

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Receptor Super-Regenerativo (900 MHz) Implementado em Tecnologia CMOS 0,35 μm

Autor: Matthieu Jacques André Thiébaud

Orientador: Prof. Dr. Carlos Alberto dos Reis Filho

Tese de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: **Eletrônica, Optoeletrônica e Microeletrônica.**

Banca Examinadora

Carlos Alberto dos Reis Filho, Dr. DSIF/FEEC/UNICAMP
Luiz Carlos Kretly, Dr. DMO/FEEC/UNICAMP
Saulo Finco, Dr. CenPRA
José Carlos Petoilho, Dr. Pesquisador visitante da UNICAMP

Campinas, SP
Janeiro/2006

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

T346r	<p>Thiébaut, Matthieu Jacques André</p> <p>Receptor super-regenerativo (900 MHz) implementado em tecnologia CMOS 0,35 um / Matthieu Jacques André Thiébaut. --Campinas, SP: [s.n.], 2006.</p> <p>Orientador: Carlos Alberto dos Reis Filho</p> <p>Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.</p> <p>1. Rádio – receptores e recepção. 2. Circuitos integrados. 3. Osciladores de radiofrequência. 4. Modulação digital. 5. Amplificadores de radiofrequência. 6. Radiofrequência. 7. Rádio – Ruído. I. Reis Filho, Carlos Alberto dos. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.</p>
-------	---

Título em Inglês: Super regenerative receiver (900 MHz) fabricated in 0,35 um
CMOS technology

Palavras-chave em Inglês: CMOS, Radio receivers, Microchips, RF oscillators,
Digital modulation, Radio frequency amplifiers, Radio
frequency, Radio noise

Área de concentração: Eletrônica, Optoeletrônica e Microeletrônica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Luiz Carlos Kretly e Saulo Finco

Data da defesa: 27/01/2006

Resumo

O objetivo deste trabalho é propor uma topologia de receptor adequada para atender as exigências de uma rede de sensores sem fio, onde baixo consumo e baixo custo de fabricação são fundamentais. A topologia escolhida foi a do receptor super-regenerativo realizado em tecnologia CMOS 0,35 μ m e operando em 900 MHz. O chip foi montado e testado numa placa de alumina junto com alguns componentes passivos externos (circuito tanque e adaptação de impedância) necessários para seu funcionamento.

Uma sensibilidade de -82 dBm para uma taxa de erro binário (BER) inferior a 0,1% foi obtida com um sinal modulado tudo-ou-nada (*On-Off keying*, OOK) de 64 kbits/s. O consumo deste receptor foi de 2,5 mW para uma tensão de alimentação de 2V.

Abstract

The purpose of this work is to develop a radio receiver, which is suitable for application in wireless sensor networks. Among the essential requirements for one such radio are included low power, low cost and high sensitivity. The topology of a super-regenerative receiver to operate in 900MHz was chosen, since it complies with all these requirements in addition to being appropriate for integration. Samples of the developed radio receiver were fabricated in 0,35 μ m CMOS technology. Prototypes were assembled on alumina plate using a few additional external components as an alternative to evaluate the performance of the radio without being affected by the low quality of the passives L and C used in the tuning block (tank and matching circuit).

Test results have shown that the developed receiver features sensitivity of -82 dBm for a bit error rate (BER) lower than 0,1% with an On-Off Keying modulated signal of 64 kbit/s. Measure power consumption has been 2,5 mW for a supply voltage of 2 V.

**À minha namorada, Carla C. Burgon e à meus
pais Isabelle e Emmanuel Thiebaut**

**“A sabedoria não nos é dada. É preciso descobri-la por
nós mesmos, depois de uma viagem que ninguém
nos pode poupar ou fazer por nós.”**

Marcel Proust

Agradecimentos

Ao meu orientador, Prof. Dr. Carlos Alberto dos Reis Filho, pela oportunidade de desenvolver este trabalho na Unicamp, pela sua confiança e pelo seu apoio.

Aos Sr. Clovis Cabreira, Sr. Alexander Flacker, Sra Mara Adriana Canesqui e Sra. Eliana Anete Gomes do CCS-Unicamp pela confecção da placas de alumina.

Ao Sr. Eli do Laboratório Nacional de Luz Síncrotron (LNLS) que realizou os furos nas placas de alumina.

Ao Sr. Márcio Biazoli que viabilizou a fixação e a solda dos *chips* e dos componentes na placa de alumina no CenPRA. Agradeço especialmente a Sra. Marinalva que realizou as soldas com muita paciência e habilidade.

Aos Sr. Silas Demmy Yamamoto, Sr. Gleiton Garcia e Sr. Leandro Tiago Manera do CCS-Unicamp que disponibilizaram os equipamentos para realizar as medidas do LNA.

À empresa SEST pelo apoio dado na aquisição dos componentes eletrônicos usados na placa de teste.

Aos meus amigos e colegas do laboratório Magneti-Marelli .

Agradeço à CAPES o suporte financeiro dado através da bolsa de mestrado no período de outubro de 2003 a outubro de 2005.

Agradeço à FAPESP o suporte financeiro dado através do projeto PMU-FAPESP, que viabilizou a fabricação dos circuitos integrados.

Sumário

LISTA DE FIGURAS	XIII
GLOSSÁRIO.....	XVII
LISTA DE SÍMBOLOS.....	XVIII
INTRODUÇÃO.....	1
1 CONFIGURAÇÕES DE RÁDIO RECEPTORES	5
1.1 Receptor super-heterodino	6
1.2 Receptor homodino (conversão direta).....	8
1.3 Receptor super-regenerativo	11
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA DOS BLOCOS CONSTITUINTES DO RÁDIO SUPER-REGENERATIVO	15
2.1 Amplificador de baixo ruído (LNA).....	16
2.1.1 Escolha de uma topologia adequada de LNA.....	16
2.1.2 Otimização do LNA.....	20
2.2 Oscilador super-regenerativo	29
2.2.1 Modelo e equacionamento	29
2.2.2 Solução geral da equação homogênea (resposta livre).....	32
2.2.3 Solução particular da equação completa (resposta forçada).....	32
2.2.4 Resposta a um pulso RF	35
2.2.5 Resumo dos parâmetros do receptor e suas características	40
2.2.6 Resposta a uma excitação senoidal estacionária.....	41
2.2.7 Resposta a uma modulação genérica	41
2.2.8 Fenômeno de ressaca ou ressonância múltipla	43
2.3 Detector de envoltória.....	45

3	DIMENSIONAMENTO E SIMULAÇÕES	49
3.1	Balun.....	50
3.2	Amplificador de baixo ruído (LNA).....	53
3.2.1	Dimensionamento do estágio de entrada do LNA	53
3.2.2	Ganho do LNA.....	56
3.2.3	Transistor cascode.....	59
3.2.4	Adaptação de impedância na saída do LNA	61
3.2.5	Circuito de polarização do LNA	62
3.2.6	Simulação do circuito final do LNA	66
3.2.7	<i>Layout</i> do LNA	73
3.3	Oscilador e circuito tanque externo.....	77
3.4	Detector de envoltória	79
3.5	Amplificador de saída.....	82
3.6	Simulação do receptor	84
3.7	<i>Layout</i> do receptor.....	88
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	91
4.1	Placa de teste	91
4.2	Fotomicrografias da placa de teste e do chip.....	95
4.3	Caracterização do LNA	98
4.4	Caracterização do receptor	102
4.4.1	Medidas diretas do circuito	102
4.4.2	Circuito de condicionamento do sinal.....	108
4.4.3	Medição da taxa de erro binária e da sensibilidade do receptor	109
5	CONCLUSÕES.....	115
	APÊNDICE A	117
	RUÍDO EM SISTEMAS DE RF.....	117
A.1	Função densidade de probabilidade.....	118
A.2	Densidade espectral de ruído.....	119
A.3	Ruído em sistemas de duas portas, fator de ruído	121
A.4	Fator de ruído em sistemas com estágios em cascata :	124
A.5	Otimização do fator de ruído.....	132

APÊNDICE B.....	137
RUÍDO NO TRANSISTOR MOS	137
B.1 O ruído térmico de canal.....	137
B.2 Ruído induzido no gate	139
B.3 Ruído do tipo 1/f.....	142
B.4 Ruído da resistência de gate.....	142
B.5 Otimização do fator de ruído no transistor MOS.....	147
APÊNDICE C.....	151
NÃO-LINEARIDADES EM SISTEMAS DE RF	151
C.1 Conseqüências da não-linearidade.....	151
C.2 Avaliação da não linearidade de um circuito.....	153
C.2.1 Compressão do ganho	153
C.2.2 Intermodulação.....	155
APÊNDICE D.....	159
SENSIBILIDADE DE UM RECEPTOR.....	159
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	161

Lista de figuras

<i>Figura 1-1 : Diagrama de blocos típico de um receptor super-heterodino.....</i>	<i>6</i>
<i>Figura 1-2 : Ilustração do problema da frequência imagem no receptor super-heterodino.....</i>	<i>7</i>
<i>Figura 1-3 : Diagrama de bloco típico de um receptor homodino.....</i>	<i>8</i>
<i>Figura 1-4 : Ilustração da fuga do sinal do oscilador.....</i>	<i>9</i>
<i>Figura 1-5 : Fotografia e esquemático do primeiro receptor super-regenerativo patenteado [6].</i>	<i>11</i>
<i>Figura 1-6 : Diagrama de blocos típico de um receptor super-regenerativo.....</i>	<i>12</i>
<i>Figura 1-7 : Forma de onda típica do receptor.....</i>	<i>13</i>
<i>Figura 2-1 : Quatro topologias de LNA.....</i>	<i>16</i>
<i>Figura 2-2 : Representação dos ruídos da fonte e do resistor de entrada.....</i>	<i>17</i>
<i>Figura 2-3 : Circuito do LNA e equivalente para pequenos sinais com as fontes de ruído.....</i>	<i>21</i>
<i>Figura 2-4 : Circuito do LNA modificado e circuito equivalente para pequenos sinais com as fontes de ruído.....</i>	<i>24</i>
<i>Figura 2-5 : Variação do fator de ruído com a frequência para várias dissipações de potência.....</i>	<i>28</i>
<i>Figura 2-6 : Circuito do oscilador.....</i>	<i>29</i>
<i>Figura 2-7 : Curvas da função de atenuação $\omega_D(t)$, da sensibilidade $s(t)$ e da envoltória $p(t)$ da saída do oscilador.....</i>	<i>35</i>
<i>Figura 2-8 : Envoltória do pulso normalizado.....</i>	<i>36</i>
<i>Figura 2-9 : Envoltória de saída para três valores de coeficiente de ressaca h.....</i>	<i>44</i>
<i>Figura 2-10 : Circuito do detector de envoltória.....</i>	<i>45</i>
<i>Figura 3-1 : Esquemático do receptor super-regenerativo.....</i>	<i>50</i>
<i>Figura 3-2 : Balun Marchand e Marchand modificado.....</i>	<i>51</i>
<i>Figura 3-3 : Dimensões do balun projetado.....</i>	<i>52</i>
<i>Figura 3-4 : Simulações do balun projetado: S_{11}-S_{22}-S_{33} para verificar casamento de impedâncias, defasagem entre saída 2 e 3, e acoplamento de 1 a 2, e 1 a 3 (S_{13} e S_{12}).....</i>	<i>52</i>
<i>Figura 3-5 : Estrutura do balun : desenho e fotografia.....</i>	<i>53</i>
<i>Figura 3-6 : LNA com circuito ressonante na saída.....</i>	<i>56</i>
<i>Figura 3-7 : Transistor degenerado e modelo pequenos sinais para cálculo da transcondutância do LNA.....</i>	<i>57</i>
<i>Figura 3-8 : O efeito Miller.....</i>	<i>59</i>
<i>Figura 3-9 : Circuito de ressonância do LNA com carga resistiva R_I.....</i>	<i>61</i>
<i>Figura 3-10 : Divisor capacitivo.....</i>	<i>61</i>
<i>Figura 3-11 : Polarização do LNA com fonte de corrente de referência.....</i>	<i>62</i>
<i>Figura 3-12 : Implementação da fonte de corrente de referência com resistor.....</i>	<i>63</i>
<i>Figura 3-13 : Circuito para gerar uma corrente de referência independente da alimentação... ..</i>	<i>64</i>
<i>Figura 3-14 : Diagrama esquemático dos dois circuitos de polarização e simulação comparativa das tensões geradas em função do VDD.....</i>	<i>65</i>
<i>Figura 3-15 : Diagrama esquemático completo do LNA projetado.....</i>	<i>66</i>
<i>Figura 3-16 : Simulação dos parâmetros S_{11} e S_{22}.....</i>	<i>67</i>

<i>Figura 3-17 : Simulação dos parâmetros S21 e S12.</i>	67
<i>Figura 3-18: Simulação do fator de estabilidade e do parâmetro Δ.</i>	68
<i>Figura 3-19 : Simulação do fator de ruído e fator de ruído mínimo.</i>	69
<i>Figura 3-20 : Círculos de ganho constante e de fator de ruído constante na carta de Smith.</i>	69
<i>Figura 3-21 : Simulação da compressão de ganho.</i>	70
<i>Figura 3-22 : Simulação do produto de intermodulação de terceira ordem IM3.</i>	71
<i>Figura 3-23 : Resumo das figuras de mérito simuladas do LNA projetado.</i>	71
<i>Figura 3-24 : Dimensões e valores dos componentes do LNA.</i>	72
<i>Figura 3-25 : Acoplamento capacitivo de um pad comum com a resistência de substrato.</i>	73
<i>Figura 3-26 : Pad de RF com blindagem de metal 1.</i>	74
<i>Figura 3-27 : Pad de RF com estrutura DI (depleção-isolação)</i>	75
<i>Figura 3-28 : Layout completo do LNA.</i>	75
<i>Figura 3-29 : Layout dos transistores M1-M2 e do capacitor adicional.</i>	76
<i>Figura 3-30 : Layout de um indutor espiral (9 nH).</i>	76
<i>Figura 3-31 : Esquemático do oscilador.</i>	77
<i>Figura 3-32 : Diagrama esquemático do detector.</i>	79
<i>Figura 3-33 : Simulação da tensão de saída gerada pelo detector em função da amplitude da oscilação de entrada V_E e curva do modelo proposto.</i>	79
<i>Figura 3-34 : Simulação no tempo do detector com uma oscilação de envoltória quadrada.</i>	80
<i>Figura 3-35 : Diagrama esquemático do OTA.</i>	82
<i>Figura 3-36 : Simulação DC da tensão de saída do OTA em função da tensão de entrada.</i>	83
<i>Figura 3-37 : Simulação no tempo do OTA (curvas de tensão de entrada e de saída).</i>	83
<i>Figura 3-38 : Oscilações simuladas do receptor com corrente de quench senoidal.</i>	84
<i>Figura 3-39 : Simulação paramétrica mostrando as envoltórias das oscilações obtidas a partir de vários valores de amplitude do sinal RF de entrada.</i>	85
<i>Figura 3-40 : Simulação paramétrica mostrando as envoltórias das oscilações obtidas a partir de vários valores de frequência do sinal RF de entrada.</i>	86
<i>Figura 3-41 : Simulação do receptor para um sinal RF de entrada modulado OOK. O sinal VINRF é o sinal de RF aplicado, o sinal OUT1 é a saída do oscilador e o sinal S2 é a saída do OTA após o detector de envoltória.</i>	87
<i>Figura 3-42 : Layout completo do receptor.</i>	88
<i>Figura 3-43 : Layout detalhado do receptor sem os pads e indutores.</i>	89
<i>Figura 4-1 : Estrutura de uma linha de transmissão micro-fita.</i>	91
<i>Figura 4-2 : Layout da placa de teste.</i>	92
<i>Figura 4-3 : Fotografia da placa de teste fabricada.</i>	93
<i>Figura 4-4 : Fotomicrografia do circuito do receptor montado na placa de teste com seus componentes externos.</i>	95
<i>Figura 4-5 : Fotomicrografia do chip fabricado. A parte superior contem o circuito do receptor e a parte inferior o circuito do LNA.</i>	95
<i>Figura 4-6 : Fotomicrografias mostrando detalhes dos circuitos montados na placa de teste.</i>	96
<i>Figura 4-7 : Fotomicrografias mostrando detalhes do chip fabricado.</i>	97
<i>Figura 4-8 : Setup da caracterização do LNA (placa de teste conectado ao analisador de rede)</i>	98
<i>Figura 4-9 : Fotografia da tela do analisador mostrando a medida do parâmetro S11.</i>	98
<i>Figura 4-10 : Fotografia da tela do analisador mostrando a medida do parâmetro S22.</i>	99
<i>Figura 4-11 : Fotografia da tela do analisador mostrando a medida do parâmetro S12 (esq.) e S21(dir)</i>	100
<i>Figura 4-12 : Desenho e fotomicrografia da colocação do capacitor de bypass.</i>	101

<i>Figura 4-13 : Fotografia do setup da caracterização do receptor.</i>	102
<i>Figura 4-14 : Captura de tela do osciloscópio mostrando o sinal de modulação, o sinal de quench e a saída do receptor.</i>	103
<i>Figura 4-15 : Captura de tela do osciloscópio mostrando a envoltória das oscilações na saída do receptor.</i>	103
<i>Figura 4-16 : Captura de tela do osciloscópio mostrando a saída do receptor para um sinal de RF modulado por uma rampa.</i>	104
<i>Figura 4-17 : Levantamento da amplitude de saída do receptor em função da amplitude do sinal de RF de entrada para várias frequências de quench.</i>	105
<i>Figura 4-18 : Levantamento da amplitude de saída do receptor em função da frequência do sinal RF de entrada para várias frequências de quench.</i>	106
<i>Figura 4-19 : Captura de tela do osciloscópio mostrando a saída do receptor para um sinal de RF modulado por um sinal quadrado de 200 kHz.</i>	107
<i>Figura 4-20 : Circuito de condicionamento do sinal de saída e formas de ondas.</i>	108
<i>Figura 4-21 : Captura de tela do osciloscópio mostrando a saída do receptor antes e depois do circuito de condicionamento para um sinal de RF modulado OOK.</i>	109
<i>Figura 4-22 : Fotografias do setup da medida de taxa de erro.</i>	110
<i>Figura 4-23 : Levantamento das taxas de erro em função da potência do emissor (em dBm) para 5 distâncias diferentes entre o emissor e o receptor.</i>	111
<i>Figura 4-24 : Ampliação do gráfico anterior perto da taxa de $BER=10^{-3}$.</i>	111
<i>Figura 4-25 : Levantamento da taxa de erro em função da potência do sinal de entrada do receptor.</i>	112
<i>Figura 4-26 : Distribuição do consumo em corrente no receptor (em μA).</i>	113
<i>Figura A-1 : Função de probabilidade e densidade de probabilidade de um ruído gaussiano.</i>	118
<i>Figura A-2 : Medição da densidade espectral de ruído.</i>	119
<i>Figura A-3 : Potência num intervalo de frequência [f1 f2] .</i>	120
<i>Figura A-4 : Sistema linear e densidade espectral.</i>	121
<i>Figura A-5 : Modelo do ruído de um sistema quatro terminais.</i>	121
<i>Figura A-6 : Exemplo de ruído no transistor e ruído equivalente na entrada.</i>	122
<i>Figura A-7 : Sistema de quatro terminais com fontes de ruído na entrada.</i>	123
<i>Figura A-8 : Sistemas quatro terminais em cascata.</i>	124
<i>Figura A-9 : Circuitos mostrando o cálculo do ruído equivalente na entrada.</i>	125
<i>Figura A-10 : Sistemas quatro terminais com ruído total equivalente na entrada.</i>	125
<i>Figura A-11 : Circuito para cálculo do fator de ruído do sistema em cascata.</i>	125
<i>Figura A-12 : Exemplo de circuito passivo ruidoso.</i>	127
<i>Figura A-13 : Equivalente de Thèvenin do circuito.</i>	128
<i>Figura A-14 : Circuitos para calculo do ruído na saída (total e causado pela fonte).</i>	128
<i>Figura A-15 : Exemplo de sistema em cascata para calculo do fator de ruído total</i>	129
<i>Figura A-16 : Exemplo de sistema RF para calculo do fator de ruído.</i>	130
<i>Figura A-17 : Gráfico de contribuição dos blocos para o ganho e fator de ruído.</i>	131
<i>Figura A-18 : Modelo do ruído num sistema quatro terminais (ruídos na entrada).</i>	132
<i>Figura A-19 : Modelo com corrente de ruído na entrada e na saída.</i>	132
<i>Figura A-20 : Modelo para calcular fator de ruído.</i>	133
<i>Figura A-21 : Círculos de fator de ruído constante.</i>	136
<i>Figura B-1 : Ruído térmico de canal no transistor MOS.</i>	137
<i>Figura B-2 : Variação do parâmetro γ com V_{gs}.</i>	138
<i>Figura B-3 : Variação do ruído de canal com V_{gs} para vários comprimentos L de canal.</i>	138

<i>Figura B-4 : Ruído induzido de gate no transistor MOS.....</i>	<i>139</i>
<i>Figura B-5 : Variação do ruído induzido de gate com a frequência.....</i>	<i>140</i>
<i>Figura B-6 : Variação do parâmetro β com V_{gs}.....</i>	<i>140</i>
<i>Figura B-7 : Variação do coeficiente de correlação C com a frequência.</i>	<i>141</i>
<i>Figura B-8 : Ruído $1/f$ no transistor MOS.....</i>	<i>142</i>
<i>Figura B-9 : Transistor de gate único e transistor equivalente de gate duplo.....</i>	<i>143</i>
<i>Figura B-10 : Modelo da distribuição do ruído ao longo do gate.</i>	<i>143</i>
<i>Figura B-11 : Estrutura de um transistor MOS de gate múltiplo.....</i>	<i>146</i>
<i>Figura B-12 : Ruído associado à resistência de gate.....</i>	<i>146</i>
<i>Figura B-13 : Circuito equivalente para pequenos sinais do transistor MOS com as suas fontes de ruído.</i>	<i>147</i>
<i>Figura C-1 : Gráfico mostrando a compressão do ganho.....</i>	<i>154</i>
<i>Figura C-2 : Intermodulação IM3 gerada por um sistema não linear a partir de dois sinais de entrada de frequências vizinhas ω_1 e ω_2.....</i>	<i>156</i>
<i>Figura C-3 : Corrupção do canal desejado pelo produto de intermodulação de 2 interferências.</i>	<i>156</i>
<i>Figura C-4 : Fundamental e IM3 em função da amplitude de entrada A.</i>	<i>157</i>
<i>Figura C-5 : Cálculo gráfico do IIP3.....</i>	<i>157</i>
<i>Figura D-1 : Razão sinal-ruído de entrada mínima.</i>	<i>159</i>

Glossário

AM	-	Modulação em amplitude
ASK	-	Modulação digital em amplitude (do inglês Amplitude <i>Shift Keying</i>)
<i>Balun</i>	-	Circuito transformando um sinal unilateral num sinal diferencial (do inglês <i>Balanced-Unbalanced</i>)
BER	-	Taxa de erro binário, do inglês <i>Bit Error Rate</i>
<i>Chip</i>	-	Circuito integrado
C	-	Identificador de capacitores
CMOS	-	Tecnologia de transistores MOS complementares
Dreno	-	Terminal de dreno de transistores MOS
IF	-	Frequência intermediária
FM	-	Modulação em frequência
FSK	-	Modulação digital em frequência (do inglês <i>Frequency Shift Keying</i>)
<i>Gate</i>	-	Terminal de porta de transistores MOS
LNA	-	Amplificador de baixo ruído, do inglês <i>Low Noise Amplifier</i>
MOS	-	Sigla para metal-óxido-semicondutor
OOK	-	Sigla (em inglês) para <i>ON OFF Keying</i> , modulação tudo ou nada
OTA	-	Amplificador de transcondutância, do inglês <i>Operational Transconductance Amplifier</i>
Q	-	Fator de qualidade
<i>Quench</i>	-	Sinal de controle da atenuação do oscilador
R	-	Identificador de resistores
RF	-	Radiofrequência
<i>Setup</i>	-	Montagem de um experimento
SNR	-	Razão sinal ruído
SNIM	-	Sigla (em inglês) para <i>Simultaneous Noise and Input Matching</i> , casamento simultâneo de impedância e de ruído
<i>Source</i>	-	Terminal de fonte de transistores MOS

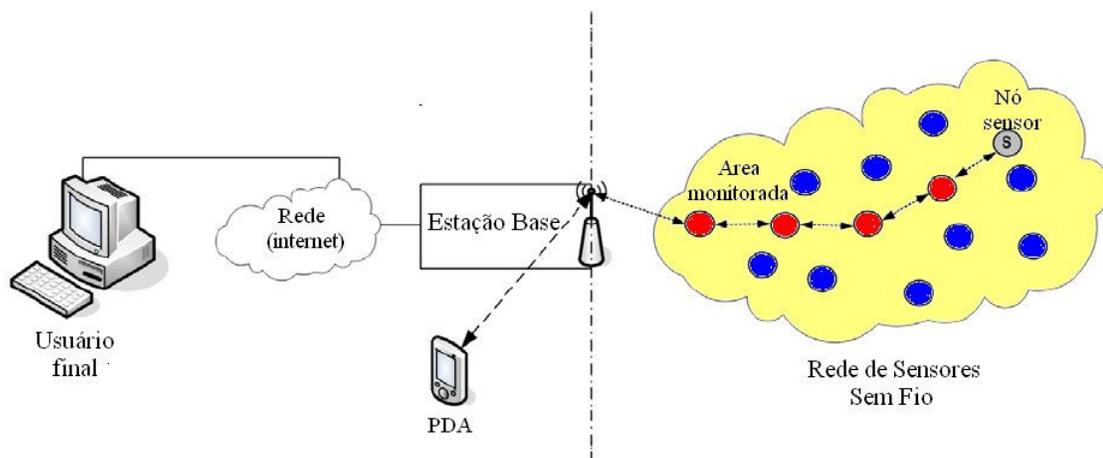
Lista de símbolos

γ	-	Coeficiente de ruído térmico de dreno
δ	-	Coeficiente de ruído induzido de gate
ϵ_r	-	Permissividade relativa
λ	-	Comprimento de onda
μ_n	-	Mobilidade efetiva de transistores MOS de canal N
ω_T	-	Frequência de corte de transistores MOS
C_{OX}	-	Capacitância por unidade de área de gate de transistores MOS
g_{d0}	-	Condutância dreno-source do transistor para $V_{DS}=0$
g_m	-	Transcondutância de transistor MOS
I_D	-	Corrente de dreno de transistores MOS
IIP3	-	Terceiro ponto de intercessão
k	-	Constante de Boltzmann
L	-	Comprimento do canal de transistores MOS
NF	-	Figura de ruído
P_{-1dB}	-	Ponto de compressão do ganho de 1 dB
S11	-	Parâmetro S: coeficiente de reflexão no terminal 1 (terminal 2 casado)
S21	-	Parâmetro S: ganho em tensão entre terminal 1 e 2 (terminal 2 casado)
S22	-	Parâmetro S: coeficiente de reflexão no terminal 2 (terminal 1 casado)
S12	-	Parâmetro S: ganho em tensão entre terminal 2 e 1 (terminal 1 casado)
V_{DD}	-	Tensão de alimentação
V_{GS}	-	Tensão entre gate e source de transistores MOS
V_t	-	Tensão térmica - $V_t = \frac{kT}{q}$
V_{th}	-	Tensão de limiar de transistores MOS
W	-	Largura do canal de transistores MOS

Introdução

Graças à evolução tecnológica em diversas áreas, as conquistas em comunicação sem fios, na microeletrônica e nos sistemas micro-eletromecânicos, estão viabilizando o surgimento de redes de sensores sem fios (RSSF) que por sua vez apontam para a ocorrência de uma onda de novas oportunidades nas mais diversas áreas de atuação do homem.

Estas redes são formadas por nós sensores, havendo, pelos menos, um ponto de comunicação denominado estação base. Os nós sensores incorporam sensores que monitoram o ambiente de acordo com a aplicação, e um rádio para a comunicação com a estação base ou com outros nós sensores. Em princípio, o objetivo destas redes é coletar informações do ambiente. Os nós sensores podem ser instalados em uma área que se deseja monitorar. Quando em operação, estes nós acordam, se testam, estabelecem uma comunicação dinâmica entre eles, compondo uma rede *ad-hoc* (Rede de Sensores Sem Fio usualmente não possuem infra-estrutura preestabelecida, como redes de celulares ou redes locais sem fio). A estação base age como meio de comunicação entre a rede de sensores e o usuário final. Os nós sensores usualmente não possuem um canal de comunicação direto com a estação base, havendo portanto a necessidade de nós intermediários que constroem o caminho de ligação entre os pontos extremos no envio de uma mensagem (comunicação multihop) :



São praticamente ilimitadas as aplicações para as redes de sensores sem fios. Dentre elas, a mais evidente é a medição de condições ambientais, como temperatura, pressão, umidade e condições do clima ou do solo.

As RSSF possuem recursos limitados, sendo a energia o mais importante deles. Cada nó sensor possui uma bateria com capacidade limitada. É praticamente inviável recarregar manualmente todas as baterias, uma vez que as RSSF podem ser compostas por milhares de nós sensores e, além disso, elas podem estar em locais inacessíveis. Dessa forma, o principal foco no projeto de RSSFs, do hardware aos protocolos de redes, é o uso eficiente de energia. Os nós-sensores devem cooperar entre si de modo a transportar os dados de uma forma eficiente quanto ao gasto de energia. É na comunicação onde ocorre o maior dispêndio de energia. Assim, deve-se também explorar algoritmos adaptativos locais, que não se baseiem em interação ou informação global, evitando o gasto de energia com o tratamento de uma carga muito grande de informação. Os nós devem se adaptar automaticamente ao ambiente, podendo permanecer “adormecidos”, quando não forem necessários, para poupar energia. No momento em que se tornam operacionais ou ativos, devem se auto organizar, principalmente no caso de perda (ou destruição) de algum deles ou no caso de novos sensores serem adicionados à rede. Tudo isso deve ser gerenciado com extremo cuidado para que não se gaste energia desnecessária. Algumas técnicas utilizadas para a redução do consumo de energia nos nós são: formação de *clusters* de sensores, redução da carga computacional no sensor, protocolos eficientes, circuitos de baixo consumo, adormecimento de nós inativos e produção local de energia (com transdutores piezelétricos, células solares, campos magnéticos, etc).

Uma das tecnologias mais recentes que permite o gerenciamento e controle desses dispositivos é o padrão *ZigBee* [1], também conhecido como *HomeRF Lite* e que corresponde ao padrão IEEE 802.15.4, homologado em maio de 2003. O padrão *ZigBee* foi desenvolvido para se tornar uma alternativa de comunicação em redes que não necessitem de soluções mais complexas para seu controle, barateando assim os custos com a aquisição, instalação de equipamentos, manutenção e mão de obra. Trata-se de uma tecnologia relativamente simples, que utiliza um protocolo de pacotes de dados com características específicas, sendo projetado para oferecer flexibilidade quanto aos tipos de dispositivos que pode controlar.

ZigBee Alliance, que desenvolve o padrão *ZigBee* junto ao IEEE, é uma associação que conta com mais de 45 empresas, que trabalham em conjunto para desenvolver um padrão capaz de possibilitar um controle seguro, de baixo custo e de baixa potência em redes sem fios.

Os dispositivos baseados na tecnologia *ZigBee* operam na faixa ISM que não requer licença para

funcionamento, incluindo as faixas de 2,4GHz (Global), 915Mhz (América) e 868Mhz (Europa) e com taxas de transferência de dados de 250kbps em 2,4GHz, 40kbps em 915Mhz e 20kbps em 868Mhz.

O padrão oferece atualmente interfaces com velocidades de conexão compreendidas entre 10Kbps e 115Kbps e com um alcance de transmissão entre 10m e 100m, dependendo diretamente da potência dos equipamentos e de características ambientais (obstáculos físicos, interferência eletromagnética, etc). Quanto ao problema de alimentação dos dispositivos, os módulos de controle dotados com esta nova tecnologia podem ser alimentados até mesmo por baterias (pilhas) comuns, sendo que sua vida útil está relacionada diretamente com a capacidade da bateria e a aplicação a que se destina. Nesse aspecto, o protocolo *ZigBee* foi projetado para suportar aplicações com o mínimo de consumo (com pilhas comuns, um dispositivo pode funcionar até 6 meses).

Nesta dissertação, é proposta uma solução para a camada física de uma rede de sensores. A solução escolhida foi um receptor super-regenerativo, que foi estudado, projetado e testado para averiguar se suas características permitem seu uso neste tipo de rede.

No primeiro capítulo, é feita uma descrição sucinta de três topologias de rádio receptores, estudando as suas vantagens e inconvenientes. No capítulo 2, são estudados exhaustivamente os fundamentos teóricos dos blocos constituintes de um receptor super-regenerativo. O capítulo 3 apresenta o projeto e as simulações dos diferentes blocos utilizados no receptor. Finalmente o ultimo capítulo traz os resultados experimentais obtidos a partir dos circuitos fabricados.

Capítulo 1

Configurações de rádio receptores

Neste capítulo é feita uma descrição sucinta das principais configurações de receptores de rádio. Considerando-se que uma das metas deste trabalho é a identificação de uma configuração de rádio receptor apropriada à implementação dos nós de uma rede de sensores sem fios de sensores, duas características de operação são essenciais: adequação à transmissão de sinais digitais e consumo de energia. Além disto, são fatores importantes a simplicidade da implementação e a integrabilidade dos componentes.

O ambiente espectral dentro do qual evolui um sistema de comunicação sem-fio é muito complexo. Por exemplo, no caso da norma GSM, os sinais são modulados numa frequência próxima de 900 MHz e cada canal possui uma banda de apenas 200 kHz de largura. Assim, é praticamente impossível a seleção do canal desejado por filtragem direta pois para isto, é necessário usar um filtro de entrada com fator de qualidade superior a 5000. Além disso, o filtro deveria ser ajustável em função do canal. Para resolver esse problema, é necessário deslocar a frequência de operação para uma frequência mais baixa (chamada frequência intermediária FI) ou diretamente para a banda-base, em torno da frequência zero. A primeira solução faz referência ao receptor super-heterodino e a segunda ao receptor homodino. Uma breve discussão destes dois tipos de receptores é apresentada a seguir, enfatizando suas vantagens e inconvenientes. Feitas as devidas comparações, um receptor alternativo, chamado super-regenerativo, é apresentado.

1.1 Receptor super-heterodino

Num receptor super-heterodino [2], o sinal de RF recebido pela antena é aplicado num filtro passa-banda, que rejeita os sinais que estão fora da banda de frequência de interesse. Ao mesmo tempo, este filtro deve assegurar o casamento de impedâncias entre a antena e o amplificador RF de entrada (LNA):

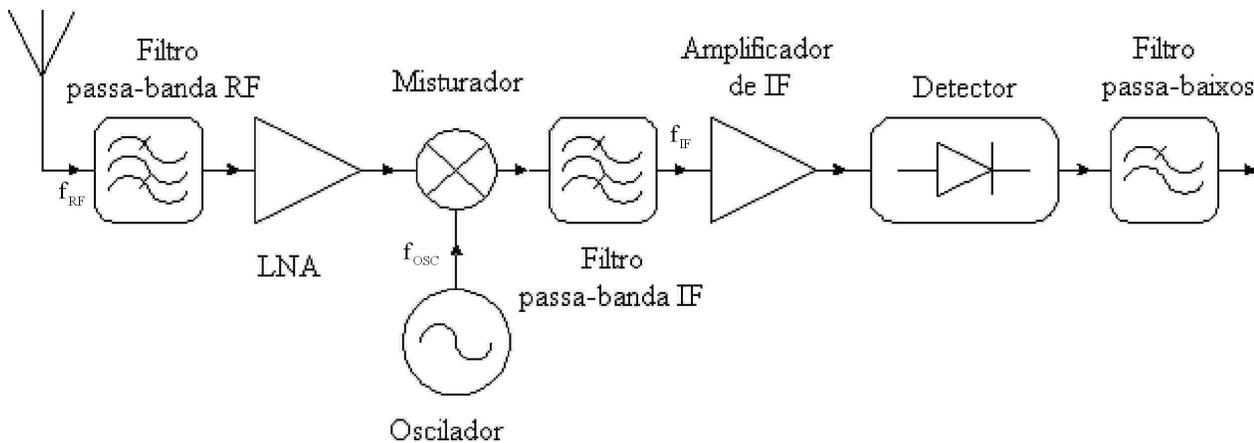


Figura 1-1 : Diagrama de blocos típico de um receptor super-heterodino.

A função do amplificador LNA, como um dos elementos que constituem um receptor super-heterodino, cujo diagrama de blocos é mostrado na figura 1-1, é aumentar a sensibilidade do receptor. O bloco seguinte, chamado misturador, multiplica o sinal RF amplificado de frequência f_{RF} com o sinal do oscilador local de frequência f_{OSC} . A equação seguinte mostra o resultado da multiplicação dos sinais, evidenciando a nova distribuição espectral dos sinais envolvidos:

$$A \cos(\omega_{OSC} \cdot t) \times B \cos(\omega_{RF} \cdot t) = \frac{AB}{2} [\cos(\omega_{RF} - \omega_{OSC})t - \cos(\omega_{RF} + \omega_{OSC})t] \quad (1.1)$$

Ou seja, através deste mecanismo, a faixa de frequências do sinal de entrada é deslocada para uma região bem determinada, chamada FI. A recuperação do sinal de entrada, ou sintonia, é feita através de um filtro passa-banda muito seletivo centrado na frequência intermediária FI. Este filtro permite manter apenas o produto de modulação de segunda ordem de frequência f_{IF} que é igual a $f_{RF} - f_{OSC}$.

Um problema dessa arquitetura é a frequência imagem $f_{\text{image}} = 2f_{\text{OSC}} - f_{\text{RF}}$:

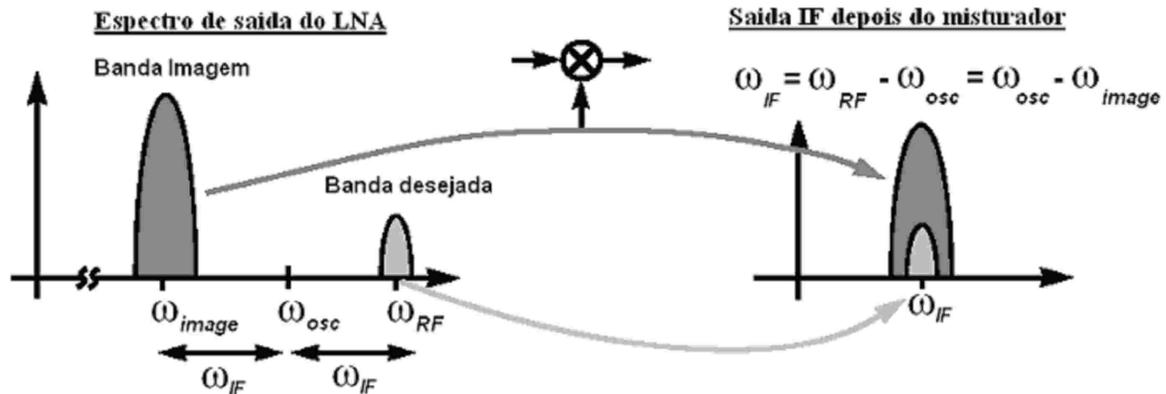


Figura 1-2 : Ilustração do problema da frequência imagem no receptor super-heterodino.

Um dos propósitos do filtro RF passa-banda de entrada é rejeitar os sinais desta frequência. Sem o filtro, sinais parasitas nessa frequência f_{image} poderiam ser aplicados no misturador e nesse caso gerar na saída um produto de modulação de segunda-ordem de frequência igual a f_{IF} . Dessa maneira, o sinal parasita de frequência f_{image} e o sinal de interesse f_{RF} não seriam distinguíveis na saída do misturador. A escolha da frequência intermediária f_{IF} resulta de um compromisso entre a seletividade do canal e a rejeição de f_{image} . Portanto, os blocos constituídos pelo misturador, o oscilador local e o filtro de IF permitem deslocar o espectro de um sinal modulado RF para frequências mais baixas centradas em f_{IF} , tornando mais fácil a operação de demodulação.

Para um sinal de interesse f_{RF} , o ajuste é feito através da frequência do oscilador local f_{OSC} , tendo em vista que para um valor dado de f_{OSC} resulta apenas um valor de f_{RF} que é $f_{\text{IF}} = f_{\text{RF}} - f_{\text{OSC}}$. Assim, apenas o espectro do sinal modulado RF centrado nessa frequência f_{RF} será deslocado para a banda centrada em f_{IF} . A saída do filtro de FI é amplificada antes de ser aplicada ao detector e ao filtro passa-baixos.

O filtro RF de entrada é um componente chave do receptor super-heterodino. Suas especificações são bastante exigentes: fator de qualidade entre 50 e 100, ordem elevada e frequência central ajustável (o fator de qualidade é igual à frequência central do filtro dividido pela largura de banda). Levando-se em conta que o consumo de um filtro integrado de tempo contínuo é proporcional a Q^2 [3], no caso de Q superior a 50, o consumo de tal filtro não é compatível com os requisitos de um receptor de baixo consumo. Este é o principal motivo pelo qual o filtro passa-banda de

entrada não é integrado na maioria dos casos. Em vez disto, são implementados filtros passivos LC. Pelo mesmo motivo o filtro passa-banda de FI é geralmente externo e realizado com filtros SAW (*Surface Acoustic Wave*).

Para concluir, este tipo de receptor permite atingir uma grande seletividade, uma grande sensibilidade (até -120 dBm) e é compatível com diferentes tipos de demodulação. Pelo grau de complexidade elevado e o grande número de nós RF, o consumo desse tipo de receptor é maior que o consumo dos outros dois tipos de receptores que serão abordados a seguir. O receptor super-heterodino não é adequado para uma integração completa. Essa estrutura é mais adequada para aplicações GSM onde seletividade e sensibilidade são os critérios mais críticos.

