatic Gain Control Amplifier for 1.9 GHz PHS. IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 33, No. 4, pp. 1297-1305, September 1998.
- MAAS, S. A. A GaAs MESFET Mixer with Very Low Intermodulation. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-35, pp. 425-429, April 1987.
- MAAS, S. A. Microwave Mixers. Boston, Artech House, 1993. Cap.1, p. 1-2: History and Fundamentals.
- MADSEN, G.; FAUGE, D. E.; Radios for Future: Designing for DECT. RF Design, pp. 48-53, April 1993.
- MARCEACHERN, L. A. ABOUR-ALLAM, E. WANG, L. and MANKU, T. Low Voltage Mixer Biasing using Monolithic Integrated Transformer De-Coupling. Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol. 2 , pp. 180 -183, 1999.
- MEYER, G. R.; MACK, W. D.; A 1 GHz BiCMOS RF Front-End IC. IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 29, No. 3, pp. 350-355, March 1994.
- MIRABBASI, S.; MARTIN, K. Classical and Modern receiver architectures. IEEE Communications Magazine, pp. 132-139, November 2000
- NAIR, V.; TEHRANI, S.; VAITKUS, R. L.; SCHEITLIN, D. G. Low Power HFET Down Converter MMIC's for Wireless Communication Applications. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, No. 12, pp. 3043-3047, December 1995.
- NIMMAGADDA, K.; REBEIZ, G. M. A 1.9 GHz Double-Balanced Subharmonic Mixer for Direct Conversion Receivers. Proceedings of The 2001 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, pp. 253- 256, 2001.
- OBREGON, J.; KHANNA, P. S. Exact Derivation of the Non-Linear Negative Resistance Oscillator Pulling Figure. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 30, pp. 1109-1111, July 1982.
- O, K. K.; LI, X.; HUANG, F.; FOLEY, W. CMOS Components for 802.11b Wireless LAN Applications. The 2002 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Systems Symposium, pp. 103-106, 2002.

ORSATTI, P.; PIAZZA, F.; HUANG, Q. A 20-mA-Receive, 55-mA-Transmit, Single-Chip GSM Transceiver in 0.25  $\mu\text{m}$  CMOS. IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 34, No. 12, pp. 1869-1880, August 2001.

PÄRSSINEN, A.; MAGOON, R.; LONG, S. I.; PORRA, V. A 2 GHz Subharmonic Sampler for Signal Downconversion. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 45 MTT-12, pp. 2344-2351, December 1997.

PUCCEL, R. A.; MASSE, D.; BERA, R. Performance of a GaAs MESFET Mixer at X-band. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-24, pp. 351-360, June 1976.

RAZAVI, B. RF Microelectronics. 1st edition, 1997, Prentice Hall.

REINA-TOSINA, J. CRESPO, C. ALONSO, J. I. and PÉREZ, F. GaAs MMIC Mixer Based on the Gilbert Cell with HEMTs Biased on The Subthreshold Region. Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 28, No. 4, February 2001.

ROSARIO, M. J.; FREIRE, J. C. Design Technique for MESFET for Maximum Conversion Gain. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-38, pp. 1972-1979, Dec. 1990.

RUDELL, J. C.; OU, J.; CHO, T. B.; CHIEN, G.; BRIANT, F.; WELDON, J. A.; GRAY, P. R. A 1.9 GHz wide-band IF double conversion CMOS receiver for Cordless Telephone applications. IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 32, No. 12, pp. 2071-2088, December 1997.

RYYNÄNEN, J.; KIVEKÄS, K.; JUSSILA, J.; PÄRSSINEN, A.; HALONEN, A. I. A Dual-Band RF Front-End for WCDMA and GSM Applications. IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 36, No. 8, pp. 1198-1204, August 2001.

SABOURI-S., F. A MMIC DECT Front-End - with special emphasis in Active Filters. Aalborg, 1997. Ph.D. Thesis. Institute of Electronic Systems, Aalborg University, Denmark.

SALKINTZIS, A. K. NIE, H. and MATHIOPOULOS, P. T. ADC and DSP Challenges in the Development of Software Radio Base Stations. IEEE Personal Communications, vol. 6, No. 4, pp.47 -55, August 1999.

SCHMATZ, M. L. BIBER, C. and BAUMBERGER, W. Conversion Gain Enhancement Technique for Ultra Low Power Gilbert Cell Down Mixers. IEEE Proceedings of 17th IEEE GaAs IC Symposium, San Diego, USA, pp. 245-248, 1995.

SENAPATI, B.; MAITI, C. K. Advantages of SiGe-HBTs for RF Wireless Communication. 2000 IEEE International Conference on Personal Wireless Communications, Hyderabad, India, pp. 9 -13, 2000.

SCHÜPPEN, A.; DIETRICH, H.; GERLACH, S.; HÖHNEMANN, H.; ARNDT, J.; SEILER, U.; GÖTSFRIED, R.; ERBEN, U.; SCHUMACHER, H. SiGe- Technology and Components for Mobile Communications Systems. Proceedings of the 1996 Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, Minneapolis, MN, USA, pp. 130 -133, 1996.

SHEN, D. H.; HWANG, C.; LUSIGNAN, B. B.; WOOLEY, B. A.; A 900 MHz RF front-end with intergraded discrete-time filtering. IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 31, pp. 1945-1954, December 1996

SULLIVAN, P. J.; XAVIER, B. A.; KU, W. H. Low Voltage Performance of a Microwave CMOS Gilbert Cell Mixer. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 32, No. 7, pp. 1151–1155, July 1997.

SULLIVAN, P. J.; XAVIER, B. A.; KU, W. H. Doubly Balanced Dual Gate CMOS Mixer. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 34, No. 6, pp. 878–881 June 1999.

SVELTO, F.; DEANTONI, S.; MONTAGNA, G.; CASTELL, R. Implementation of a CMOS LNA Plus Mixer for GPS Applications with No External Components. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, vol. 9, No. 1, pp. 100-104, Feb. 2001.