1.2 Receptor homodino (conversão direta)

O diagrama de blocos do receptor de conversão-direta [4] é apresentado na figura abaixo:

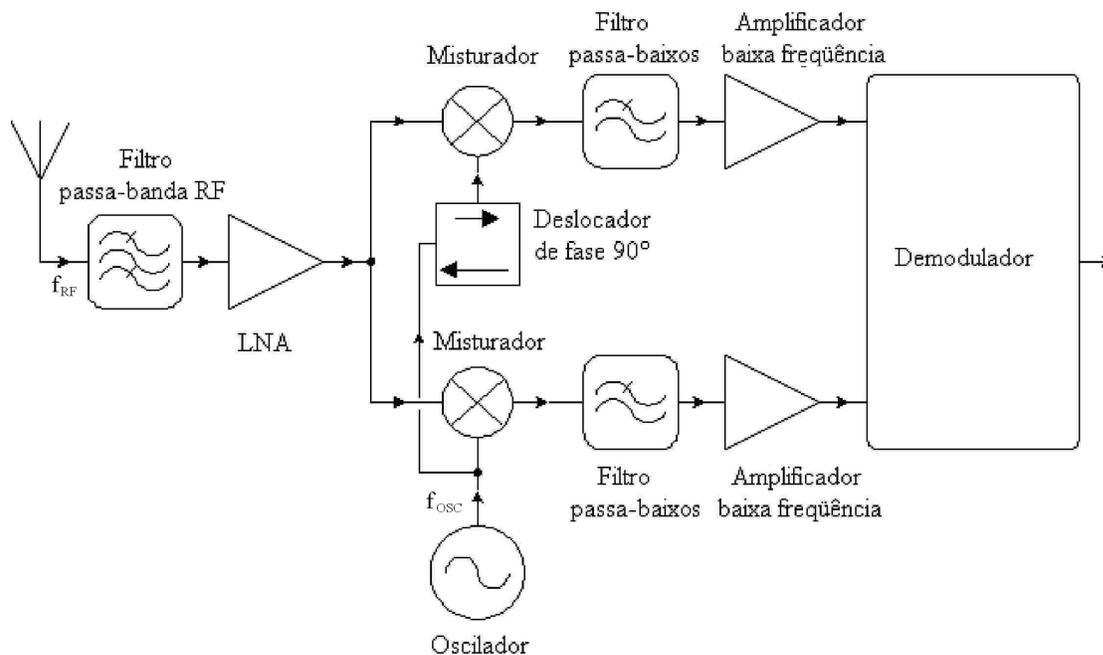


Figura 1-3 : Diagrama de bloco típico de um receptor homodino.

A frequência do oscilador local f_{osc} é idêntica à frequência da portadora do sinal de RF de entrada f_{RF} . Por isso, esse tipo de receptor é chamado de “conversão-direta” ou “FI-zero” ou

também “homodino” : o sinal modulado de RF é diretamente deslocado na banda-base, portanto o valor da frequência intermediária FI é igual a zero. Entretanto, o problema da frequência imagem ainda pode existir porque depois da conversão para baixo (operação realizada pelo bloco misturador multiplicando o sinal de entrada com o sinal do oscilador local), a informação contida na banda de frequência superior a f_{OSC} e na banda de frequência inferior a f_{OSC} se sobrepõe na banda-base. Assim, essas informações se tornam inseparáveis após a conversão. Isso não é problema no caso de sinais AM *double sideband* pois os dois lados carregam a mesma informação e neste caso a arquitetura do receptor pode ser idêntica a do receptor superheterodino. Mas, no caso de um sinal modulado em frequência ou em fase, as informações contidas em cada lado podem ser diferentes e neste caso o problema é resolvido multiplicando o sinal modulado de entrada por dois sinais em quadratura (os sinais I e Q que correspondem respectivamente à entrada e saída de um defasador) de maneira a poder distinguir a informação contida acima e abaixo da frequência f_{OSC} . A multiplicação do sinal de entrada por I e Q transfere a informação para a diferença de fase entre os dois sinais de baixa frequência.

Um dos principais inconveniente desta solução é a presença de um sinal de fuga na mesma frequência que o sinal RF desejado entre o oscilador local e a antena. Este sinal de fuga pode atravessar o filtro passa-banda de entrada e se apresentar na entrada do misturador, causando a geração de um *offset* DC na banda-base:

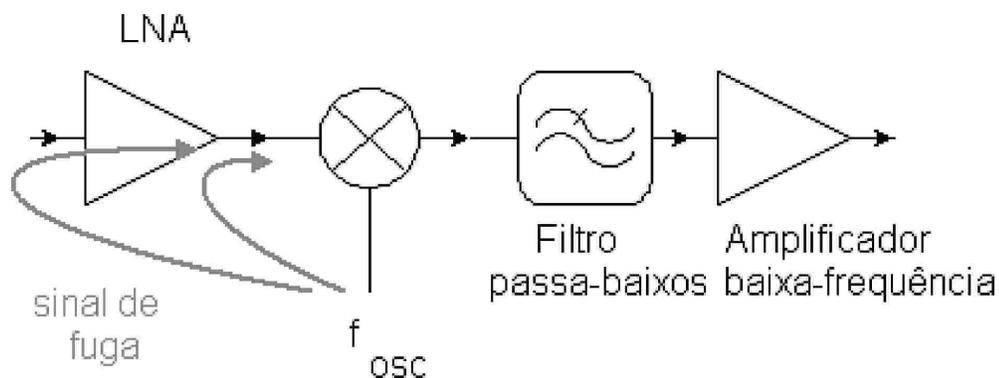


Figura 1-4 : Ilustração da fuga do sinal do oscilador.

Este sinal de fuga pode também irradiar pela antena e causar problemas em outros receptores presentes na redondeza. As normas internacionais de comunicação impõem limites máximos no valor dos sinais de fuga: os valores são geralmente entre -60 e -80 dBm.

Outro problema deste tipo de receptor é sua alta sensibilidade ao ruído em $1/f$ (*flicker noise*), que pode saturar a cadeia de demodulação e diminuir a sensibilidade do receptor.

Esses problemas podem ser atenuados usando uma modulação que deixa livre o espectro ao redor de f_{OSC} (*DC-free coding*). A modulação FSK (*Frequency shift Keying*) com razão elevada $\Delta f/D$ (entre o desvio da frequência e o fluxo de dados) é, neste caso bastante adequada. Por exemplo : $\Delta f=100\text{kHz}$ e $D= 20\text{kbits/s}$. Esta modulação permite o uso de filtro passa-banda no lugar dos filtros passa-baixos na saída dos misturadores. Finalmente, a demodulação de um sinal FSK não é muito sensível ao descasamento em amplitude dos sinais I e Q nem à precisão do deslocamento em fase de 90 graus entre esses sinais.

Esta arquitetura permite atingir uma boa seletividade de frequência, uma boa sensibilidade (até – 115dBm) e é também adequada a modulações que levam em conta as restrições comentadas no parágrafo anterior. Seu consumo de potência é menor que o do receptor super-heterodino devido a um número menor de nós RF. O receptor homodino é adequado para uma integração completa na exceção do filtro de entrada RF. Tem um bom desempenho nas aplicações GSM ou nas transmissões de curta distância.

Um outro tipo de receptor, cujo princípio de funcionamento se assemelha ao homodino é chamado de “receptor de FI baixa”. Sua estrutura é muito próxima da estrutura do receptor de conversão-direta: a frequência f_{OSC} do oscilador local não é igual à frequência do sinal RF de entrada f_{RF} , mas muito próxima. Na prática, f_{OSC} está localizada a algumas centenas de kHz abaixo de f_{RF} . Neste caso, o sinal de fuga do oscilador local até a antena não produzirá um *offset-DC* na banda-base. Por outro lado, esse receptor é mais sensível à precisão da defasagem de 90 graus.

1.3 Receptor super-regenerativo

Esse tipo de receptor se baseia no princípio de super-regeneração que foi inventado por Armstrong em 1922 [5]. Os receptores super-regenerativos foram muito utilizados nos circuitos a válvulas até a década de 50, depois foram gradativamente substituídos pelos receptores super-heterodinos por causa da sua melhor seletividade.

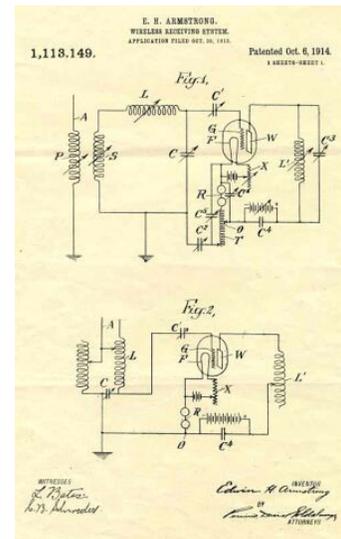
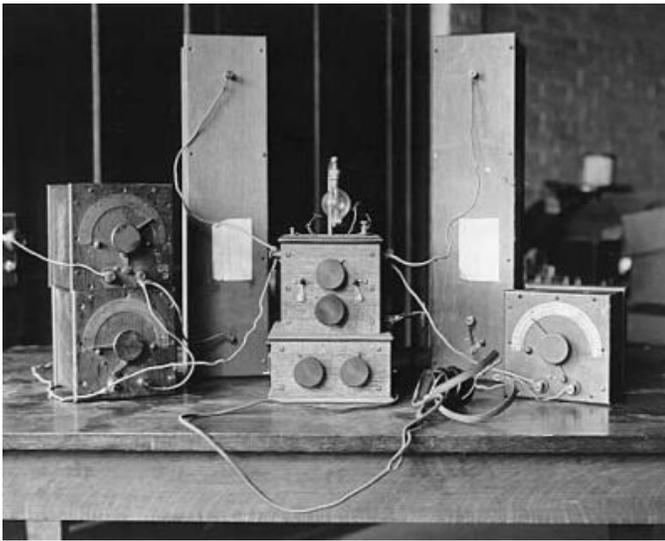


Figura 1-5 : Fotografia e esquemático do primeiro receptor super-regenerativo patentado [6].

Hoje, receptores super-regenerativos a componentes discretos ainda são utilizados em aplicações de baixo custo (brinquedos por exemplo). O desenvolvimento das técnicas de circuitos integrados analógicos, mais especificamente na área de radiofrequência, ressuscitou o interesse pelos receptores super-regenerativos. Algumas implementações integradas recentes [7, 8, 9, 10, 11, 12, 13] mostraram que os avanços da microeletrônica permitem melhorar muito o desempenho (sensibilidade, sensibilidade etc...) desse tipo de receptor.

A modulação de amplitude do tipo OOK (*On Off Keying*) é utilizada nesses receptores, com fluxo de dados típicos inferiores ou igual a 50 kbit/s e um alcance típico de 20 metros em linha reta. Ou seja, este tipo de receptor é bastante adequado em aplicações de comunicação sem fios de curta distancia.

O diagrama de blocos de um receptor super-regenerativo é apresentado em seguida:

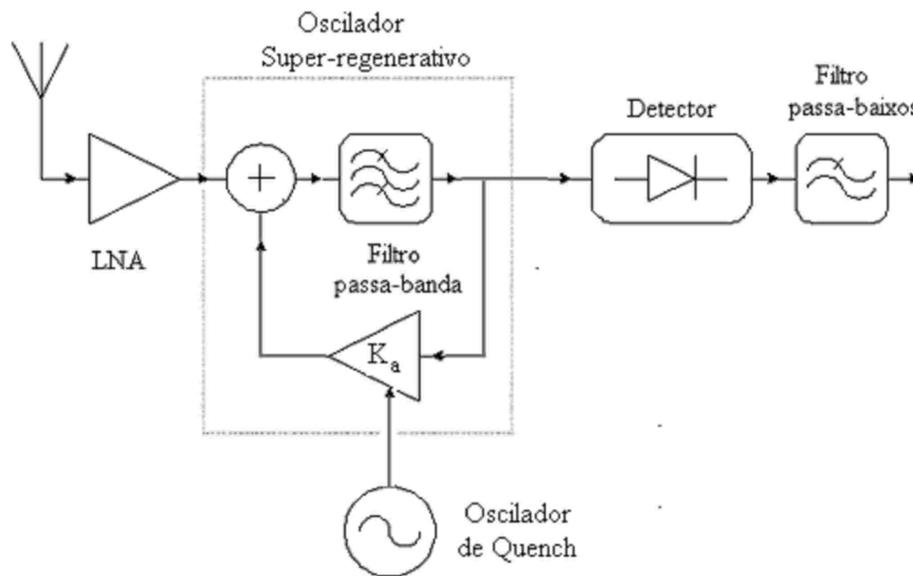


Figura 1-6 : Diagrama de blocos típico de um receptor super-regenerativo.

Osciladores são circuitos comuns em sistemas de comunicação RF, nos quais eles geralmente operam em regime estabilizado, fornecendo um sinal periódico de amplitude constante. Entretanto, como qualquer circuito dinâmico, os osciladores requerem um certo tempo para atingir o regime de estabilidade. Essa propriedade é a base do princípio de qualquer receptor super-regenerativo, nos quais a resposta de transição do oscilador é utilizada para cumprir a filtragem e amplificação do sinal de entrada.

O sinal de entrada RF é acoplado na entrada do oscilador. Este oscilador é periodicamente levado em condição sub-crítica (de não-oscilação) e sob-crítica (de oscilação), modificando o ganho K_a do amplificador abaixo e acima das condições críticas de oscilação, esse ganho é controlado pelo sinal chamado *quench*. O princípio de super-regeneração é baseado na variação do tempo de iniciação da oscilação: sem sinal externo, a oscilação se inicia a partir do ruído térmico, o que é um processo relativamente lento. Esse processo se torna bem mais rápido quando um sinal RF de mesma frequência que o oscilador é aplicado: o tempo de iniciação da oscilação é inversamente proporcional ao nível de potência do sinal recebido e à diferença de frequência entre o sinal aplicado e a frequência própria do oscilador.

Nesta topologia, a função principal do LNA é isolar a antena do oscilador e assim evitar que os pulsos de RF gerados pelo oscilador sejam irradiados pela antena e assim provocar interferências em outros sistemas. O LNA permite, também, realizar o casamento de impedâncias entre a antena e o oscilador super-regenerativo assim como melhorar o desempenho do sistema em termos de ruído.

A maneira mais simples de demodular um sinal OOK é detectar a envoltória retificada da saída do oscilador e em seguida determinar seu valor médio pelo uso de um filtro passa-baixos. Como qualquer sistema de amostragem, a frequência do sinal *quench* deve ser pelo menos duas vezes mais alta que a frequência do sinal digital modulado. Na prática, é escolhida uma frequência 5 a 10 vezes mais alta. Os sinais principais são apresentados na figura seguinte:

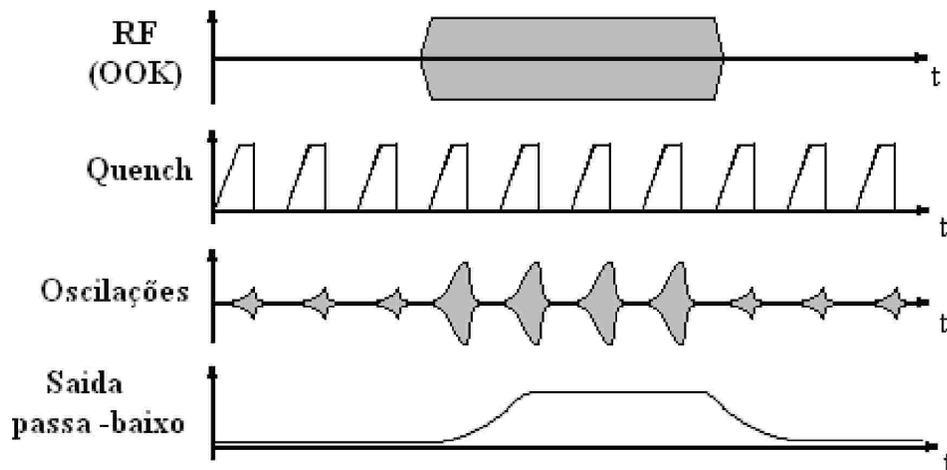


Figura 1-7 : Forma de onda típica do receptor.

O sinal RF de entrada, acoplado na entrada do receptor é modulado em amplitude 100%(OOK) . O sinal de saída do oscilador é chamado Oscilação. Quando nenhum sinal de entrada RF é aplicado (bit 0), a ocorrência das oscilações é mais lenta do que quando um sinal RF está presente (bit 1). O último sinal representa o valor médio da envoltória retificada da saída do oscilador que é obtido na saída do filtro passa-baixos.

Como o núcleo do receptor super-regenerativo é um oscilador, ele pode ser usado para implementar um transmissor, adicionando-se um modulador. Esta é uma das grandes vantagens desse tipo de receptor comparado ao receptor super-heterodino. O princípio da super-regeneração viabiliza uma implementação muito simples e é particularmente adequado para aplicações de

baixo consumo, baixo custo e para uma integração completa. Não é preciso usar filtro externo, como cerâmico ou SAW, que são componentes caros.

A seletividade e sensibilidade do receptor super-regenerativo não são tão boas quanto as dos demais receptores, mas são satisfatórias para aplicações de curto alcance nas bandas de frequência ISM.

Capítulo 2

Fundamentação teórica dos blocos constituintes do rádio super-regenerativo

Dentre os tipos de receptores de rádio estudados, à luz das características mais relevantes do projeto de uma rede sem fios de sensores, destaca-se o receptor super-regenerativo principalmente pelo baixo consumo e simplicidade de implementação.

Neste capítulo é feita uma descrição mais detalhada do seu princípio de funcionamento. Toda teoria que se refere a cada um dos blocos constituintes do receptor é apresentada e discutida.

Um receptor super-regenerativo consiste essencialmente de quatro blocos operacionais, conforme a descrição feita no capítulo anterior, ilustrada na figura 1-6: um amplificador de baixo ruído (LNA), um oscilador super-regenerativo, um detector de envoltória e um filtro passa-baixos.

2.1 Amplificador de baixo ruído (LNA)

O sinal de RF induzido na antena do receptor tem uma amplitude baixíssima. Nestas condições, é imperativo amplificar este sinal sem contaminá-lo com o ruído que possa ser gerado pelo próprio amplificador. Há diversas topologias de amplificadores adequados para esta finalidade [14]; são os chamados amplificadores de baixo ruído, ou LNA que é a sigla associada à sua denominação em Inglês (*low noise amplifier*).

2.1.1 Escolha de uma topologia adequada de LNA

No projeto de um amplificador de baixo ruído, existem vários objetivos comuns: fornecer um ganho com uma linearidade suficiente (tipicamente medida com o ponto de interseção de terceira ordem IP3), minimizar o fator de ruído¹, e apresentar uma impedância de entrada estável de 50Ω para cumprir o casamento de impedâncias entre a antena e o amplificador. A adaptação de impedância é ainda mais crítica quando um filtro precede o LNA, pois esses filtros são extremamente sensíveis à qualidade das impedâncias às quais eles são conectados. Mais um objetivo comum aos projetos de sistemas portáteis é o baixo consumo do circuito que complica ainda mais o projeto do LNA. Com esses objetivos em mente, vamos nos concentrar primeiro no requisito da impedância de entrada estável. Para apresentar uma impedância resistiva conhecida na entrada do LNA, quatro tipos de topologias serão examinados, com ênfase nas características associadas ao ruído. Os esquemas simplificados destas topologias são mostrados na figura abaixo.

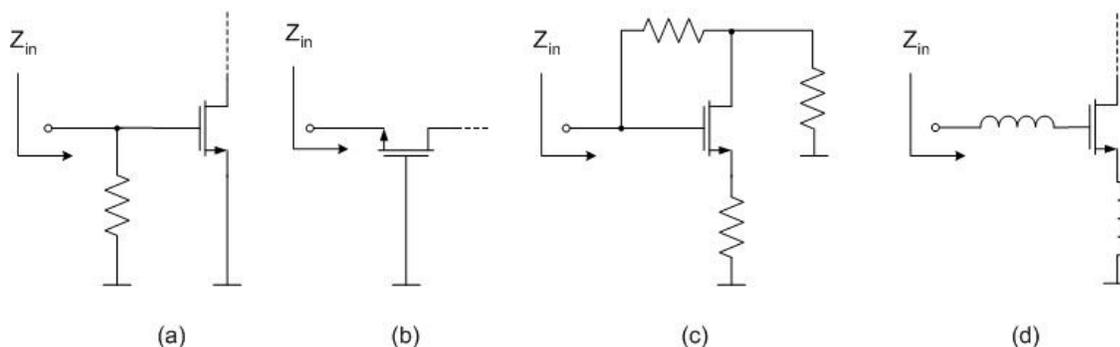


Figura 2-1 : Quatro topologias de LNA.

¹ Ver apêndice A sobre ruído em sistemas RF.

A primeira topologia (a) utiliza uma terminação resistiva na entrada do LNA para fornecer uma impedância de 50Ω . Infelizmente, o uso de resistor tem um efeito muito negativo sobre o fator de ruído. Para avaliar a eficiência de uma entrada resistiva do LNA, vamos supor que o amplificador possua um ganho disponível de potência G_a e uma potência disponível de ruído na saída causada apenas por fontes internas de ruído $P_{na,i}$, que vai ser considerada independente da impedância da fonte de entrada. Assim o fator de ruído é calculado da maneira seguinte:

$$F = \frac{\text{ruído total de saída}}{\text{ruído total de saída causado pela fonte}} \quad (2.1)$$

$$= \frac{G_a \cdot P_{n,R_S} + (G_a \cdot P_{n,R_L} + P_{na,i})}{G_a \cdot P_{n,R_S}}$$

Sendo P_{n,R_S} a potência disponível de ruído na entrada do LNA gerado pela fonte (antena) e P_{n,R_L} a potência disponível de ruído na entrada do LNA gerado pelo resistor de entrada:

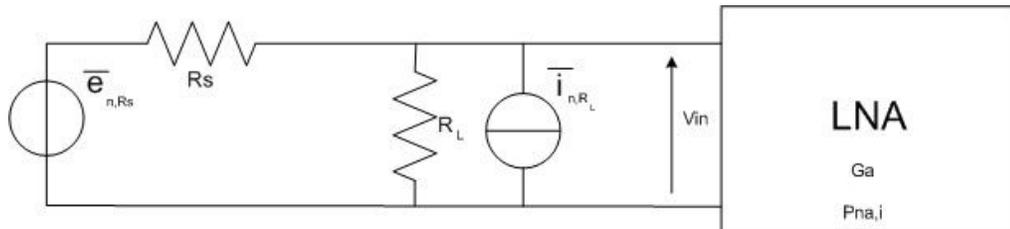


Figura 2-2 : Representação dos ruídos da fonte e do resistor de entrada.

$$\overline{e_{n,R_S}^2} = 4kTR_S\Delta f \quad \overline{V_{in,n,R_S}} = \frac{R_L}{R_L + R_S} \cdot \overline{e_{n,R_S}}$$

Se $R_S = R_L = 50\Omega$ (2.2)

$$\Rightarrow P_{n,R_S} = \frac{\overline{V_{in,R_S}^2}}{R_S} = \frac{1}{4} \cdot \frac{4kTR_S\Delta f}{R_S} = kT\Delta f$$

Da mesma forma:

$$\overline{i_{n,R_L}^2} = 4kT \frac{1}{R_L} \Delta f \quad \overline{V_{in,n,R_L}} = \frac{R_L R_S}{R_L + R_S} \cdot \overline{i_{n,R_L}}$$

Se $R_S = R_L = 50\Omega$

$$\Rightarrow P_{n,R_L} = \frac{\overline{V_{in,n,R_L}^2}}{R_L} = \frac{\frac{R_L^2}{4} \cdot 4kT \frac{1}{R_L} \Delta f}{R_L} = kT \Delta f \quad (2.3)$$

Finalmente, o fator de ruído do LNA com entrada resistiva é dado por:

$$F = 1 + \frac{G_a \cdot kT \Delta f + P_{na,i}}{G_a \cdot kT \Delta f} = \boxed{2 + \frac{P_{na,i}}{G_a \cdot kT \Delta f}} \quad (2.4)$$

Sem a presença do resistor de entrada, o fator de ruído teria dado :

$$F = 1 + \frac{P_{na,i}}{G_a \cdot 4kT \Delta f} \quad (2.5)$$

Portanto, o resistor de entrada piora o fator de ruído de duas maneiras :

- em primeiro lugar, o resistor tem uma contribuição de ruído igual ao ruído gerado pela fonte de entrada (antena) , provocando uma diferença de fator 2 no primeiro termo da expressão de F.
- Em segundo lugar, o resistor provoca uma atenuação do sinal (dividido por 2) , causando uma diferença de fator 4 no segundo termo da expressão de F.

Assim, essa topologia de LNA não é utilizável pois ela possui um fator de ruído elevado demais, podendo chegar a 10 dB o que torna essa topologia inadequada para qualquer sistema de radiofrequência.

A segunda topologia (b) utiliza o *source* ou o dreno de um estagio amplificador do tipo *gate* comum como terminal de entrada. Uma análise de ruído simplificada (considerando apenas o ruído de dreno) dessa topologia chamada $1/g_m$ mostra que, uma vez realizado o casamento de impedâncias ($R_s=1/g_m$), o fator de ruído é dado por:

$$F = 1 + \frac{4kT\gamma \cdot g_m \cdot \left(\frac{1/g_m}{R_s + 1/g_m}\right)^2}{4kTR_s \cdot \left(\frac{1}{R_s + 1/g_m}\right)^2} = 1 + \gamma \quad (2.6)$$

Nos transistores de canal longo, $\gamma=2/3$, enquanto nos transistores de canal curto esse valor pode atingir valores bem superiores à unidade (2~3), resultando numa figura de ruído cujo valor mínimo teórico seja maior que 3dB, o que torna essa topologia pouco eficiente em matéria de ruído .

A terceira topologia (c) utiliza uma realimentação resistiva para casar as impedâncias de entrada e de saída do LNA. Uma análise dos LNAs que utilizam essa topologia mostra que eles possuem um consumo muito maior que os outros em nível de ruído comparável, e que precisam de resistores de boa qualidade que não se encontram na tecnologia CMOS. Além disto, eles têm uma isolação reversa fraca. Essa topologia é mais adequada para LNAs que precisam funcionar em banda larga pois a adaptação de impedância não depende muito da frequência de trabalho, mas para LNAs de banda estreita (*narrow-band*) essa topologia não é adequada.

Finalmente, a topologia (d) utilizando uma estrutura *source* comum com degeneração indutiva é a mais utilizada nos LNAs atuais. A sua proliferação [15, 16, 17, 18, 19, 20] não é um acaso pois é a topologia que oferece o melhor desempenho de ruído, com um casamento de impedâncias facilmente implementável. A impedância de entrada dessa topologia é dada por:

$$Z_{in} = s(L_s + L_g) + \frac{1}{sC_{gs}} + \left(\frac{g_m}{C_{gs}}\right) \cdot L_s \quad (2.7)$$

Com L_s sendo a indutância de degeneração do *source* e L_g a indutância de entrada do *gate*. O valor dessas indutâncias é escolhido de maneira que na frequência de operação, os dois primeiros termos da impedância de entrada se anulam por ressonância.

Assim, na ressonância, a impedância de entrada é puramente real e vale:

$$Z_{in} = \left(\frac{g_m}{C_{gs}} \right) \cdot L_s \quad (2.8)$$

Os valores de g_m , C_{gs} e L_s devem ser escolhidos para que $Z_{in} = 50\Omega$ e assim ter as impedâncias de entrada do LNA e da antena casadas.

A topologia de degeneração indutiva foi a topologia adotada neste trabalho.

2.1.2 Otimização do LNA

O projeto do LNA envolve muitos compromissos entre o fator de ruído (NF), o ganho, a linearidade, o casamento de impedâncias e a dissipação de potência. Geralmente, o objetivo do projeto de LNA é atingir simultaneamente o casamento de ruído e de entrada, para qualquer dissipação de potência.

2.1.2.1 Casamento de impedâncias e de ruído simultâneo (SNIM)

Técnicas de realimentação são frequentemente adotadas para projetar um LNA, com o objetivo de deslocar a impedância ótima de ruído Z_{opt} até o ponto desejado que permita o casamento de

impedâncias. A realimentação série com degeneração indutiva do *source* é a mais utilizada nas aplicações de banda estreita para obter o SNIM sem degradação do fator de ruído:

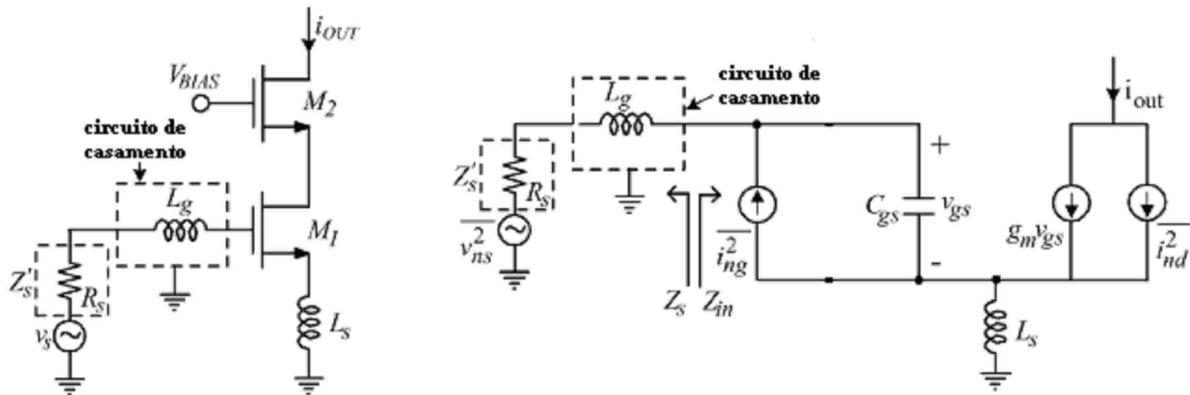


Figura 2-3 : Circuito do LNA e equivalente para pequenos sinais com as fontes de ruído.

A figura 2-3 mostra o LNA cascode com degeneração indutiva e o modelo para pequenos sinais simplificado do circuito equivalente. A circuito de adaptação de impedância é considerado ser implementado por uma indutância L_g .

O cálculo dos parâmetros de ruído¹ desse circuito permite calcular o fator de ruído, o seu valor mínimo e a impedância otimizada Z_{opt} que permite atingir esse mínimo:

$$F = 1 + \frac{1}{g_m^2 R_s} \cdot \left\{ \gamma g_{d0} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \left[1 + s^2 C_{gs} (L_g + L_s) \left(1 + |c| \alpha \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right) \right]^2 \\ - (s C_{gs} R_s)^2 \left(1 + |c| \alpha \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)^2 \\ - \frac{\alpha \delta}{5} (1 - |c|^2) g_m (s C_{gs})^2 (R_s^2 - s L_g^2) \end{array} \right\} \right\} \quad (2.9)$$

$$R_n = R_n^0 = \frac{\gamma}{\alpha} \cdot \frac{1}{g_m}$$

$$Z_{opt} = Z_{opt}^0 - s L_s$$

$$F_{min} = F_{min}^0 = 1 + \frac{2}{\sqrt{5}} \cdot \frac{\omega}{\omega_T} \cdot \sqrt{\gamma \delta (1 - |c|^2)}$$

¹ Ver apêndice B sobre os parâmetros de ruído no transistor MOS.

Os parâmetros R_n^0 , Z_{opt}^0 e F_{min}^0 são do LNA sem degeneração:

$$Z_{opt}^0 = \frac{1}{Y_{opt}^0} = \frac{\alpha \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma(1-|c|^2)}} + j \left(1 + \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)}{\omega C_{gs} \left\{ \frac{\alpha^2 \delta}{5\gamma(1-|c|^2)} + \left(1 + \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)^2 \right\}} \quad (2.10)$$

Assim, no caso do LNA com degeneração indutiva F_{min} e R_n não mudaram, mais Z_{opt} é deslocado por L_s .

Além disso, a impedância de entrada do LNA mudou para:

$$Z_{in} = sL_s + \frac{1}{sC_{gs}} + \frac{g_m L_s}{C_{gs}} = sL_s + \frac{1}{sC_{gs}} + \omega_T L_s \quad (2.11)$$

Da equação acima, conclui-se que a degeneração gera uma parte real na impedância de entrada, e isso é muito importante para o casamento de impedâncias porque existe também uma parte real em Z_{opt} . A parte imaginária de Z_{in} e Z_{opt} também se altera com sL_s :

$$Z_{opt} = \text{Re} \left[Z_{opt}^0 \right] - m \frac{1}{sC_{gs}} - sL_s \quad (2.12)$$

A constante m é aproximadamente igual a 0,6 considerando os parâmetros de canal longo. Com a redução do canal, δ/γ continua quase constante e igual a 2, mas α torna-se inferior a 1 e c torna-se maior que 0,4 ($c \approx 0,5$ em tecnologia 0.25 μm). Assim, a constante m se aproxima de 1.

A degeneração indutiva ajuda a trazer Z_{opt} perto do valor ótimo para o casamento de impedâncias Z_{in} , e isso sem causar degradação de F_{min} e R_n .

As condições do SNIM são então:

$$\begin{aligned}
 \operatorname{Re}[Z_{opt}] &= \operatorname{Re}[Z_s] \\
 \operatorname{Im}[Z_{opt}] &= \operatorname{Im}[Z_s] \\
 \operatorname{Im}[Z_{in}] &= -\operatorname{Im}[Z_s] \\
 \operatorname{Re}[Z_{in}] &= -\operatorname{Im}[Z_s]
 \end{aligned}
 \tag{2.13}$$

No caso da tecnologia CMOS 0.35 μm , onde m se aproxima de 1, já temos $\operatorname{Im}[Z_{opt}] = \operatorname{Im}[Z_{in}]$, portanto a condição $\operatorname{Im}[Z_{in}] = -\operatorname{Im}[Z_s]$ pode ser descartada: um pouco de descasamento entre as impedâncias tem um efeito desprezível no desempenho do LNA, enquanto o descasamento de Z_{opt} afeta diretamente a figura de ruído.

Segundo as equações de Z_{opt} e Z_{in} calculadas anteriormente, os parâmetros do projeto que podem satisfazer as condições do SNIM são : a polarização V_{gs} , a tamanho do transistor W (ou C_{gs}) e a indutância L_s . Assim, para um valor dado de Z_s , as três equações do SNIM podem ser resolvidas pois temos 3 equações e 3 incógnitas.

Qualitativamente, o projeto de LNA baseado na técnica SNIM é explicado em seguida, para uma dada impedância de fonte Z_s :

- escolher o tamanho do transistor (C_{gs}) que satisfaz $\operatorname{Re}[Z_{opt}] = \operatorname{Re}[Z_s]$
- Para o C_{gs} encontrado, escolher o indutor de degeneração L_s que satisfaz $\operatorname{Im}[Z_{opt}] = \operatorname{Im}[Z_s]$
- Para C_{gs} e L_s encontrados, o valor de V_{gs} pode ser determinado com $\operatorname{Re}[Z_{in}] = \operatorname{Re}[Z_s]$

Essa técnica sugere que pela adição do indutor L_s , o SNIM pode ser atingido por qualquer valor de Z_s . No caso de um transistor grande, com dissipação de potência alta e alta frequência de operação, as condições do SNIM podem ser satisfeitas sem dificuldades. O problema ocorre quando o transistor é pequeno (baixa potência) e que o LNA opera em baixa frequência. Isso resulta num valor alto de $\operatorname{Re}[Z_{opt}]$, e assim, para satisfazer $\operatorname{Re}[Z_{opt}] = \operatorname{Re}[Z_s]$ e para uma

polarização dada, L_s deve ser muito grande. Logo quando L_s ultrapassa um certo valor, a equação de F_{min} se torna inválida e F_{min} aumenta de maneira significativa.

Assim, o SNIM não é aplicável para tamanhos de transistores e nível de polarização (ou nível de dissipação de potência), tal que $\text{Re}[Z_{opt}]$ se torna maior que $\text{Re}[Z_{in}]$ para o valor de L_s que não degrada o F_{min} do LNA.

O motivo do F_{min} aumentar quando L_s tem valor muito elevado é que C_{gd} foi desprezado. Com L_s grande, a transcondutância do estágio *source* comum se degrada e a realimentação do sinal através de C_{gd} se torna considerável.

2.1.2.2 Adaptação da técnica SNIM para baixa potência

Foi mostrado que a técnica SNIM não permite casamento simultâneo de ruído e de impedâncias para implementação de baixa potência. Mas o baixo consumo é um dos requisitos mais importante do projeto de receptor. O circuito seguinte permite alcançar o SNIM para potência baixa :

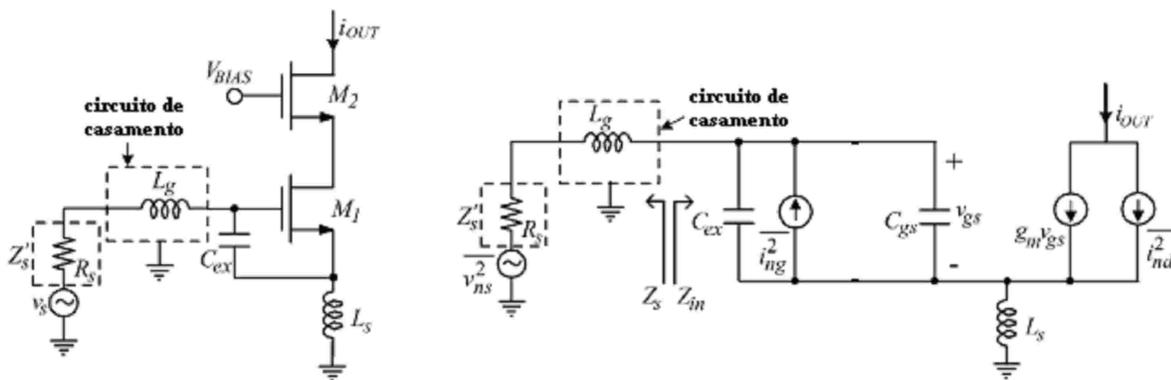


Figura 2-4 : Circuito do LNA modificado e circuito equivalente para pequenos sinais com as fontes de ruído.

A diferença entre este circuito e o circuito mostrado anteriormente é a presença de uma

capacitância adicional C_{ex} entre o *gate* e o *source*. ($C_t = C_{gs} + C_{ex}$)

As equações dos parâmetros de ruído desse circuito são então:

$$\begin{aligned}
 R_n &= \frac{\gamma}{\alpha} \cdot \frac{1}{g_m} \\
 Z_{opt} &= \frac{\alpha \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma(1-|c|^2)}} + j \left(\frac{C_t}{C_{gs}} + \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)}{\omega C_{gs} \left\{ \frac{\alpha^2 \delta}{5\gamma(1-|c|^2)} + \left(\frac{C_t}{C_{gs}} + \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)^2 \right\}} - sL_s \\
 F_{min} &= 1 + \frac{2}{\sqrt{5}} \cdot \frac{\omega}{\omega_T} \cdot \sqrt{\gamma \delta (1-|c|^2)}
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

Podemos notar que novamente a resistência de ruído R_n e o valor mínimo do fator de ruído F_{min} não foram afetados pela adição de C_{ex} .

A partir do circuito equivalente para pequenos-sinais, calculamos a impedância de entrada que é dada por :

$$Z_{in} = sL_s + \frac{1}{sC_t} + \frac{g_m L_s}{C_t} \tag{2.15}$$

Estas equações são similares à da técnica SNIM, e como visto anteriormente, são válidas apenas para valores pequenos de L_s .

As condições de SNIM para esse circuito são:

$$\begin{aligned}
 & \frac{\alpha \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma(1-|c|^2)}}}{\omega C_{gs} \left\{ \frac{\alpha^2 \delta}{5\gamma(1-|c|^2)} + \left(\frac{C_t}{C_{gs}} + \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)^2 \right\}} = \text{Re}[Z_s] \\
 & \frac{j \left(\frac{C_t}{C_{gs}} + \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)}{\omega C_{gs} \left\{ \frac{\alpha^2 \delta}{5\gamma(1-|c|^2)} + \left(\frac{C_t}{C_{gs}} + \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)^2 \right\}} - sL_s = \text{Im}[Z_s] \\
 & sL_s + \frac{1}{sC_t} = -\text{Im}[Z_s] \\
 & \frac{g_m L_s}{C_t} = \text{Re}[Z_s] \tag{2.16}
 \end{aligned}$$

Da mesma maneira que na análise da técnica SNIM, $\text{Im}[Z_{in}] \approx -\text{Im}[Z_{opt}]$ com os parâmetros da tecnologia utilizada, a equação $\text{Im}[Z_{in}] = -\text{Im}[Z_s]$ pode ser descartada, pois para um valor dado de L_s na equação $\text{Im}[Z_{opt}] = \text{Im}[Z_s]$, a parte imaginária da impedância de ruído otimizada torna-se praticamente igual à impedância de entrada.

Os parâmetros que podem resolver o sistema das três equações de SNIM são V_{GS} , W (ou C_{GS}), L_s e C_{ex} , ou seja 4 incógnitas. A solução do sistema pode ser encontrada para qualquer valor de Z_s fixando-se um dos parâmetros, e assim essa adaptação de técnica SNIM pela adição de um capacitor extra C_{ex} , consegue satisfazer o SNIM para qualquer nível de dissipação de potência. Lembrando que as equações dos parâmetros de ruído são válidas somente para pequeno L_s , temos que avaliar essa condição para um LNA de baixa potência.

A partir das equações $\text{Re}[Z_{\text{opt}}]=\text{Re}[Z_s]$ e $\text{Re}[Z_{\text{in}}]=\text{Re}[Z_s]$, a aproximação seguinte de L_s pode ser feita :

$$L_s \approx \frac{\alpha \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma(1-|c|^2)}}}{\omega\omega_T C_t} \quad (2.17)$$

Isso mostra que L_s é função de C_t e ω_T (que é função de V_{GS}) .

Por comparação na técnica SNIM original, uma relação similar pode ser encontrada:

$$L_s \approx \frac{\alpha \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma(1-|c|^2)}}}{\omega\omega_T C_{gs}} \quad (2.18)$$

Assim, comparando as duas relações, observamos que para projeto de baixa potência, onde C_{gs} é pequeno, a indutância de degeneração L_s requerida é reduzida pela adição de C_{ex} .

As etapas de um projeto de baixa potência usando essa técnica são:

- Escolher a polarização V_{gs} , por exemplo, que fornece o F_{min} desejado.
- Escolher o tamanho do transistor W , se baseado no limite da potência P_D que pode ser consumida.
- Escolher a capacitância adicional C_{ex} assim como a indutância L_s para satisfazer $\text{Re}[Z_{\text{opt}}]=\text{Re}[Z_s]$ e $\text{Re}[Z_{\text{in}}]=\text{Re}[Z_s]$ simultaneamente. O valor de C_{ex} deve ser escolhido considerando o equilíbrio entre o valor de L_s e o ganho de potência disponível. Isso porque um valor L_s grande demais causa o aumento de F_{min} e C_{ex} grande demais causa uma redução de ganho devida à degradação da frequência de corte efetiva do transistor ao qual foi acrescentado a capacitância C_{ex} .

- Verificar se existe um descasamento entre Z_S' e Z_{in} e se houver, colocar um circuito de adaptação de impedância (em geral uma indutância série L_g).

A limitação da técnica é o valor elevado da resistência de ruído R_n . A equação deste parâmetro de ruído mostrou que o seu valor não foi alterado pela adição de C_{ex} e depende apenas do valor da transcondutância g_m . Assim, um transistor de pequeno tamanho e de baixo consumo, causa um R_n muito alto. A figura seguinte mostra uma simulação da figura de ruído NF e do coeficiente de reflexão S_{11} do LNA em função da frequência para três casos de dissipação de potência. A simulação é baseada na tecnologia $0.35\mu\text{m}$ CMOS com tensão de alimentação de 1.25V. O nível de dissipação de potência foi modificado mudando-se o tamanho do transistor, que causou correntes de 1,6 mA, 4,8 mA e 9,6 mA para um valor fixo de polarização V_{GS} :

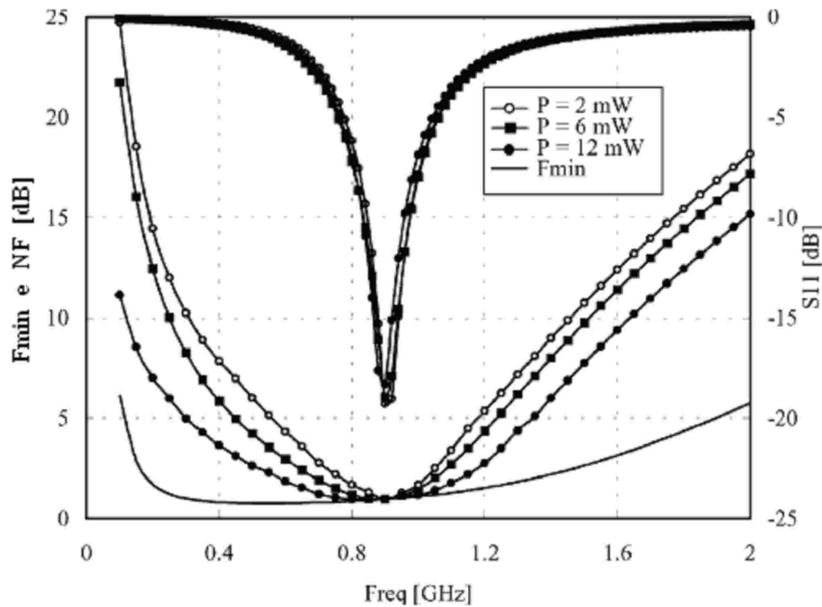


Figura 2-5 : Variação do fator de ruído com a frequência para várias dissipações de potência.

Pode ser visto que para qualquer nível de potência, o fator de ruído coincide com F_{min} na frequência de interesse.

O efeito do aumento de R_n acompanhando a diminuição da potência pode ser notado pelo crescimento mais rápido de NF quando a frequência se distancia da frequência de interesse.

2.2 Oscilador super-regenerativo

O estudo teórico a seguir modela o oscilador por uma equação diferencial que rege o seu funcionamento e a partir da qual serão explicadas as propriedades do oscilador super-regenerativo.

2.2.1 Modelo e equacionamento

A figura seguinte apresenta o circuito do oscilador composto de um circuito tanque LC, um par cruzado de transistores e uma fonte de corrente em paralelo, modelando a injeção do sinal RF de entrada :

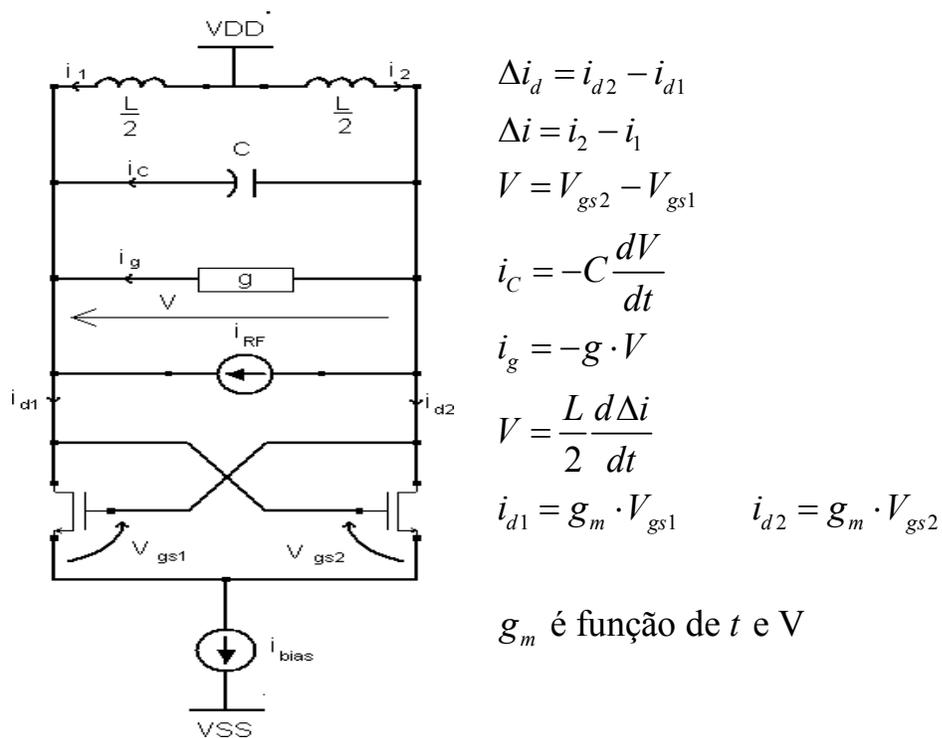


Figura 2-6 : Circuito do oscilador.

As perdas do circuito tanque são modeladas por g . A fonte de corrente I_{bias} é controlada pelo sinal de *quench* que será tratado mais adiante, permitindo assim a modificação do ponto de funcionamento do oscilador. A transcondutância g_m é função do tempo t assim como da amplitude da oscilação V . Em seguida, é calculada a equação diferencial que rege o oscilador :

$$\begin{aligned} \Delta i_d &= \Delta i - 2i_C - 2i_g - 2i_{RF} \\ \Rightarrow \frac{dV}{dt} &= \frac{\Delta i_d - \Delta i - 2gV + 2i_{RF}}{2C} \end{aligned} \quad (2.19)$$

$$\Rightarrow \boxed{\frac{d^2V}{dt^2} + \frac{1}{C} \cdot \left(g - \frac{g_m}{2} \right) \cdot \frac{dV}{dt} + \left(\frac{1}{LC} - \frac{dg_m}{2C} \right) \cdot V = \frac{1}{C} \cdot \frac{di_{RF}}{dt}}$$

Para simplificar o manuseio da equação vamos introduzir alguns parâmetros:

$$\begin{aligned} \omega_0^2 &= \frac{1}{LC} \\ \omega_D(t, V) &= \frac{g}{2C} - \frac{g_m(t, V)}{4C} \end{aligned} \quad (2.20)$$

Onde ω_0 é a frequência angular de ressonância do tanque e ω_D é a frequência angular não-linear e variante no tempo de atenuação do oscilador. A equação anterior pode ser re-escrita como:

$$\boxed{\frac{d^2V}{dt^2} + 2\omega_D \cdot \frac{dV}{dt} + (\omega_0^2 + 2\dot{\omega}_D) \cdot V = \frac{1}{C} \cdot \frac{di_{RF}}{dt}} \quad (2.21)$$

Para resolvê-la vamos introduzir a substituição seguinte:

$$V(t) = y(t) \cdot \exp \left[-\int_0^t \omega_D(x) \cdot dx \right] = y(t) \cdot \exp[-W_D] \quad (2.22)$$

Calculamos as derivadas primeira e segunda de V:

$$\begin{aligned}\dot{V} &= (\dot{y} - \omega_D \cdot y) \exp[-W_D] \\ \ddot{V} &= (\ddot{y} - 2\omega_D \dot{y} + (\omega_D^2 - \dot{\omega}_D)y) \exp[-W_D]\end{aligned}\quad (2.23)$$

E finalmente a equação diferencial se escreve como:

$$\begin{aligned}(\ddot{y} - 2\omega_D \dot{y} + (\omega_D^2 - \dot{\omega}_D)y + 2\omega_D \dot{y} - 2\omega_D^2 y + (\omega_0^2 + 2\dot{\omega}_D)y) \exp[-W_D] &= \frac{1}{C} \frac{di_{RF}}{dt} \\ \Leftrightarrow (\ddot{y} + (\omega_0^2 + \dot{\omega}_D - \omega_D^2)y) \exp[-W_D] &= \frac{1}{C} \frac{di_{RF}}{dt}\end{aligned}\quad (2.24)$$

Esta equação diferencial, mesmo considerando a transcondutância gm linear, não é simples de resolver porque seus parâmetros variam no tempo. Entretanto, duas restrições podem ser feitas para simplificar essa equação:

$$\begin{aligned}\omega_D^2 &\ll \omega_0^2 \\ |\dot{\omega}_D| &\ll \omega_0^2\end{aligned}\quad (2.25)$$

A primeira restrição significa que a atenuação do oscilador deve ser mantida muito baixa e implica que o circuito está sub-atenuado. Em outras palavras, isso quer dizer que o ponto de operação do oscilador deve ser mantido perto da condição crítica de oscilação (quando a transcondutância do par cruzado compensa exatamente as perdas do circuito tanque).

A segunda restrição implica que a variação no tempo da atenuação do oscilador deve ser muito lenta. Essas duas restrições são fundamentais para o bom funcionamento do receptor e são facilmente aplicáveis na prática.

Com essas duas restrições a equação diferencial do oscilador se simplifica da maneira seguinte:

$$\boxed{\ddot{y}(t) + \omega_0^2 y(t) = \frac{1}{C} \frac{di_{RF}}{dt} \cdot \exp[W_D]} \quad (2.26)$$

A solução geral desta equação pode ser decomposta numa soma da solução geral da equação homogênea (resposta livre ou natural que existe até sem sinal de excitação) mais a solução particular da equação completa (representando a resposta forçada gerado pela excitação).

2.2.2 Solução geral da equação homogênea (resposta livre)

A equação homogênea é dada por:

$$\ddot{y}(t) + \omega_0^2 y(t) = 0 \quad (2.27)$$

Esta equação é linear com coeficientes constantes portanto tem uma solução conhecida :

$$y(t) = 2 \operatorname{Re} \left[V_1 e^{j\omega_0 t} \right] = V_1 e^{j\omega_0 t} + V_1^* e^{-j\omega_0 t} \quad (2.28)$$

Realizando a substituição inversa temos :

$$\boxed{V_h(t) = \exp \left[-\int_0^t \omega_D(x) \cdot dx \right] \cdot 2 \operatorname{Re} \left[V_1 e^{j\omega_0 t} \right]} \quad (2.29)$$

2.2.3 Solução particular da equação completa (resposta forçada)

A solução particular pode ser encontrada pelo método de variação dos parâmetros:

$$V_p(t) = 2 \operatorname{Re} \left[V_2(t) b(t) \right] = V_2(t) b(t) + V_2^*(t) b^*(t) \quad (2.30)$$

Com $b(t)$ base da equação homogênea:

$$b(t) = \exp \left[-\int_0^t \omega_D(x) \cdot dx \right] \cdot e^{j\omega_0 t} \quad (2.31)$$

Segundo o método da variação dos parâmetros, a solução particular satisfaz a equação completa se:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 b + \dot{V}_2^* b^* &= 0 \\ \dot{V}_2 \dot{b} + \dot{V}_2^* \dot{b}^* &= \frac{1}{C} \frac{di_{RF}}{dt} \end{aligned} \quad (2.32)$$

A primeira equação permite encontrar a derivada do conjugado de V_2 em função da derivada de V_2 :

$$\dot{V}_2^* = -\dot{V}_2 \cdot \frac{b}{b^*} \Leftrightarrow \dot{V}_2^* = -\dot{V}_2 \cdot e^{2j\omega_0 t} \quad (2.33)$$

Em seguida calculamos a deriva de b e de seu conjugado:

$$\begin{aligned} \dot{b} &= \left(\exp \left[-\int_0^t \omega_D(x) dx \right] \right)' \cdot e^{j\omega_0 t} + \exp \left[-\int_0^t \omega_D(x) dx \right] \cdot j\omega_0 e^{j\omega_0 t} \\ \Leftrightarrow \dot{b} &= -\omega_D(t)b + j\omega_0 b \\ \Rightarrow \dot{b}^* &= -\omega_D(t)b^* - j\omega_0 b^* \end{aligned} \quad (2.34)$$

Substituindo na segunda equação obtemos:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 b (j\omega_0 - \omega_D) - \dot{V}_2 \frac{b}{b^*} \cdot b^* (-j\omega_0 - \omega_D) &= \frac{1}{C} \frac{di_{RF}}{dt} \\ \Leftrightarrow \boxed{\dot{V}_2 = \frac{-j}{2\omega_0 b C} \frac{di_{RF}}{dt}} \end{aligned} \quad (2.35)$$

Após integração, encontramos V_2 :

$$V_2(t) = \frac{-j}{2\omega_0 C} \int_0^t \frac{di_{RF}}{b(\tau)} d\tau = \frac{-j}{2\omega_0 C} \int_0^t \frac{di_{RF}}{d\tau} \exp \left[\int_0^\tau \omega_D(x) dx \right] e^{-j\omega_0 \tau} d\tau \quad (2.36)$$

Finalmente, a solução particular da equação é:

$$\begin{aligned}
 V_p(t) &= 2 \operatorname{Re}[V_2(t)b(t)] \\
 \Leftrightarrow V_p(t) &= \exp\left[-\int_0^t \omega_D(x)dx\right] \times 2 \operatorname{Re}\left[\frac{-j}{2\omega_0 C} \int_0^t \frac{di_{RF}}{d\tau} \exp\left[\int_0^\tau \omega_D(x)dx\right] e^{-j\omega_0(\tau-t)} d\tau\right] \\
 \Leftrightarrow V_p(t) &= \frac{1}{\omega_0 C} \exp\left[-\int_{t_a}^t \omega_D(x)dx\right] \times \int_0^t \left(\frac{di_{RF}}{d\tau} \exp\left[\int_{t_a}^\tau \omega_D(x)dx\right] \sin \omega_0(t-\tau)\right) d\tau
 \end{aligned}
 \tag{2.37}$$

Para obter expressões mais compactas e mais fácil de interpretar, vamos introduzir alguns parâmetros e funções que foram usados na literatura para descrever a operação do receptor:

- Ganho super-regenerativo:

$$K_S = \exp\left[-\int_{t_a}^{t_b} \omega_D(x)dx\right]
 \tag{2.38}$$

- Envoltória normalizada da saída do oscilador:

$$p(t) = \exp\left[-\int_{t_b}^t \omega_D(x)dx\right]
 \tag{2.39}$$

- Curva de sensibilidade:

$$s(t) = \exp\left[\int_{t_a}^t \omega_D(x)dx\right]
 \tag{2.40}$$

Assim, a solução particular se escreve como:

$$V_p(t) = \frac{1}{\omega_0 C} K_S \cdot p(t) \times \int_0^t \frac{di_{RF}}{d\tau} \cdot s(\tau) \cdot \sin \omega_0(t-\tau) d\tau
 \tag{2.41}$$

A solução homogênea também pode ser reformulada da seguinte maneira:

$$V_h(t) = V_k p(t) \cos(\omega_0 t + \phi_k) \quad (2.42)$$

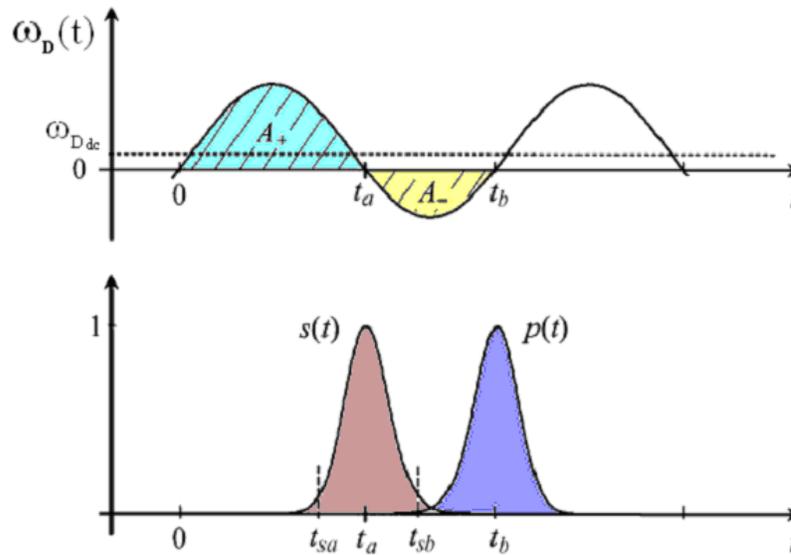


Figura 2-7 : Curvas da função de atenuação $\omega_D(t)$, da sensibilidade $s(t)$ e da envoltória $p(t)$ da saída do oscilador .

As curvas acima representam as funções $s(t)$ e $p(t)$ sob um sinal de *quench* (atenuação) senoidal. Podemos notar que o ganho super-regenerativo é função exponencial da área do sinal de atenuação ω_D entre t_a e t_b (A_-).

A curva de sensibilidade atinge seu máximo em t_a , quando o sinal de atenuação passa de positivo para negativo. A envoltória normalizada atinge seu valor máximo em t_b , quando a atenuação volta a ser positiva.

2.2.4 Resposta a um pulso RF

A resposta do sistema a um pulso RF é de grande importância pois pode ser estendido a outras excitações. O pulso RF é no caso um sinal de corrente aplicado em paralelo ao oscilador no intervalo de tempo $[0, t_b]$ e definido da seguinte maneira:

$$i_{RF}(t) = I \cdot p_c(t) \cos(\omega t + \varphi) \pi \quad (2.43)$$

Onde $p_c(t)$ é a envoltória do pulso normalizado como mostra a figura abaixo e I a amplitude do pulso.

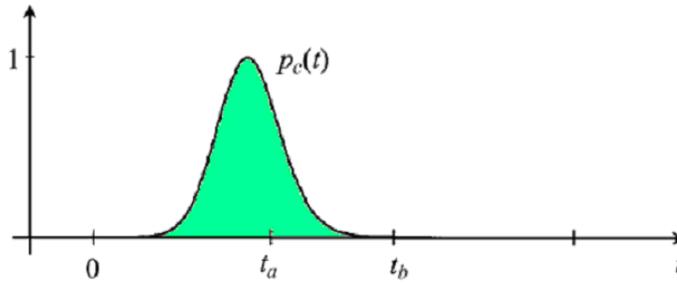


Figura 2-8 : Envoltória do pulso normalizado.

É considerado na análise, que no tempo $t=0$ não existe resposta natural provindo de ciclos de atenuação anteriores, portanto $V_h(t)=0$ e $V(t)=V_p(t)$. Anteriormente, o cálculo da solução particular da equação mostrou que é a derivada da excitação que determina a resposta. Esta derivada é dada por:

$$\begin{aligned} \frac{di_{RF}}{dt} &= I[\dot{p}_c(t)\cos(\omega t + \varphi) - p_c(t)\omega\sin(\omega t + \varphi)] \\ \Rightarrow \frac{di_{RF}}{dt} &\approx -I \cdot p_c(t)\omega\sin(\omega t + \varphi) \end{aligned} \quad (2.44)$$

Esta aproximação considera que $|\dot{p}_c(t)| \ll p_c(t)\omega$ o que é válido se a envoltória do pulso varia lentamente comparado as oscilações RF.

Deste modo, a resposta do sistema ao pulso RF é:

$$\begin{aligned} V(t) &= -\frac{\omega}{\omega_0 C} I \cdot K_S \cdot p(t) \times \int_0^t p_c(\tau) \cdot s(\tau) \cdot \sin(\omega\tau + \varphi) \sin \omega_0(t - \tau) d\tau \\ \Leftrightarrow V(t) &= \frac{\omega}{2\omega_0 C} I \cdot K_S \cdot p(t) \times \int_0^t p_c(\tau) \cdot s(\tau) \cdot \begin{bmatrix} \cos((\omega - \omega_0)\tau + \omega_0 t + \varphi) \\ -\cos((\omega + \omega_0)\tau - \omega_0 t + \varphi) \end{bmatrix} d\tau \end{aligned} \quad (2.45)$$

Como $p_c(t)$ e $s(t)$ são funções de variação lenta comparadas às oscilações RF, a integral apresentará valores significativos somente quando um dos cosenos se tornar um termo de baixa-freqüência. Isso acontece apenas no primeiro coseno quando $\omega \approx \omega_0$ considerando que as

freqüências são positivas. Neste caso, a componente gerada pelo segundo coseno cuja freqüência é $\omega + \omega_0$ terá um valor desprezível e pode então ser descartado da expressão.

Outra simplificação pode ser encontrada analisando o comportamento de $s(t)$. Podemos notar que a curva decresce muito rapidamente em torno de $t = t_a$, atingindo valores desprezíveis fora do intervalo $[t_{sa}, t_{sb}]$ como mostra a figura 2-7. Isso significa que a influência do sinal de excitação RF é muito pequena fora deste intervalo (por isso este intervalo é chamado de intervalo de sensibilidade). Assumindo que o valor de $s(t)$ é muito pequeno no fim do período de *quench* (em $t = t_b$), ele exerce uma certa influência no valor inicial da envoltória e do ganho super-regenerativo:

$$s(t_b) = p(t_a) = \exp \left[\int_{t_a}^{t_b} \omega_D(x) dx \right] = \frac{1}{K_S} \ll 1 \quad (2.46)$$

Portanto, um valor pequeno da curva de sensibilidade no final do ciclo de *quench* implica num valor pequeno da envoltória do sinal de saída do oscilador perto de t_a e um valor grande do ganho super-regenerativo. Se considerarmos que o intervalo de sensibilidade termina com um valor de amplitude da oscilação ainda pequeno, podemos substituir t por t_b no limite da integração e assim a solução é simplificada e se escreve :

$$V(t) \approx \frac{\omega}{2\omega_0 C} I \cdot K_S \cdot p(t) \times \int_0^{t_b} p_c(\tau) \cdot s(\tau) \cdot \cos((\omega - \omega_0)\tau + \omega_0 t + \varphi) d\tau \quad (2.47)$$

Observa-se que esta solução é válida somente após o fim do intervalo de sensibilidade ($t > t_{sb}$).

Enfim, como $p_c(t)$ é considerado nulo fora do intervalo de integração ($[0, t_b]$), então o intervalo de integração pode ser estendido de $-\infty$ a $+\infty$, e deste modo $V(t)$ é aproximadamente proporcional à parte real da transformada de Fourier da envoltória do pulso $p_c(t)$ ponderado pela curva de sensibilidade. A expressão de $V(t)$ também mostra que no modo linear, a saída do oscilador é proporcional a amplitude do sinal de excitação RF, e que a resposta forçada tem o formato da resposta natural depois do intervalo de sensibilidade.

2.2.4.1 Resposta a um pulso de portadora sintonizada na frequência de ressonância do oscilador

Quando a frequência do pulso de RF iguala-se à frequência de ressonância do circuito tanque ($\omega = \omega_0$), a saída do oscilador se escreve como:

$$V(t) = \frac{I}{2C} K_s \cdot p(t) \times \left[\int_0^{t_b} p_c(\tau) \cdot s(\tau) d\tau \right] \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (2.48)$$

Nesta expressão aparece um novo fator de amplificação chamado de ganho regenerativo:

$$K_r = \frac{1}{2C} \int_0^{t_b} p_c(\tau) \cdot s(\tau) d\tau \quad (2.49)$$

Esse ganho leva em conta a área da envoltória do pulso recebido ponderado pela curva de sensibilidade: um pulso que concentra sua energia em volta do pico da curva de sensibilidade terá um ganho regenerativo maior que um pulso mais difundido. A expressão da saída do oscilador pode então se escrever de maneira reduzida:

$$V(t) = I \cdot K \cdot p(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (2.50)$$

Com $K = K_s \cdot K_r$

2.2.4.2 Resposta a um pulso com portadora de frequência arbitrária

Utilizando-se a expressão do ganho total (regenerativo e super-regenerativo), a saída do oscilador pode ser re-escrita como:

$$V(t) = I \cdot K \cdot p(t) \cdot \frac{\omega}{\omega_0} \times \frac{\int_0^{t_b} p_c(\tau) \cdot s(\tau) \cdot \cos((\omega - \omega_0)\tau + \omega_0 t + \varphi) d\tau}{\int_0^{t_b} p_c(\tau) \cdot s(\tau) d\tau} \quad (2.51)$$

$$\Leftrightarrow V(t) = I \cdot K \cdot p(t) \times \frac{\operatorname{Re} \left[\left(\int_0^{t_b} p_c(\tau) \cdot s(\tau) e^{j(\omega - \omega_0)\tau} d\tau \right) e^{j(\omega_0 t + \varphi)} \right]}{\int_0^{t_b} p_c(\tau) \cdot s(\tau) d\tau}$$

E definindo a função complexa seguinte:

$$\psi(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} p_c(t) \cdot s(t) \cdot e^{j\omega t} dt = \left[\int_{-\infty}^{\infty} p_c(t) \cdot s(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \right]^* = F^* \{ p_c(t) \cdot s(t) \} \quad (2.52)$$

Onde o operador F denota a transformada de Fourier. Considerando que $p_c(t)$ é nulo fora do intervalo $[0, t_b]$ a resposta pode ser re-escrita da seguinte forma :

$$V(t) = I \cdot K \cdot p(t) \frac{\omega}{\omega_0} \frac{\operatorname{Re} \left[\psi(\omega - \omega_0) e^{j(\omega_0 t + \varphi)} \right]}{\psi(0)}$$

$$\Leftrightarrow V(t) = I \cdot K \cdot p(t) \frac{\omega}{\omega_0} \frac{|\psi(\omega - \omega_0)|}{\psi(0)} \cos(\omega_0 t + \varphi + \angle \psi(\omega - \omega_0)) \quad (2.53)$$

$$\Leftrightarrow \boxed{V(t) = I \cdot K \cdot |H(\omega)| \cdot p(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi + \angle H(\omega))}$$

Com $H(\omega)$ definido por : $H(\omega) = \frac{\omega}{\omega_0} \frac{\psi(\omega - \omega_0)}{\psi(0)}$

$H(\omega)$ é uma função passa-banda centrada na frequência ω_0 , determinando a resposta em frequência do receptor e portanto em ligação direta com sua seletividade.

2.2.5 Resumo dos parâmetros do receptor e suas características

- Curva de sensibilidade $s(t)$:

É uma função normalizada que decresce (até anular) quando se afasta do tempo $t=t_a$, onde ela assume seu valor máximo. O decrescimento da curva de sensibilidade é rápido por causa da sua dependência exponencial sobre t . O formato de $s(t)$ é determinado principalmente pela região onde a função de atenuação $\omega_D(t)$ muda de positivo para negativo: uma transição lenta de $\omega_D(t)$ naquela região gera uma curva de sensibilidade larga, enquanto uma transição rápida gera uma curva estreita.

Tanto o ganho regenerativo quanto a resposta em frequência depende do produto $p_c(t)s(t)$, assim a curva de sensibilidade atua como uma função ponderadora da envoltória de excitação de entrada $p_c(t)$: os valores de $p_c(t)$ perto de $t=t_a$ serão levados em conta enquanto os valores perto de 0 e t_b serão irrelevantes. O instante $t=t_a$ pode ser considerado como o instante de maior sensibilidade.

- Ganho regenerativo:

K_r é o ganho regenerativo que depende do produto $p_c(t)s(t)$. Se $p_c(t)$ ou $s(t)$ é estreito então o ganho será pequeno, e se $p_c(t)$ e $s(t)$ são largos o ganho regenerativo será grande.

- Ganho super-regenerativo:

K_s é associado ao crescimento exponencial da oscilação e é a componente mais significativa do fator de amplificação. Ele é determinado pela área da região negativa da função de atenuação $\omega_D(t)$.

- Resposta em frequência:

A resposta em frequência é a transformada de Fourier normalizada de $p_c(t)s(t)$ deslocada para a frequência de oscilação ω_0 . Se ambos $p_c(t)$ e $s(t)$ são largos, a largura de banda da curva de seletividade será estreita (mais seletiva) e se um dos dois é estreito, a largura de banda será larga (pouco seletiva).

2.2.6 Resposta a uma excitação senoidal estacionária

Consideramos o caso em que o receptor recebe uma excitação senoidal estacionária:

$$i_{RF}(t) = I \cos(\omega t + \varphi) \quad (2.54)$$

A fim de tirar proveito dos resultados anteriores obtidos com pulso RF, o novo sinal de excitação pode ser escrito como superposição de pulsos RF:

$$i_{RF}(t) = I \sum_{m=-\infty}^{\infty} p_c(t - mT_q) \cos(\omega(t - mT_q) + m\omega T_q + \varphi) \quad (2.55)$$

Onde $p_c(t - mT_q)$ é um pulso retangular unitário localizado no m -ésimo período do sinal de *quench*. A resposta pode assim ser encontrada pela superposição das respostas a um pulso único:

$$V(t) = I \cdot K \cdot |H(\omega)| \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} p(t - mT_q) \cdot \cos(\omega_0 t + m(\omega - \omega_0)T_q + \varphi + \angle H(\omega)) \quad (2.56)$$

Esta expressão mostra que a saída do oscilador é composta de uma serie de pulsos RF, e que se a frequência do sinal recebido difere da frequência de ressonância do circuito tanque ($\omega \neq \omega_0$) a fase do sinal de saída varia de um pulso para o outro. Se as frequências estão sintonizadas, os pulsos estarão em fase.

2.2.7 Resposta a uma modulação genérica

Consideramos agora a resposta do circuito a uma excitação modulada:

$$i_{RF}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} I_m p_c(t - mT_q) \cos(\omega_m t + \varphi_m) \quad (2.57)$$

Essa expressão pode estar representando uma variedade de modulações incluindo modulação de

amplitude, de frequência e de fase.

Reescrevendo a excitação da maneira seguinte:

$$i_{RF}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} I_m p_c(t - mT_q) \cos(\omega_m(t - T_q) + m\omega_m T_q + \varphi_m) \quad (2.58)$$

Assim, por superposição calculamos a resposta do receptor:

$$V(t) = K \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} I_m \cdot |H(\omega_m)| p(t - mT_q) \cdot \cos(\omega_0 t + m(\omega_m - \omega_0)T_q + \varphi_m + \angle H(\omega_m)) \quad (2.59)$$

Esta expressão mostra que a saída do oscilador é composta de uma série de pulsos RF de frequência ω_0 . No caso de uma modulação ASK, temos $\omega_m = \omega$, $\varphi_m = \varphi$ e portanto as variações de amplitude na entrada apareçam na saída. No caso da modulação FSK, $V_m = V$ e a saída apresenta uma modulação de amplitude e de fase através de $H(\omega_m)$, mas a frequência permanece ω_0 . Este comportamento explica a característica de conversão FM para AM dos receptores super-regenerativo.

2.2.8 Fenômeno de ressaca ou ressonância múltipla

Num modo normal de operação do receptor, a oscilação de saída durante um ciclo do sinal de *quench* é gerada principalmente pelo sinal de excitação de entrada e não pelos vestígios dos ciclos anteriores. Isso significa que uma atenuação suficiente deve ser aplicada no início de cada ciclo para extinguir as oscilações anteriores. No entanto, se as oscilações de saída duram mais que um ciclo do sinal de *quench*, elas vão interferir na resposta do receptor no ciclo seguinte. Quando essas oscilações remanescentes são importantes, o crescimento da oscilação depende principalmente delas, tornando a influência da excitação de entrada quase insignificante. Nessa situação, o receptor exhibe pulsos idênticos a cada ciclo independentemente do sinal de entrada, portanto anulando a sensibilidade do receptor.

Esse fenômeno é chamado de ressaca ou de ressonância múltipla. Para avaliar quantitativamente a influência da ressaca, vamos dividir a função de atenuação em uma componente dc e uma componente ac :

$$p(t) = \exp \left[-\int_{t_b}^t \omega_D(x) dx \right] = e^{-\omega_{Ddc}(t-t_b)} \cdot \exp \left[-\int_{t_b}^t \omega_{Dac}(x) dx \right] \quad (2.60)$$

Podemos notar que a primeira exponencial do produto decresce com uma constante de tempo de $1/\omega_{Ddc}$ enquanto a segunda exponencial é uma função periódica. É possível definir um coeficiente de ressaca como sendo a razão entre as amplitudes do segundo pico (indesejado) e do primeiro:

$$h = \frac{p(t_b + T_q)}{p(t_b)} = e^{-\omega_{Ddc}T_q} \quad (2.61)$$

O coeficiente de ressaca não depende da forma de onda da função de atenuação, mas sim do seu valor médio. Podemos notar que $\omega_{Ddc}T_q$ representa a área delimitada pelo valor médio da função de atenuação no decorrer de um período de *quench*, ou seja, a diferença entre as áreas A+ e A-. Esta diferença deve ser mantida grande o suficiente para reduzir a ressaca. A figura seguinte

apresenta a envoltória do pulso para diferentes valores de coeficiente de resaca. Para $h < 0,01$, apenas um pico significativo aparece. Para $h = 0.1$, um segundo pico é observado. E para $h = 0.5$, os pulsos permanecem durante vários períodos de *quench*:

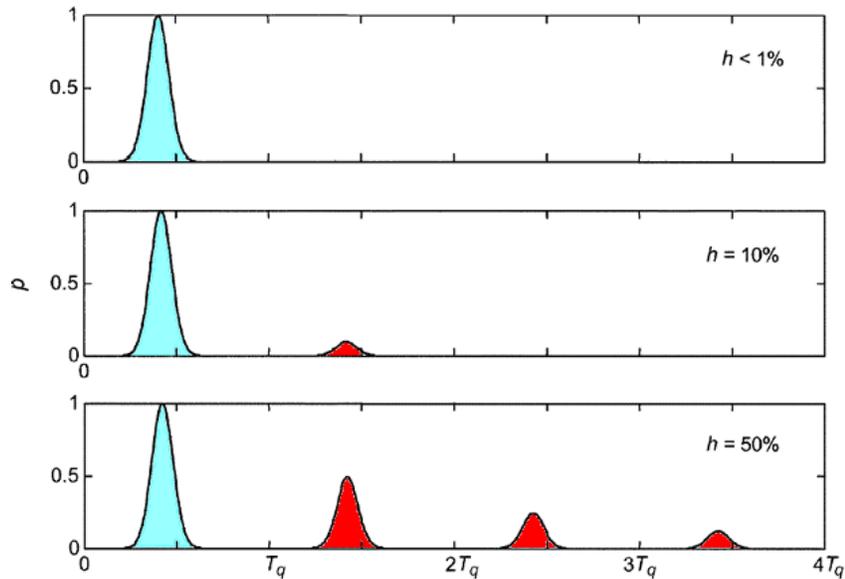


Figura 2-9 : Envoltória de saída para três valores de coeficiente de resaca h .

O coeficiente de resaca também depende da frequência de *quench*. Assim para frequências baixas de *quench*, a componente dc da função de atenuação pode ser pequena mas para sinais *quench* de alta frequência, a parte dc da função de atenuação deve ser aumentada para compensar o aumento da frequência.

2.3 Detector de envoltória

A função deste circuito é gerar uma tensão proporcional à envoltória retificado da oscilação do oscilador super-regenerativo. A figura seguinte apresenta a estrutura do circuito detector de envoltória adotado neste trabalho [21]:

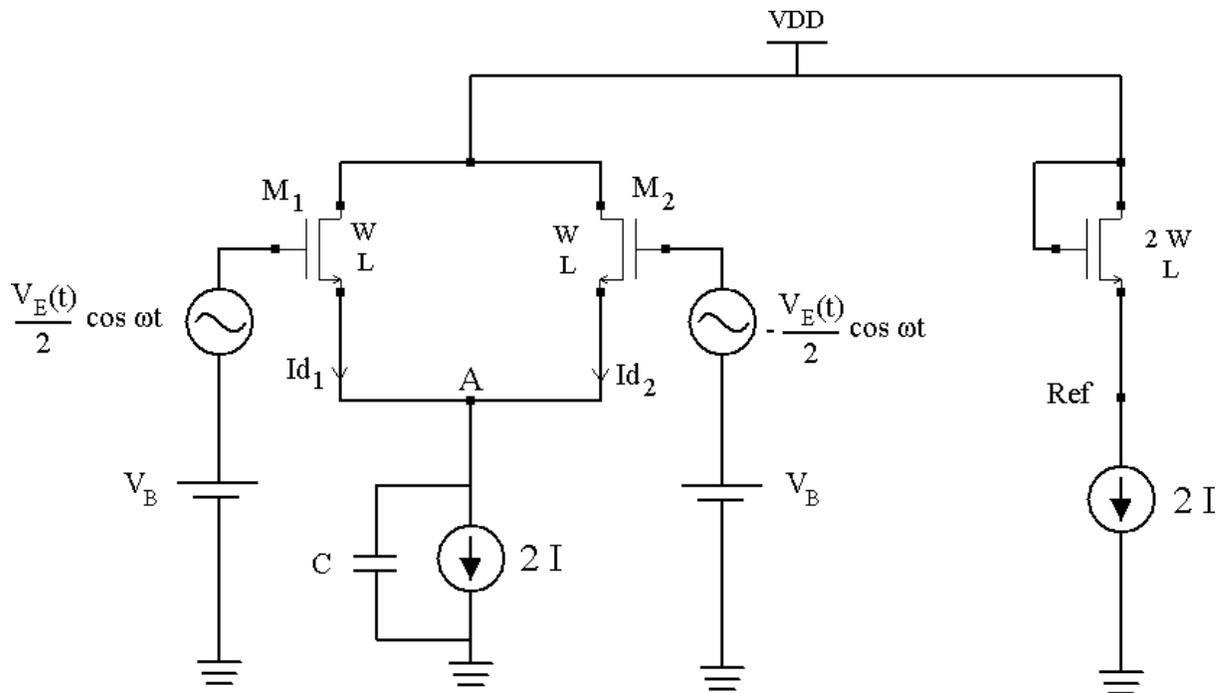


Figura 2-10 : Circuito do detector de envoltória.

A saída do oscilador super-regenerativo é submetida ao par de transistores, de tal modo que as tensões de *gate* dos transistores M1 e M2 são dadas respectivamente por :

$$V_{G1} = V_B + \frac{V_E(t)}{2} \cos \omega t$$

$$V_{G2} = V_B - \frac{V_E(t)}{2} \cos \omega t$$
(2.62)

Onde V_B é a tensão de polarização e $V_E(t)$ é a envoltória da oscilação. A variação da envoltória é considerada muito lenta comparada à frequência da oscilação.

Todos os transistores estão operando na região de inversão fraca (*subthreshold*) para tirar proveito da não-linearidade da relação entre V_{gs} e I_d nesta região:

$$I_D = \frac{W}{L} I_t \exp\left[\frac{V_{GS}}{nV_T}\right] \exp\left(\left[1 - \frac{1}{n}\right] \frac{V_{BS}}{V_T}\right) \quad (2.63)$$

Chamando $V_a(t)$ a tensão do ponto A, podemos calcular as correntes de dreno dos transistores M1 e M2 :

$$\begin{aligned} I_{D1}(t) &= I_{S1} e^{\frac{V_B - V_a(t)}{nV_T}} e^{-\frac{n-1}{n} \frac{V_a(t)}{V_T}} e^{\frac{V_E \cos \omega t}{2nV_T}} & I_{D2}(t) &= I_{S2} e^{\frac{V_B - V_a(t)}{nV_T}} e^{-\frac{n-1}{n} \frac{V_a(t)}{V_T}} e^{-\frac{V_E \cos \omega t}{2nV_T}} \\ \Leftrightarrow I_{D1}(t) &= I_{S1} e^{\frac{V_B}{nV_T}} e^{-\frac{V_a(t)}{V_T}} e^{\frac{V_E \cos \omega t}{2nV_T}} & I_{D2}(t) &= I_{S2} e^{\frac{V_B}{nV_T}} e^{-\frac{V_a(t)}{V_T}} e^{-\frac{V_E \cos \omega t}{2nV_T}} \end{aligned} \quad (2.64)$$

I_{S1} e I_{S2} são iguais pois os transistores M1 e M2 são monolíticos e têm as mesmas dimensões. Somando as duas correntes temos:

$$I_{D1}(t) + I_{D2}(t) = I_S e^{\frac{V_B}{nV_T}} e^{-\frac{V_a(t)}{V_T}} \left(e^{\frac{V_E \cos \omega t}{2nV_T}} + e^{-\frac{V_E \cos \omega t}{2nV_T}} \right) \quad (2.65)$$

Dependendo do sinal de entrada, o termo exponencial pode ser expandido em serie de Fourier já que a envoltória é considerada aproximadamente constante na escala de tempo da oscilação:

$$e^{\frac{V_E \cos \omega t}{2nV_T}} = I_0 \left(\frac{V_E}{2nV_T} \right) + 2I_1 \left(\frac{V_E}{2nV_T} \right) \cos \omega t + 2I_2 \left(\frac{V_E}{2nV_T} \right) \cos 2\omega t + 2I_3 \left(\frac{V_E}{2nV_T} \right) \cos 3\omega t + \dots \quad (2.66)$$

Onde os termos $I_n(x)$ são as funções modificadas de Bessel de ordem n que podem ser aproximadas por suas expansões em serie de Taylor:

$$\begin{aligned} I_0(x) &= 1 + \frac{x^2}{4} + \frac{x^4}{64} + \frac{x^6}{2304} + \dots \\ I_1(x) &= \frac{x}{2} + \frac{x^3}{16} + \frac{x^5}{384} + \frac{x^7}{18432} \dots \\ I_2(x) &= \frac{x^2}{8} + \frac{x^4}{96} + \frac{x^6}{3072} + \dots \end{aligned} \quad (2.67)$$

Podemos notar que as funções de Bessel de ordem par são pares e as funções de ordem impar são impares, portanto:

$$I_0(-x) = I_0(x) \quad I_1(-x) = -I_1(x) \quad I_2(-x) = I_2(x) \quad (2.68)$$

Então :

$$e^{\frac{V_E \cos \omega t}{2nV_T}} = I_0\left(\frac{V_E}{2nV_T}\right) - 2I_1\left(\frac{V_E}{2nV_T}\right) \cos \omega t + 2I_2\left(\frac{V_E}{2nV_T}\right) \cos 2\omega t - 2I_3\left(\frac{V_E}{2nV_T}\right) \cos 3\omega t + \dots \quad (2.69)$$

Finalmente, a soma das correntes de dreno pode ser aproximada por:

$$I_{D1}(t) + I_{D2}(t) \approx I_S e^{\frac{V_B}{nV_T}} e^{\frac{V_a(t)}{V_T}} \cdot 2 \left(I_0\left(\frac{V_E}{2nV_T}\right) + 2I_2\left(\frac{V_E}{2nV_T}\right) \cos 2\omega t + \dots \right) \quad (2.70)$$

O valor da capacitância C é considerado grande o suficiente para que as variações de $V_a(t)$ na escala de tempo da oscilação possam ser desprezadas: assim $V_a(t)$ varia apenas com a envoltória do sinal de entrada e é aproximadamente constante durante um período da oscilação.

Portanto, o valor médio da soma das correntes de dreno é constante e fixado pela fonte de corrente $2I$.