TSIRONIS, C.; MEIERER, R.; STAHLMAN, R.; Dual-Gate MESFET Mixers. IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, vol. 32, p. 248, March 1984,

TANG, J. J.; CARY, C. K. S.; JACK, L. 2.4 GHz Four Port Mixer for Direct Conversion Used in Telemetry. The 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2001), Sydney, Australia, vol.4, pp. 378 -381, 2001

TOSINA, J. R.; CRESPO, C.; ALONSO, J. I.; PÉREZ, F. GaAs MMIC Mixer Based on The Gilbert Cell with HEMTs Biased on The Subthreshold Region. Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 28, no 4, pp. 241-244, February 2001.

TUTTLEBE, W. H. W. Software-Defined Radio: Facets of a Developing Technology. IEEE Personal Communications, vol.6, no. 2, p. 38-44, April 1999.

WEGNER, P.; SCHULTES, P.; TREITINGER, L.; BERTAGNOLLI, E.; EHINGER, K. Gilbert Multiplier as an Active Mixer With Conversion Gain Bandwidth of up to 17 GHz. Electronics Letters, Vol. 7, No. 7, pp. 570-571, March 1991.

ZHOU, X.; DARYOUSH, A. S. An Efficient Self-Oscillating Mixer for Communications. IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, vol. 42, No. 10, pp. 1858-1862, October 1994.



## Anexo A

### Princípio de Operação Ideal de uma Célula de Gilbert

Uma Célula de Gilbert ideal tem seu funcionamento representado pela Fig. A.1

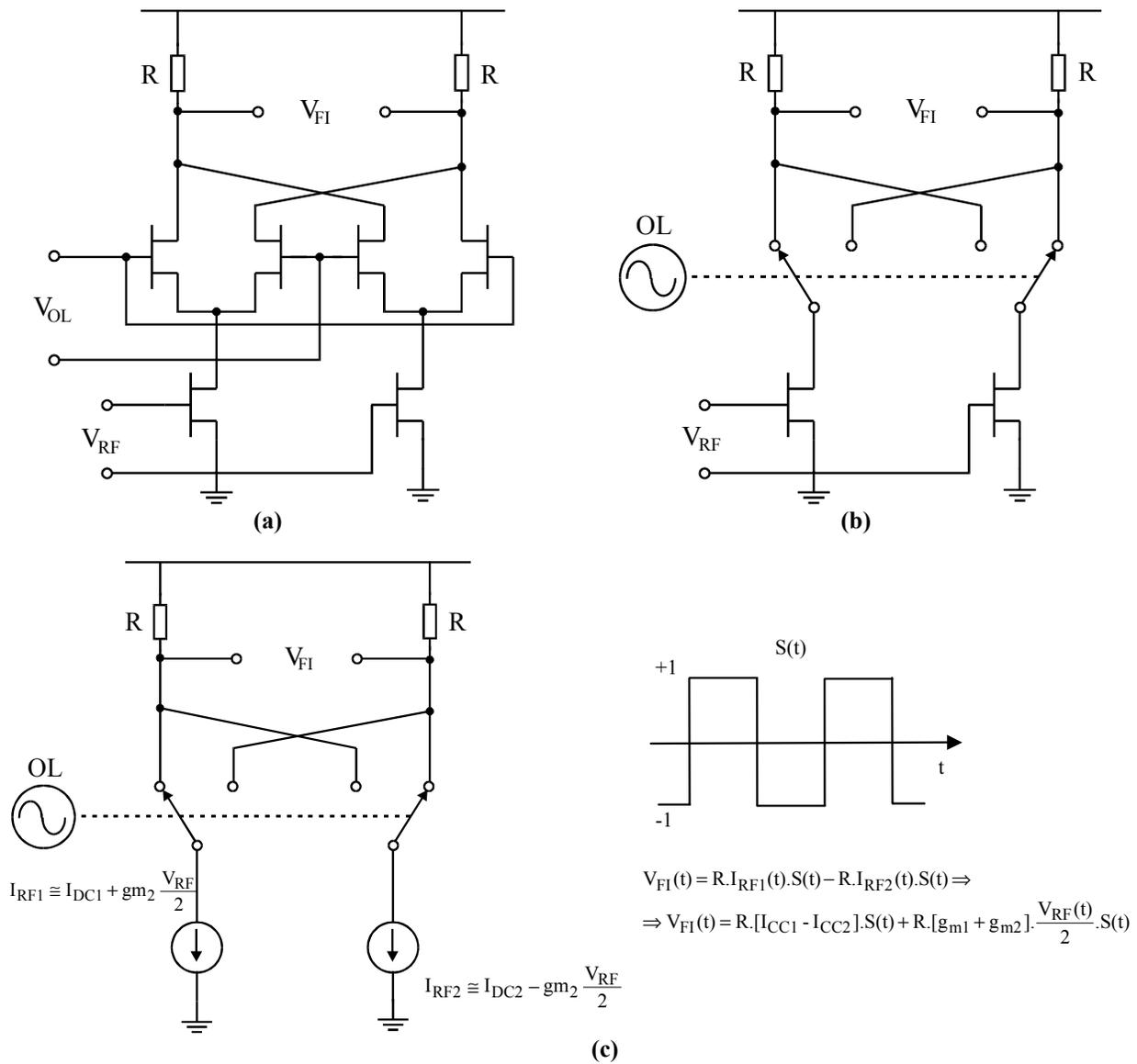


FIGURA A.1 - Misturador Célula de Gilbert

Na Fig. A.1 os pares de transistores superiores (Fig. A.1.(a)) estão funcionando como chaves (Fig. A.1.(b)).O chaveamento destes pares de transistores alterna o fluxo de corrente dos

transistores inferiores entre as resistências de carga (R), resultando em um sinal nos terminais de FI dado por (Fig. A.1.(c)):

$$\begin{aligned} V_{FI}(t) &= R \cdot I_{RF1}(t) \cdot S(t) - R \cdot I_{RF2}(t) \cdot S(t) \\ \Rightarrow V_{FI}(t) &= R \cdot [I_{CC1} - I_{CC2}] \cdot S(t) + R \cdot [g_{m1} + g_{m2}] \cdot \frac{V_{RF}(t)}{2} \cdot S(t) \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

onde

$I_{CCi}$   $\equiv$  corrente CC de polarização de dreno do transistor "i".

$g_{mi}$   $\equiv$  transcondutância do transistor "i".

$S(t)$   $\equiv$  sinal representando o chaveamento alternado dos pares de transistores superiores devido ao sinal do OL

Considerando, no circuito da Fig. A.1, um chaveamento perfeito com um *duty-cycle* de 50% e os transistores inferiores idênticos, (A.1) reduz-se a:

$$\begin{aligned} V_{FI}(t) &= g_m \cdot R \cdot V_{RF}(t) \cdot S_L(t) = g_m \cdot R \cdot V_{RF}(t) \cdot \left[ 4 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{n\pi} \cos(n\omega_{OL} \cdot t) \right] \\ \Rightarrow V_{FI}(t) &= g_m \cdot R \cdot V_{RF}(t) \cdot \left[ \frac{4}{\pi} \cdot \cos(\omega_{OL} \cdot t) - \frac{4}{3\pi} \cdot \cos(3\omega_{OL} \cdot t) + \frac{4}{5\pi} \cdot \cos(5\omega_{OL} \cdot t) - \dots \right] \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Tomando a componente fundamental em (A.2) e considerando  $V_{RF}(t) = V_{RF} \cos(\omega_{RF} t)$ , tem-se:

$$\begin{aligned} V_{FI}(t)_{fundamental} &= g_m \cdot R \cdot V_{RF}(t) \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \cos(\omega_{OL} \cdot t) = g_m \cdot R \cdot V_{RF} \cos(\omega_{RF} \cdot t) \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \cos(\omega_{OL} \cdot t) \\ \Rightarrow V_{FI}(t)_{fundamental} &= \frac{4}{\pi} \cdot g_m \cdot R \cdot V_{RF} \frac{\cos[(\omega_{RF} - \omega_{OL})] + \cos[(\omega_{RF} + \omega_{OL})]}{2} \\ \Rightarrow V_{FI}(t)_{\omega_{OL} - \omega_{RF}} &= \frac{2}{\pi} \cdot g_m \cdot R \cdot V_{RF} \cos[(\omega_{RF} - \omega_{OL})] \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

Portanto, o ganho de conversão de tensão ideal da Célula de Gilbert da Fig. A.1.(a) será:

$$\begin{aligned} G_C &= \frac{\frac{2}{\pi} \cdot g_m \cdot R \cdot V_{RF}}{V_{RF}} \\ \Rightarrow G_C &= \frac{2}{\pi} \cdot g_m \cdot R \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

## Anexo B

### Dedução da Função Transferência do Par Diferencial Com e Sem Fonte de Corrente

A função transferência do par diferencial é comumente definida como a relação da tensão diferencial de entrada ( $\Delta v$ ) com a corrente diferencial de saída ( $\Delta i = i_1 - i_2$ ), Fig. B.1.

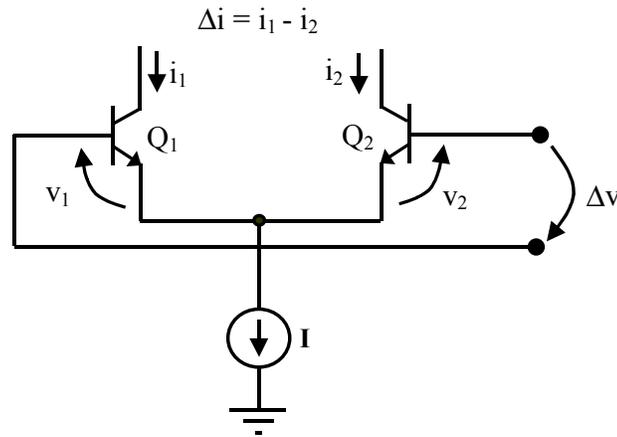


FIGURA B.1 – Par diferencial com fonte de corrente

Na Fig. B.1, é apresentado o par diferencial com fonte de corrente, onde obtém-se:

$$\Delta i = i_1 - i_2 \xrightarrow{I = i_1 + i_2} \Delta i = 2i_1 - I = I \left( 2 \frac{i_1}{I} - 1 \right) \quad (\text{B.1})$$

Da relação exponencial tensão-corrente no transistor bipolar:

$$I = i_1 + i_2 \xrightarrow{i_{1,2} = I_s \exp\left(\frac{v_{1,2}}{nV_T}\right)} I = I_s \left[ e^{\frac{v_1}{nV_T}} + e^{\frac{v_2}{nV_T}} \right] \quad (\text{B.2})$$

onde,

$I_s \equiv$  corrente de saturação e  $V_T \equiv$  Tensão térmica ( kT/q)

Substituindo (B.2) em (B.1) e considerando  $i_1 = I_S e^{\frac{v_1}{nV_T}}$  :

$$\Delta i = I \frac{e^{\frac{v_1}{nV_T}} - e^{\frac{v_2}{nV_T}}}{e^{\frac{v_1}{nV_T}} + e^{\frac{v_2}{nV_T}}} \tag{B.3}$$

Considerando que  $v_1 = \Delta v + v_2$  e substituindo em (B.3):

$$\begin{aligned} \Delta i &= I \frac{e^{\frac{\Delta v + v_2}{nV_T}} - e^{\frac{v_2}{nV_T}}}{e^{\frac{\Delta v + v_2}{nV_T}} + e^{\frac{v_2}{nV_T}}} \Rightarrow \Delta i = I \frac{e^{\frac{v_2}{nV_T}} \left( e^{\frac{\Delta v}{nV_T}} - 1 \right)}{e^{\frac{v_2}{nV_T}} \left( e^{\frac{\Delta v}{nV_T}} + 1 \right)} = I \frac{e^{\frac{\Delta v}{nV_T}} - 1}{e^{\frac{\Delta v}{nV_T}} + 1} \Rightarrow \\ &\Rightarrow \Delta i = I \frac{e^{\frac{\Delta v}{nV_T}} - 1}{e^{\frac{\Delta v}{nV_T}} + 1} \frac{e^{-\frac{\Delta v}{2nV_T}}}{e^{-\frac{\Delta v}{2nV_T}}} \Rightarrow \Delta i = I \frac{e^{\frac{\Delta v}{2nV_T}} - e^{-\frac{\Delta v}{2nV_T}}}{e^{\frac{\Delta v}{2nV_T}} + e^{-\frac{\Delta v}{2nV_T}}} \Rightarrow \\ &\Rightarrow \Delta i = I \tanh\left(\frac{\Delta v}{2nV_T}\right) \end{aligned} \tag{B.4}$$

No caso do par diferencial sem fonte de corrente, a função transferência é diferente porque não há mais a fonte de corrente relacionando as correntes dos dois transistores, Fig. B.2.