Deste modo temos:

$$2I = \langle I_{D1} + I_{D2} \rangle_{media} = I_S e^{\frac{V_B}{nV_T}} e^{-\frac{V_a(t)}{V_T}} \cdot 2I_0 \left(\frac{V_E}{2nV_T} \right) \quad (2.71)$$

$$\Rightarrow V_a(t) = V_T \ln \left(I_0 \left(\frac{V_E}{2nV_T} \right) \right) + \frac{V_B}{n} - V_T \ln \frac{I}{I_S}$$

A parte direita do circuito permite gerar uma tensão de referência dada por:

$$2I = 2I_S \exp \left[\frac{V_{DD} - nV_{ref}}{nV_T} \right] \quad (2.72)$$

$$\Rightarrow V_{ref} = \frac{V_{DD}}{n} - V_T \ln \left(\frac{I}{I_S} \right)$$

Assim, se $V_B = V_{DD}$, então a diferença entre V_{ref} e $V_a(t)$ é dada por:

$$V_a(t) - V_{ref} = V_T \ln \left(I_0 \left(\frac{V_E}{2nV_T} \right) \right) \quad (2.73)$$

Finalmente, essa expressão pode ser simplificada, expandindo-a em série de Taylor:

$$V_a(t) - V_{ref} \approx V_T \left(\frac{1}{4} \left(\frac{V_E}{2nV_T} \right)^2 - \frac{1}{64} \left(\frac{V_E}{2nV_T} \right)^4 + \frac{1}{576} \left(\frac{V_E}{2nV_T} \right)^6 + \dots \right) \quad (2.74)$$

O projeto, simulações e dimensionamento deste circuito são abordados no próximo capítulo.

Embora pertinente, neste projeto, o filtro passa-baixos não foi empregado. Ele foi substituído por um circuito que realiza a detecção e o condicionamento dos pulsos obtidos na saída do detector de envoltória. Este circuito, implementado externamente, será abordado no último capítulo.

Capítulo 3

Dimensionamento e simulações

Este capítulo trata do projeto, propriamente dito, do receptor super-regenerativo. Todo o dimensionamento de cada um dos seus blocos constituintes, cujas descrições e teorias associadas foram apresentadas nos capítulos anteriores, é discutido e os resultados comparados com simulações feitas em ADS.

O diagrama esquemático do estágio de entrada do receptor super-regenerativo é mostrado na figura seguinte. Nele se encontram o *balun*, o oscilador super-regenerativo e os dois amplificadores de baixo ruído com seus respectivos circuitos de polarização.

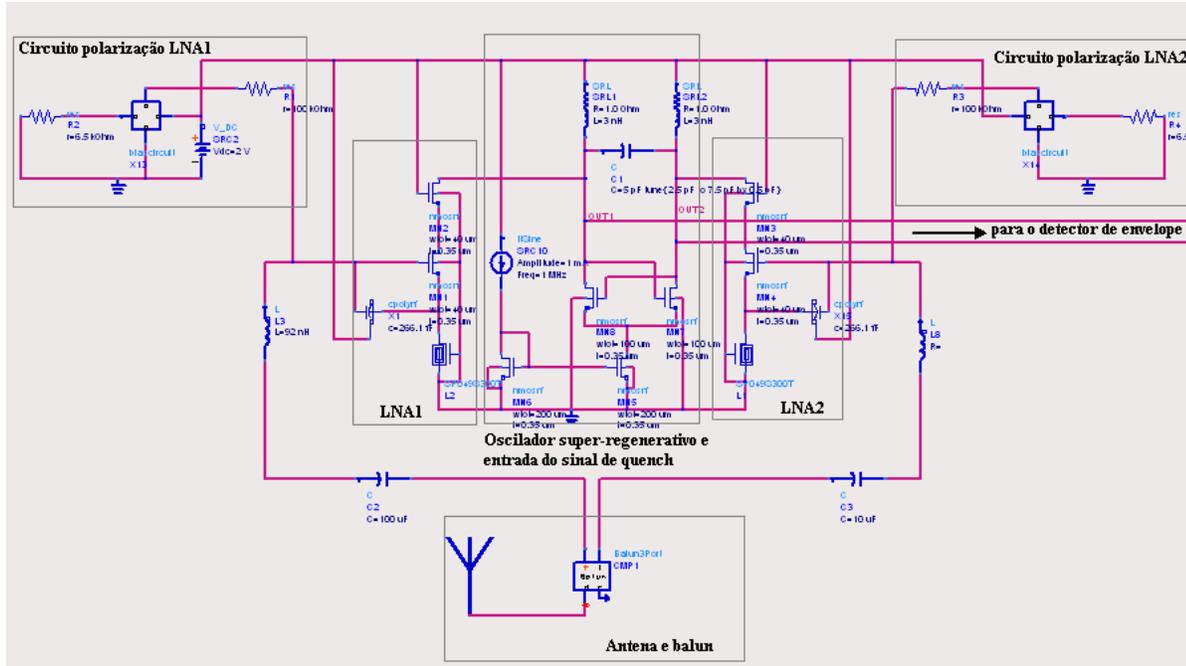


Figura 3-1 : Esquemático do receptor super-regenerativo.

3.1 Balun

O *balun* tem a função de converter o sinal unilateral, proveniente da antena, num sinal diferencial compatível com a característica de entrada do receptor, ao mesmo tempo garantindo o perfeito balanceamento deste sinal. Os *baluns* convencionais usam linhas de um quarto de comprimento de onda o que torna difícil a implementação deles para nossa frequência de trabalho de 900 MHz devido ao grande espaço que eles ocupariam.

Um *balun* derivado do *balun* tipo “*Marchand*” (linhas de acoplamento) permite um bom balanceamento do sinal numa banda estreita ocupando uma área compacta [22, 23, 24]. A principal diferença com o *balun* “*Marchand*” é a introdução de dois capacitores de mesmo valor em paralelo com as linhas de acoplamento que têm por objetivo aumentar artificialmente o comprimento das linhas perto da frequência de interesse. Desta maneira, o comprimento das linhas de acoplamento necessário para o balanceamento do sinal é drasticamente reduzido (tipicamente de $\lambda/4$ para $\lambda/16$). A figura seguinte mostra as duas estruturas de *balun*, o “*Marchand*” (a) e o *balun* derivado (b):

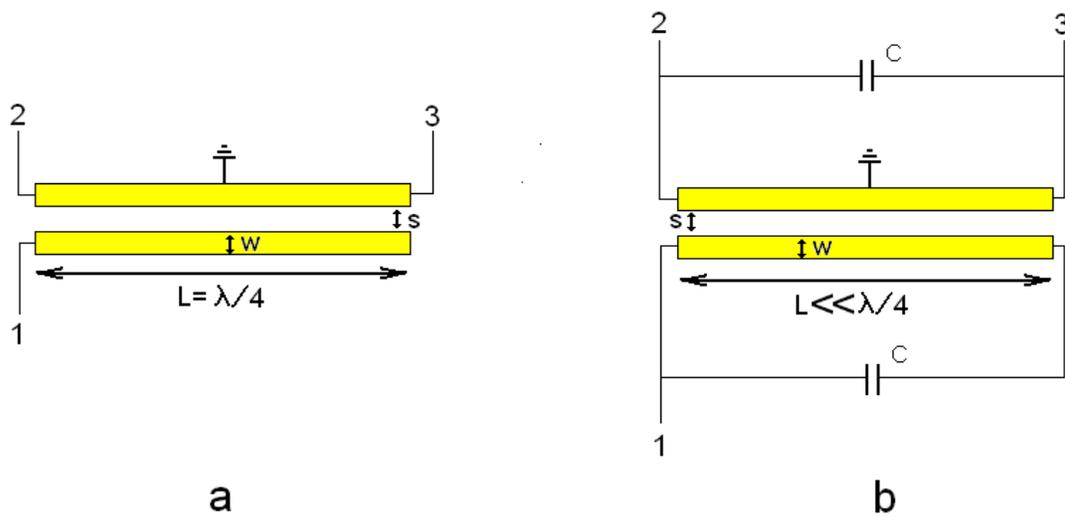


Figura 3-2 : *Balun* Marchand e Marchand modificado.

O *balun* foi projetado para impedâncias de entrada e de saídas de 50 Ohms, o substrato utilizado é uma placa de alumina ($\epsilon_r=9,8$) e a metalização é de cromo-ouro.

Os parâmetros C, W, L e S têm de ser ajustados para proporcionar o melhor acoplamento possível (S_{11} e $S_{21} = -3\text{dB}$), uma defasagem de 180° entre as saídas 2 e 3 e impedâncias de 50 Ohms em cada um dos terminais para limitar as reflexões.

O software ADS [25] foi utilizado no projeto do *balun* pois permite simular não somente o acoplamento das linhas principais, mas também das trilhas chegando ao *balun*. ADS permite a parametrização do circuito para poder ajustar os valores até chegar no ponto de funcionamento

desejado. Os parâmetros do circuito que satisfazem os requisitos são dados na tabelas abaixo:

L	W	S	C
5 mm	0.16 mm	0.06 mm	6.8 pF

Figura 3-3 : Dimensões do *balun* projetado.

Os resultados das simulações com ADS e são mostrados na figura abaixo:

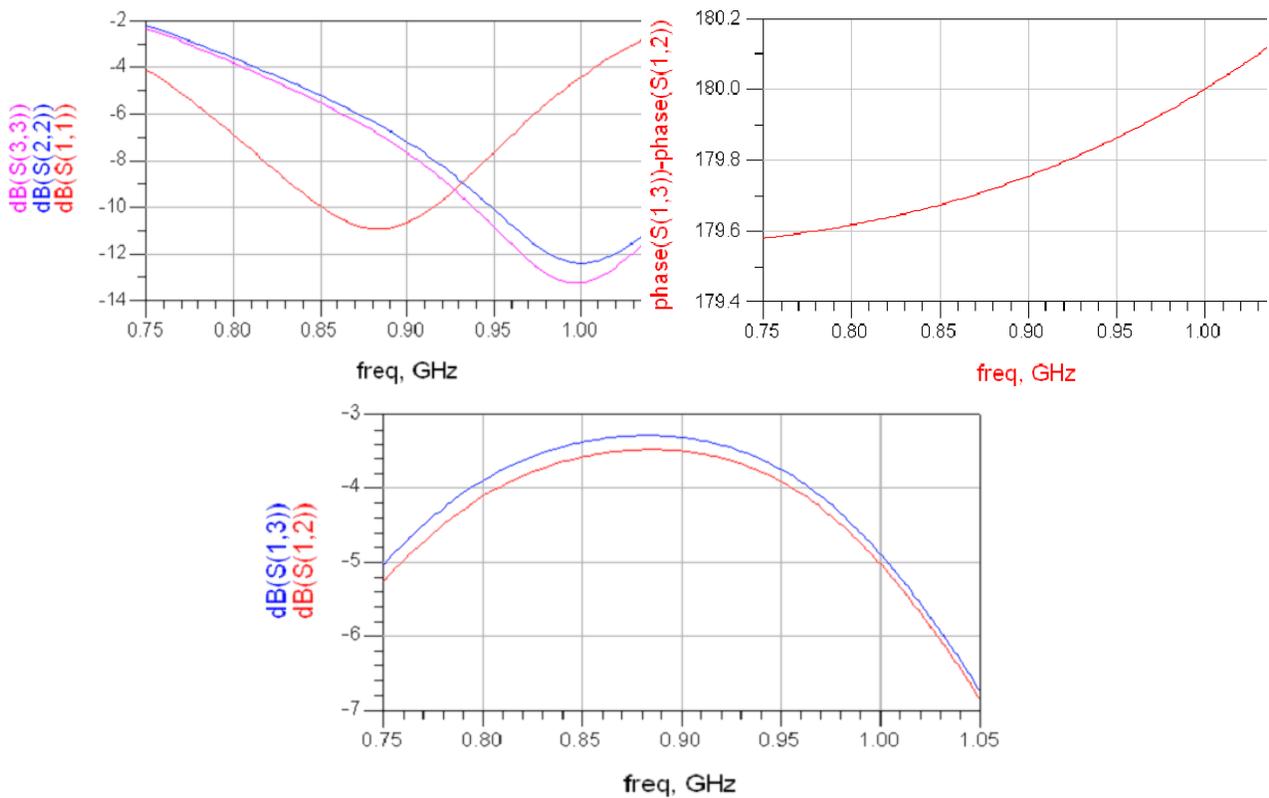


Figura 3-4 : Simulações do *balun* projetado: S11-S22-S33 para verificar casamento de impedâncias, defasagem entre saída 2 e 3, e acoplamento de 1 a 2, e 1 a 3 (S13 e S12).

As simulações mostram um bom desempenho do *balun* nas frequências vizinhas de 900 MHz, com uma defasagem muito próxima de 180° e um acoplamento de -3.5 dB perto do limite teórico de -3 dB. Afastando-se da frequência central o acoplamento diminui, mas os dois sinais ficam balanceados.

A figura seguinte mostra o *balun* projetado assim como uma foto da sua implementação na placa de alumina com trilhas de ouro:

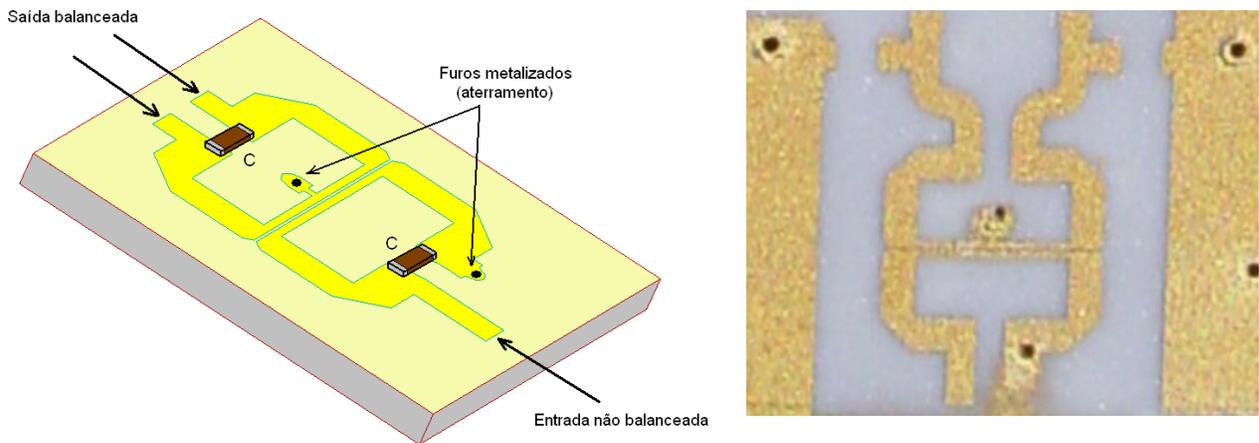


Figura 3-5 : Estrutura do *balun* : desenho e fotografia .

Essa estrutura permite a realização de um *balun* compacto que é bastante eficiente perto da frequência de interesse de 900 MHz e de baixo custo (apenas dois capacitores têm de ser acrescentados)

3.2 Amplificador de baixo ruído (LNA)

No capítulo anterior foram mostrados os fundamentos e a teoria associada ao LNA. Também foram mostradas as razões que levaram à escolha do LNA com degeneração indutiva para este projeto. O dimensionamento deste circuito, tendo como especificações principais o consumo máximo de 1 mA e frequência de operação em 900 MHz é abordado a seguir.

3.2.1 Dimensionamento do estágio de entrada do LNA

A escolha das dimensões do transistor de entrada assim como do valor dos componentes se baseiam na técnica de SNIM adaptada estudada anteriormente. O LNA devera consumir uma corrente de 1 mA e ter uma figura de ruído de aproximadamente 1 dB.

Considerando os seguintes parâmetros de ruído (canal curto), podemos calcular o ω_T do transistor para uma figura de ruído mínima de 1,2:

$$\begin{aligned} \gamma &= 2 & \delta &= 4 & c &= 0.5 & \omega &= 2\pi \cdot 0.9 \text{ GHz} & F_{\min} &= 1.2 \\ F_{\min} &= 1 + \frac{2}{\sqrt{5}} \cdot \frac{\omega}{\omega_T} \cdot \sqrt{\gamma\delta(1-|c|^2)} \\ \Rightarrow \omega_T &= 2\pi \cdot 10^9 \text{ rad/s} \end{aligned} \quad (3.1)$$

A partir deste valor de ω_T é calculado a tensão de polarização do transistor:

$$\begin{aligned} \mu_n &= 370 \text{ cm}^2/\text{Vs} & L_{\min} &= 0.35 \mu\text{m} & \omega_T &= 2\pi \cdot 10^9 \text{ rad/s} \\ \omega_T &= \frac{g_m}{C_{GS}} = \frac{\mu_n C_{ox} W (V_{GS} - V_{th})}{L_{\min} \left(\frac{2}{3} C_{ox} W L_{\min} \right)} \\ \Leftrightarrow \omega_T &= \frac{3 \mu_n (V_{GS} - V_{th})}{2 L_{\min}^2} \\ \Rightarrow V_{GS} &= 0.68 \text{ V} \\ \Rightarrow V_{GS} - V_{th} &= 0.15 \text{ V} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Como o LNA tem de consumir uma corrente máxima de 1 mA, podemos deduzir o tamanho W do transistor :

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{1}{2} K_{PN} \frac{W}{L_{\min}} (V_{GS} - V_{th})^2 \\ \Rightarrow W &= \frac{2I_d L_{\min}}{K_{PN} (V_{GS} - V_{th})^2} \\ I_d &= 1 \text{ mA} & K_{PN} &= 170 \mu\text{A}/\text{V}^2 \\ \Rightarrow W &= 200 \mu\text{m} \end{aligned} \quad (3.3)$$

A partir das dimensões do transistor, podemos calcular sua capacitância *gate-source* C_{GS} :

$$C_{gs} = \frac{2}{3} C_{OX} \cdot W \cdot L_{\min} \quad C_{OX} = 4.6 \text{ fF}/\mu\text{m}^2 \quad (3.4)$$

$$\Rightarrow C_{gs} = 214 \text{ fF}$$

Em seguida, devem ser calculados a capacitância adicional C_{ex} e o valor do indutor de degeneração L_s . Para isso, temos q ue solucionar as duas equações $\text{Re}[Z_{opt}] = \text{Re}[Z_s]$ e $\text{Re}[Z_{in}] = \text{Re}[Z_s]$. Vamos deduzir o valor da capacitância adicional:

$$\text{Re}[Z_{opt}] = \text{Re}[Z_s]$$

$$\Leftrightarrow \frac{\alpha \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma(1-|c|^2)}}}{\omega C_{gs} \left\{ \frac{\alpha^2 \delta}{5\gamma(1-|c|^2)} + \left(\frac{C_t}{C_{gs}} + \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)^2 \right\}} = \text{Re}[Z_s] \quad (3.5)$$

Onde temos:

$$\alpha = 1 \quad \gamma = 2 \quad \delta = 4 \quad c = 0.5$$

$$C_{gs} = 214 \text{ fF} \quad \omega = 2\pi \cdot 0.9 \text{ GHz} \quad C_t = C_{gs} + C_{ex} \quad \text{Re}[Z_s] = 50\Omega \quad (3.6)$$

$$\Rightarrow C_{ex} = 446 \text{ fF}$$

O valor da indutância de degeneração é obtido a partir da seguinte equação :

$$\text{Re}[Z_{in}] = \text{Re}[Z_s]$$

$$\Leftrightarrow \frac{g_m L_s}{C_t} = \text{Re}[Z_s] \quad (3.7)$$

Onde:

$$g_m = \mu_n C_{OX} \frac{W}{L_{\min}} (V_{gs} - V_{th}) = 13 \text{ mS} \quad C_t = C_{gs} + C_{ex} = 650 \text{ fF} \quad (3.8)$$

$$\Rightarrow L_s = 2.4 \text{ nH}$$

Para finalizar o projeto da entrada do LNA temos que determinar o valor da indutância de entrada L_g que deve satisfazer a equação seguinte para que o casamento de impedâncias seja atingindo:

$$sL_s + \frac{1}{sC_t} = -sL_g$$

$$\Rightarrow L_g = \frac{1}{\omega^2 C_t} - L_s \quad (3.9)$$

$$\Rightarrow L_g = 45 \text{ nH}$$

3.2.2 Ganho do LNA

A entrada do LNA já foi descrita, então para completar o projeto, vamos falar do circuito de saída do amplificador. Para aumentar o ganho do amplificador e cancelar o efeito da capacitância de carga na saída do LNA, é necessário utilizar uma indutância L_d para ressonar com essa capacitância de carga C_d causada pelo estágio que vem após o LNA C_d :

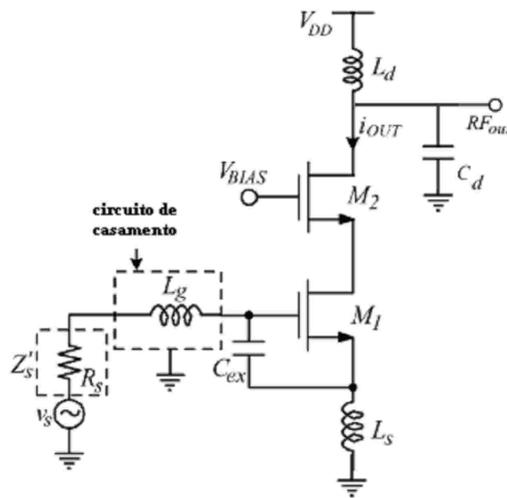


Figura 3-6 : LNA com circuito ressonante na saída.

Na ressonância (escolhida para acontecer na frequência de interesse do sinal RF), a impedância do circuito ressoante não é infinita por causa do fator de qualidade Q_d da indutância que é limitada (se for integrada $Q_d \approx 5$). Assim existe uma resistência parasita em paralelo com L_d dada por $R_p = Q_d \cdot \omega_0 \cdot L_d$. Na ressonância, a impedância do circuito de saída é R_p .

Calculamos, então, a transcondutância do LNA com o circuito de casamento de impedâncias, a capacitância adicional e a indutância de degeneração:

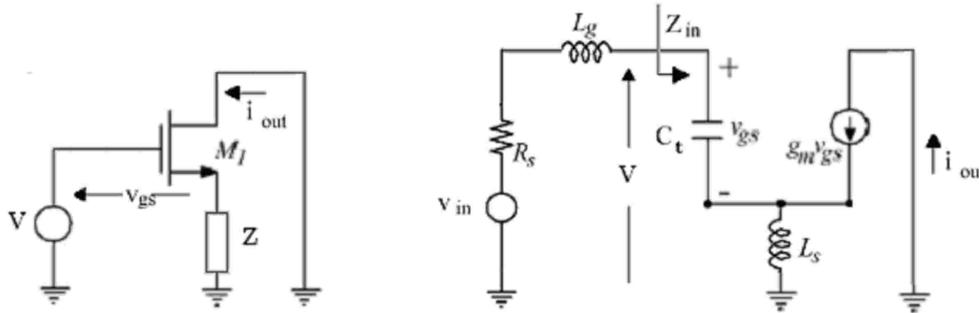


Figura 3-7 : Transistor degenerado e modelo pequenos sinais para calculo da transcondutância do LNA.

Do primeiro modelo temos que :

$$V = V_{gs} + g_m V_{gs} Z$$

$$\Leftrightarrow V_{gs} = \frac{V}{1 + g_m Z} \quad (3.10)$$

e assim i_{out} é dado por :

$$i_{out} = g_m V_{gs} = \frac{g_m}{1 + g_m Z} \cdot V \quad (3.11)$$

No segundo modelo podemos calcular a impedância de entrada Z_{in} do circuito sem o circuito de casamento (L_g) :

$$Z_{in} = \frac{1}{s \cdot C_t} + s \cdot L_s + \omega_T' L_s \quad \text{com} \quad \omega_T' = \frac{g_m}{C_t} \quad (3.12)$$

E como:

$$\begin{cases} V = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_s + sL_g} V_{in} \\ Z = sL_s \end{cases} \quad (3.13)$$

Substituindo V e Z na expressão da corrente de saída, encontramos:

$$i_{out} = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_s + sL_g} \frac{g_m}{1 + g_m s L_s} V_{in} \quad (3.14)$$

Enfim, a transcondutância do LNA é dada por:

$$G_m = \frac{i_{out}}{V} = \frac{1 + \omega_T' s L_s C_t + s^2 L_s C_t}{\left[1 + (R_s + \omega_T' L_s) s C_t + (L_g + L_s) s^2 C_t \right]} \frac{g_m}{(1 + s L_s g_m)} \quad (3.15)$$

Essa expressão pode ser simplificada na ressonância ω_0 , pois:

$$1 - \omega_0^2 (L_g + L_s) C_t = 0 \quad (3.16)$$

e supondo que $L_g \gg L_s$ então $L_s C_t \omega_0^2 \ll 1$. Portanto, podemos desprezar $L_s C_t \omega_0^2$ no numerador.

A transcondutância do LNA na ressonância é simplificada e vale:

$$G_m(j\omega_0) \approx \frac{1 + j\omega_0 \omega_T' L_s C_t}{j\omega_0 C_t (R_s + \omega_T' L_s)} \frac{g_m}{(1 + j\omega_0 L_s g_m)} = \frac{g_m}{j\omega_0 C_t (R_s + \omega_T' L_s)} \quad (3.17)$$

Lembrando que para satisfazer o casamento de impedâncias deve-se verificar que $\omega_T' L_s = R_s$ então a transcondutância é:

$$G_m(j\omega_0) = \frac{g_m}{j\omega_0 C_t 2R_s} \quad (3.18)$$

Finalmente, considerando o circuito ressonante de saída, que na frequência de interesse entra em ressonância e admite então uma impedância real dada por $R_p = Q_d \omega_0 L_d$ (com Q_d fator de

qualidade da indutância), o ganho total do LNA pode ser calculado a partir da sua transcondutância:

$$|A_v(j\omega_0)| = \frac{\omega_T' L_d Q_d}{2R_s} \quad \text{com} \quad \frac{g_m}{C_t} = \omega_T' \quad (3.19)$$

Escolhendo um indutor espiral integrado L_d de 10 nH com um fator de qualidade $Q_d=5$, o ganho será dado por:

$$\begin{aligned} \omega_T' &= \frac{g_m}{C_t} = \frac{13 \cdot 10^{-3}}{650 \cdot 10^{-15}} = 20 \cdot 10^{-9} \text{ rad/s} \\ \Rightarrow |A_v(j\omega_0)| &= 10 \quad \Leftrightarrow 10 \log |A_v(j\omega_0)| = 10 \text{ dB} \end{aligned} \quad (3.20)$$

3.2.3 Transistor cascode

O transistor cascode M2 é utilizado para reduzir o efeito Miller da capacitância C_{gd} de M1, e para providenciar uma boa isolamento reversa do LNA (para impedir interação da saída do LNA na sua entrada).

O efeito Miller num amplificador de ganho $-G$ tem as conseqüências seguintes:

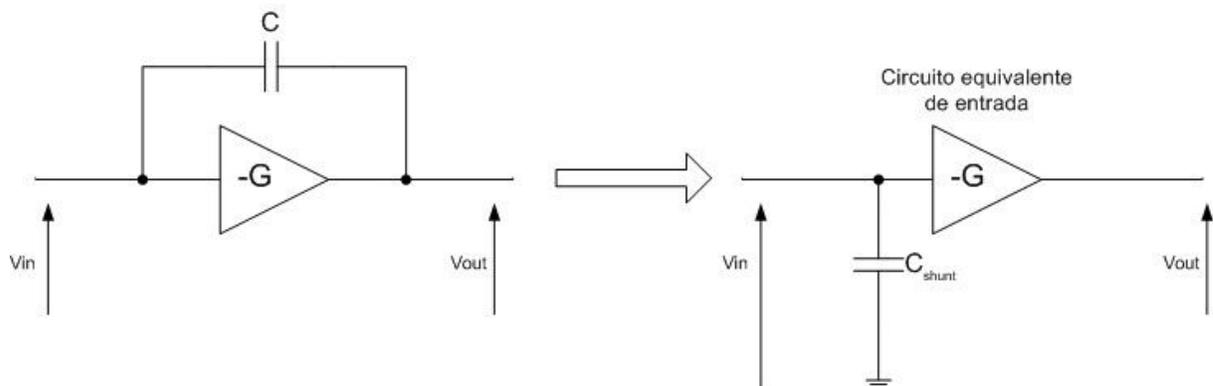


Figura 3-8 : O efeito Miller.

$$\begin{aligned}
V_c &= V_{in} - V_{out} \\
V_c &= V_{in} - (-G \cdot V_{in}) = V_{in} \cdot (G + 1) \\
I_c &= V_c \cdot j\omega C \\
j\omega C_{shunt} &= \frac{I_c}{V_{in}} = \frac{V_c \cdot j\omega C}{\frac{V_c}{(G + 1)}} \Rightarrow C_{shunt} = \frac{\cancel{V_c} C (G + 1)}{\cancel{V_c}} = C (G + 1)
\end{aligned} \tag{3.21}$$

No LNA, o efeito Miller atrapalha quando uma grande impedância é aplicada no dreno de M1, por exemplo, com um LNA sem transistor cascode e com circuito ressonante de saída, a impedância aplicada no dreno de M1 é $R_p = Qd\omega_0 L_d$.

Isso causa o aumento da capacitância de *shunt* no *gate* que tem o valor de C_{gd} de M1 multiplicada pelo ganho em tensão do amplificador:

$$C_{gate-shunt} = C_{gd1} \left(1 + (g_{m1} \cdot R_{load}) \right) \tag{3.22}$$

Colocando o transistor M2 entre a carga de saída e o transistor M1, a impedância de carga vista do dreno é muito menor ($=1/g_{m2}$)

Portanto, a capacitância de *shunt* no *gate* vale então um valor bem menor :

$$C_{gate-shunt} = C_{gd1} \left(1 + \left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \right) \tag{3.23}$$

Por exemplo , escolhendo M1 e M2 de mesmo tamanho , $C_{gate-shunt} = 2 C_{gd1}$.

A parte real da impedância de entrada é dada por:

$$\text{Re}[Z_{in}] = \frac{\omega_T L_s}{1 + 2C_{gd}/C_t} \tag{3.24}$$

A indutância de degeneração L_s deve ser aumentada para compensar a diminuição da parte real da impedância de entrada causada por C_{gd} .

3.2.4 Adaptação de impedância na saída do LNA

Para testar o LNA, é necessário estabelecer nele uma impedância de saída de 50 Ohms. No cálculo do ganho, consideramos o capacitor C_d em paralelo com o indutor L_d . O valor deles é projetado para ressoar na frequência de interesse e assim aumentar o ganho do LNA naquela frequência. Mas, nesta configuração a impedância de saída não é de 50 Ohms.

Lembrando que se o indutor L_d possui um coeficiente de qualidade Q_d , ele pode ser modelado como um indutor perfeito em paralelo com uma resistência $R_p = Q_d \omega_0 L_d$. Conectando em paralelo o capacitor C_d e uma resistência R_1 de carga, tal como mostra a figura seguinte,

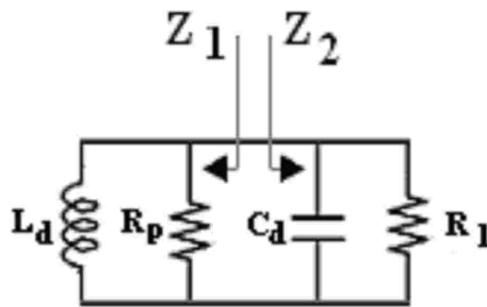


Figura 3-9 : Circuito de ressonância do LNA com carga resistiva R_1 .

obtemos o casamento de impedâncias para $Z_1 = Z_2^*$, isso é para $R_p = R_1$ e $L_d C_d = 1/\omega_0^2$.

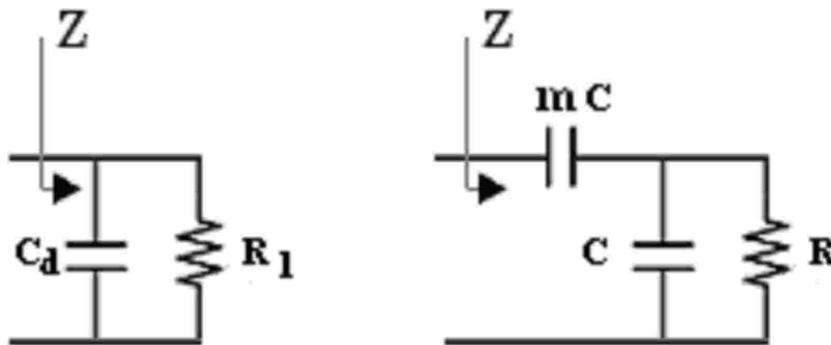


Figura 3-10 : Divisor capacitivo.

Os dois circuitos apresentados na figura anterior são equivalentes se:

$$R_1 = (1 + m)^2 \cdot R \qquad C_d = \frac{m}{m + 1} \cdot C \qquad (3.25)$$

Podemos usar esta transformação para casar a saída do LNA para $R=50\ \Omega$, conservando uma capacitância equivalente a C_d visto da saída de M_2 :

$$C_d = \frac{1}{L_d \omega_0^2} \quad R = 50\ \Omega \quad R_1 = R_p = Q_d L_d \omega_0$$

$$\Rightarrow \begin{cases} m = \sqrt{\frac{Q_d L_d \omega_0}{R}} - 1 \\ C = \frac{m+1}{m} \cdot \frac{1}{L_d \omega_0^2} \end{cases} \quad (3.26)$$

No caso do nosso circuito:

$$\begin{aligned} C_d = 3.1\ \text{pF} \quad Q_d = 5 \quad L_d = 10\ \text{nH} \\ \Rightarrow m = 1.38 \quad C = 5.3\ \text{pF} \quad mC = 7.4\ \text{pF} \end{aligned} \quad (3.27)$$

3.2.5 Circuito de polarização do LNA

O LNA requer uma polarização estável e precisa para não mudar suas condições de casamento. A forma bastante comum de gerar uma tensão de polarização é usar uma fonte de corrente de referência e de um transistor conectado em diodo como mostrado na figura seguinte :

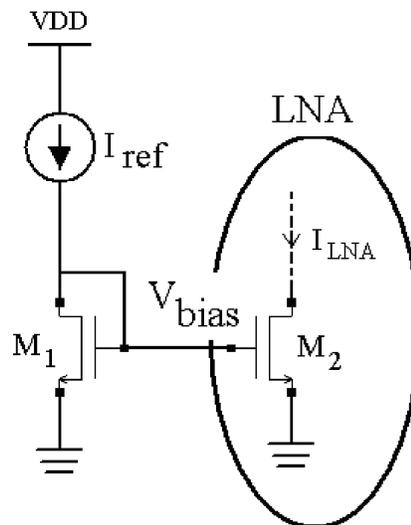


Figura 3-11 : Polarização do LNA com fonte de corrente de referência.

Nessa configuração, a dimensão W do transistor M_1 tem que ser uma porção pequena da dimensão W de M_2 , para que a corrente de referência seja pequena comparada a I_{LNA} e assim limitar o consumo do circuito de polarização.

Para gerar a corrente de referência I_{ref} , a maneira mais simples é colocar um resistor R entre V_{DD} e M_1 , tal como ilustra a figura abaixo :

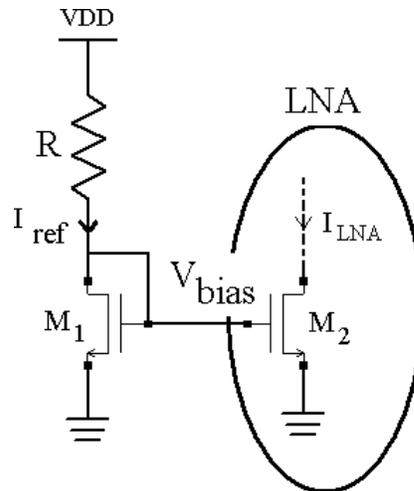


Figura 3-12 : Implementação da fonte de corrente de referência com resistor.

Nesta configuração, a corrente de referência é bastante sensível à tensão de alimentação V_{DD} . Para uma variação ΔV_{DD} da tensão de alimentação a variação da corrente de referência ΔI_{ref} é dada por:

$$\Delta I_{ref} = \frac{\Delta V_{DD}}{R + 1/g_{m1}} \quad (3.28)$$

Assim, a tensão de polarização V_{bias} também é sensível a tensão de alimentação.

Por isso, é interessante buscar uma outra maneira de produzir uma corrente de referência que seja independente da tensão de alimentação.

O circuito da figura abaixo permite a geração de uma corrente de referência que não depende de V_{DD} [26]:

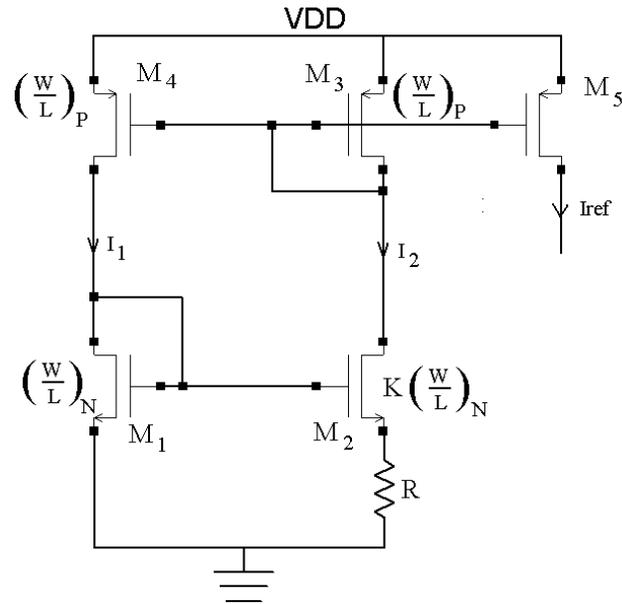


Figura 3-13 : Circuito para gerar uma corrente de referência independente da alimentação.

Nesse circuito, os transistores de canal P têm as mesmas dimensões e formam um espelho de corrente, para garantir que as correntes I_1 e I_2 são iguais. Na parte inferior do circuito temos os dois transistores de canal N que possuem o mesmo potencial no *gate*. Portanto, temos:

$$V_{GS1} = V_{GS2} + R \times I_2$$

E como $I_1 = I_2 = I$:

$$\sqrt{\frac{2I}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_N}} + V_{TH1} = \sqrt{\frac{2I}{\mu_n C_{ox} K \left(\frac{W}{L}\right)_N}} + V_{TH2} + R \times I \quad (3.29)$$

Finalmente, desprezando o efeito de corpo obtemos:

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{2I}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_N}} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{K}}\right) &= I \times R \\ \Rightarrow I &= \frac{2}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_N} \cdot \frac{1}{R^2} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{K}}\right)^2 \end{aligned} \quad (3.30)$$

Evidentemente, na prática existe uma certa dependência com V_{DD} causada principalmente pela modulação de canal dos transistores (fenômeno desprezado no estudo anterior). Assim, para diminuir a sensibilidade da corrente com V_{DD} , o circuito tem de ser projetado com transistores de canal longo para amenizar os efeitos da modulação de canal.

Duas simulações foram realizadas: a primeira com um resistor simples que gera uma corrente dependente de V_{DD} e a outra com o nosso circuito que gera uma corrente de referência de corrente independente de V_{DD} . Nos dois casos, a corrente de referência produzida é de mesmo valor (para $V_{DD}=2V$) e aplicada sobre um transistor montado como diodo para gerar uma tensão de polarização de 0.68 V. A figura seguinte mostra os dois circuitos de polarização assim como a simulação da variação da tensão de polarização para V_{DD} variando de 1.6 V a 2.4V :

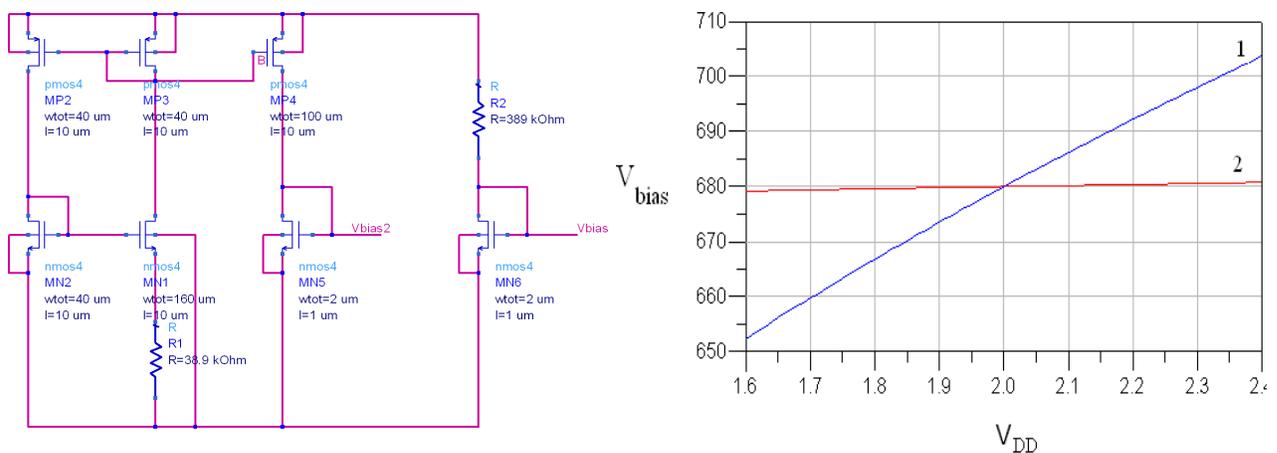


Figura 3-14 : Diagrama esquemático dos dois circuitos de polarização e simulação comparativa das tensões geradas em função do V_{DD} .

Podemos notar que no caso do circuito simples de polarização usando apenas o resistor R para gerar a corrente de referência, a tensão de polarização varia de 50 mV (curva 1) enquanto a tensão de polarização produzida pela corrente de referência independente de V_{DD} sofre apenas uma variação de 1.5 mV (curva 2).

3.2.6 Simulação do circuito final do LNA

O circuito do LNA foi projetado a partir dos valores dos componentes previamente calculados e simulado em ADS, utilizando a tecnologia C35 da AMS. A figura seguinte apresenta o diagrama esquemático do circuito do LNA projetado:

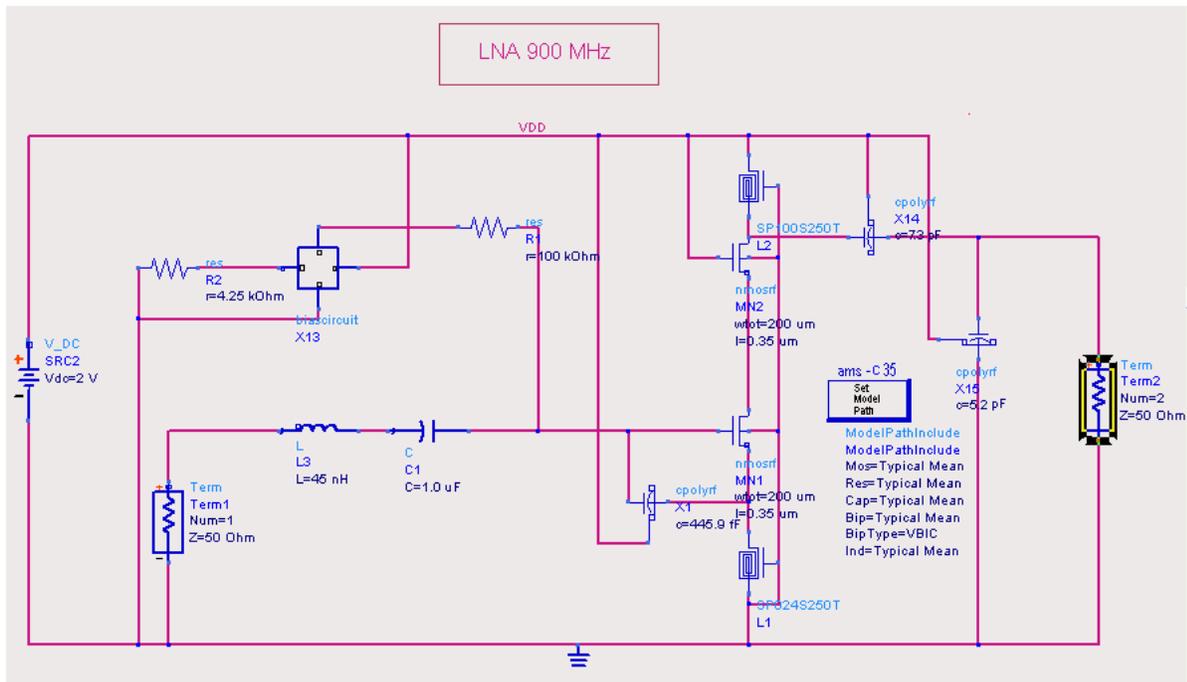


Figura 3-15 : Diagrama esquemático completo do LNA projetado.

Não foi possível integrar a indutância de entrada L_g (45 nH) em razão do seu valor alto. Ela será conectada externamente. Os transistores MN1 e MN2 possuem uma estrutura interdigitada para diminuir a resistência distribuída de $gate^1$ (no caso, cada transistor é composto de 40 *fingers* de $5\mu\text{m}$, ou seja, uma largura total de $200\mu\text{m}$).

A seguir vamos apresentar os resultados de simulação do LNA projetado.

Em primeiro lugar vêm as simulações de parâmetro S que dão as figuras de mérito principais do LNA. S11 representa as reflexões na entrada do LNA. Para um bom casamento de impedâncias, S11 deve ter o menor valor possível na frequência de interesse. Da mesma forma S22, representa

¹ Ver apêndice B sobre o ruído do transistor MOS.

as reflexões na saída do LNA. S_{21} representa o ganho em potência do LNA (no caso da entrada e a saída estarem casadas, ganho em potência e em tensão são equivalentes). Finalmente S_{12} representa a isolação reversa do LNA, isso é a potência do sinal na saída que volta à entrada, ele deve ser o menor possível para providenciar uma boa isolação:

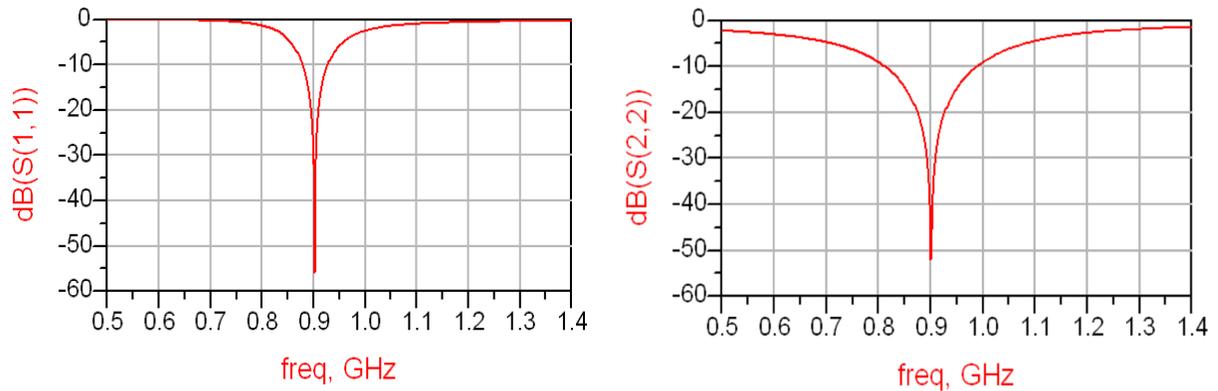


Figura 3-16 : Simulação dos parâmetros S_{11} e S_{22} .

Em 900 MHz, podemos ver que o LNA apresenta um casamento perfeito das impedâncias de entrada e de saída.

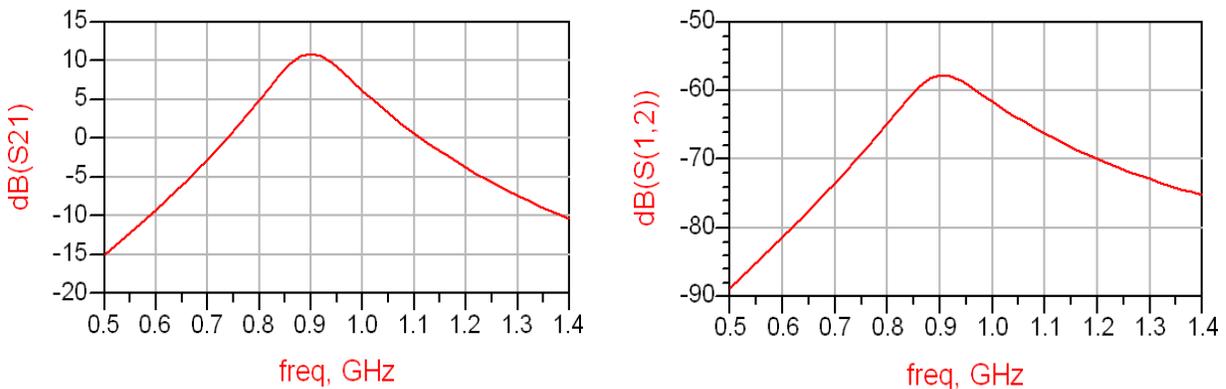


Figura 3-17 : Simulação dos parâmetros S_{21} e S_{12} .

O ganho do LNA (S_{21}) em 900 MHz está de acordo com o valor calculado anteriormente (10 dB), e a isolação reversa admite um máximo em 900 MHz de -60 dB o que significa uma boa isolação.

A estabilidade do LNA também há de ser estudada. No caso de uma realimentação da saída na entrada, o circuito pode se tornar instável para uma certa combinação de impedância de fonte e de carga. O fator de estabilidade de Stern é utilizado para caracterizar a estabilidade dos circuitos.

Ele é definido por:

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{21}||S_{12}|} \quad (3.31)$$

Com Δ definido por:

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (3.32)$$

Se $K > 1$ e $\Delta < 1$, então o circuito é incondicionalmente estável. A equação 3.31 sugere que a estabilidade aumenta quando S_{12} diminui, ou seja, quando a isolação reversa aumenta.

A figura seguinte apresenta o resultado da simulação do fator de estabilidade assim como do parâmetro Δ :

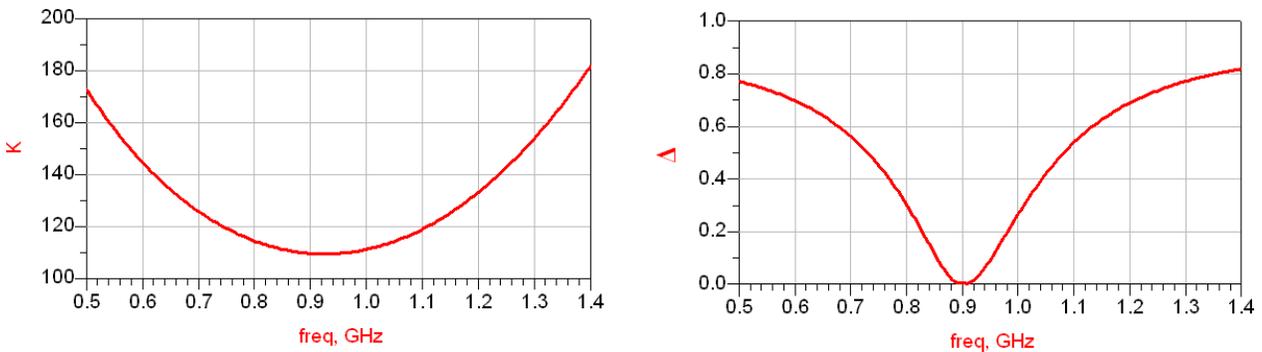


Figura 3-18: Simulação do fator de estabilidade e do parâmetro Δ .

O fator de estabilidade está superior a 105 para qualquer valor de frequência ($K \gg 1$), e o parâmetro Δ inferior a 1 para qualquer valor de frequência, portanto, o LNA é incondicionalmente estável .

O alto valor de K é devido à boa isolação reversa do LNA ($S_{12} = -60\text{dB}$) .

Foram também realizadas as simulações relativas ao ruído do LNA, na temperatura $T=16,85^{\circ}\text{C}$ (norma do IEEE para o cálculo do ruído). A figura abaixo representa a figura de ruído NF do LNA em função da frequência assim como a curva da figura de ruído mínimo:

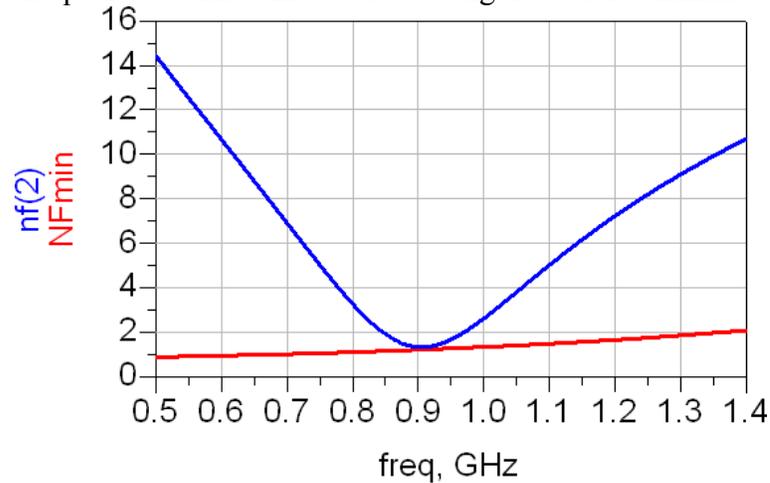


Figura 3-19 : Simulação do fator de ruído e fator de ruído mínimo.

Podemos notar que a figura de ruído do LNA atinge praticamente o fator de ruído mínimo na frequência de interesse (900 MHz). Esse valor é aproximadamente $NF = 1$ dB. Como previsto na teoria, o fator de ruído aumenta rapidamente quando a frequência se distancia da frequência de interesse. Este é o principal inconveniente da técnica usada para o projeto do LNA. A figura abaixo mostra, na carta de Smith, os círculos de ganho constantes e os círculos de figura de ruído constante em função da impedância de entrada do LNA:

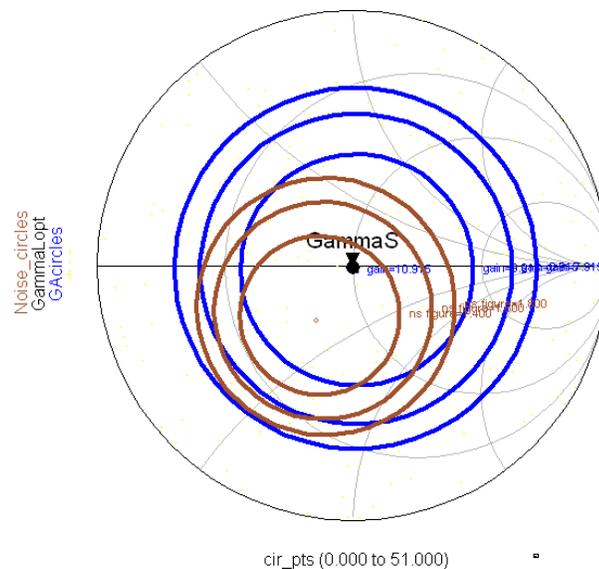


Figura 3-20 : Círculos de ganho constante e de fator de ruído constante na carta de Smith.

O centro dos círculos é respectivamente o maior ganho e a menor figura de ruído. Notamos que, neste caso, os dois centros são próximos mostrando que o objetivo da técnica de casamento simultâneo de impedâncias e de ruído foi atingido.

Finalmente, algumas simulações foram realizadas para estudar a linearidade do LNA¹. A primeira foi do ponto de compressão do ganho de 1 dB definido pelo nível de sinal de entrada que provoca uma queda de ganho de 1 dB. No mesmo gráfico foram desenhadas a curva real de relação entrada - saída e a curva linearizada. Assim, podemos visualizar com facilidade o ponto de inclinação de 1 dB :

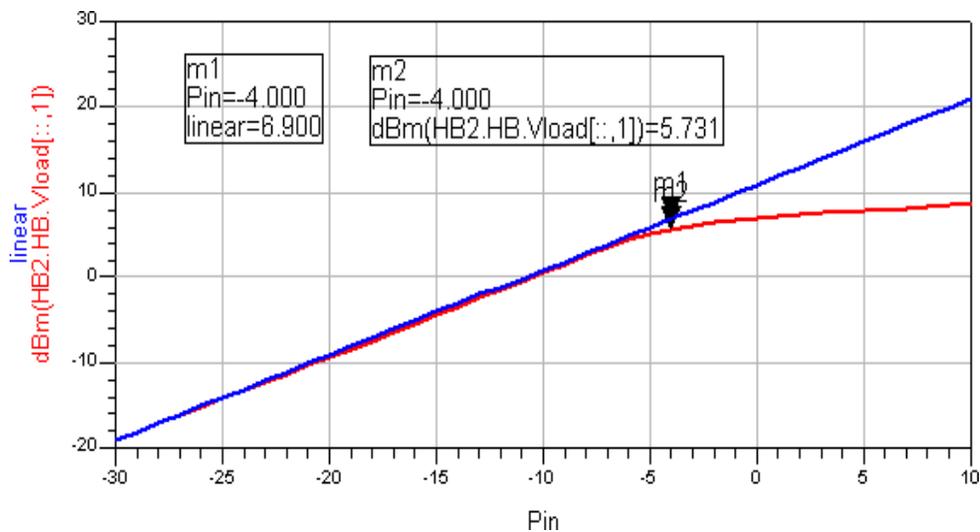


Figura 3-21 : Simulação da compressão de ganho.

O ponto de compressão de 1 dB acontece para um nível de entrada de -4 dBm.

A segunda simulação relativa à linearidade do LNA foi do terceiro ponto de interseção IP3. Na simulação foram aplicados dois sinais de entrada de frequências vizinhas para poder observar as intermodulações e mais precisamente a intermodulação de terceira ordem pela qual se deduz o valor do IP3.

¹ Ver apêndice C sobre as não-linearidades em sistemas RF.

A figura seguinte mostra a curva que representa a amplitude da fundamental e a curva da amplitude do produto de intermodulação de terceira ordem IM3 :

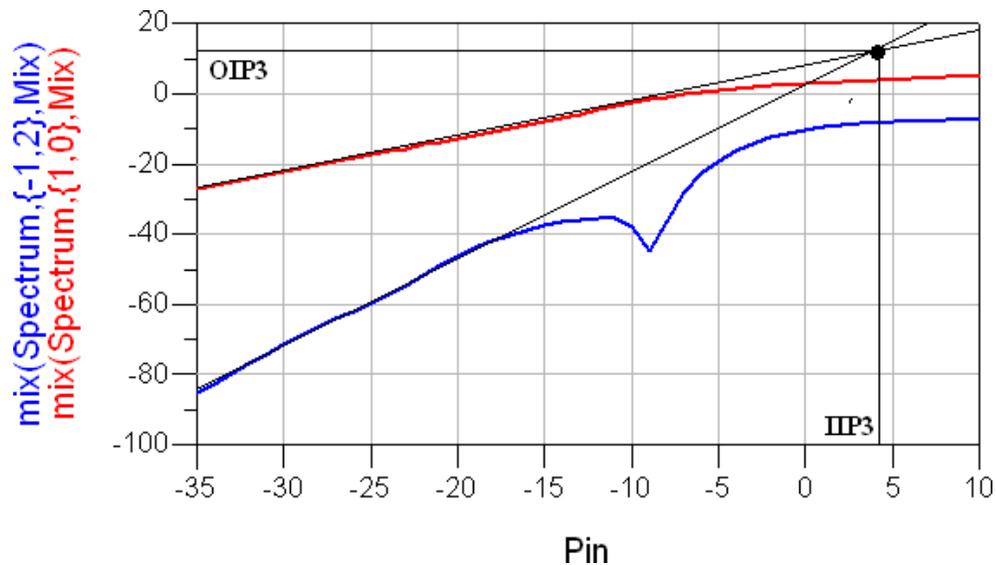


Figura 3-22 : Simulação do produto de intermodulação de terceira ordem IM3.

Por definição, o terceiro ponto de interseção de entrada IIP3 é o nível dos sinais de entrada pelo qual acontece a interseção das duas curvas. Portanto IIP3 = 4dBm A tabela abaixo resume as figuras de mérito do LNA projetado :

<i>Parâmetro:</i>	<i>Valor:</i>
Frequência de operação	900 MHz
Corrente de polarização	1 mA
Tensão de alimentação	2 V
S11	-56 dB
S12	-58 dB
S21	11 dB
S22	-52 dB
NF	1.1 dB
P _{-1dB}	-4 dB
IIP3	4 dB

Figura 3-23 : Resumo das figuras de mérito simuladas do LNA projetado.

O LNA descrito anteriormente foi fabricado separadamente do receptor para poder realizar sua caracterização.

No caso do receptor super-regenerativo, os dois LNAs foram projetados seguindo a mesma técnica, mas para apresentar um consumo máximo de 100 μA . Outra diferença é a ausência do estágio de saída (circuito LC), colocado no LNA anterior para aumentar seu ganho e obter um casamento de impedâncias na sua saída. A tabela abaixo resume as dimensões e os valores dos componentes do LNA

<i>Parâmetros :</i>	<i>Valor:</i>
Corrente de dreno I_D	100 μA
Tensão de alimentação	2 V
Indutor de degeneração L_S	4.9 nH
Indutor de entrada L_G	92 nH
Capacitor adicional C_{ex}	266 fF
Número de <i>fingers</i> n_g	8
Dimensões transistores W/L	40 μm / 0.35 μm
Transcondutância g_m	2.3 mS

Figura 3-24 : Dimensões e valores dos componentes do LNA.

3.2.7 Layout do LNA

O *layout* do LNA foi realizado no software Cadence Virtuoso [27], utilizando as bibliotecas fornecidas pela AMS na tecnologia C35 [28]. A biblioteca da AMS inclui indutores espirais, capacitores poly1-poly2, transistores etc, todos com características e modelos próprios para aplicações de RF.

Os indutores de degeneração L_s e de carga L_d foram integrados mas para o indutor de entrada L_g foi usado um componente externo por causa do seu alto valor. Um cuidado especial foi tomado para reduzir as capacitâncias parasitas com o substrato, e interações entre linhas principalmente entre as linhas de entrada e saída do LNA (para evitar oscilações devidas a realimentação positiva).

A principal capacitância parasita introduzida no *layout* é causada pelos *pads* de entrada e saída do LNA. A seguir, discute-se de maneira breve o problema dos *pads* e algumas possíveis soluções serão apresentadas:

Os *pads* comuns na tecnologia utilizada consistem em quadrados de $100\mu\text{m}$ de lado de Metal 1, 2 e 3 ligados um ao outro através de uma grande quantidade de vias. Esses *pads*, no entanto, não são adequados para aplicação de RF pois apresentam um acoplamento capacitivo com a resistência distribuída de substrato [29]. A figura seguinte mostra um modelo desse tipo de *pad* :

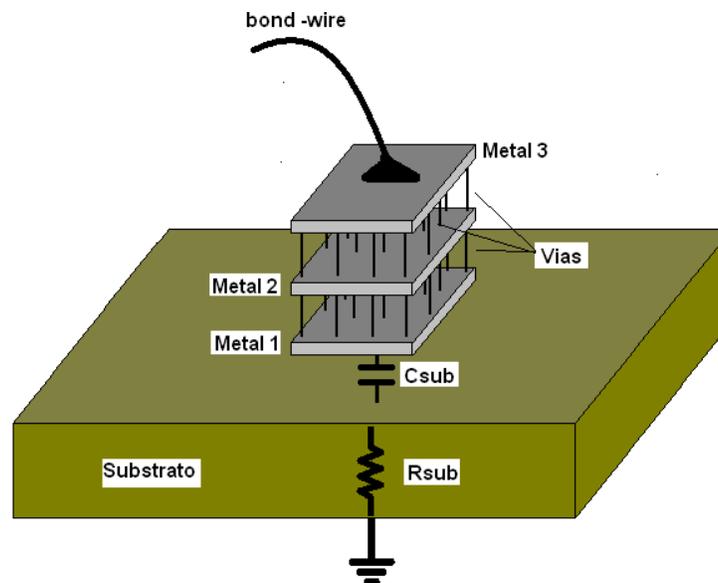


Figura 3-25 : Acoplamento capacitivo de um *pad* comum com a resistência de substrato.

A capacitância C_{sub} é relativamente grande por causa da área do *pad*, tipicamente entre 0.5pF-1pF, e a resistência de substrato possui um valor entre 100 e 300 Ohms nessa tecnologia. Isso torna impossível o uso desse tipo de *pad* numa aplicação RF tal como um LNA pois nessas frequências, o *pad* apresenta uma impedância resistiva que não permite o casamento de impedâncias, piorando assim o ganho além de gerar um ruído que deteriora a figura de ruído NF do sistema .

Por isso, os *pads* de RF devem ter uma estrutura modificada que elimina ou que reduz drasticamente essa resistência de substrato, deixando apenas um acoplamento capacitivo no terra, o que não é um problema no caso do LNA pois essa capacitância pode ser compensada com um circuito de casamentos de impedâncias.

Para eliminar essa resistência, é importante implementar uma blindagem do *pad* com o substrato que pode ser realizada de duas maneiras : a primeira [30] utiliza os metais superiores, M3 e M2 por exemplo, para realizar o *pad* (M2 e M3 são ligados pelos vias) e o metal inferior M1 é conectado no terra , realizando assim a blindagem. O inconveniente dessa técnica é o risco que o *pad* (M2 e M3) tem de entrar em curto com o terra (M1) no momento de realizar a solda dos *bondwires*. A figura seguinte mostra a estrutura do *pad* com blindagem de metal 1 :

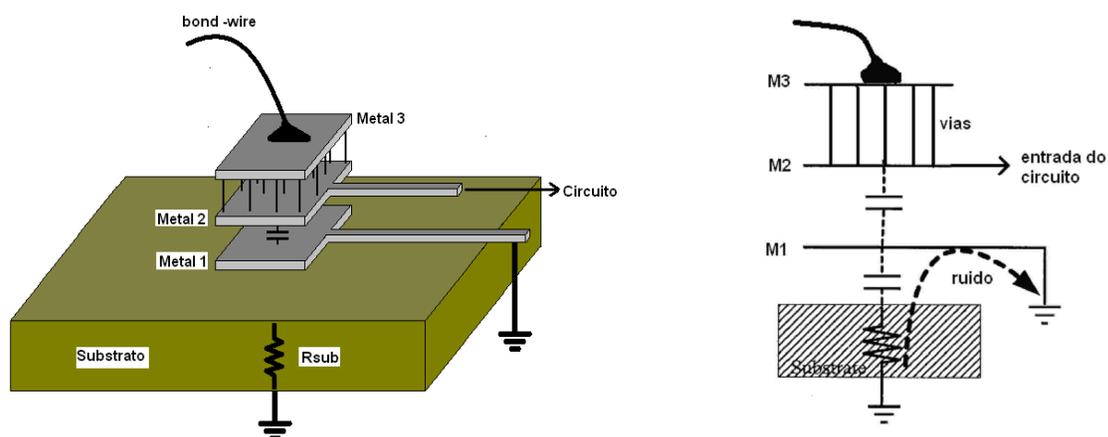


Figura 3-26 : *Pad* de RF com blindagem de metal 1

Outra maneira [31] de realizar a blindagem é conectar todos os metais juntos para realizar o *pad*, e intercalar uma camada de difusão P+ dentro de um poço N entre o *pad* e o substrato como mostra a figura seguinte:

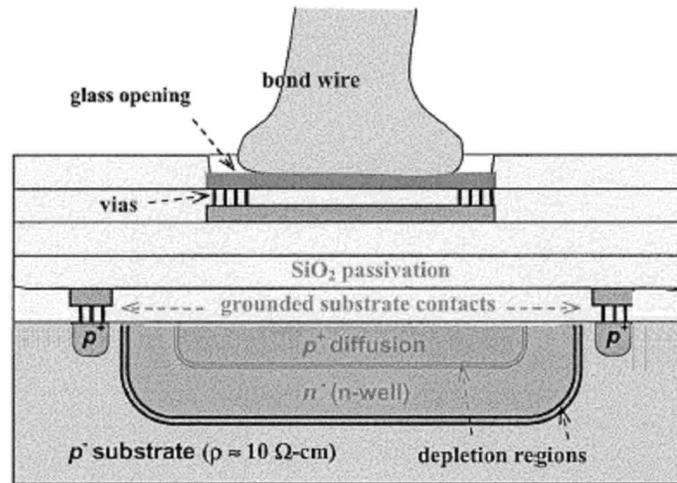


Figura 3-27 : *Pad* de RF com estrutura DI (depleção-isolação)

Essas duas estruturas de *pads* foram implementadas em nosso projeto para comprovar a eficiência de cada uma delas em relação ao *pad* comum.

A figura seguinte mostra o *layout* do LNA com uma dessas estruturas de *pads* :

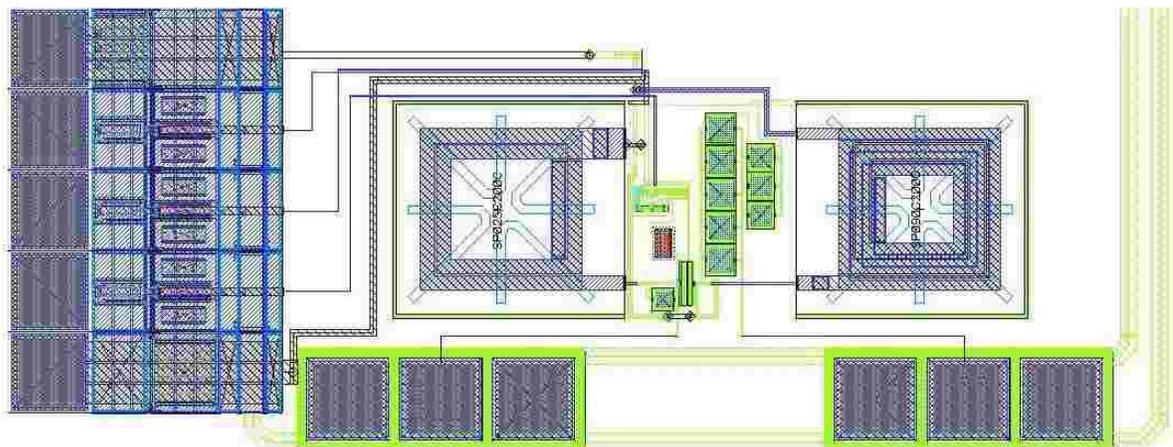


Figura 3-28 : *Layout* completo do LNA.

A figura abaixo mostra detalhes dos transistores do LNA e do capacitor adicional:

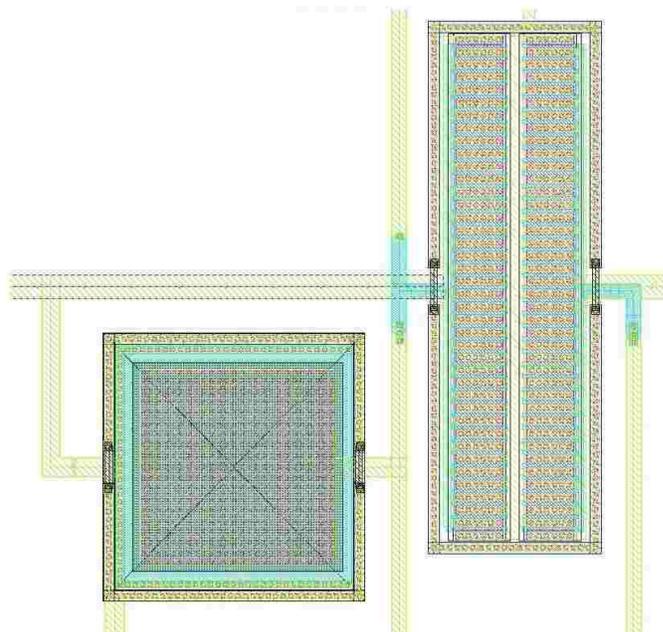


Figura 3-29 : *Layout* dos transistores M1-M2 e do capacitor adicional.

Finalmente, a figura abaixo mostra o *layout* de um dos indutores integrados:

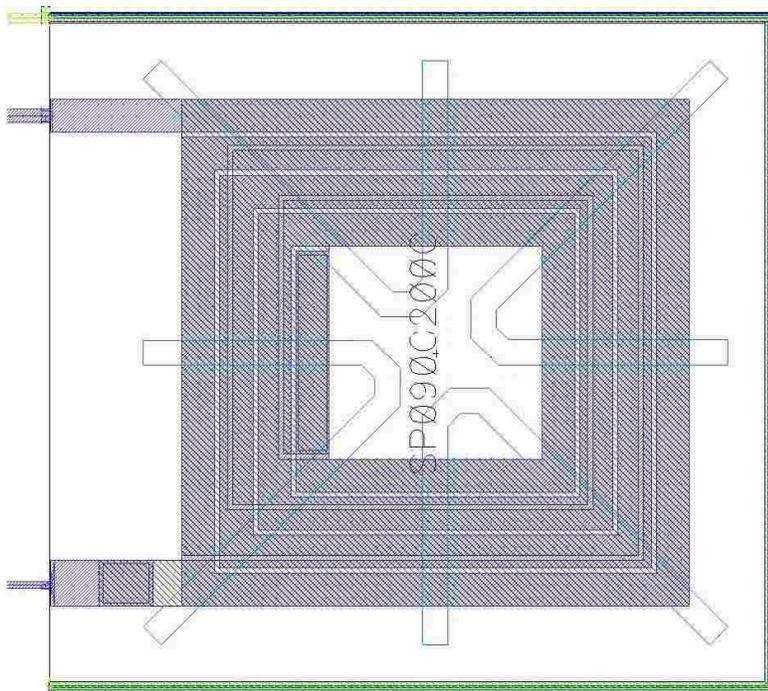


Figura 3-30 : *Layout* de um indutor espiral (9 nH).

3.3 Oscilador e circuito tanque externo

A figura a seguir mostra o diagrama esquemático do oscilador com circuito tanque externo e entrada de *quench* :

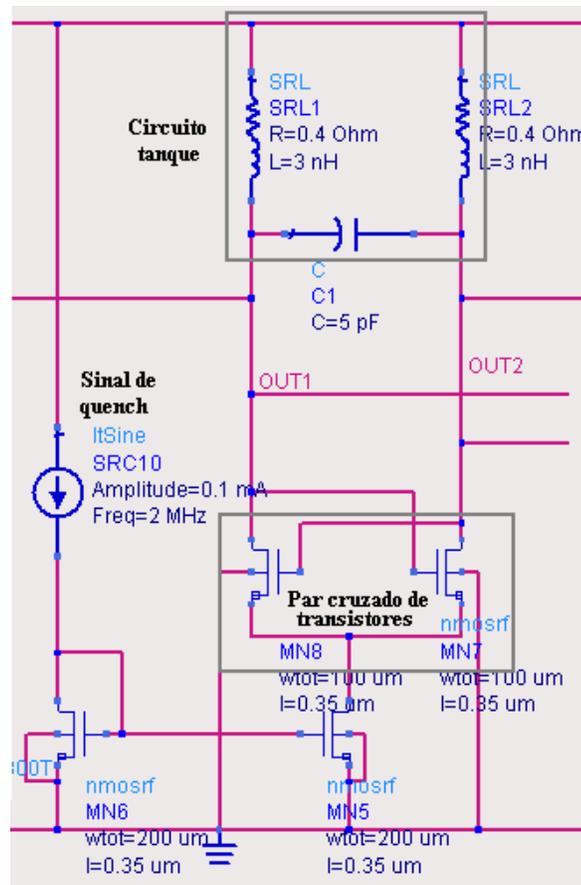


Figura 3-31 : Esquemático do oscilador.

Os transistores do par cruzado MN7 e MN8 foram dimensionados com uma razão de aspecto elevada ($W/L \gg 1$) para compensar o impacto na transcondutância da redução da corrente de polarização, que visa, por sua vez, atenuar as perdas do circuito tanque e permitir assim as oscilações. A corrente do sinal de *quench* é espelhada por MN6 e MN5 para polarizar os transistores do par cruzado.

O circuito tanque não foi integrado, nesta implementação para diminuir o consumo: indutores integrados possuem um fator de qualidade baixo, em torno de $Q=4$, enquanto o fator de qualidade de um indutor externo está em torno de $Q=40$, assim a transcondutância necessária para

compensar as perdas do indutor externo deverá ser muito menor do que se fosse um indutor integrado, portanto a corrente de polarização do par cruzado também será muito menor.

A seguir faremos um breve estudo comparativo da corrente necessária no caso de um indutor externo de $Q_1=40$, e no caso de indutor integrado de $Q_2=4$. Lembrando que para um indutor com fator de qualidade Q , a resistência de perda paralela é dada por :

$$R = QL\omega \quad (3.33)$$

Deste modo a transcondutância mínima do par cruzado para compensar as perdas é :

$$g_{m_{\min}} = \frac{1}{QL\omega} \quad (3.34)$$

A transcondutância e a corrente de polarização em cada transistor são dadas por:

$$\begin{aligned} g_m &= \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} \cdot (V_{gs} - V_{th}) = \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} \cdot V_{OD} \\ I_D &= \frac{1}{2} g_m \cdot (V_{gs} - V_{th}) = \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} \cdot V_{OD}^2 \end{aligned} \quad (3.35)$$

Tendo em vista que os transistores operam na região linear.

Observamos, então, que:

$$\begin{aligned} Q_1 &= 10 \cdot Q_2 \\ \Rightarrow g_{m1_{\min}} &= \frac{1}{10} \cdot g_{m2_{\min}} \\ \Rightarrow V_{OD1} &= \frac{1}{10} \cdot V_{OD2} \\ \Rightarrow I_{D1} &= \frac{1}{100} \cdot I_{D2} \end{aligned} \quad (3.36)$$

Portanto, a corrente consumida pelo oscilador no caso de um indutor externo com fator de qualidade 10 vezes maior que o fator de qualidade do indutor integrado é 100 vezes menor . Para um sistema de baixo-consumo, isso torna totalmente inviável o uso de indutor integrado para o circuito tanque.

3.4 Detector de envoltória

O circuito foi simulado em ADS. A figura seguinte mostra o diagrama esquemático do detector de envoltória:

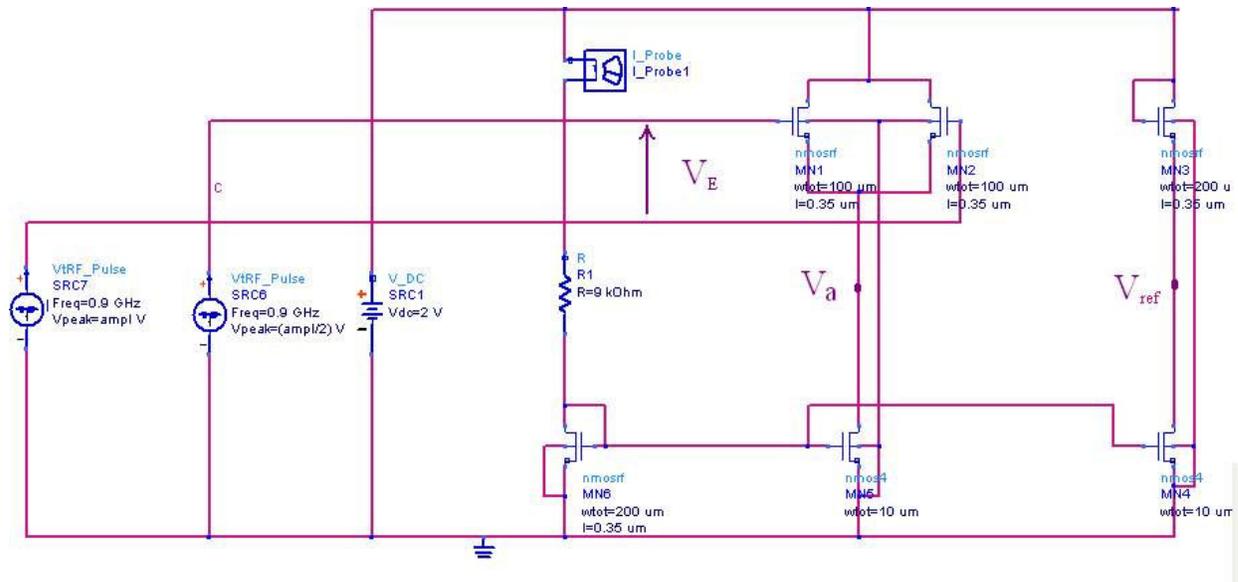


Figura 3-32 : Diagrama esquemático do detector.

Primeiro, foi observado $V_a(t)$ com V_E variando de 0 a 200 mV. A figura seguinte apresenta a variação de $V_a(t)$ em função de V_E :

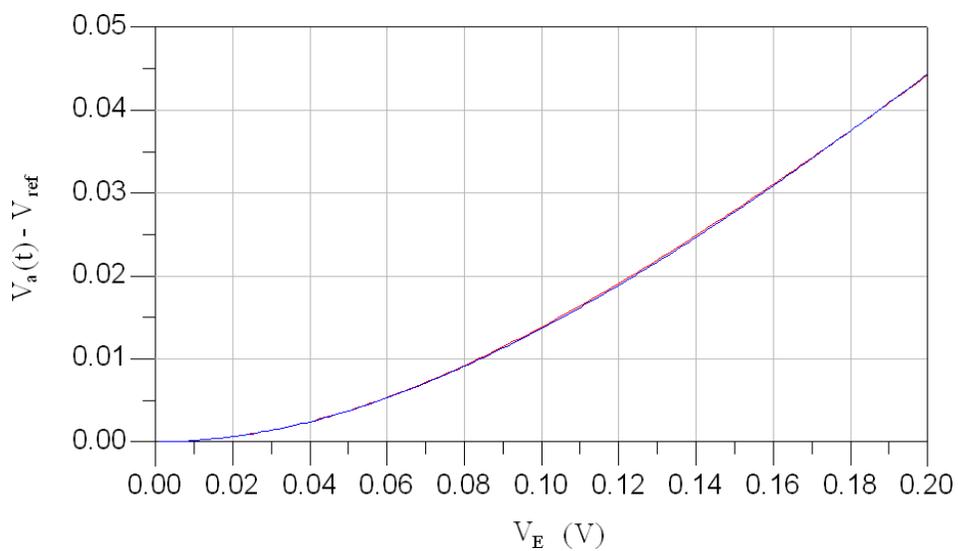


Figura 3-33 : Simulação da tensão de saída gerada pelo detector em função da amplitude da oscilação de entrada V_E e curva do modelo proposto.

No gráfico da simulação foi sobreposta a curva do modelo calculado com valor de $V_T=25\text{mV}$ e o coeficiente de degradação de *subthreshold* $n=1,27$. A sobreposição da curva do modelo e da simulação é perfeita, o que valida o modelo proposto.

Para determinar o tempo de estabilização do detector de envoltória, uma simulação no tempo foi realizada com uma oscilação de entrada de envoltória retangular:

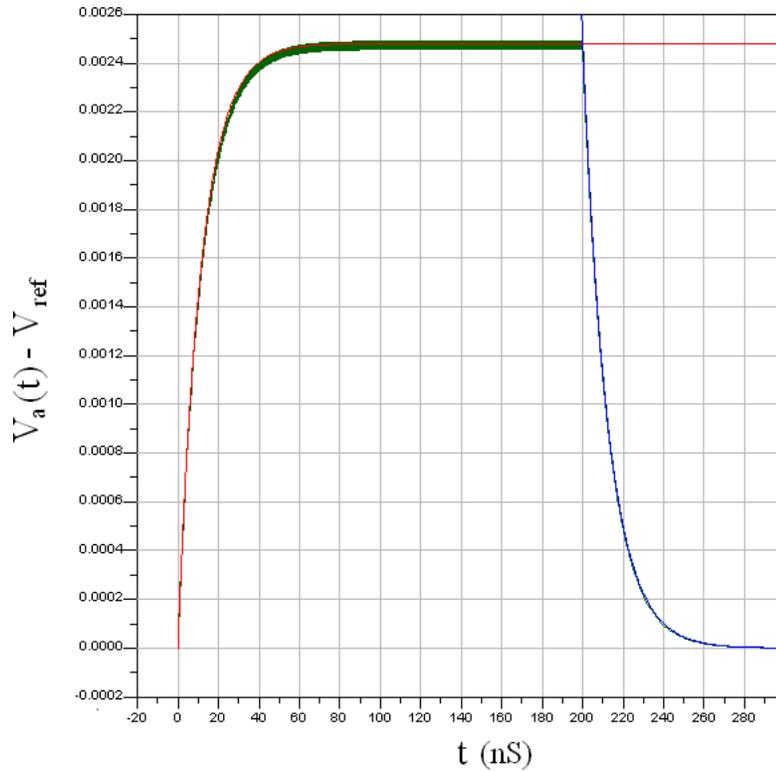


Figura 3-34 : Simulação no tempo do detector com uma oscilação de envoltória quadrada.

Para $t < 0$, nenhuma oscilação está presente na entrada do detector, para $0 < t < 200\text{ns}$ uma oscilação de amplitude $V_E = 40\text{mV}$ é aplicada e finalmente para $t > 200\text{ns}$ nenhuma oscilação está presente. Um modelo simplificado da resposta a transitório, válido apenas para os valores pequenos de amplitude da envoltória foi calculado. A resposta a transitório do detector no surgimento da oscilação é dada por:

$$V_a(t) - V_{ref} \approx \frac{V_E^2}{16n^2V_T} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad \text{onde} \quad \tau = \frac{C \cdot V_T}{2I} \quad (3.37)$$

Da mesma maneira, no fim da oscilação, a resposta a transitório é :

$$V_a(t) - V_{ref} \approx \frac{V_E^2}{16n^2V_T} \cdot e^{-\frac{t-200ns}{\tau}} \quad \text{onde} \quad \tau = \frac{C \cdot V_T}{2I} \quad (3.38)$$

Na figura anterior foram sobrepostas as curvas dos modelos de transição que coincidiram perfeitamente com o resultado da simulação, validando assim o modelo desenvolvido.