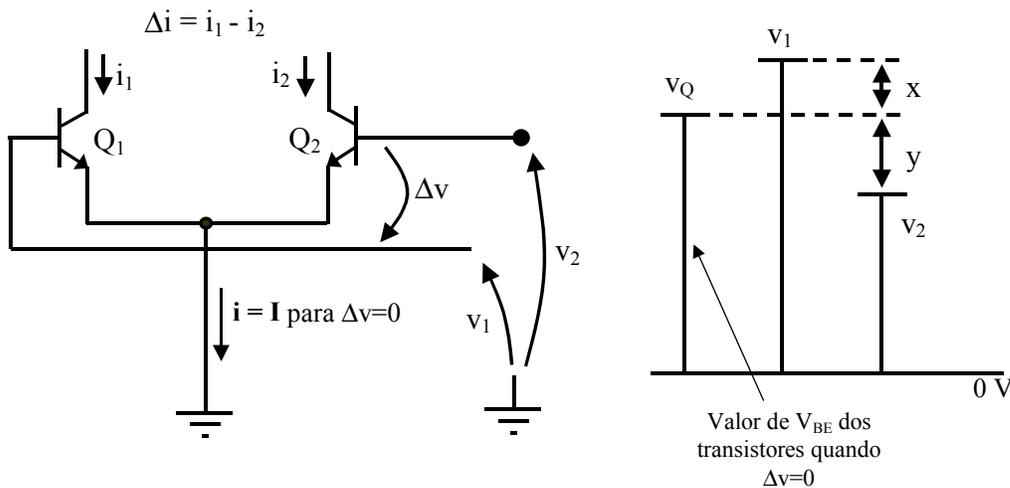


FIGURA B.2 – Par diferencial sem fonte de corrente

Da Fig. B.2 tem-se:

$$\begin{aligned} \Delta i = i_1 - i_2 &= I_s e^{\frac{v_1}{nV_T}} - I_s e^{\frac{v_2}{nV_T}} \xrightarrow{v_1=v_Q+x, v_2=v_Q-y} \Delta i = I_s e^{\frac{v_Q+x}{nV_T}} + I_s e^{\frac{v_Q-y}{nV_T}} \Rightarrow \\ &\Rightarrow \Delta i = i_1 - i_2 = I_s e^{\frac{v_Q}{nV_T}} \left[ e^{\frac{x}{nV_T}} + e^{\frac{-y}{nV_T}} \right] \Rightarrow \\ &\Rightarrow \Delta i = i_1 - i_2 = \frac{I}{2} \left[ e^{\frac{x}{nV_T}} + e^{\frac{-y}{nV_T}} \right] \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

Considerando que o sinal diferencial é resultado de um sinal aplicado na entrada do par diferencial perfeitamente balanceado ( $v_1 = v_Q + \Delta v/2$  e  $v_2 = v_Q - \Delta v/2$ ):

$$x = y = \frac{\Delta v}{2} \quad (\text{B.6})$$

Aplicando (B.6) em (B.5):

$$\begin{aligned} \Rightarrow \Delta i = i_1 - i_2 &= \frac{I}{2} \left[ e^{\frac{\Delta v}{2nV_T}} + e^{\frac{-\Delta v}{2nV_T}} \right] \Rightarrow \\ &\Rightarrow \Delta i = I \sinh\left(\frac{\Delta v}{2nV_T}\right) \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$



## Anexo C

# Metodologia da Medição do Ganho de Conversão de Tensão.

O ganho de conversão de tensão não pôde ser medido de forma direta porque os equipamentos utilizados (geradores, analisadores de espectros, etc.) trabalhavam com níveis de potência. Assim, foi necessário estabelecer uma forma indireta para determinar este ganho.

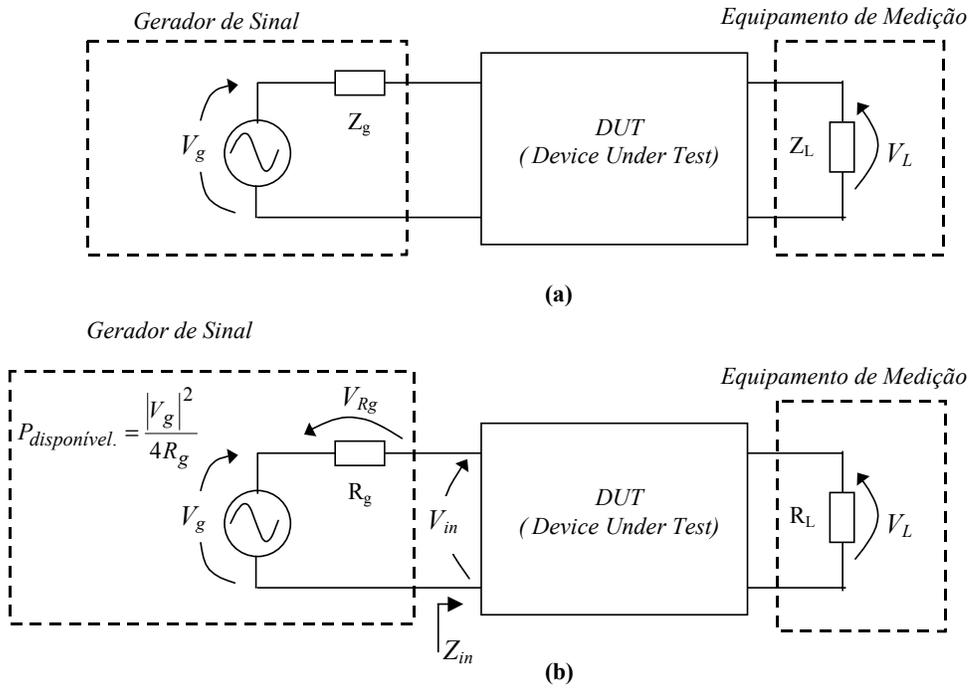
Antes, porém, faz-se necessário observar que os equipamentos de medição utilizados podem ser representados, em sua maioria, por circuitos equivalentes conforme Fig. C.1.(a). Na Fig. C.1.(a),  $Z_g$  representa a impedância interna do gerador de sinais (Ex. saída do gerador de varredura) e  $Z_L$  representa a impedância de entrada de um equipamento de medição (Ex. analisador de espectro). Tipicamente, nos equipamentos de medições utilizados, estas impedâncias características são reais e valem  $50\Omega$ . Assim, os circuitos equivalentes dos equipamentos de medições reduzem-se à representação da Fig. C.1.(b).