Podemos notar que o tempo de estabilização depende apenas do valor da capacitância e da corrente de polarização. No caso do circuito analisado, nenhuma capacitância foi acrescentada pois existem as capacitâncias parasitas dos transistores que dispensam o uso de um capacitor adicional. A partir do resultado da simulação foi verificado que o capacitor equivalente C causado pelos transistores é de 0,3pF. Assim, com uma fonte de corrente de 0.5 μA , a constante de tempo vale:

$$\tau = \frac{0.3 \times 10^{-12} \times 0.025}{0.5 \times 10^{-6}} = 15ns \quad \text{e assim o tempo de estabilização} \quad t_{estab} \approx 3\tau = 45ns .$$

A fonte de corrente e o capacitor atuam como um filtro passa-baixos de primeira ordem e de frequência de corte $f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \tau}$ que no caso de uma corrente de 0.5 μA implica uma frequência de corte de 10.6 MHz, valor que é suficiente para o receptor projetado pois a frequência da envoltória é da ordem de 1 MHz.

3.5 Amplificador de saída

O sinal na saída do detector é de baixa amplitude (dezenas de mV). Por isso, acrescentamos um estágio de amplificação para facilitar as medidas na saída do receptor. O circuito detector de envoltória fornece uma tensão proporcional à amplitude da oscilação assim como uma tensão de referência. Para amplificar a diferença dessas duas tensões vamos utilizar um OTA. A figura seguinte mostra o diagrama esquemático do OTA utilizado:

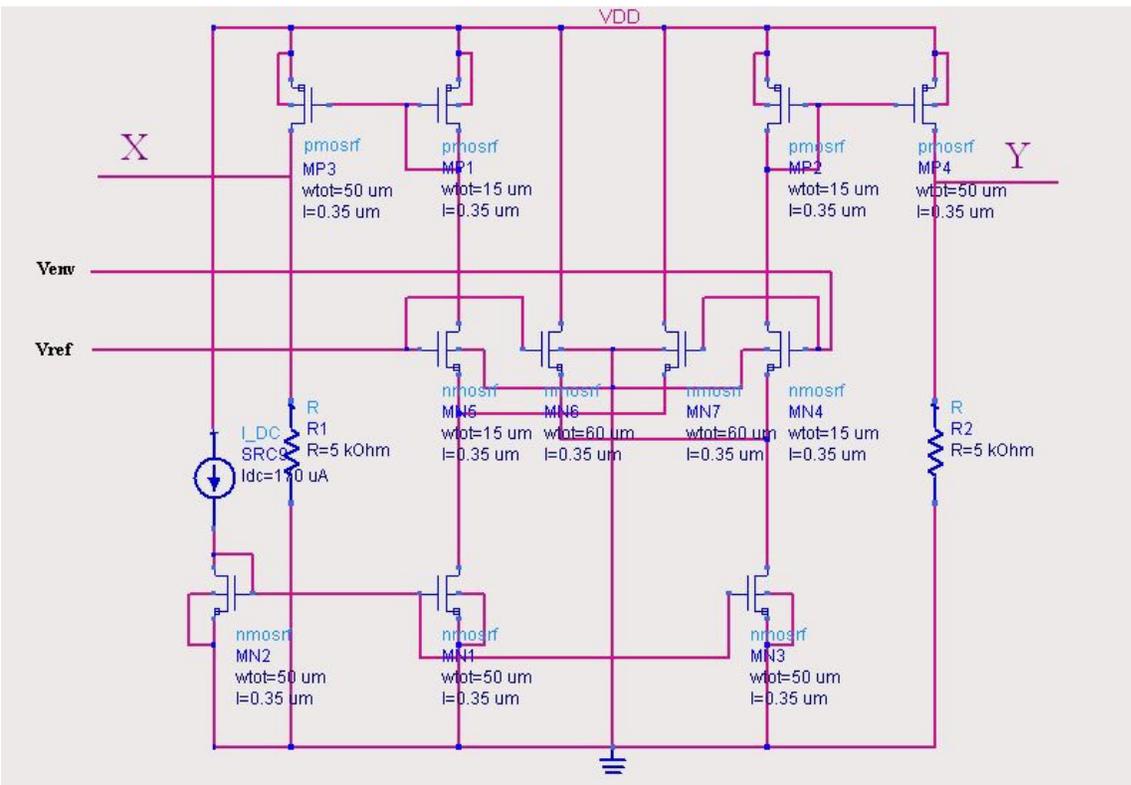


Figura 3-35 : Diagrama esquemático do OTA.

O par diferencial do OTA possui uma polarização cruzada de V_{TH} que permite aumentar a linearidade da resposta. Esta polarização é realizada através dos transistores de canal N (MN6 e MN7 no esquema) polarizados com corrente constante, implementando um deslocador de nível. Como queremos uma saída em tensão, foi acrescentado um resistor nas saídas X e Y do OTA.

A figura seguinte mostra a diferença entre as tensões de saída X e Y gerada pelo OTA em função da diferença entre as tensões de entrada V_{env} e V_{ref} ($ampl = V_{env} - V_{ref}$):

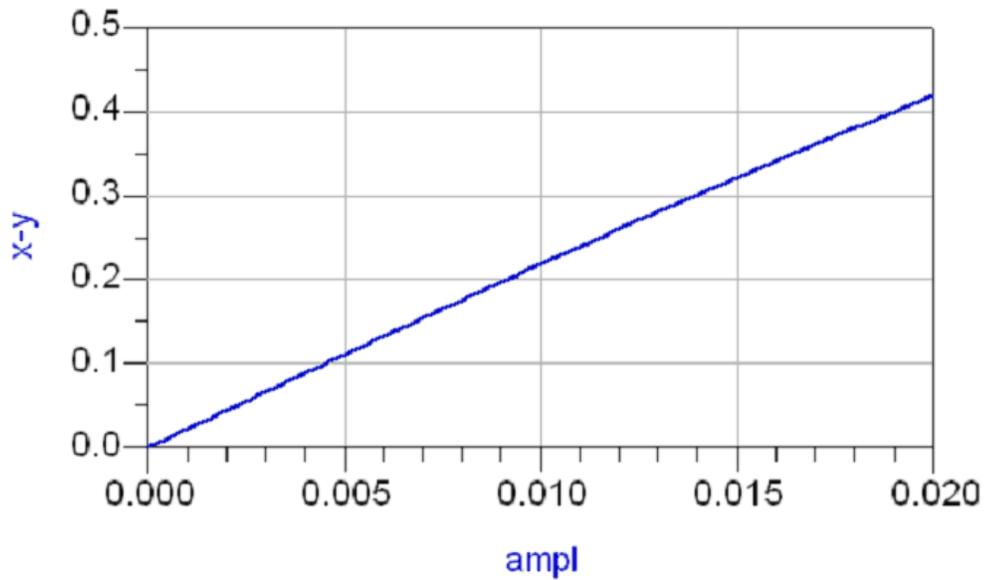


Figura 3-36 : Simulação DC da tensão de saída do OTA em função da tensão de entrada.

O OTA tem um ganho de tensão em torno de 20 com uma boa linearidade.

A figura abaixo apresenta o resultado de uma simulação no tempo, onde aparecem o sinal de saída do detector e o sinal de saída do OTA:

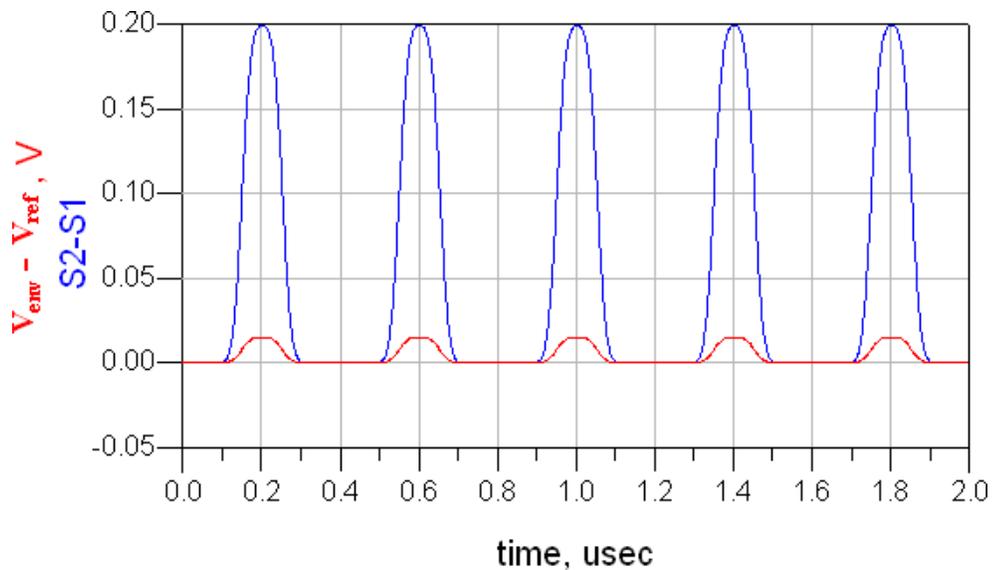


Figura 3-37 : Simulação no tempo do OTA (curvas de tensão de entrada e de saída).

3.6 Simulação do receptor

As simulações foram realizadas em ADS e o circuito simulado inclui todos os blocos do receptor, desde o *balun* até a saída do OTA. As simulações realizadas são simulações de transientes, com um passo mínimo bem inferior ao período do sinal de RF ($T_{RF} = 1.1$ ns). O passo escolhido foi de 0.05ns , que é um bom compromisso entre precisão e tempo de processamento. Se o passo for maior, as simulações são mais rápidas mas o resultado é menos confiável pois os algoritmos de resolução de equação diferencial do simulador precisam de vários pontos para cada período do sinal. Mesmo assim, as simulações foram muito demoradas, porque sinais de frequências muito diferentes estão envolvidos no sistema: o sinal de RF tem uma frequência de 900 MHz , mas o sinal de *quench* tem uma frequência entre 100 kHz e 2 MHz . Por isso, nas simulações envolvendo o sinal de *quench*, apenas a maior frequência foi empregada (2 MHz). Caso contrário, o tempo de simulação se torna inviável.

A figura abaixo mostra a saída do oscilador e o sinal de *quench* durante 2 períodos do sinal de *quench* na presença de um sinal de RF na entrada :

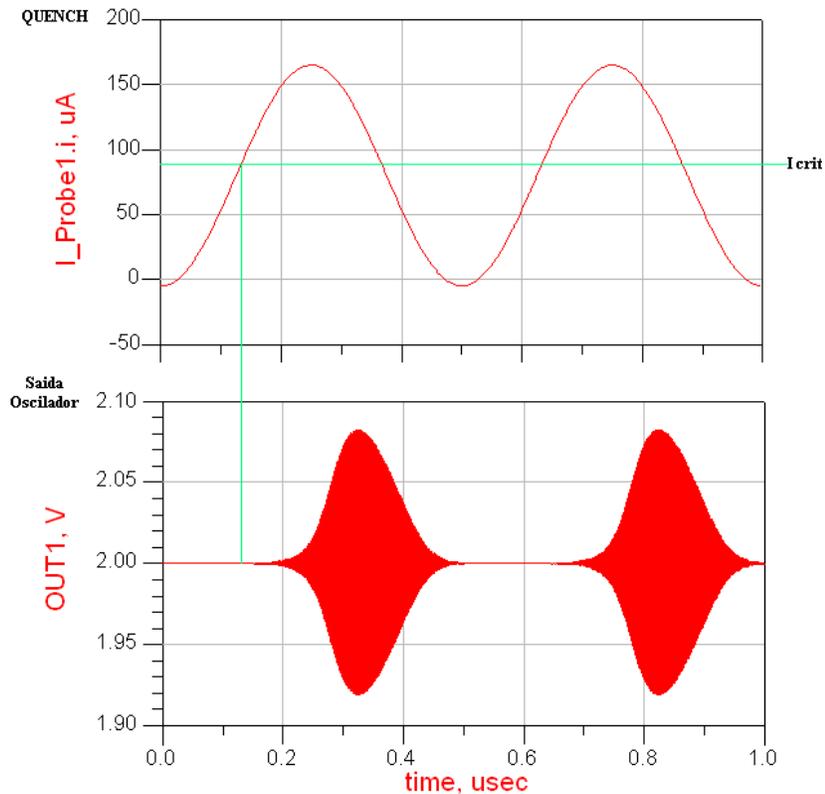


Figura 3-38 : Oscilações simuladas do receptor com corrente de *quench* senoidal.

Podemos observar na figura 3-37 a geração e a atenuação das oscilações quando a corrente de *quench* atinge o valor crítico I_{crit} pelo qual acontece a compensação das perdas do circuito tanque. E, como um sinal de RF está presente na entrada do receptor, essas oscilações têm uma iniciação rápida.

A próxima simulação testa a sensibilidade do receptor. Observamos as oscilações geradas pelo oscilador para diferentes amplitudes de sinal de RF de entrada (isso para um sinal de frequência igual à frequência própria do oscilador). A figura seguinte mostra a envoltória das oscilações para sinais RF de diferentes amplitudes assim como uma curva da amplitude máxima da envoltória em função da amplitude do sinal RF:

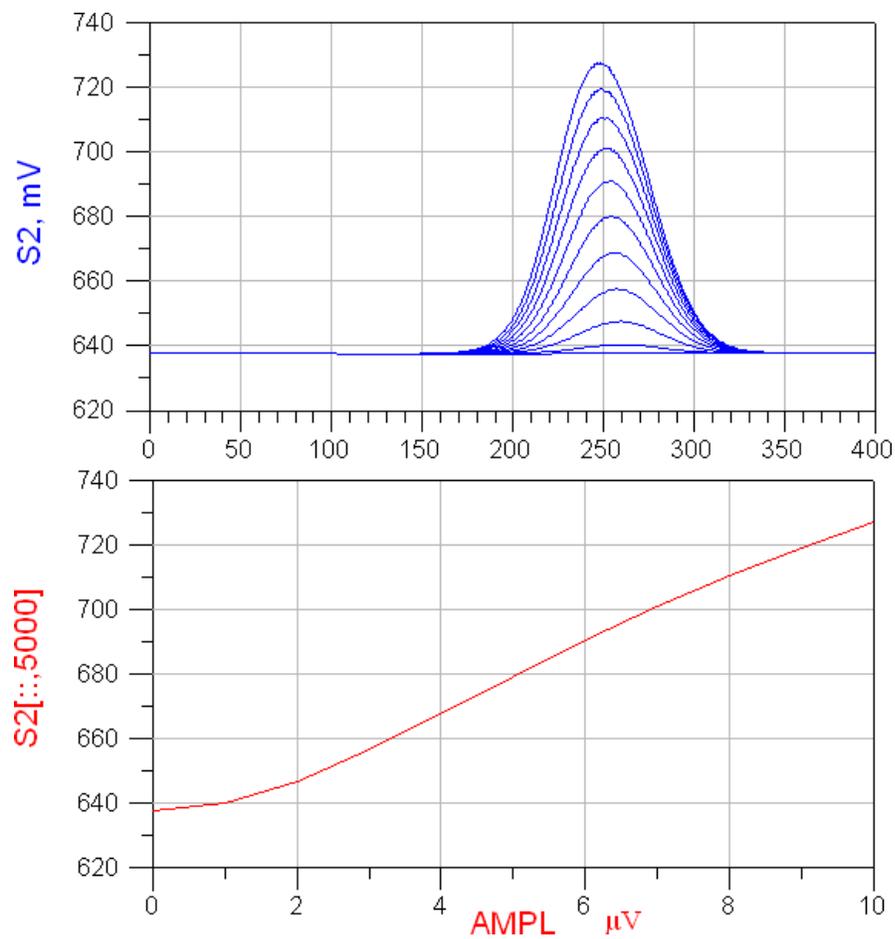


Figura 3-39 : Simulação paramétrica mostrando as envoltórias das oscilações obtidas a partir de vários valores de amplitude do sinal RF de entrada.

Esta simulação serve para comprovar o estudo teórico segundo o qual a amplitude da oscilação gerada pelo oscilador é proporcional à amplitude do sinal de RF que foi aplicado. Podemos notar que a não-linearidade do segundo gráfico para baixas amplitudes de RF é devida ao circuito detector de envoltória e não ao oscilador.

Para avaliar a seletividade do receptor foram realizadas simulações, aplicando-se sinais de RF de mesma amplitude e que realizam uma varredura em frequência. Foram observadas na saída do receptor as amplitudes das oscilações geradas. A próxima figura apresenta as envoltórias das oscilações assim como a amplitude máxima dessas envoltórias em função da frequência do sinal de RF:

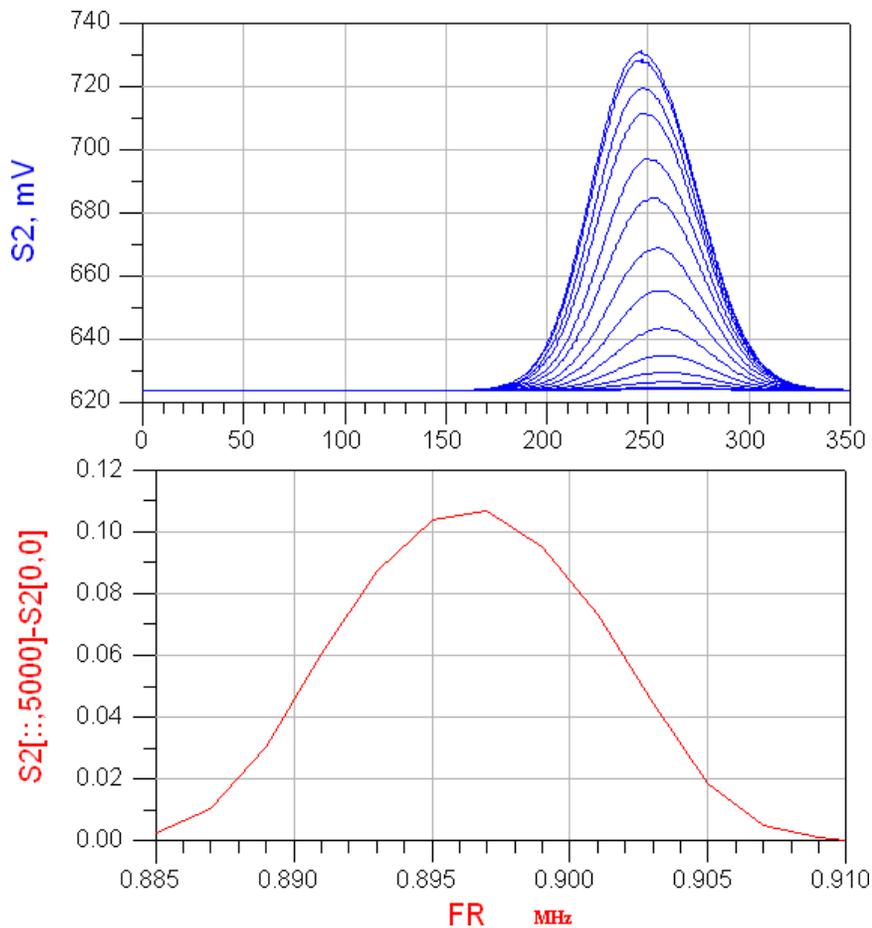


Figura 3-40 : Simulação paramétrica mostrando as envoltórias das oscilações obtidas a partir de vários valores de frequência do sinal RF de entrada.

Estas simulações comprovaram a presença da função passa-banda $H(\omega)$ presente na solução teórica da resposta do oscilador. A seletividade do receptor neste caso é de alguns MHz. Lembramos que segundo o estudo teórico, a seletividade depende principalmente do sinal de *quench* (forma de onda e frequência), e que no caso do *quench* senoidal a seletividade diminui quando aumenta a frequência do sinal de *quench*.

Finalmente, uma simulação com um sinal de RF modulado OOK foi realizada. Na figura seguinte aparecem o sinal de RF modulado, a saída do oscilador e a saída do receptor:

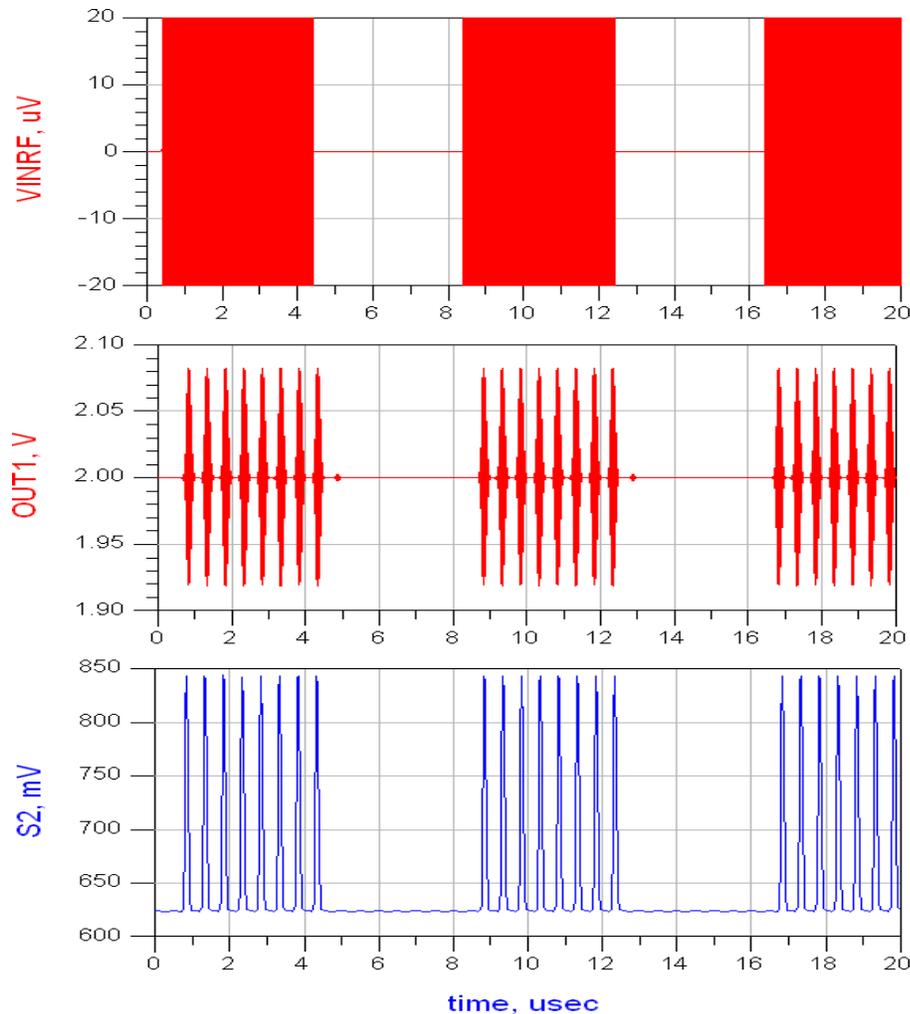


Figura 3-41 : Simulação do receptor para um sinal RF de entrada modulado OOK. O sinal VINRF é o sinal de RF aplicado, o sinal OUT1 é a saída do oscilador e o sinal S2 é a saída do OTA após o detector de envoltória.

Nesta simulação o receptor opera em modo linear. Nestas condições a oscilação só aparece quando um sinal de RF está presente na entrada do receptor. Assim um bit “1” aparece na saída

como uma série de pulsos de período igual ao período do sinal de *quench*, enquanto o bit “0” é caracterizado pela ausência de pulso.

3.7 *Layout do receptor*

A próxima figura mostra o *layout* completo do receptor realizado no software CADENCE :

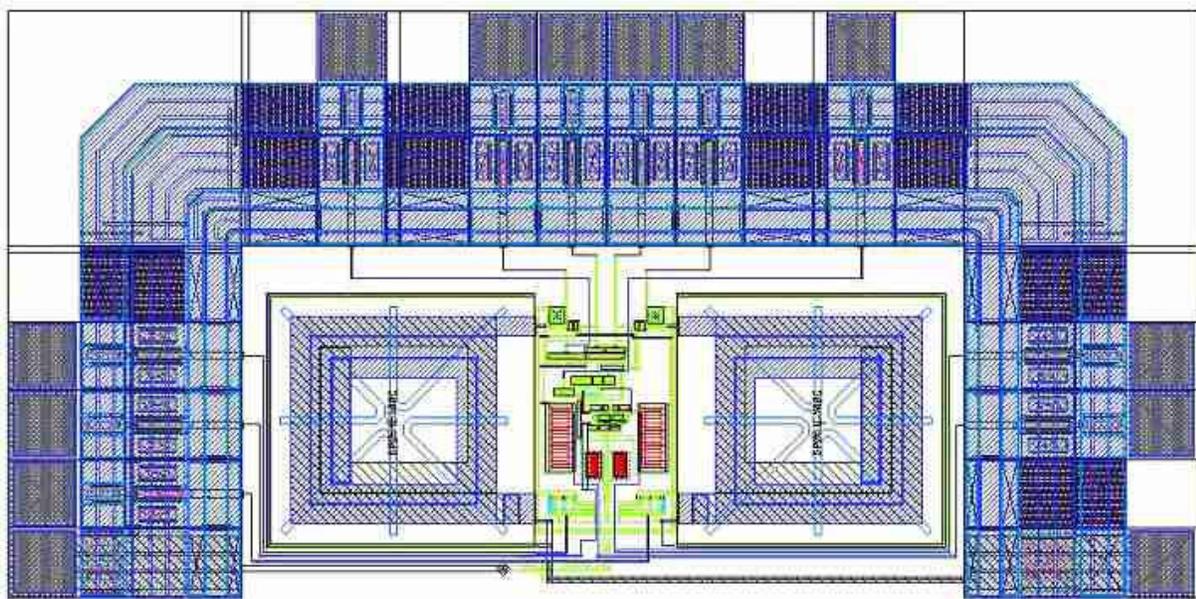


Figura 3-42 : *Layout* completo do receptor.

A área do circuito com os *pads* é de 1.5 mm². São os dois indutores de degeneração dos LNAs que ocupam a maior área.

A figura seguinte mostra o *layout* detalhado do receptor sem os *pads* e sem os indutores:

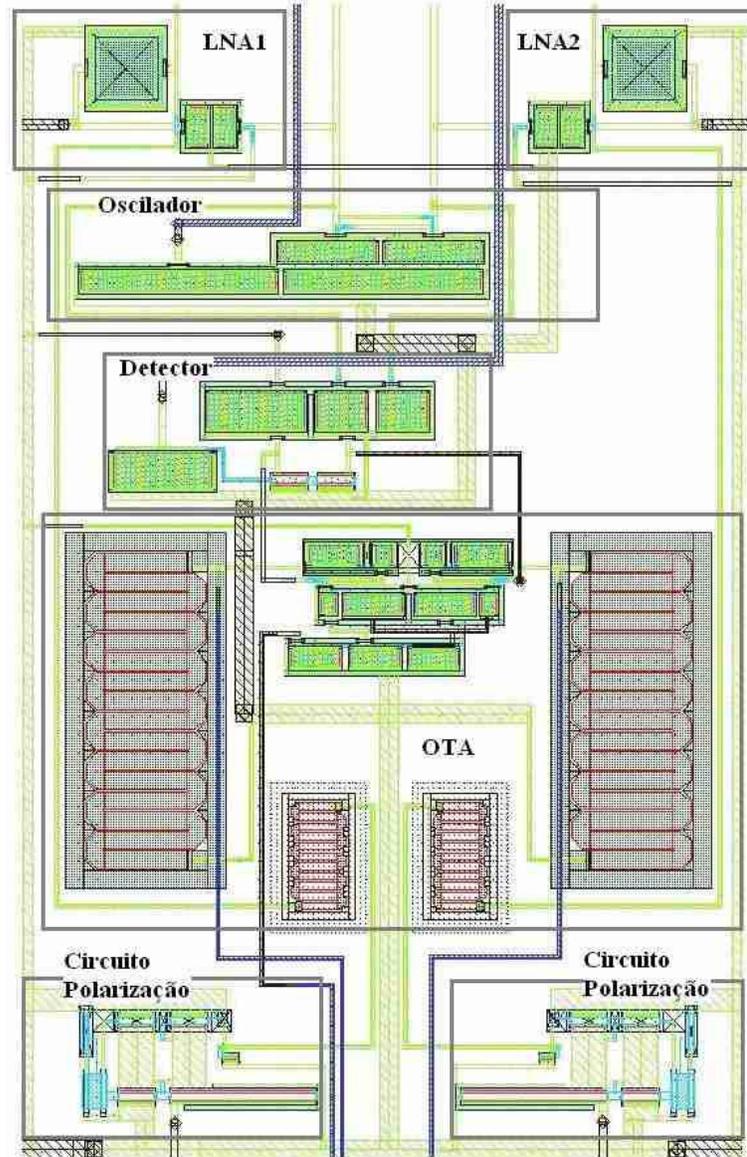


Figura 3-43 : *Layout* detalhado do receptor sem os *pads* e indutores.

No caso da placa de alumina utilizada no projeto (AD-998, 99.8% Al_2O_3), os valores de h e ϵ_r já são conhecidos :

- $h = 0,635$ mm
- $\epsilon_r = 9,8$

Para calcular o valor da largura D da trilha, podemos usar a fórmula seguinte:

$$\frac{D}{h} = \frac{8e^n}{e^{2n} - 2} \quad (4.1)$$

E n é definido por :

$$n = \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \cdot \frac{Z_0}{60} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \cdot \left(0.226 + \frac{0.12}{\epsilon_r} \right) \quad (4.2)$$

Onde Z_0 é a impedância característica da linha. No caso do projeto queremos uma impedância de linha de 50 Ohms. O valor calculado da largura da trilha D para esta impedância é:

$$D = 0.68 \text{ mm}$$

A figura seguinte mostra o *layout* da placa de teste realizado em ADS:

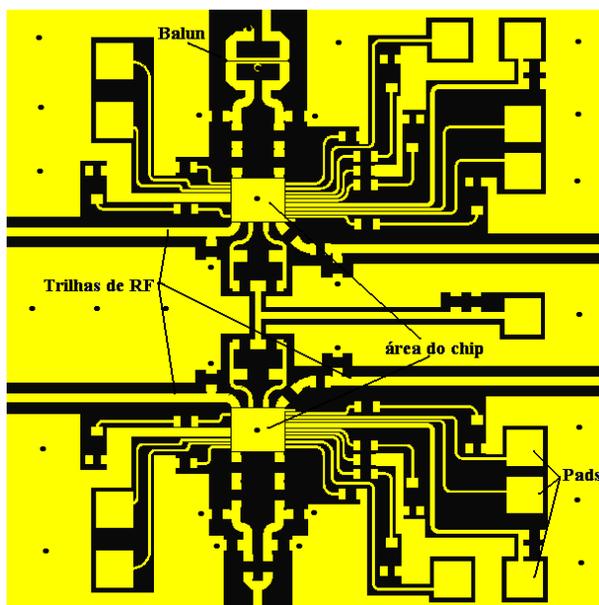


Figura 4-2 : *Layout* da placa de teste.

Os pontos pretos representam os furos metalizados que permitem uma ligação com o plano de terra da parte inferior da placa. Eles foram posicionados em lugares estratégicos para melhorar o terra do circuito. Como a placa de alumina disponível possui uma área de 5cm X 5cm, foram colocadas duas estruturas de teste na mesma placa para não desperdiçar área.

Capítulo 4

Resultados experimentais

4.1 Placa de teste

O encapsulamento padrão não é adequado para testar um circuito integrado de RF pois ele possui capacitâncias parasitas elevadas. O outro problema é que as trilhas ligando os pinos do encapsulamento até os *pads* do circuito integrado não são dimensionadas para apresentar uma impedância característica de 50 Ohms. Isto é fundamental para poder realizar o casamento de impedâncias entre a antena e a entrada do LNA.

Por essas razões, foi projetada e fabricada uma placa de teste de alumina com trilhas de ouro, para poder montar o *chip* diretamente na placa sem usar encapsulamento. O *chip* foi colado na placa e as micro-soldas foram feitas diretamente das trilhas de ouro da placa para os *pads* do circuito integrado. Os componentes externos necessários para o funcionamento do circuito foram soldados na placa e o *balun* também foi implementado nesta placa. Existem vários tipos de linhas de transmissão para sinal de RF. Neste projeto foi escolhida a linha micro-fita (*micro-strip*). A figura seguinte mostra o desenho de uma linha micro-fita assim como os parâmetros necessários para o cálculo da impedância característica da linha:

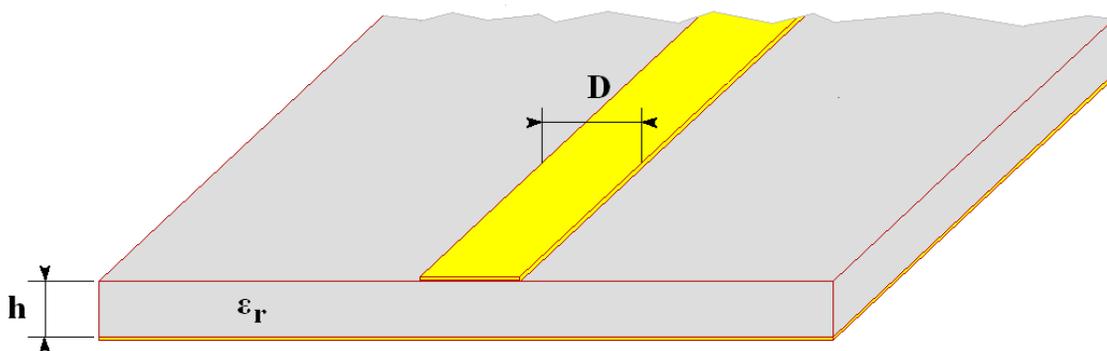


Figura 4-1 : Estrutura de uma linha de transmissão micro-fita.

A linha é composta de uma trilha condutiva (ouro) de largura W sobre um substrato (alumina) de espessura h e de permissividade relativa ϵ_r cuja face inferior é inteiramente metalizada.

As etapas para fabricar a placa foram as seguintes :

- Realização dos furos com laser no Laboratório Nacional de Luz Síncrotron (LNLS)
- Limpeza das placas no CCS-Unicamp
- Deposição de ouro e cromo (para assegurar aderência) em ambas as faces por evaporação a vácuo no IFGW-Unicamp . O resultado desta etapa é uma metalização uniforme de espessura muito fina (em torno de $0.5 \mu\text{m}$), por isso foi necessário aumentar a espessura da metalização.
- Espessamento eletrolítico da camada de ouro no CCS-Unicamp . A espessura final da camada de ouro ficou em torno de $3 \mu\text{m}$.
- Realização do fotolito numa gráfica. O layout foi ampliado por um fator 10 no fotolito.
- Realização da máscara em substrato de vidro no CCS-Unicamp.
- Deposição do *photo-resist* nas placas.
- Fotogravação do *layout* nas placas utilizando a foto-alinhadora.
- Revelação.
- Corrosão do ouro e do cromo.

No total foram fabricadas 5 placas de teste. A figura seguinte mostra uma fotografia de uma das placas fabricadas:

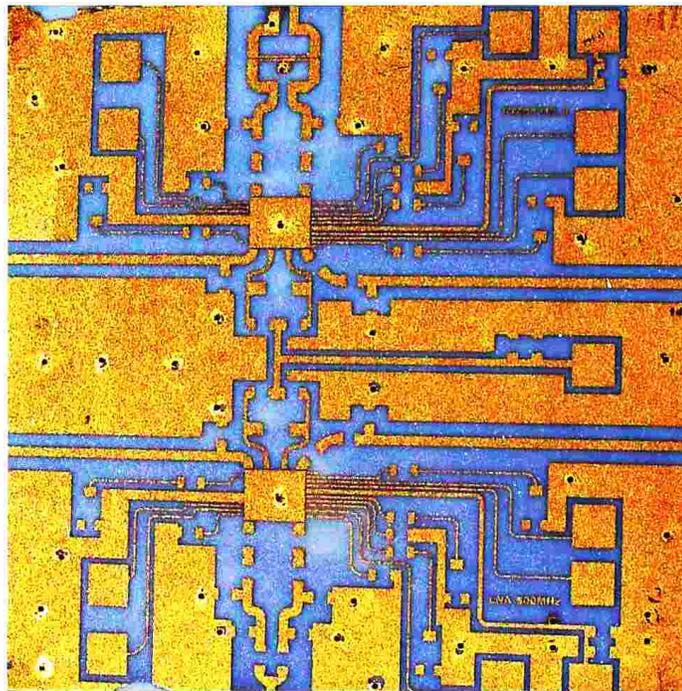


Figura 4-3 : Fotografia da placa de teste fabricada.

A boa resolução deste processo (3 μm) foi importante principalmente para a implementação do *balun* cujas linhas de acoplamento têm espaçamento de 50 μm .

Finalmente, as últimas etapas foram realizadas no CenPRA (Centro de Pesquisa Renato Archer):

- Colocação do chip (colado na placa com epoxy condutiva) .
- Conexão do chip na placa com micro-solda (*bond-wire*).
- Solda dos componentes externos (componentes para montagem de superfície SMD).

Podemos notar que a solda dos componentes SMD com ferro de solda foi extremamente delicada e resultou muitas vezes no descolamento e a remoção do ouro. Por isso, os componentes foram conectados na placa utilizando uma cola epoxy condutiva, que possui uma condutividade parecida ou até melhor que o estanho, permitindo dispensar o uso do ferro de solda. O único inconveniente observado com o uso desta cola é um possível escorrimento e espalhamento da cola debaixo do componente, podendo resultar em um curto circuito. Por esta razão a solda dos componentes foi realizada em dois tempos: primeiro foi depositada uma quantidade muito pequena de cola para fixar o componente e realizar o contato elétrico com a trilha, e, depois da cura na estufa foi adicionada mais cola nas extremidades do componente para reforçar a resistência mecânica.

4.2 Fotomicrografias da placa de teste e do chip

A figura abaixo mostra a fotomicrografia da placa com o *chip* e os componentes montados:

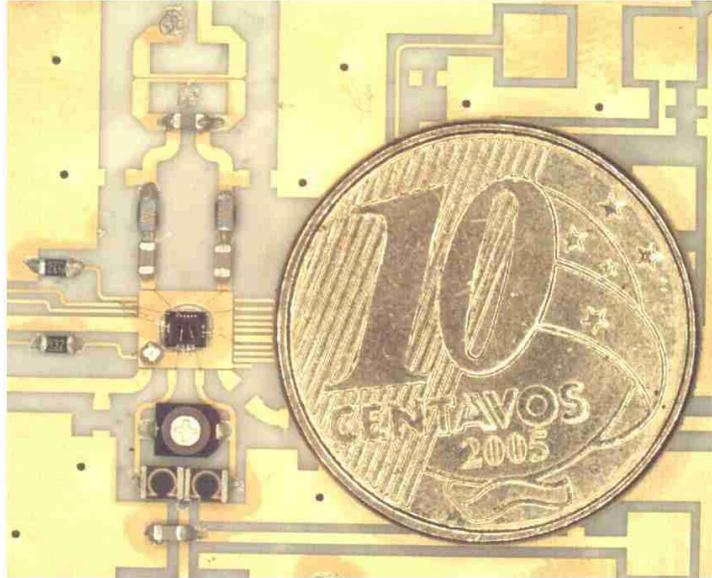


Figura 4-4 : Fotomicrografia do circuito do receptor montado na placa de teste com seus componentes externos.

E a figura seguinte apresenta a fotomicrografia do *chip* fabricado:

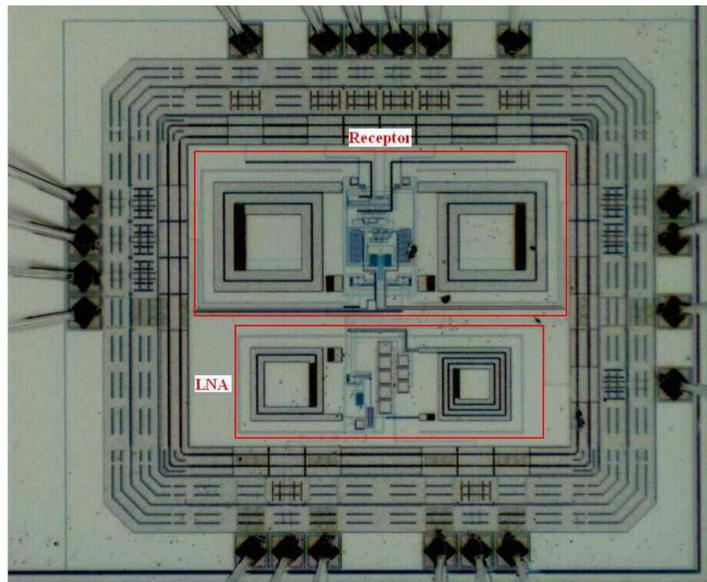
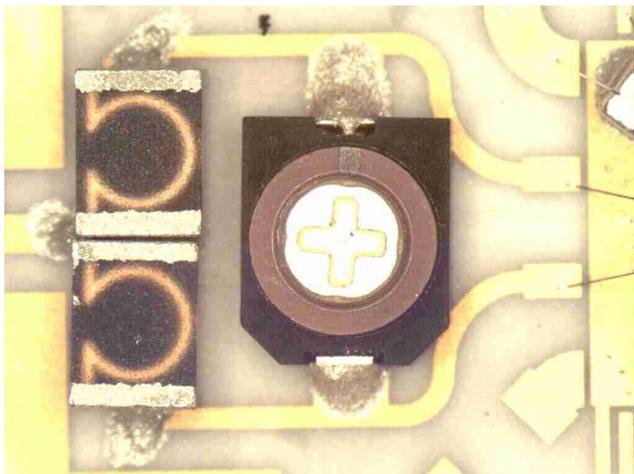
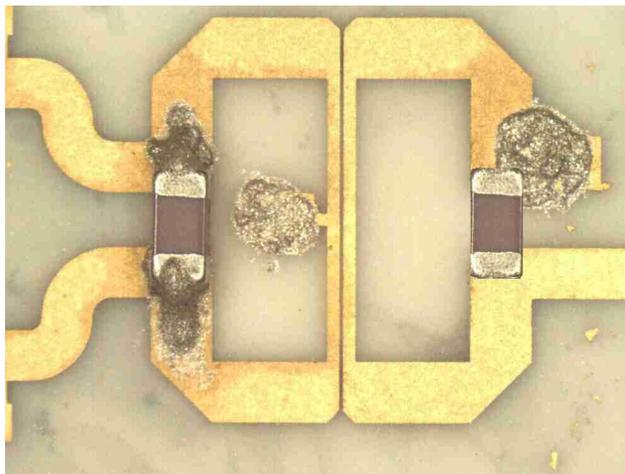


Figura 4-5 : Fotomicrografia do chip fabricado. A parte superior contem o circuito do receptor e a parte inferior o circuito do LNA.

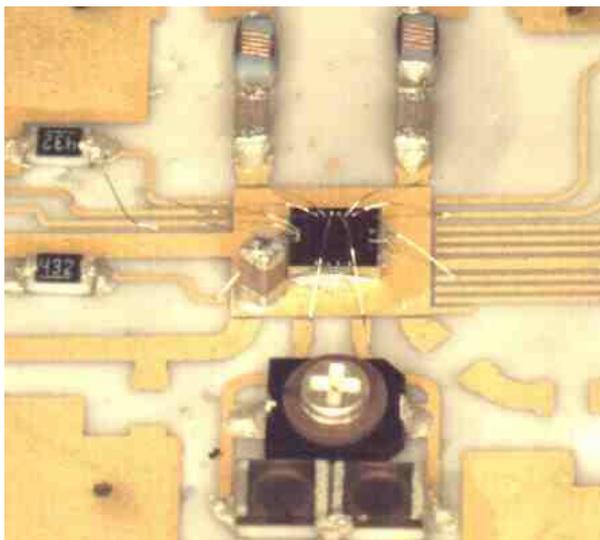
As figuras abaixo apresentam fotomicrografias detalhadas da placa de teste:



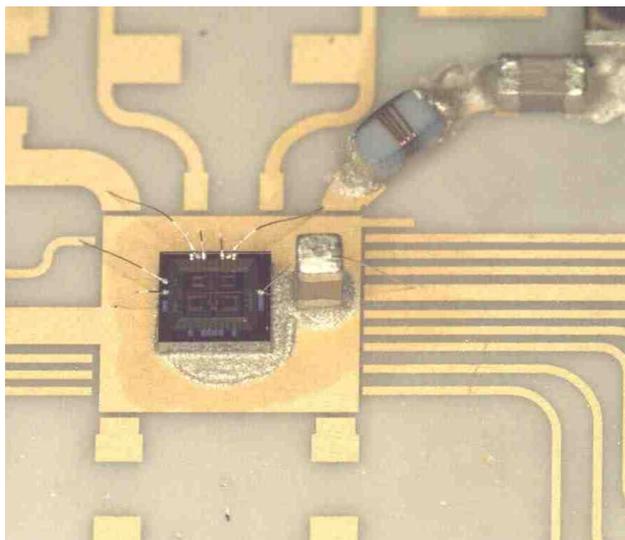
Circuito tanque



Balun



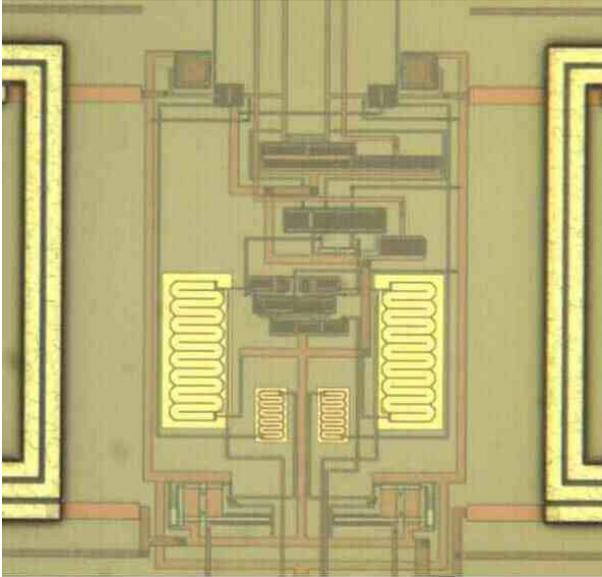
Detalhes da montagem do receptor



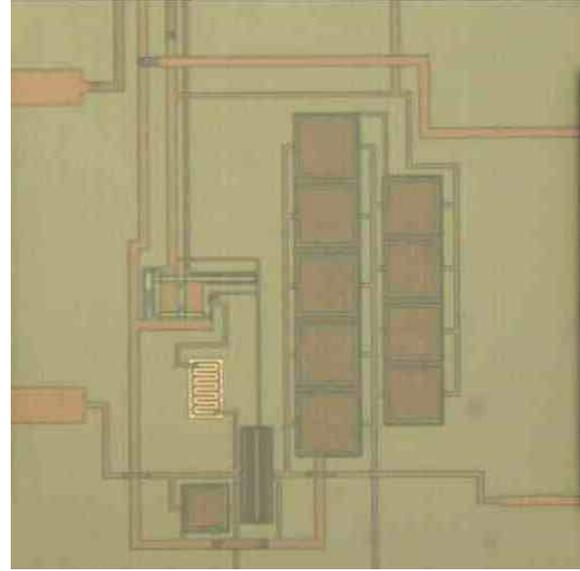
Detalhes da montagem do LNA

Figura 4-6 : Fotomicrografias mostrando detalhes dos circuitos montados na placa de teste.

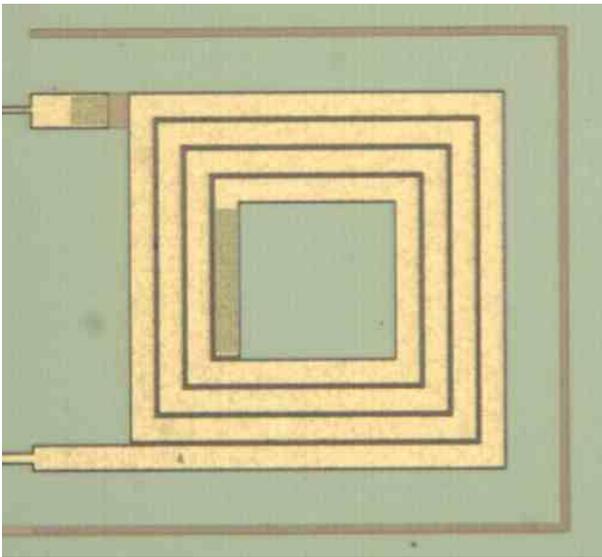
Na figura seguinte temos as fotomicrografias detalhadas do chip fabricado:



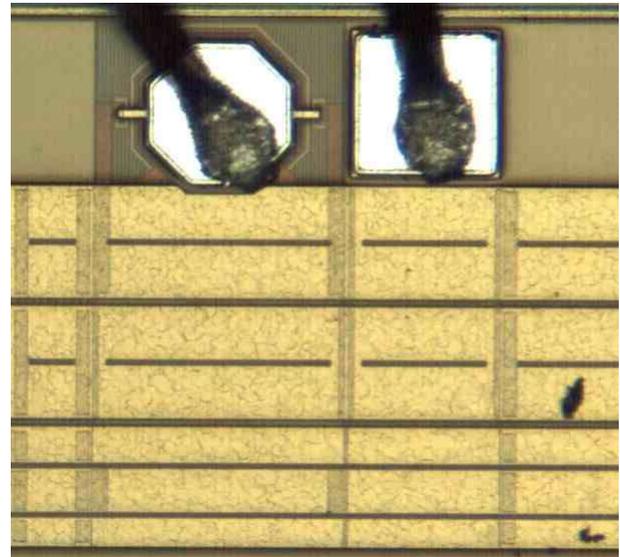
Circuito do receptor super-regenerativo



Circuito do LNA



Detalhes de um indutor integrado



Detalhes do *pad* RF (esq.) e do *pad* padrão (dir.)

Figura 4-7 : Fotomicrografias mostrando detalhes do chip fabricado.

4.3 Caracterização do LNA

As medidas de parâmetro S foram realizadas ligando a placa de teste do LNA num analisador de rede HP8720C devidamente calibrado¹. A figura seguinte mostra o *setup* da experiência:

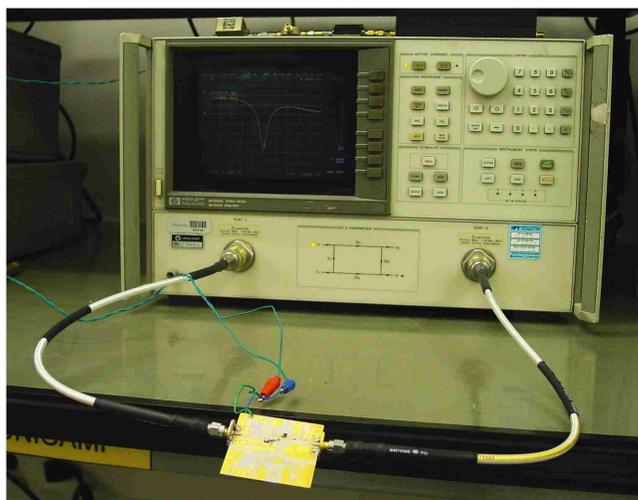


Figura 4-8 : *Setup* da caracterização do LNA (placa de teste conectado ao analisador de rede)

Em primeiro lugar foi medido o parâmetro S11 caracterizando as reflexões na entrada. Portanto S11 permite avaliar a qualidade do casamento de impedâncias de entrada. A figura seguinte mostra a fotografia (cores invertidas) da tela do analisador para o parâmetro S11 (magnitude e carta de Smith):

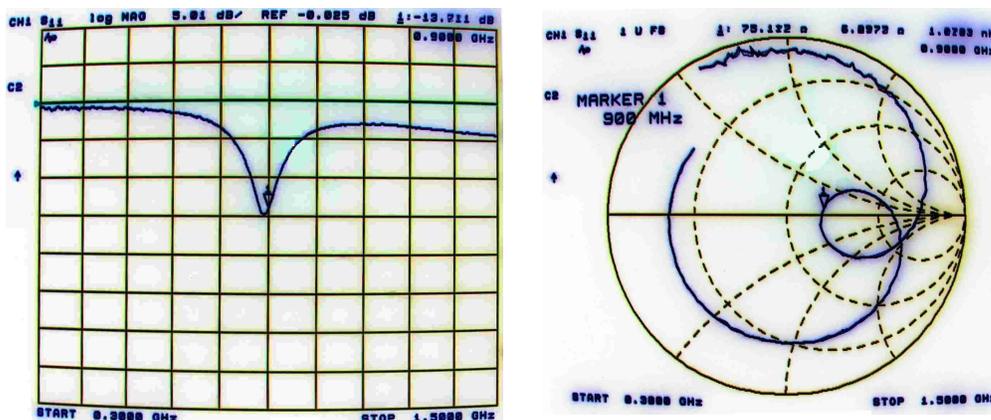


Figura 4-9 : Fotografia da tela do analisador mostrando a medida do parâmetro S11.

¹ Calibração padrão utilizando o kit do analisador. O ideal seria produzir calibradores idênticos ao tamanho do circuito com circuito aberto, curto circuito, carga e *thru line*.

O parâmetro S11 medido é de -13.7 dB em 900 MHz, valor considerado satisfatório para um casamento de impedâncias. Na carta de Smith podemos observar a parte real e imaginária da impedância de entrada: para 900 MHz esta impedância tem uma parte real acima do previsto (75 Ohms) e uma pequena parte imaginária (6 Ohms). Esta diferença com o valor esperado é causada principalmente pela capacitância parasita de *pad* do *chip* e poderia ser resolvido mudando os valores do circuito de adaptação de impedância. Isso não foi feito neste trabalho por falta de certos valores de indutores SMD. Os cabos, os conectores, as soldas e as micro-soldas (*bondwire*) também são responsáveis por esta variação.

Em seguida foi medida o parâmetro S22 do LNA, caracterizando as reflexões na saída. A figura seguinte mostra a fotografia da tela do analisador para este parâmetro:

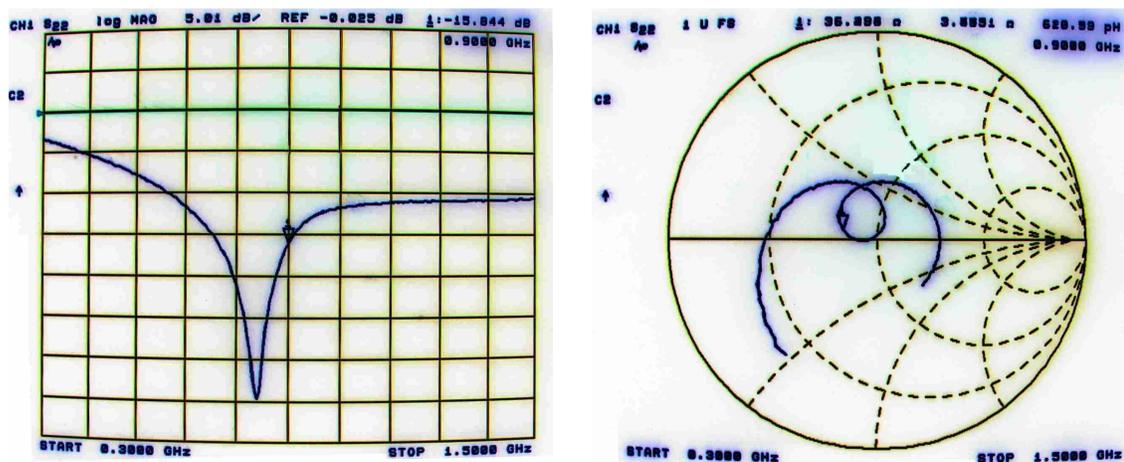


Figura 4-10 : Fotografia da tela do analisador mostrando a medida do parâmetro S22.

O parâmetro S22 medido é de -15.8 dB em 900 MHz.

Podemos observar no gráfico de magnitude que o menor valor é atingido para uma frequência vizinha : S22 atinge o valor -35 dB em 800 MHz. Nesta frequência podemos ver na carta de Smith que a impedância de saída do LNA é exatamente igual a 50 Ohms.

O motivo deste deslocamento é, de novo, devido às capacitâncias parasitas introduzidas pelos *pads*, conectores, cabos, etc que mudam o valor da capacitância equivalente visto do indutor de carga.

Abaixo são mostradas as medidas de isolamento reversa (o parâmetro S12) e de ganho do LNA (S21). O parâmetro S22 é importante na implementação do LNA no receptor super-regenerativo pois ele quantifica a parte do sinal do oscilador que volta para a antena. O parâmetro S21 dá o valor do ganho de potência do LNA, que é o mesmo que o ganho em tensão no caso das impedâncias de entrada e de saída estarem casadas. A figura abaixo mostra a fotografia da tela do analisador para estes parâmetros (S12 a esq., S21 a dir.):

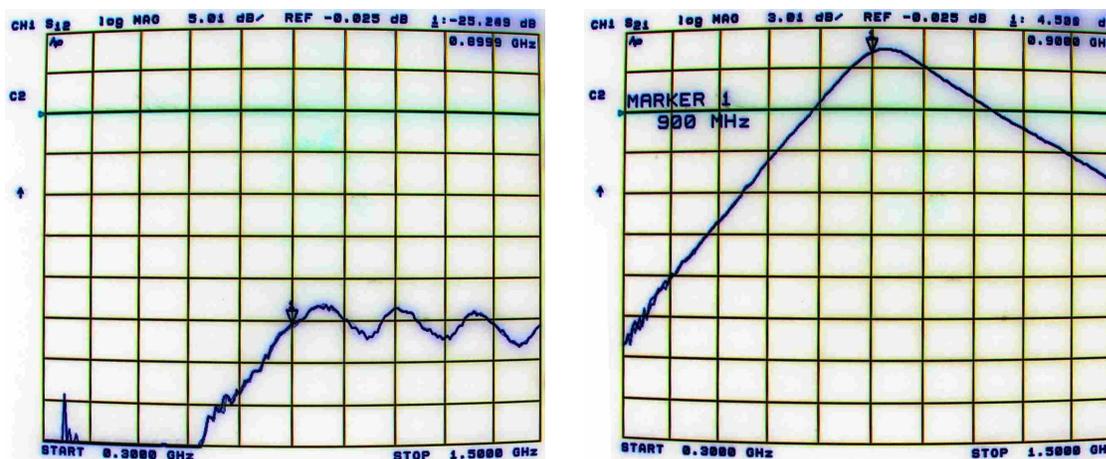


Figura 4-11 : Fotografia da tela do analisador mostrando a medida do parâmetro S12 (esq.) e S21(dir)

O parâmetro S12 medido é de -25 dB em 900 MHz, valor considerado suficiente para a isolamento reversa. Entretanto o valor medido para o parâmetro S21 é de apenas 4.5 dB, valor muito abaixo do esperado (10 dB). Os motivos desta perda de ganho são discutidos logo em seguida.

Para chegar a este valor de ganho, todos os *pads* de VSS foram conectados no terra (no total 5 *pads*), para diminuir a indutância parasita dos fios de micro-solda.

Outra modificação feita foi colocar o capacitor de *bypass* da trilha do VDD mais perto do chip para assegurar um melhor caminho para o terra para o sinal de RF. Como a placa de teste não foi projetada para colocar este capacitor perto do chip, o modo mais fácil de resolver a situação foi colocar este capacitor em pé sobre o plano de terra e o fio ligando o *pad* de VDD para a trilha foi soldado na outra extremidade do capacitor como mostra a figura seguinte :

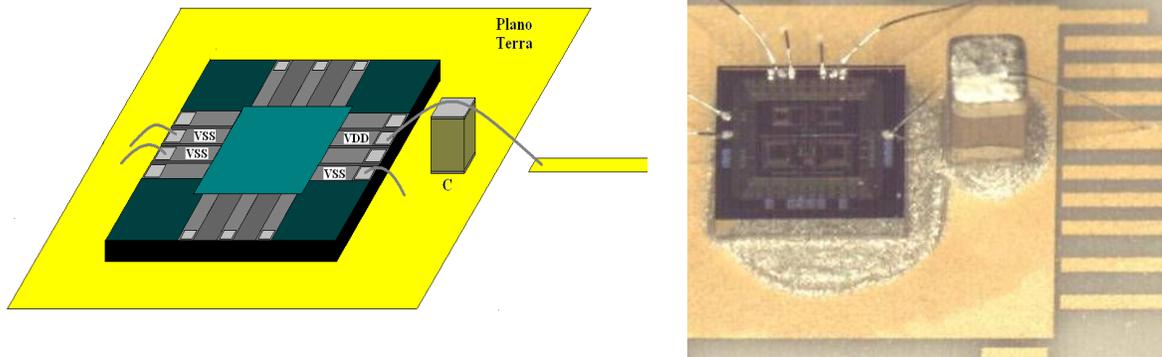


Figura 4-12 : Desenho e fotomicrografia da colocação do capacitor de *bypass*.

Essas modificações foram importantes para que o ganho atingisse 4,5dB. Mas, não foram identificadas outras causas para explicar um ganho tão baixo. Talvez os indutores integrados utilizados tenham um fator de qualidade Q pior que aquele informado pelo fabricante, o que causaria uma perda de ganho significativa já que o ganho é diretamente proporcional ao fator de qualidade Q do indutor de saída L_d . Outro modo de aumentar o ganho sem aumentar o consumo seria de usar um indutor de saída externo de fator de qualidade Q elevado. A falta de indutores integrados de qualidade é provavelmente o maior inconveniente da tecnologia CMOS em aplicações RF. O fator de qualidade baixo dos indutores é causado pelas perdas no substrato.

O fator de ruído foi medido utilizando um medidor de figura de ruído Agilent 8970B (*noise figure meter*), assim como um diodo gerador de ruído 346A: o NF do LNA ficou em torno de 4 dB em 900 MHz, o que é um valor muito decepcionante. As causas de um desempenho tão ruim provavelmente são as mesmas que aquelas da perda de ganho. Aqui também um fator de qualidade dos indutores pior que o previsto poderia ser a causa do fator de ruído elevado.

4.4 Caracterização do receptor

O primeiro passo para realizar as caracterizações com o receptor foi sintonizar o circuito tanque externo na frequência 900 MHz. Por isso foi usado um capacitor ajustável (3-5 pF) para poder ajustar a frequência de ressonância do circuito tanque.

4.4.1 Medidas diretas do circuito

Em todas as medições, foi utilizado um gerador de RF (HP8657A) com entrada de modulação AM para gerar o sinal de entrada do receptor. Um outro gerador de função (HP33120A) foi empregado para gerar o sinal de *quench* do receptor. A figura seguinte mostra o *setup* utilizado:

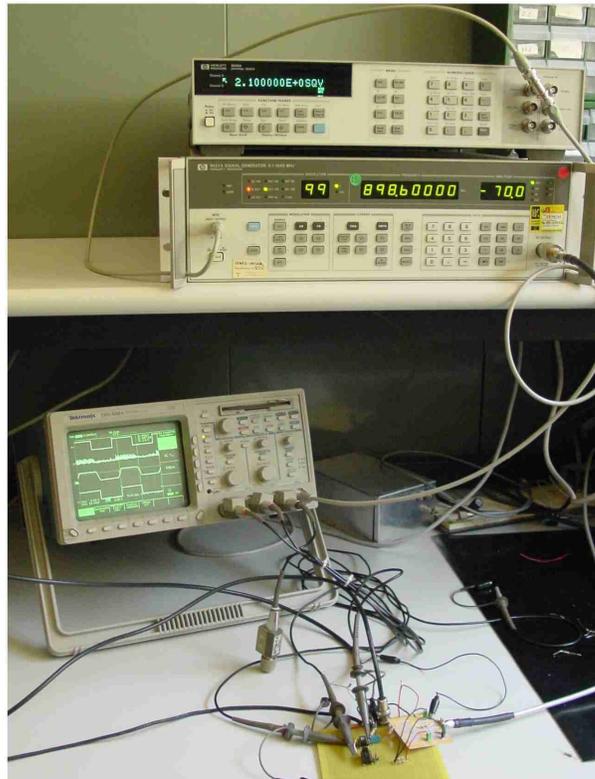


Figura 4-13 : Fotografia do *setup* da caracterização do receptor.

O primeiro experimento foi observar a saída do receptor para uma entrada RF modulada OOK (tudo ou nada) , o sinal de modulação sendo uma onda quadrada e o gerador de RF providenciando uma modulação AM de 100%.

A figura seguinte é uma captura de tela do osciloscópio onde aparecem o sinal de modulação, o sinal de *quench*, e o sinal de saída do receptor :

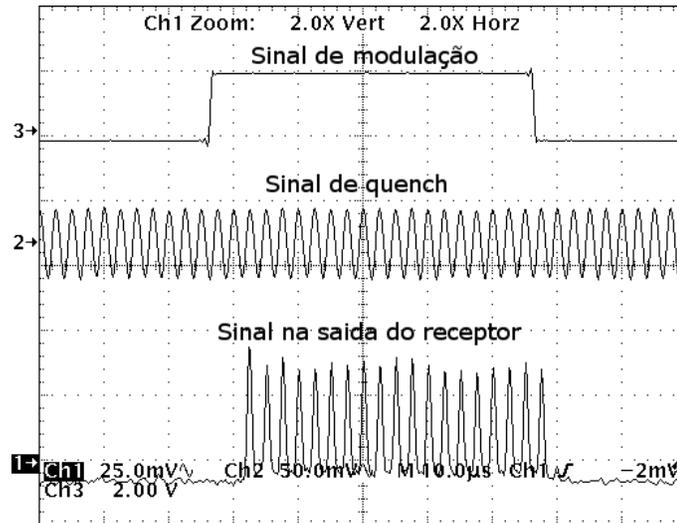


Figura 4-14 : Captura de tela do osciloscópio mostrando o sinal de modulação, o sinal de *quench* e a saída do receptor.

O sinal de *quench* empregado neste experimento tem uma frequência de 400 kHz. Observamos que o receptor está operando no modo linear pois as oscilações ocorrem apenas na presença de um sinal RF na entrada (nível alto do sinal de modulação). A figura abaixo mostra uma vista ampliada da saída do receptor:

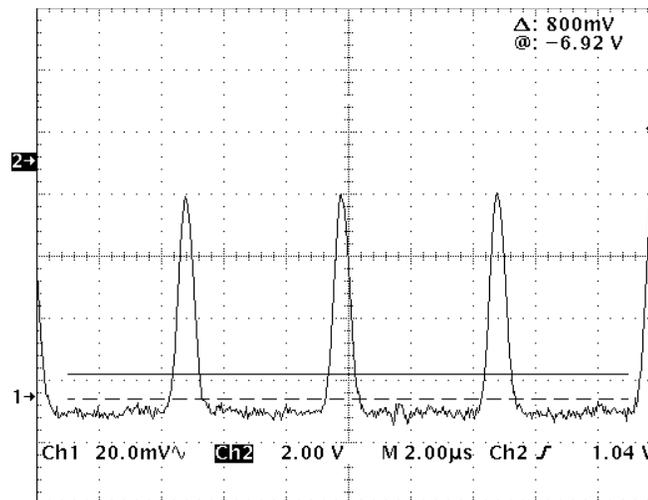


Figura 4-15 : Captura de tela do osciloscópio mostrando a envoltória das oscilações na saída do receptor.

Nesta figura podemos visualizar com clareza a geração e atenuação da oscilação. O formato da envoltória está de acordo com a teoria e a simulação do oscilador super-regenerativo.

Um dado importante revelado no experimento foi o da corrente crítica de *quench* necessária para compensar as perdas do circuito tanque. Esta corrente foi de apenas $90 \mu\text{A}$, o que significa que o fator de qualidade dos indutores utilizados no circuito tanque está em torno de $Q=45$ (valor de acordo como os dados do fabricante). Como tínhamos previsto no estudo teórico, o uso de um bom indutor permite poupar o consumo do oscilador.

Em seguida foi usado um sinal de modulação em formato de rampa, para observar a linearidade da resposta do oscilador como mostra a figura abaixo:

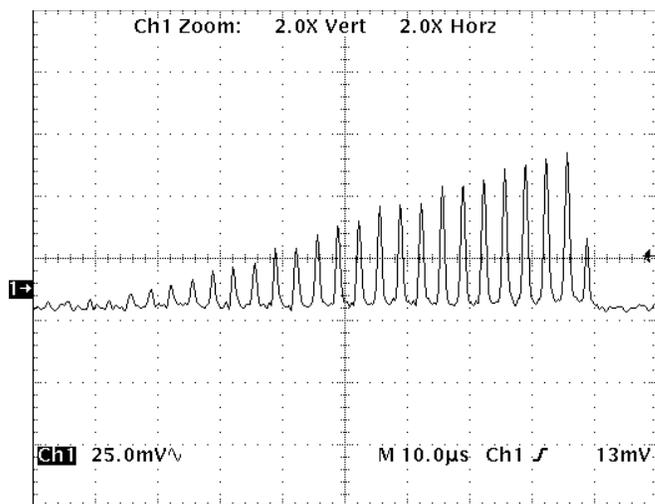


Figura 4-16 : Captura de tela do osciloscópio mostrando a saída do receptor para um sinal de RF modulado por uma rampa.

Este experimento permite observar de maneira qualitativa que a amplitude dos picos gerados pelo receptor é proporcional à amplitude do sinal de RF de entrada. Na literatura o receptor super-regenerativo é classificado como um sistema que funciona por amostragem, e de fato nesta experiência, podemos ver que o receptor disponibiliza na saída uma amostra da amplitude do sinal de entrada a cada período de *quench*.

No experimento seguinte, foi feito um levantamento da amplitude dos picos de saída em função da amplitude do sinal de entrada para diferentes valores de frequência do sinal de *quench*. Mudando a frequência do sinal de *quench*, é necessário reajustar a sua amplitude para continuar operando em modo linear : um aumento da frequência requer um aumento da amplitude. A figura seguinte mostra o gráfico obtido a partir do levantamento:

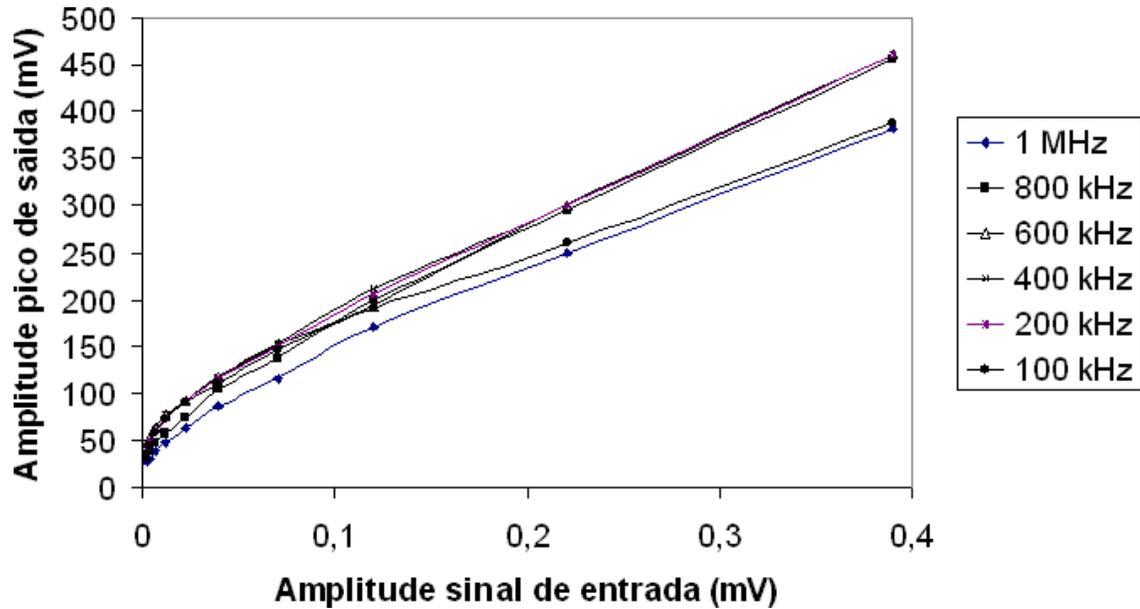


Figura 4-17 : Levantamento da amplitude de saída do receptor em função da amplitude do sinal de RF de entrada para várias frequências de *quench*.

Observamos, assim, que a amplitude do pico na saída do receptor é proporcional à amplitude do sinal de RF de entrada, e que isso não depende da frequência do sinal de *quench*.

Num outro experimento foi realizado o levantamento da amplitude do pico de saída do receptor em função da frequência do sinal RF de entrada (amplitude fixa) para várias frequências de *quench*. A figura seguinte mostra o gráfico obtido a partir deste levantamento (as amplitudes de pico foram normalizadas):

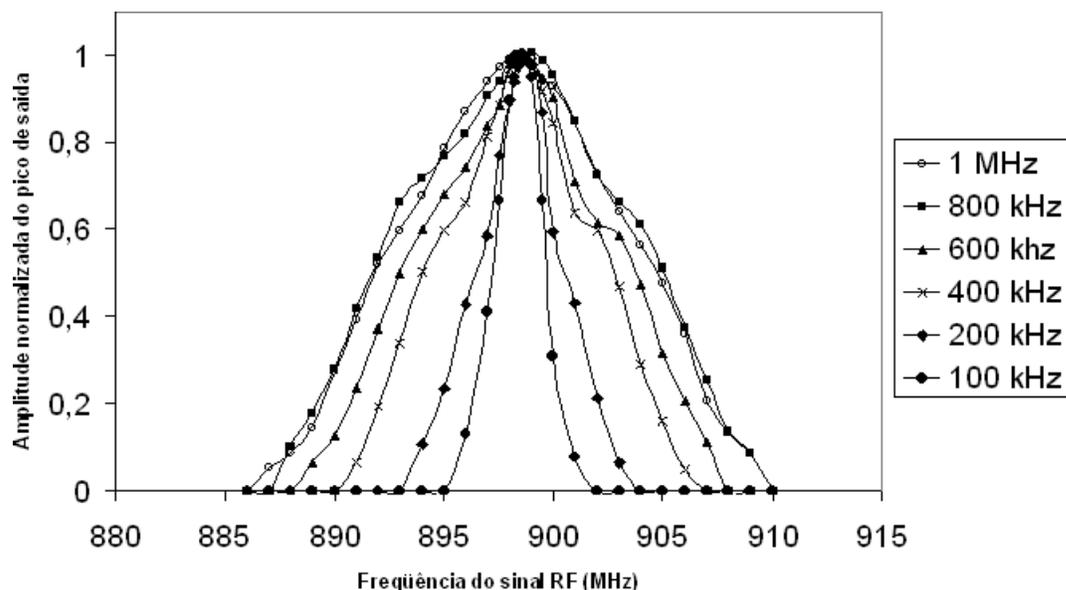


Figura 4-18 : Levantamento da amplitude de saída do receptor em função da frequência do sinal RF de entrada para várias frequências de *quench*.

O gráfico confirma, claramente, o que foi demonstrado no estudo teórico: a seletividade do receptor depende da frequência do sinal de *quench*, sendo que a melhor seletividade (banda mais estreita) é obtida para frequências mais baixas do sinal de *quench*. No caso do experimento, a seletividade para um *quench* de 1 MHz gira em torno de 10 MHz, enquanto ela atinge 2 MHz para um *quench* de 100 kHz. Lembrando que o receptor funciona por amostragem, o uso de um *quench* de baixa frequência implica uma redução da taxa de transmissão.

O próximo experimento mostra justamente o receptor funcionando em condição crítica, com uma frequência de *quench* elevada de 2 MHz e uma frequência de sinal de modulação de 200kHz. A figura seguinte mostra o sinal de modulação e a saída do receptor nesta situação:

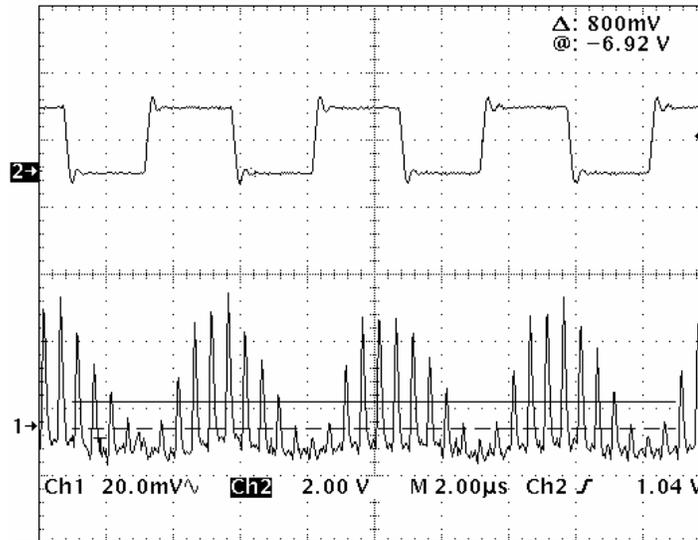


Figura 4-19 : Captura de tela do osciloscópio mostrando a saída do receptor para um sinal de RF modulado por um sinal quadrado de 200 kHz.

O que é observado aqui é o fenômeno da “ressaca” (*hangover*) do oscilador super-regenerativo. A frequência de *quench* é tão elevada a ponto de não haver tempo para a oscilação atenuar totalmente entre dois períodos de *quench*, o que resulta na forma de onda observada na figura 4-19. Durante o nível alto do sinal de modulação, a amplitude dos picos vai crescendo a cada período de *quench*, e no nível baixo do sinal de modulação, os picos ainda aparecem e a amplitude deles vai decrescendo. Isso é um problema intrínseco do nosso receptor que o impede de funcionar em altas taxas de transmissão. Para resolver esse problema, seria necessário acrescentar um dispositivo para apagar totalmente as oscilações entre 2 períodos de *quench*.

4.4.2 Circuito de condicionamento do sinal

Finalmente foi acrescentado um circuito na saída do receptor para condicionar o sinal. Como foi mostrado no relato anterior dos experimentos, o sinal de saída do receptor tem a forma de picos de amplitude proporcional à amplitude do sinal RF de entrada. Portanto, um sinal binário modulado OOK aparece na saída como uma sucessão de picos quando o bit for “1”, e como um nível constante quando o bit for “0”. Por isso, o condicionamento do sinal consiste apenas em transformar a sucessão de pulso em um estado alto constante. Isso foi implementado com o circuito seguinte:

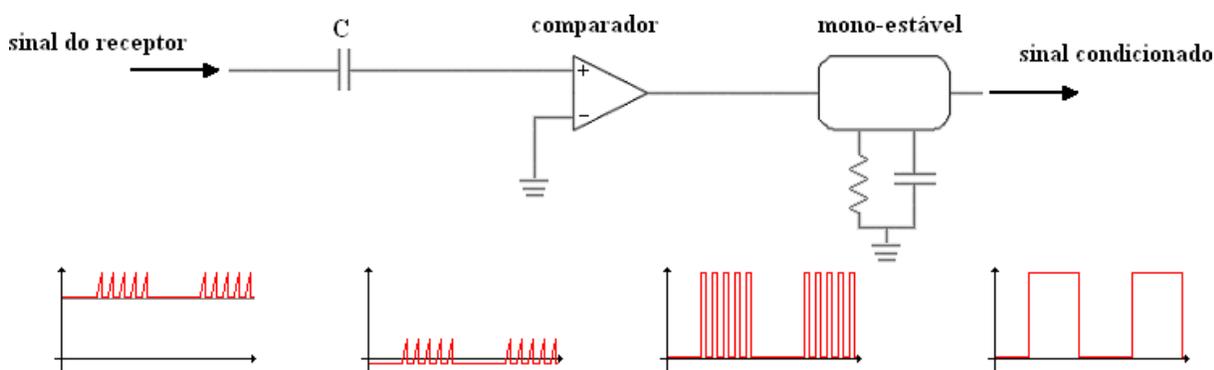


Figura 4-20 : Circuito de condicionamento do sinal de saída e formas de ondas.

A figura mostra as formas de onda do sinal ao longo do circuito: o sinal de saída do receptor possui uma componente DC que é removida por um capacitor de desacoplamento. No sinal resultante, apenas os picos admitem valores positivos. Este sinal é comparado com o terra, gerando pulsos quadrados de amplitude VDD no lugar dos picos de baixa amplitude. Finalmente, um mono-estável configurado para funcionar em *retrigger* gera um nível alto quando aparecem pulsos sucessivos (para isso, o circuito RC que define a largura do pulso gerado pelo mono-estável tem que ser dimensionado para proporcionar um pulso de duração levemente maior que o período de *quench*).

O sinal disponível na saída é desta forma, compatível com sistemas digitais (micro-controlador por exemplo). Nos experimentos descritos a seguir, a meta é ler a saída do receptor pela porta serial de um computador. Para isso, basta usar um conversor RS232 que realiza a transformação devida do sinal. A figura seguinte apresenta uma captura de tela do osciloscópio onde aparecem o sinal de saída do *chip* e o sinal de saída do circuito de condicionamento :

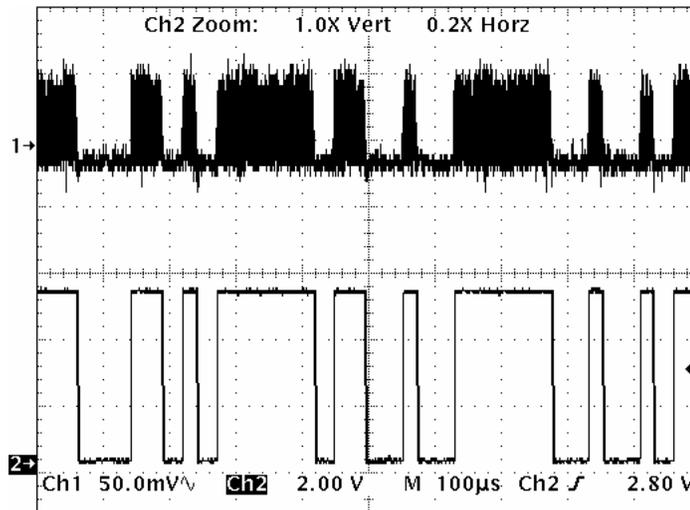


Figura 4-21 : Captura de tela do osciloscópio mostrando a saída do receptor antes e depois do circuito de condicionamento para um sinal de RF modulado OOK.

4.4.3 Medição da taxa de erro binária e da sensibilidade¹ do receptor

A taxa de erro binária é a proporção de bit perdido na recepção, chamada de BER (*Bit Error Rate*). Em sistemas de radiofrequência, uma taxa de erro aceitável é geralmente de 10^{-3} , ou seja, a cada 1000 bits recebidos, 1 bit está errado. Para medir a taxa de erro do nosso receptor, foi usado o *setup* seguinte: um micro-controlador foi utilizado para gerar uma seqüência conhecida de 3 palavras (8 bits), num formato reconhecido pela porta serial do computador (isso é, acrescentar um *start* bit “0” no começo da palavra e um *stop* bit “1” no fim da palavra). Esse micro-controlador foi ligado diretamente na entrada de modulação do gerador de RF. Do lado do receptor, a saída do conversor RS232 foi ligada na porta serial do computador, e um programa em Labview realizou a leitura das palavras recebidas e as comparou com a seqüência esperada.

¹ Ver apêndice D sobre sensibilidade dos receptores.

Toda vez que a palavra recebida não correspondia à palavra esperada, ele incrementava o contador de erro. Um outro contador foi utilizado para contar o número de palavras recebidas e assim poder calcular a taxa de erro.

As medidas de taxa de erro foram realizadas em situação real, utilizando antenas de um telefone celular idênticas no emissor (gerador de RF) e no receptor. É bom mencionar que a experiência foi feita em ambiente interno (corredor). As figuras abaixo apresentam fotografias do *setup* :

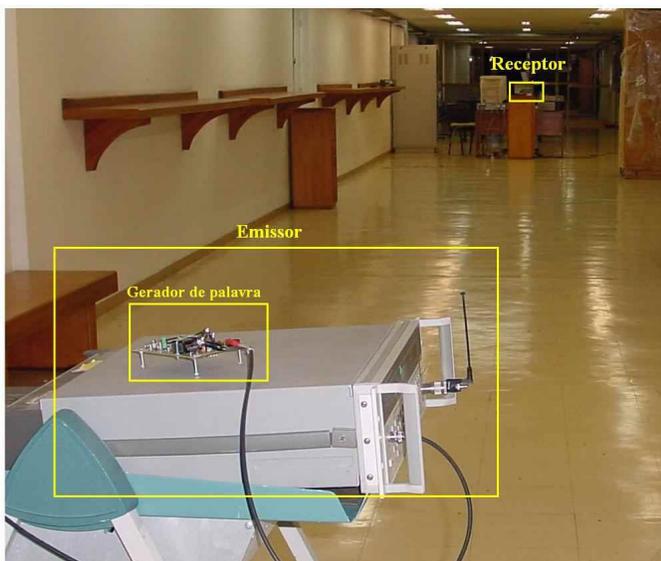
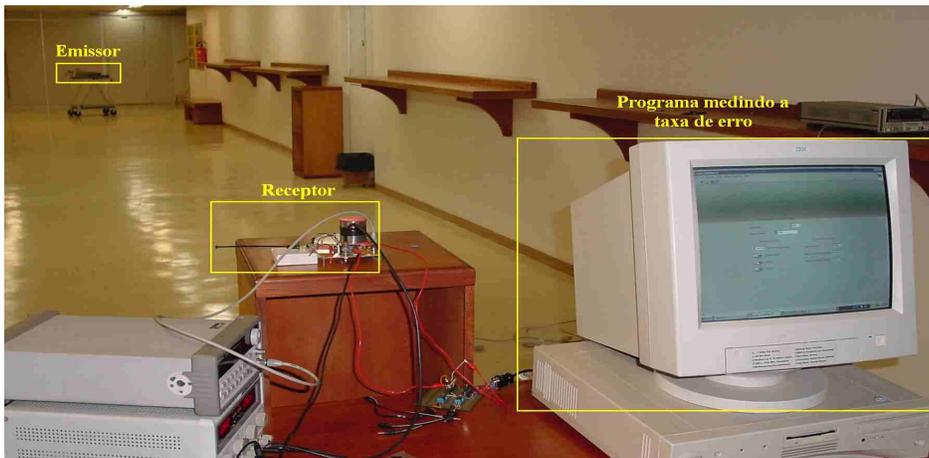


Figura 4-22 : Fotografias do *setup* da medida de taxa de erro.