Na Fig. C.1.(b) também estão representadas as tensões na entrada e saída do DUT, assim, conhecendo-se os valores da potência disponível no gerador e da potência na entrada do equipamento de medição, pode-se determinar o módulo do ganho de tensão:

$$\begin{aligned}
 |Av| &= \frac{|V_L|}{|V_{in}|} = \left| \frac{V_L}{\frac{V_g}{R_g + Z_{in}} Z_{in}} \right| = \left| \frac{V_L}{V_g / 2} \right| \cdot \frac{1}{\left| \frac{2 \cdot Z_{in}}{Z_{in} + R_g} \right|} \Rightarrow \\
 \Rightarrow |Av| &= \left| \frac{V_L}{V_g / 2} \right| \cdot \frac{1}{\left| \frac{2 \cdot Z_{in}}{Z_{in} + R_g} \right|} \quad (C.1)
 \end{aligned}$$

Para  $Z_{in} = R_g$

$$|Av| = \left| \frac{V_L}{V_g / 2} \right| \tag{C.2}$$



**Figura C.1 – Esquema representativo dos equipamentos de medição com impedância genérica (a) e impedância padrão de 50 Ω (b).**

como,

$$P_L = \frac{V_L^2}{R_L} \quad \text{e} \quad P_{disponível} = \frac{V_g^2}{4R_g}$$

logo,

$$|Av| = \sqrt{\frac{P_L}{P_{disponível}} \frac{R_L}{R_g}} \xrightarrow{R_g = R_L} |Av| = \sqrt{\frac{P_L}{P_{disponível}}} \tag{C.3}$$

Para uma impedância genérica de entrada:

$$\frac{1}{\frac{2 \cdot Z_{in}}{Z_{in} + R_g}} \xrightarrow{Z_{in} = R_g \frac{1+s_{11}}{1-s_{11}}} \frac{1}{|1+s_{11}|}$$

logo,

$$\begin{aligned} |A_V| &= \left| \frac{V_L}{V_g/2} \right| \cdot \frac{1}{\frac{2 \cdot Z_{in}}{Z_{in} + R_g}} = \sqrt{\frac{P_L}{P_{disponível}}} \frac{1}{|1+s_{11}|} \Rightarrow \\ &\Rightarrow |A_V| = \sqrt{\frac{P_L}{P_{disponível}}} \frac{1}{|1+s_{11}|} \end{aligned} \quad (\text{C.4})$$

Assim, o ganho de tensão em módulo pode ser determinado de forma indireta pela medida de  $P_L$  e  $P_{disponível}$ .

No caso do misturador, foi utilizado na saída de FI um transformador para tornar  $R_L$  suficientemente alta para obter o ganho de tensão máximo do misturador, ou seja, minimizar o máximo possível a atenuação do amplificador isolador de FI.

A situação considerando o transformador pode ser representada pela Fig. C.2.

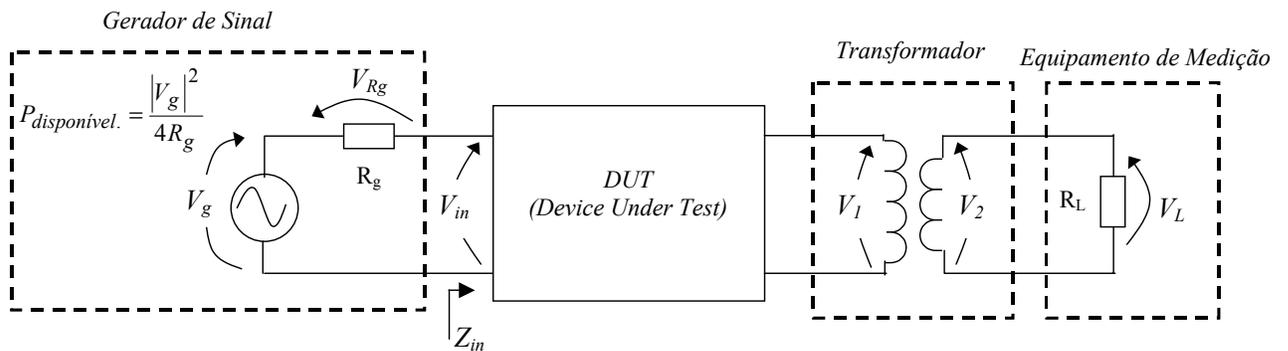


Figura C.2 – Esquema representativo dos equipamentos de medição com um transformador na saída do DUT.

Na Fig. C.2 fica claro que o ganho de tensão do DUT será:

$$A_V = \frac{V_1}{V_{in}}$$

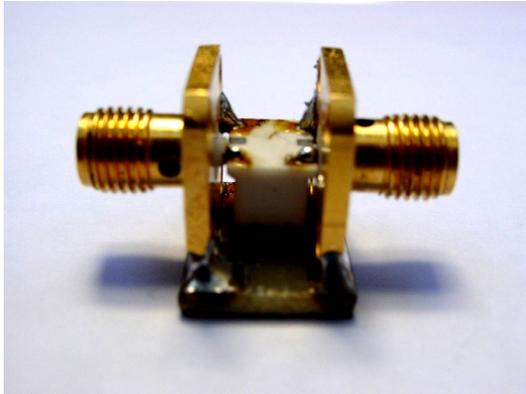
só que,

$$A_{transformador} = \frac{V_2}{V_1} \quad \therefore \quad A_V = \frac{V_2}{V_{in}} \cdot \frac{1}{A_{transformador}} \quad \Rightarrow$$

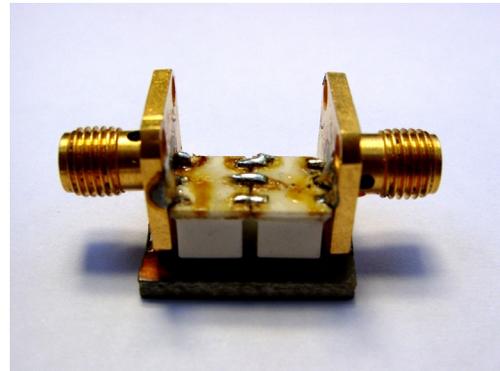
$$\Rightarrow \quad |A_V| = \frac{|V_2|}{|V_{in}|} \cdot \frac{1}{|A_{transformador}|} \quad \xrightarrow{V_2=V_L} \quad |A_V| = \frac{|V_L|}{|V_{in}|} \cdot \frac{1}{|A_{transformador}|}$$

Portanto, no caso com o transformador pode-se utilizar o mesmo procedimento de medida dado anteriormente, bastando multiplicar o resultado da medida por  $1/|A_{transformador}|$ . Esta ultima quantidade é obtida através de uma medida feita diretamente sobre o transformador.

Na Fig. C.3 são apresentadas as fotos dos transformadores utilizados nas medidas. Na Fig. C.3.(a) é utilizado um transformador com relação de transformação de impedância de 1:16 com o objetivo de elevar a impedância de  $50\Omega$  para  $800\Omega$ , enquanto na Fig. C.3.(b) são utilizados dois transformadores 1:16 conectados costa-costa para obter a relação 1:1.



(a)



(b)

**Figura C.3 – Transformador relação 1:16 (a) e arranjo com dois transformadores para obter relação 1:1 (b).**

## Anexo D

### Grampeamento Abrupto

A relação entre a corrente de dreno ( $I_D$ ) e a tensão fonte-porta ( $V_{GS}$ ) de um transistor FET, quando polarizado próximo à tensão de limiar ( $V_T$ ), deforma o sinal de saída se este excursionar abaixo de  $V_T$ . De uma maneira aproximada, a corrente de dreno do transistor apresentará o comportamento da Fig. D.1.

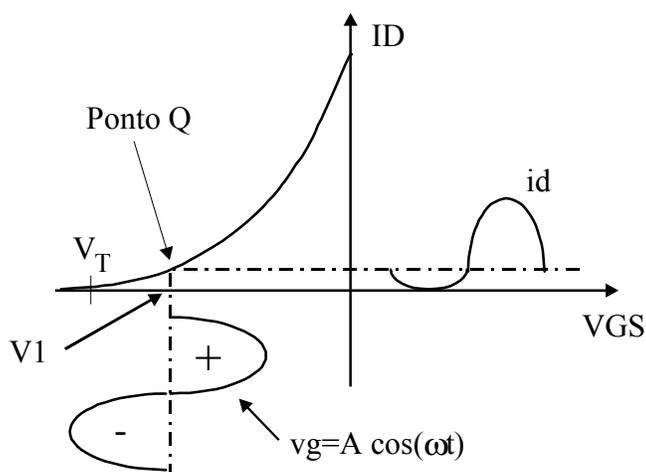


FIGURA D.1 - Variação na corrente de dreno ( $i_d$ ) devido à excursão da tensão  $v_g$ .

Nota-se, na Fig. D.1, que o semicírculo negativo de  $v_g$  produz uma corrente de dreno com um semicírculo "grampeado". Obviamente, esta é uma aproximação simples, mas auxiliará na qualificação do mecanismo responsável pela compressão em um transistor FET polarizado próximo ao  $V_T$ .

Assumindo que a corrente de saída é diretamente proporcional à tensão de entrada, pode-se imaginar que esta limitação está ocorrendo por um grampeamento do sinal de entrada. Assim, se estabelece uma relação entre o ponto de compressão de 1dB e a diferença entre a tensão quiescente de polarização ( $V_1$ ) e  $V_T$  (Fig. D.2).

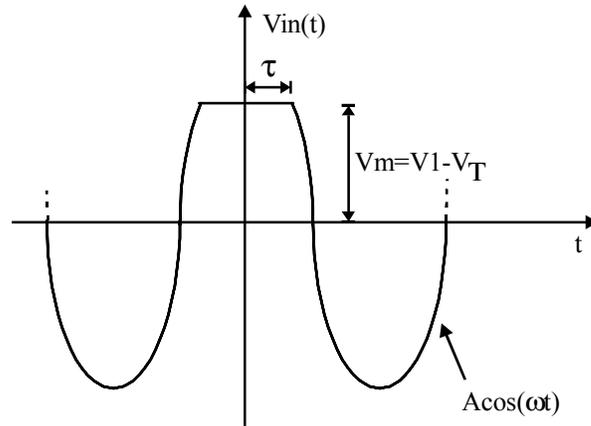


FIGURA D.2 -Grampeamento imaginário da tensão de entrada, representado o grampeamento de  $i_a$ .

O ponto de compressão é definido como sendo o valor da potência na entrada/saída no qual o ganho cai de 1dB do ganho na região linear. Isto corresponde a multiplicar o ganho de tensão na região linear por 0,8913.

Portanto, para determinar o valor de tensão de entrada que resultará na compressão do sinal de saída, basta estabelecer para qual valor de "A" a amplitude da componente fundamental do sinal da Fig. D.2 cai para 89,13%.

A componente fundamental do sinal da Fig. D.2, calculado através da série de Fourier, é dada por:

$$v_1(t) = a_1 \cos(\omega t) \quad (\text{D.1})$$

onde

$$a_1 = \frac{2}{\pi} V_m \sin(\omega \tau) + A - \frac{A}{2\pi} \sin(2\omega \tau) - \frac{A}{\pi} \arccos\left(\frac{V_m}{A}\right)$$

Assim, a relação entre as amplitudes dos sinais será:

$$\frac{a_1}{A} = \frac{2}{\pi} \frac{V_m}{A} \sin(\omega \tau) + 1 - \frac{1}{2\pi} \sin(2\omega \tau) - \frac{1}{\pi} \arccos\left(\frac{V_m}{A}\right)$$

reduzindo-se a:

$$\frac{a_1}{A} = 1 + \frac{1}{\pi} x \sqrt{1-x^2} - \frac{1}{\pi} \arccos(x), \quad \text{para } x = \cos(\omega \tau) = \frac{V_m}{A}$$

Resolvendo a equação acima para a relação 0,8913, encontra-se:

$$\frac{V_m}{A} \cong 0,6684 \Rightarrow A \cong V_m \cdot 1,496 \quad (\text{D.2})$$

## Anexo E

### Medida de Isolação

Na medida de isolação foi utilizado o arranjo da Fig. E.1. Neste arranjo é empregado um divisor de potência na entrada de RF ou de OL, conforme for a medida a ser executada  $Isolação_{RF-OL}$  ou  $Isolação_{OL-RF}$ . A razão do divisor de potência é viabilizar a medida de potência do sinal de OL/RF presente na entrada de RF/OL respectivamente.

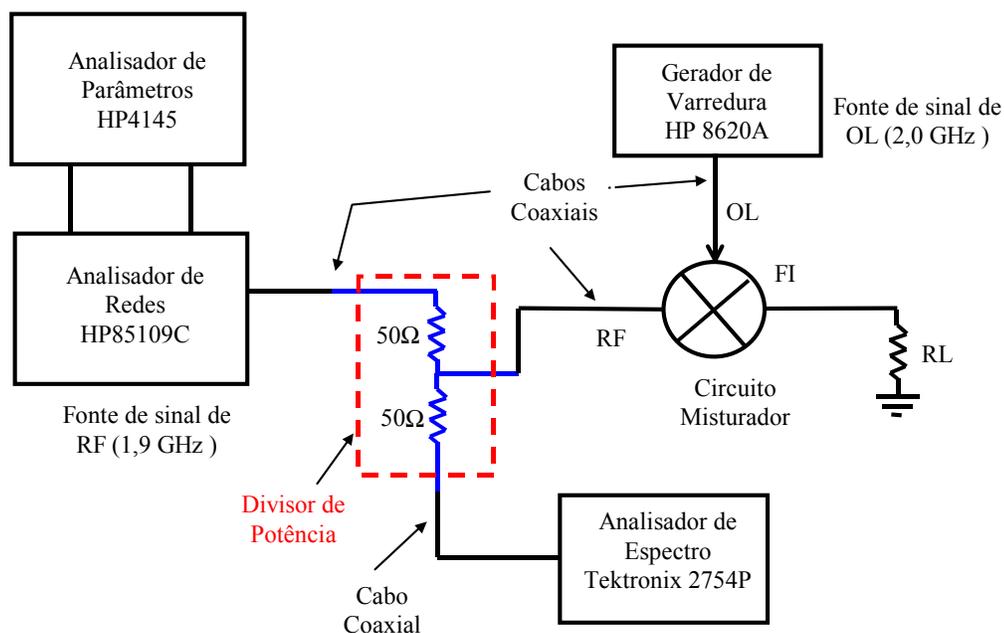


FIGURA E.1 - Sistema para medir  $Isolação_{OL-RF}$ .

Para compreender melhor a metodologia utilizada considere-se a Fig. E.2. Nesta figura, os equipamentos são substituídos pelo seu circuito equivalente visto de sua porta de entrada/saída.

Do ponto de vista do sinal de OL presente na porta de RF, ponto **P** da Fig. E.2, o circuito equivalente visto é o apresentado pela Fig. E.3. Portanto, o sinal presente na porta de RF será o valor medido pelo analisador de espectro corrigido de mais 6,02 dB.

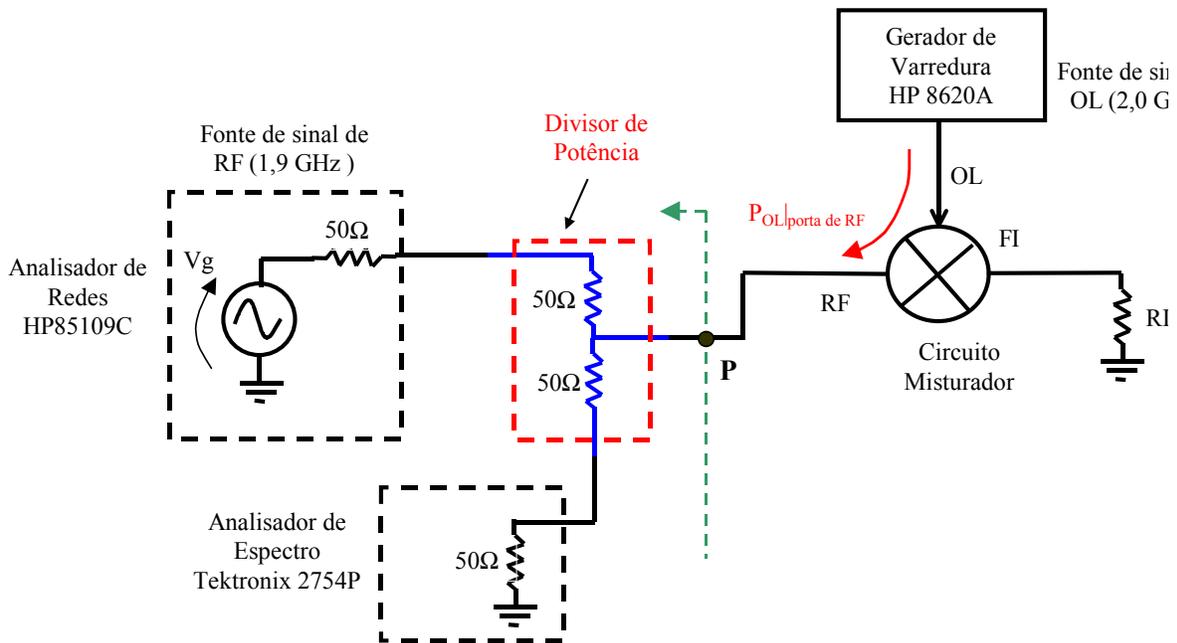


FIGURA E.2 – Circuito equivalente da fonte de sinal e do analisador de espectro vistos dos terminais do divisor de potência

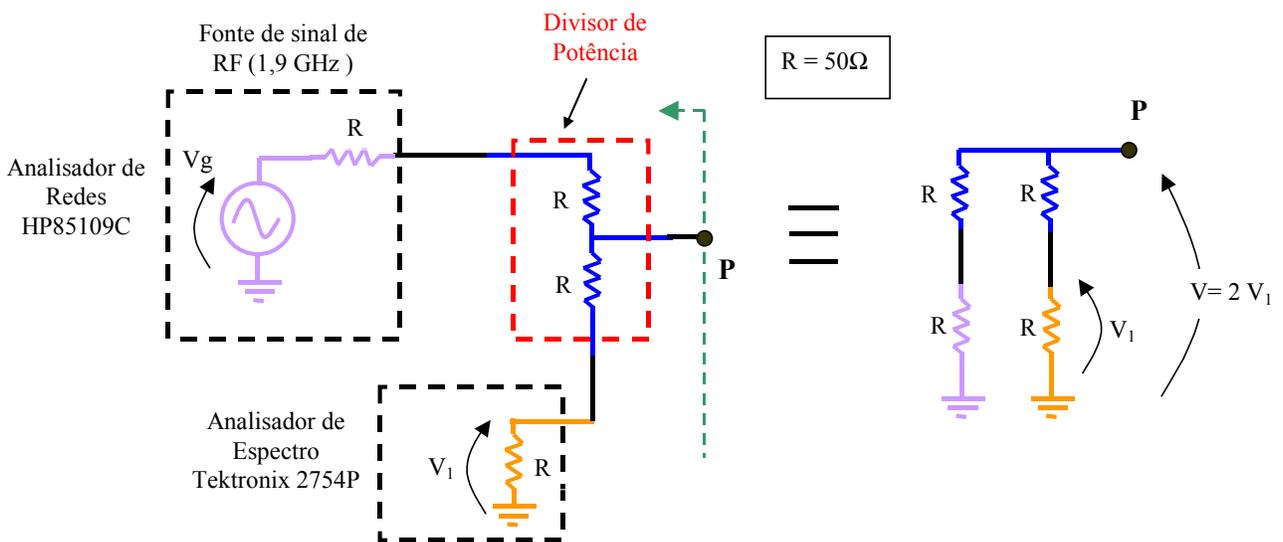


FIGURA E.3 – Circuito equivalente visto do ponto P.

Este arranjo também garante que, na entrada de RF (ponto P), haverá um circuito equivalente que corresponderá a um gerador com uma impedância interna de  $50\Omega$ , conforme mostra a Fig. E.4.

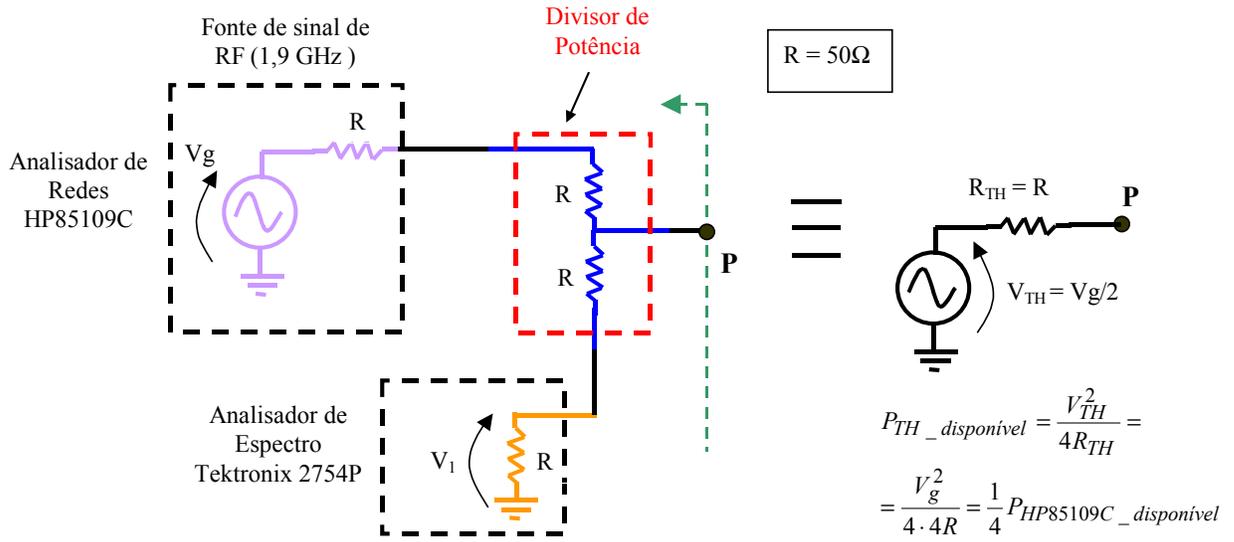


FIGURA E.4 – Equivalente de Thevenin visto do ponto P (porta de RF).

Esta metodologia também foi utilizada para combinar dois sinais de frequências diferentes na entrada de RF para a medida de IIP3. Neste caso, o analisador de espectro é substituído por um gerador de sinais.



## **Anexo F**

### **Relação de Publicações**

MARTINS, E.; BASTIDA, E. M.; SWART, J. W. “Design and performance of a Gilbert cell mixer MMICs with a GaAs PHEMT technology”. Proceedings of the 2001 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2001), vol. 1, pp. 245-248, 2001.

GOMES, M. V. G.; MARTINS, E.; BASTIDA, E. M.; SWART, J. W. “Design and measurements of a 1.9 GHz MMIC LNA with a GaAs 0.25 mm PHEMT Technology”. In: XV SBMICRO INTERNATIONAL CONFERENCE ON MICROELECTRONICS AND PACKAGING, Manaus. Proceedings of XV SBMicro International Conference on Microelectronics and Packaging. 2000.

MARTINS, E.; GOMES, M. V. G.; BASTIDA, E. M.; SWART, J. W. “Design of a LNA and a Gilbert cell mixer MMICs with a GaAs PHEMT technology”. Proceedings of the 1999 International Microwave and Optoelectronics Conference (SBMO/IEEE MTT-S, APS and LEOS – IMOC '99), vol. 1, pp. 267-270, 1999.

MARTINS, E.; AKPINAR, M. ; WOLF, I.; SWART, J. W. ; A New Thermal Model for HBT RF Circuit Simulation. In: 1997 SBMO/IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE AND OPTOELETRONICS CONFERENCE, 1997, Natal. Proceedings of 1997 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoeletronic Conference. 1997. p.526-530.