A taxa de erro foi medida em função da potência do emissor (em dBm) e foram realizadas para distâncias diferentes entre o emissor e o receptor : 20m, 15m, 10m, 5m e 2.5 m. Uma medida de taxa de erro foi feita ligando-se diretamente o emissor com o receptor para medir a sensibilidade

do receptor para um BER de 10^{-3} . Essas medidas foram realizadas para um taxa de transmissão de 64 kbit/s, e para cada ponto da medida foi esperada a chegada de 1 milhão de palavras para conseguir uma boa estatística. O resultado das medidas utilizando a antena é sintetizado no gráfico da figura abaixo:

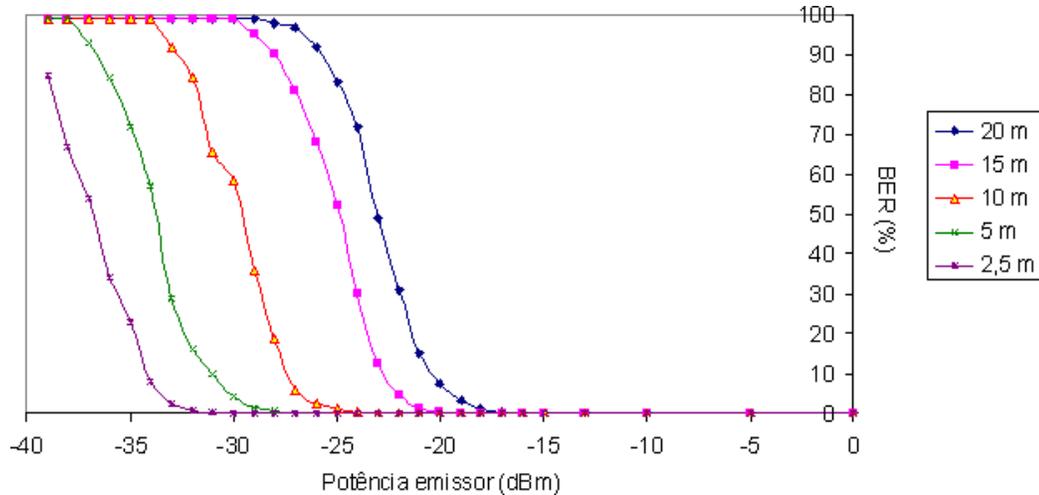


Figura 4-23 : Levantamento das taxas de erro em função da potência do emissor (em dBm) para 5 distâncias diferentes entre o emissor e o receptor.

Com este gráfico podemos observar a atenuação do sinal em função da distância: dobrar a distancia significa uma atenuação do sinal de aproximadamente 6 dB (a atenuação do sinal é função logarítmica da distância). A figura seguinte apresenta uma ampliação do gráfico precedente para poder visualizar os pontos perto do valor de $BER=10^{-3}$:

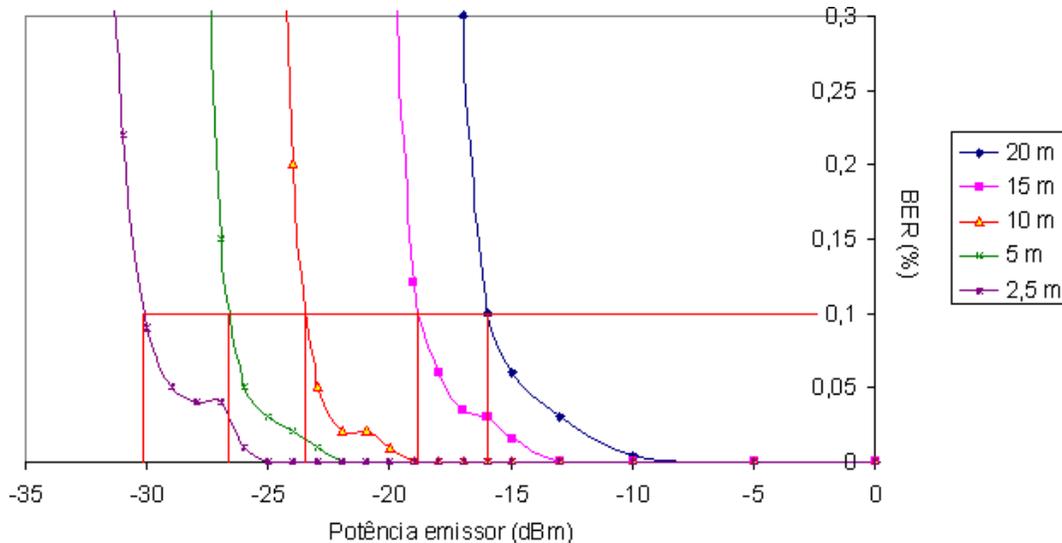


Figura 4-24 : Ampliação do gráfico anterior perto da taxa de $BER=10^{-3}$.

No caso de uma distância de 20 metros, o BER de 10^{-3} ocorre para uma potência no emissor de -16dBm (25 μ W). Portanto, se for usado um emissor com uma potência de -6 dBm (0,25 mW), o sistema terá uma margem operacional de 10 dBm . No caso da distância mais curta (2,5m), o BER de 10^{-3} ocorre para uma potência no emissor de -30 dBm (1 μ W). Portanto um emissor com potência -20 dBm (10 μ W) já é suficiente para que se tenha uma margem de 10 dBm.

A medição de BER foi repetida sem o uso de antena, ligando diretamente o gerador de RF para a entrada do receptor. Na próxima figura é mostrado o gráfico obtido a partir da medida, assim como uma ampliação deste gráfico para poder visualizar os pontos perto do valor de BER= 10^{-3} :

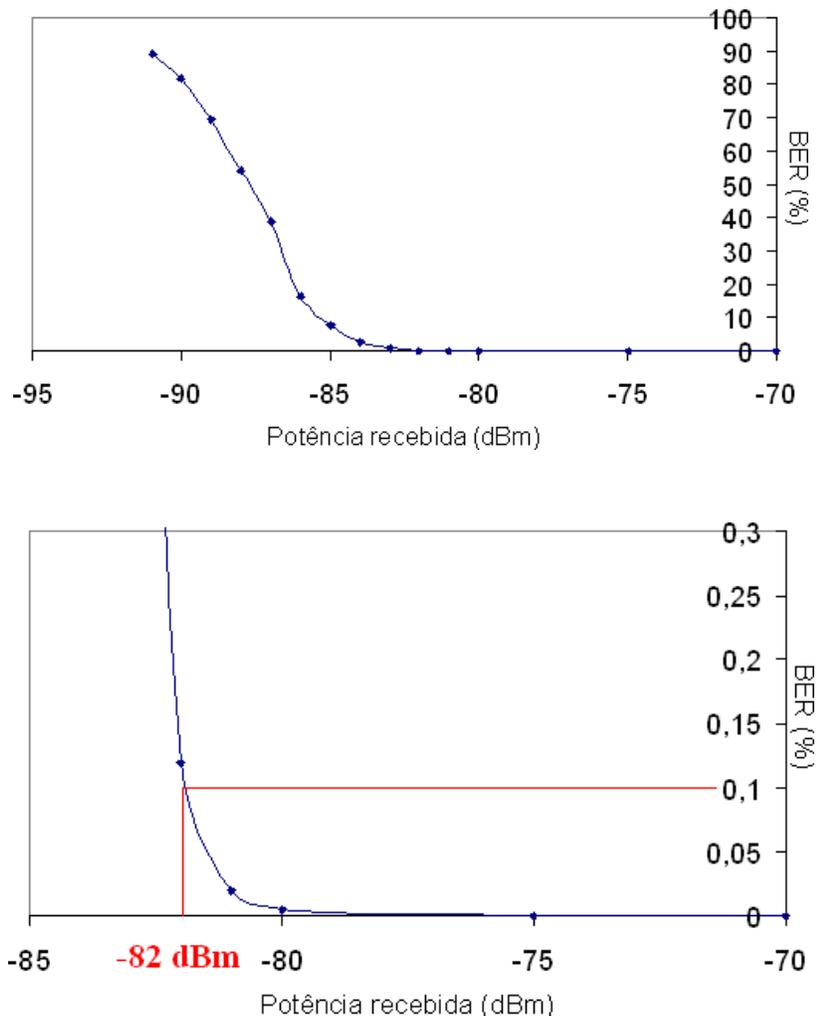


Figura 4-25 : Levantamento da taxa de erro em função da potência do sinal de entrada do receptor.

Assim, o receptor possui uma sensibilidade de -82 dBm para uma taxa de erro de 10^{-3} .

Para concluir a caracterização do receptor, foi medida a corrente consumida pelo receptor, sendo alimentado por uma tensão de 2 V . Para realizar a medida, o oscilador foi polarizado com uma corrente constante de $120\mu\text{A}$, bem superior a corrente crítica necessária para iniciar as oscilações. O valor encontrado da corrente foi de 1.3 mA , que segundo a simulação é dividida entre os blocos da seguinte maneira :

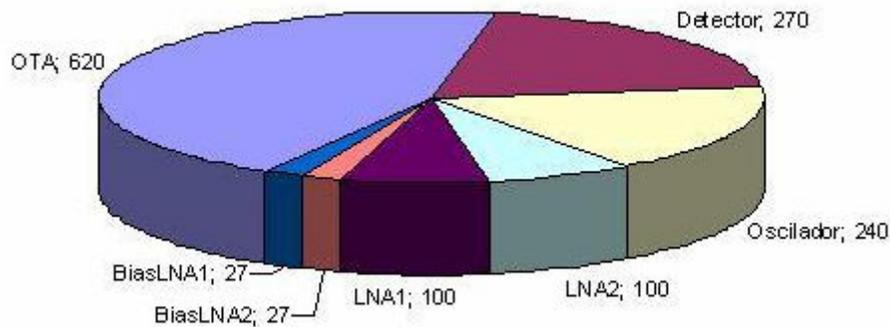


Figura 4-26 : Distribuição do consumo em corrente no receptor (em μA).

Os valores no gráfico são dados em μA . É importante ressaltar que grande parte do consumo de corrente é devido à polarização do OTA e do detector. Esses dois circuitos são polarizados por uma corrente externa espelhada, portanto daria para diminuir bastante o consumo deles utilizando um circuito de polarização interno igual ao do LNA. Excluindo a corrente gasta pela polarização, o detector de envoltória tem um consumo de apenas $60\mu\text{A}$ e o OTA tem um consumo de $500\mu\text{A}$, ou seja uma economia em corrente de $330\mu\text{A}$.

Mesmo assim, o consumo do receptor é muito baixo e compatível com o seu uso em sistema de baixa potência, como é o caso de uma rede sem fios de sensores.

Conclusões

Neste trabalho foi projetado e testado um rádio receptor super-regenerativo em tecnologia CMOS 0,35 μ m. A caracterização experimental desta topologia de receptor mostrou que ela possui um bom desempenho em relação ao consumo energético, ao custo de fabricação (uma vez que o processo utilizado é CMOS e que apenas alguns componentes passivos externos são necessários para seu funcionamento), e à sensibilidade. Assim mostramos que o receptor super-regenerativo é uma solução plausível para uma aplicação em rede de sensores sem fios, onde o baixo custo de fabricação e o baixo consumo de energia são as principais restrições. Além disto, o oscilador desta topologia pode ser aproveitado para a implementação do rádio transmissor, reduzindo assim a área do circuito integrado e o número de componentes externos.

Durante o estudo, alguns problemas foram encontrados. O primeiro é o desempenho decepcionante do LNA (ganho baixo e figura de ruído alta). Mesmo assim, a sensibilidade do receptor atingiu -82 dBm. Foi verificado, no entanto, que é possível melhorar seu desempenho tornando-o mais sensível. No último capítulo foram apresentadas alternativas para melhorar o LNA, mesmo não tendo, até o momento, identificado todas as causas da perda de ganho. É previsto no futuro imediato fabricar algumas estruturas de teste com os componentes utilizados no LNA (indutores, capacitores, transistores) e caracterizá-los separadamente com microponteiras de alta-freqüência. O segundo problema detectado foi o fenômeno de ressaca do oscilador super-regenerativo causado por uma atenuação lenta demais da oscilação no fim do período de *quench*. Este problema torna-se crítico para trabalhar com taxas de transmissão mais elevadas (superiores a 64 kbit/s). Por outro lado, isto poderia ser resolvido usando-se uma chave analógica em paralelo com o circuito tanque para provocar um curto no fim de cada período de quench e assim assegurar a atenuação completa da oscilação. Resolvendo este problema as taxas de transmissão poderiam ser bem mais elevadas (pelo menos 250 kbit/s).

Alguns blocos do receptor não foram integrados neste projeto:

- O gerador de *quench* que foi implementado com um gerador de função externo.
- O circuito de condicionamento do sinal na saída do receptor que foi implementado usando um comparador e um mono-estável .
- O balun de entrada que foi realizado com linhas de acoplamento na placa de alumina.

Estes três blocos constituam temas de pesquisa muito interessante para futuros trabalhos.

Apêndice A

Ruído em sistemas de RF

Existem varias fontes de ruído que interferem nos sistemas eletrônicos, dentre elas se incluem: sinais de comunicação emitidos pelas rádios e TVs, sinais de *cross-talk*, e outras ondas eletromagnéticas. A maioria dela é classificada como ruído artificial, e o efeito dela pode ser reduzido ou eliminado utilizando-se uma boa blindagem. Mas, outras fontes de ruído, classificadas como ruído fundamental, são irreduzíveis por blindagem pois são inerentes ao próprio sistema. Esses ruídos fundamentais impõem um limite no desempenho dos sistemas eletrônicos. Os ruídos fundamentais são aleatórios, porém, podem ser caracterizados estaticamente. Fisicamente dois tipos de ruído podem ser identificados: o ruído térmico e o quântico. Fenomenologicamente, entretanto, vários tipos de ruídos são observados: térmico, *shot*, geração – recombinação, e *flicker*.

Quando se usa um gerador de sinal qualquer, o sinal de saída é considerado sempre como previsível e bem definido. Com um sinal aleatório, no entanto, é necessário recorrer às estatísticas obtidas a partir de varias medidas.

O motivo da teoria de sinais aleatórios ser tão útil e pratica é que na maioria dos casos de interesse o sinal pode ser modelado com uma função estatística simples que indica entre outras coisas, quanto e com que velocidade a amplitude varia no tempo. Alem disso, os modelos estatísticos podem ser usados em conjunção com a teoria dos sinais determinísticos, permitindo ignorar o aspecto aleatório e utilizar técnicas de análise mais intuitivas.

A.1 Função densidade de probabilidade

Quando se trata de um sinal aleatório no domínio temporal, é importante saber quantas vezes sua amplitude ocorre entre certos limites.

A função $F(x)$ traduz a probabilidade que tem a amplitude instantânea $X(t)$ do sinal de ser inferior a um valor de referência x :

$$F(x) = \text{Prob}[X < x] \quad (\text{A.1})$$

A partir daí, a densidade de probabilidade se defini como:

$$f(x) = \frac{dF(x)}{dx} \quad (\text{A.2})$$

A densidade de probabilidade caracteriza a distribuição de amplitude do sinal em posição e em dispersão, mas não fornece informação sobre a velocidade das variações temporais.

Um exemplo importante de densidade de probabilidade é a distribuição gaussiana: o teorema do limite central mostra que quando vários processos aleatórios independentes de distribuição qualquer são somados, a distribuição da soma se aproxima de uma distribuição gaussiana. Por isso, uma grande maioria de fenômenos naturais segue uma estatística gaussiana.

A figura seguinte mostra um exemplo de ruído gaussiano, sua função de probabilidade e a densidade de probabilidade associada:

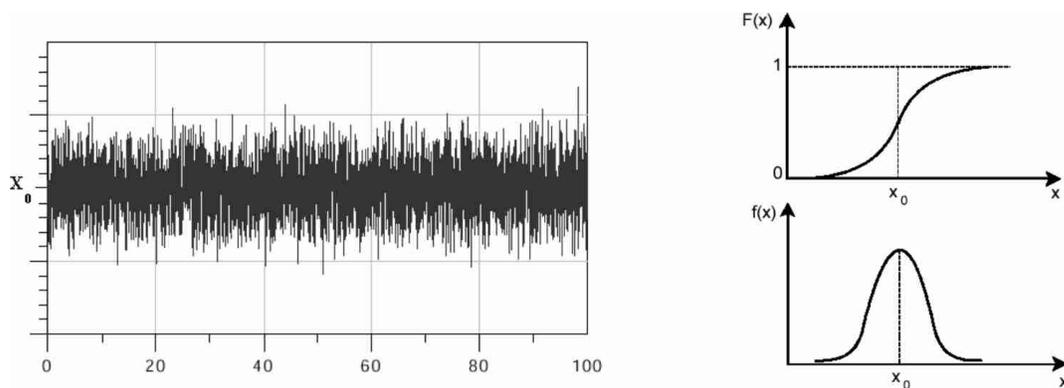


Figura A-1 : Função de probabilidade e densidade de probabilidade de um ruído gaussiano.

A função densidade de probabilidade de um ruído gaussiano é dada por:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} \cdot e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{A.3})$$

Sendo μ a média (ou o momento de primeira ordem) da distribuição e σ o desvio padrão.

É importante lembrar que no caso de uma distribuição gaussiana, 68% das amostras do ruído têm uma amplitude entre $\mu - \sigma$ e $\mu + \sigma$, e 99% das amostras uma amplitude entre $\mu - 3\sigma$ e $\mu + 3\sigma$.

A.2 Densidade espectral de ruído

O conhecimento do sinal aleatório no domínio temporal é geralmente bastante limitado, de tal modo que torna-se necessário caracterizá-lo no domínio da frequência. Aliás, em projetos de RF, o comportamento do ruído no domínio da frequência mostra ser muito útil.

A densidade espectral $S(f)$ de um sinal aleatório mostra quanta potência o sinal contém numa banda unitária de frequência em torno de f .

Conforme ilustrado abaixo, se o sinal for aplicado num filtro passa-banda de banda 1 Hz centrada em f , e que o valor médio da potência de saída seja medido durante um tempo suficiente, então se obtém a $S(f)$. Repetindo a operação para todos os valores de f , obtém-se o espectro total.

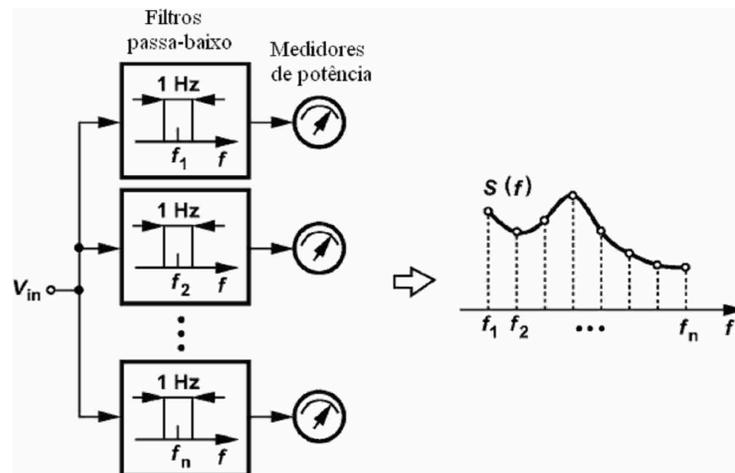


Figura A-2 : Medição da densidade espectral de ruído

A densidade espectral $S(f)$ é uma função real e par de f . Assim, a potência total contida em V_{in} no intervalo de frequência $[f_1 f_2]$ é:

$$\int_{-f_2}^{-f_1} S(f).df + \int_{f_1}^{f_2} S(f).df = 2 \cdot \int_{f_1}^{f_2} S(f).df \quad (A.4)$$

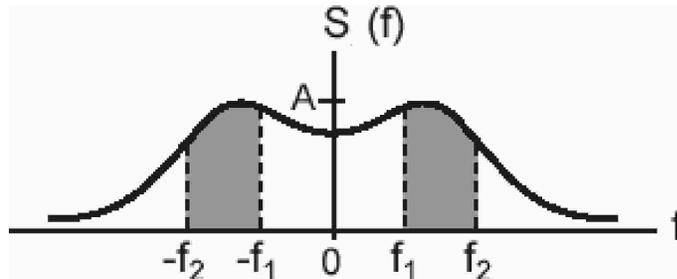


Figura A-3 : Potência num intervalo de frequência $[f_1 f_2]$.

Um exemplo de densidade espectral é a do ruído térmico gerado por um resistor de valor R :

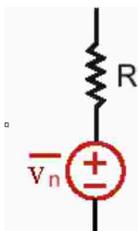
$$S(f) = 2 \cdot k \cdot T \cdot R \quad (A.5)$$

Sendo k a constante de Boltzmann ($k=1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K), e T a temperatura absoluta. Este tipo de espectro plano é chamado “branco” porque contém o mesmo nível de potência em todas as frequências.

Na realidade, $S(f)$ é plana somente nas frequências $|f| < 100$ GHz, e cai além dessas frequências. Por isso a potência total é finita.

A dimensão de $S(f)$ é tensão ao quadrado por unidade de frequência, mas supõe-se que essa tensão seja aplicada num resistor de 1Ω para gerar uma potência de $4kTR$ numa banda de 1 Hz (tem que considerar as frequências negativas como mostrado na figura 1-3)

Nos cálculos de ruído em circuito, geralmente se escreve :



$$\overline{V_n^2} = 4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot \Delta f \quad (A.6)$$

Se um sinal de densidade espectral $S_x(f)$ for aplicado num sistema linear com função transferência $G(f)$, então o espectro de saída é dado por:

$$S_Y(f) = |G(f)|^2 \cdot S_X(f) \quad (\text{A.7})$$

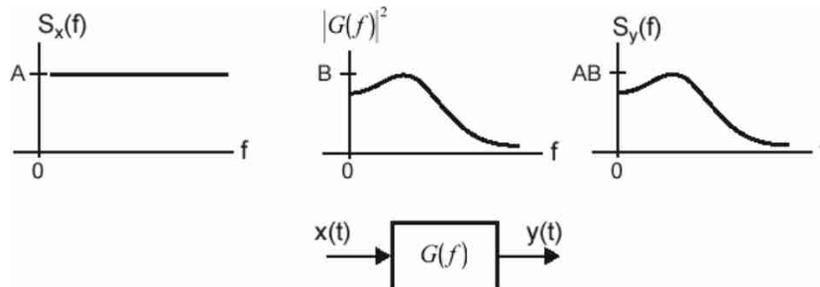


Figura A-4 : Sistema linear e densidade espectral.

A.3 Ruído em sistemas de duas portas, fator de ruído

O ruído de um sistema com duas entradas pode ser modelado por dois geradores de ruído de entrada, uma fonte de tensão série e uma fonte de corrente paralela:

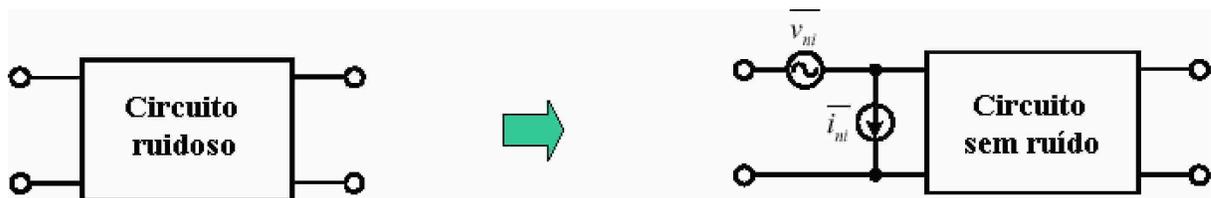


Figura A-5 : Modelo do ruído de um sistema quatro terminais.

Em geral, a correlação entre essas duas fontes deve ser levada em conta.

Para ilustrar essa idéia, consideremos o exemplo do circuito da figura abaixo, onde M_1 é um transistor operando na região de saturação, polarizado com uma corrente de dreno I_D .

Para simplificar, é suposto que o circuito possui uma única fonte de ruído: o ruído térmico associado ao canal e representado por i_{nd} :

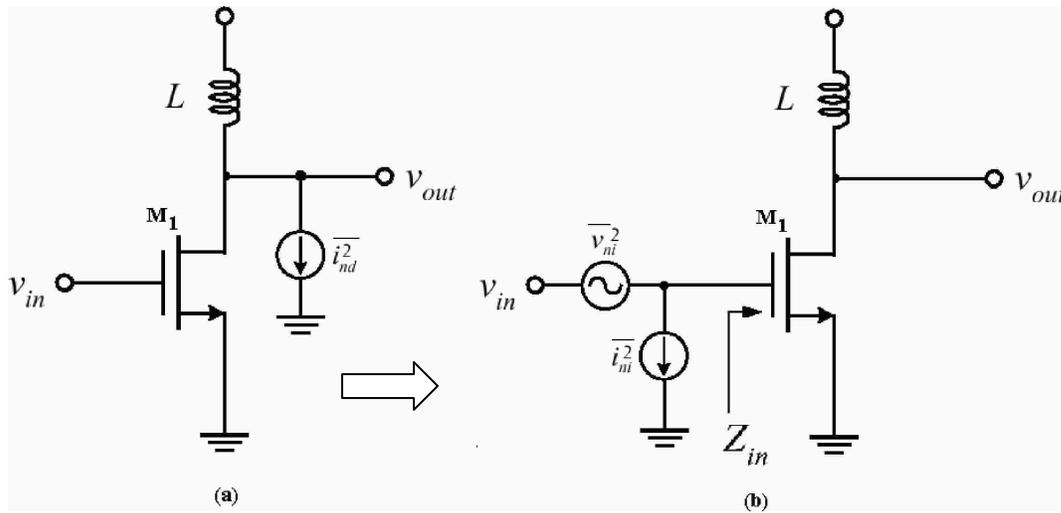


Figura A-6 : Exemplo de ruído no transistor e ruído equivalente na entrada.

Conforme ilustra a figura 1-6 (b), o ruído equivalente de entrada v_{ni} é calculado colocando a entrada em curto, e i_{ni} deixando a entrada aberta. E como (a) e (b) devem estar produzindo o mesmo ruído de saída:

$$\begin{cases} g_m^2 \overline{v_{ni}^2} = \overline{i_{nd}^2} \\ g_m^2 \cdot \overline{i_{ni}^2} \cdot |Z_{in}|^2 = \overline{i_{nd}^2} \end{cases} \Rightarrow \overline{i_{ni}^2} = \frac{\overline{v_{ni}^2}}{|Z_{in}|^2} \quad (\text{A.8})$$

Onde Z_{in} é a impedância de entrada do circuito. Como v_{ni} e i_{ni} estão associados ao mesmo mecanismo de ruído, há correlação entre eles.

Podemos notar que se $|Z_{in}| \rightarrow \infty$, então $i_{ni} \rightarrow 0$, sendo v_{ni} suficiente para representar o ruído. Nas frequências de RF, $|Z_{in}|$ é bastante baixa, necessitando, assim da utilização das duas fontes de ruído.

Na maioria dos circuitos analógicos, a razão sinal- ruído (SNR) definida como a razão da potência do sinal útil sobre a potência total de ruído, é um parâmetro muito importante. Nos projetos de RF, embora o objetivo final seja o de maximizar o SNR do sinal detectado, a maioria dos blocos é caracterizada pelo seu fator de ruído e não pelo ruído equivalente de entrada. O motivo disso é, em parte, por conveniência computacional e em parte por tradição. O fator de ruído e a figura de ruído são definidos como:

$$\text{Fator de ruído} = F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (\text{A.9})$$

$$\text{Figura de ruído} = 10 \log(\text{Fator de ruído})$$

Onde SNR_{in} e SNR_{out} são as razões sinal- ruído medidas na entrada e na saída, respectivamente. É importante entender o significado físico do fator de ruído: F é uma medida que traduz o quanto o SNR se deteriora passando através do sistema. Quando o sistema não tem fonte de ruído interno, $SNR_{in} = SNR_{out}$ e assim $F=1$.

Considera-se o sistema de 4 terminais modelado como tendo duas fontes de ruído equivalentes na entrada:

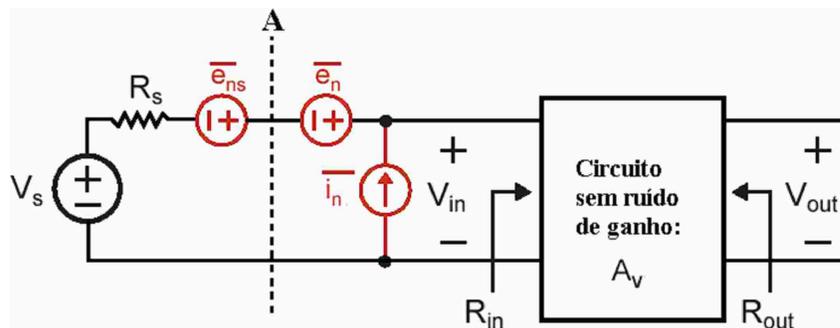


Figura A-7 : Sistema de quatro terminais com fontes de ruído na entrada.

No ponto A , o SNR_{in} pode ser definido como :

$$SNR_{in} = \frac{\alpha^2 V_s^2}{\alpha^2 e_{ns}^2} \quad \text{com} \quad \alpha = \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} \quad (\text{A.10})$$

Para um ganho A_v de A a V_{out} , o SNR medido na saída vale :

$$SNR_{out} = \frac{\alpha^2 A_v^2 V_s^2}{\left(\overline{e_{ns}^2} + (e_n + R_s i_n)^2 \right) \alpha^2 A_v^2} \quad (A.11)$$

Onde e_n e $R_s i_n$ são somados antes de serem elevados ao quadrado para levar em conta suas correlações.

Finalmente o fator de ruído é :

$$F = 1 + \frac{\overline{(e_n + R_s i_n)^2}}{\overline{e_{ns}^2}} \quad (A.12)$$

$$\Leftrightarrow F = 1 + \frac{\overline{(e_n + R_s i_n)^2}}{4kTR_s}$$

Esta equação mostra que o fator de ruído depende da impedância da fonte R_s . Em geral, o conhecimento de F para uma certa impedância de fonte não é suficiente para calcular F com outra impedância de fonte.

A.4 Fator de ruído em sistemas com estágios em cascata :

Se diversos estágios são conectados em cascata, é possível obter o fator de ruído total do sistema em função do fator de ruído e do ganho de cada estágio:

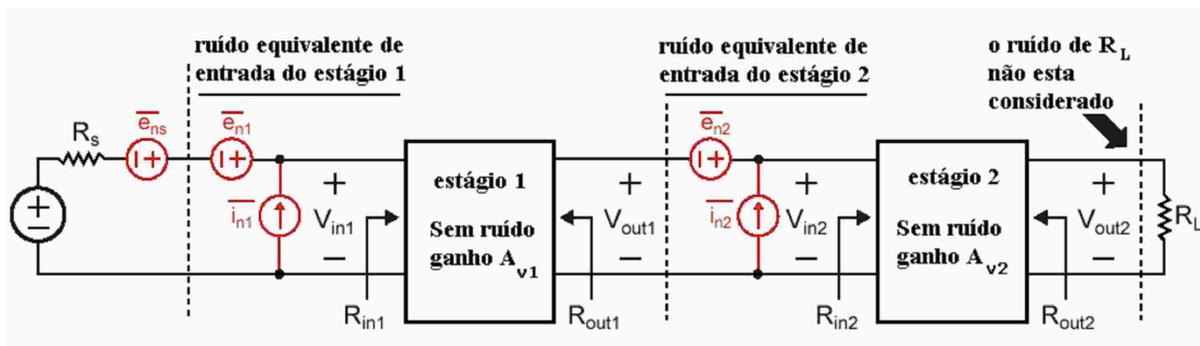


Figura A-8 : Sistemas quatro terminais em cascata.

Para calcular o fator de ruído total, é necessário calcular o ruído equivalente de entrada total do circuito:

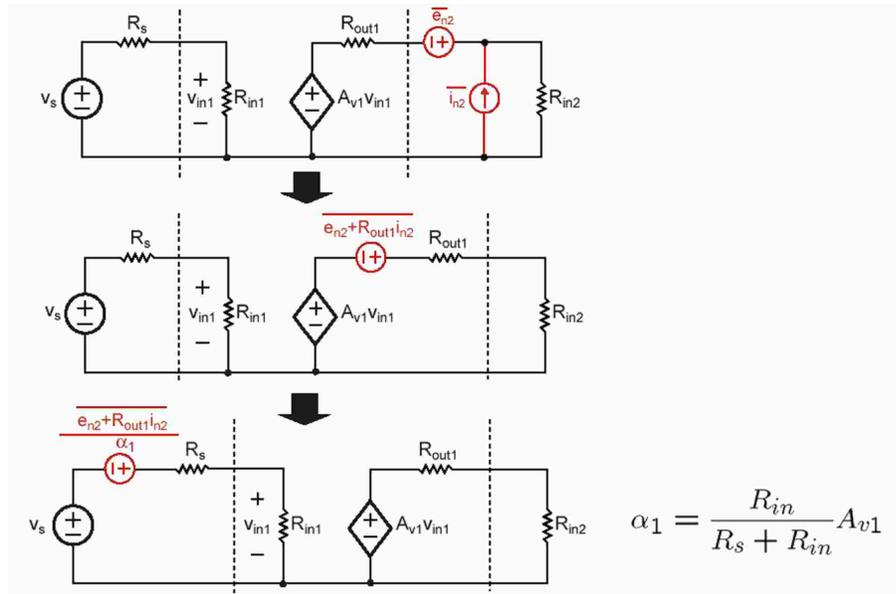


Figura A-9 : Circuitos mostrando o cálculo do ruído equivalente na entrada.

O modelo acima pode ser modificado com o ruído do estágio 2 projetado para a entrada do estágio 1 :



Figura A-10 : Sistemas quatro terminais com ruído total equivalente na entrada.

A partir deste modelo, o cálculo do fator de ruído é feito da seguinte maneira:

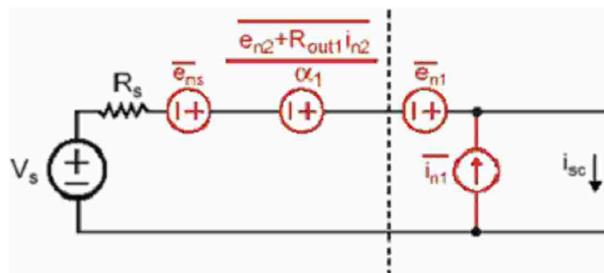


Figura A-11 : Circuito para cálculo do fator de ruído do sistema em cascata.

$$\begin{aligned}
F &= \frac{\text{ruído total de curto circuito}}{\text{ruído de curto circuito causado pela fonte de entrada}} = \frac{\overline{i_{sc}^2}(\text{Total})}{\overline{i_{sc}^2}(\text{Fonte})} \\
\Leftrightarrow F &= \frac{\left(\overline{e_{ns}^2} + \overline{(e_{n2} + R_{out1}i_{n2})^2} / \alpha_1^2 + \overline{(e_{n1} + R_s i_{n1})^2} \right) / R_s^2}{\overline{e_{ns}^2} / R_s^2} \\
\Leftrightarrow F &= 1 + \frac{\overline{(e_{n1} + R_s i_{n1})^2}}{\overline{e_{ns}^2}} + \frac{1}{\alpha_1^2} \cdot \frac{\overline{(e_{n2} + R_{out1}i_{n2})^2}}{\overline{e_{ns}^2}} \quad (A.13) \\
\Leftrightarrow F &= 1 + \frac{\overline{(e_{n1} + R_s i_{n1})^2}}{4kTR_s} + \frac{1}{\alpha_1^2} \cdot \frac{R_{out1}}{R_s} \cdot \frac{\overline{(e_{n2} + R_{out1}i_{n2})^2}}{4kTR_{out1}} \\
\Leftrightarrow &\boxed{F = 1 + (F_1 - 1) + \frac{(F_2 - 1)}{A_{p1}} \quad \text{com} \quad A_{p1} = \alpha_1^2 \frac{R_s}{R_{out1}}}
\end{aligned}$$

Sendo F_1 e F_2 os fatores de ruído dos estágios 1 e 2, respectivamente.

A_p é chamado de “ganho de potência disponível”, esse tipo de ganho é definido como a razão da potência disponível na saída numa carga conjugada ($R_{out}=R_L$) pela potência disponível da fonte ($R_s=R_{in}$):

$$\begin{aligned}
P_{out} &= \left(v_s \cdot \frac{R_{in1}}{R_s + R_{in1}} \cdot A_{v1} \cdot \frac{R_{out1}}{R_{out1} + R_{out1}} \right)^2 / R_{out1} = \frac{v_s^2 \alpha_1^2}{4R_{out1}} \\
P_{in} &= \left(v_s \cdot \frac{R_s}{R_s + R_s} \right)^2 / R_s = \frac{v_s^2}{4R_s} \quad (A.14) \\
\Rightarrow A_{p1} &= \frac{v_s^2 \alpha_1^2}{4R_{out1}} \cdot \frac{4R_s}{v_s^2} = \alpha_1^2 \frac{R_s}{R_{out1}} \quad \text{com} \quad \alpha_1 = \frac{R_{in1}}{R_s + R_{in1}} \cdot A_{v1}
\end{aligned}$$

Nota-se que se:

$$R_{in1} = R_{out1} = R_s$$

Então:

$$\alpha_1 = \frac{1}{2} A_{v1} \Rightarrow A_{p1} = \frac{1}{4} A_{v1}^2 = A_{v1-l}^2 \quad (A.15)$$

A_{v1_1} é chamado de ganho em carga.

Se o sistema possui k estágios, o fator de ruído é dado pela equação de Friis [32]:

$$F = 1 + (F_1 - 1) + \frac{(F_2 - 1)}{A_{p1}} + \frac{(F_3 - 1)}{A_{p1} \cdot A_{p2}} + \dots + \frac{(F_k - 1)}{A_{p1} \cdot A_{p2} \cdot A_{p3} \dots A_{pk-1}} \quad (\text{A.16})$$

Esta equação informa que a contribuição de ruído de cada estágio diminui quando o ganho do estágio anterior aumenta. Isso quer dizer que os primeiros estágios são os mais críticos.

Por outro lado, se um estágio for atenuador, então o fator de ruído do bloco seguinte será “amplificado”. Isso acontece, por exemplo, quando um filtro é interposto entre a antena e o LNA.

Os sistemas de RF muitas vezes utilizam filtros passivos para seleccionar canal ou banda. Entretanto, na prática, um filtro possui uma certa perda interna que pode ser modelado por resistência. Essa resistência vai acrescentar ruído térmico e assim aumentar o fator de ruído do circuito :

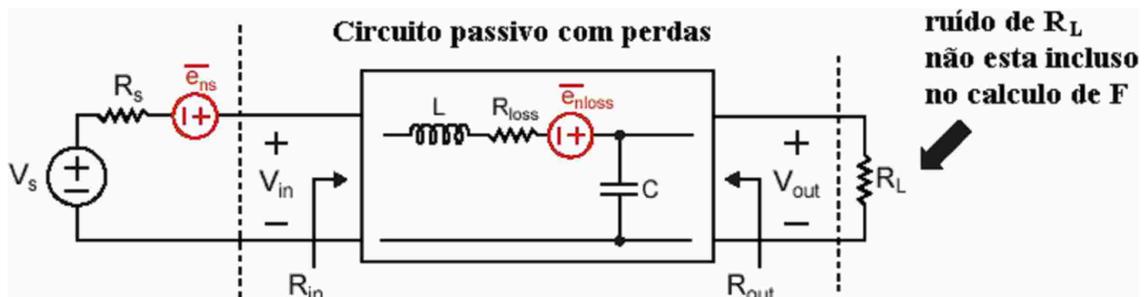


Figura A-12 : Exemplo de circuito passivo ruidoso.

Por analogia com o conceito de ganho de potência disponível, é definida a perda de potência L como a razão de potência de fonte disponível pela potência de saída disponível. Para calcular a perda L de sinal, o circuito é modelado pelo equivalente de Thèvenin:

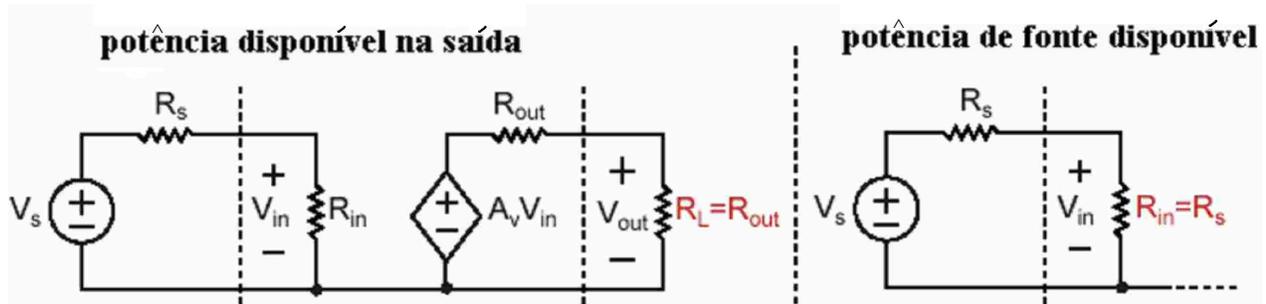


Figura A-13 : Equivalente de Thèvenin do circuito.

$$\begin{aligned}
 P_{out} &= \left(v_s \cdot \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} \cdot A_v \cdot \frac{R_{out}}{R_{out} + R_{out}} \right)^2 / R_{out} = \frac{v_s^2}{4R_{out1}} \cdot \left(\frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} \right)^2 \cdot A_v^2 \\
 P_{in} &= \left(v_s \cdot \frac{R_s}{R_s + R_s} \right)^2 / R_s = \frac{v_s^2}{4R_s} \\
 \Rightarrow L &= \frac{P_{in}}{P_{out}} = \frac{R_{out}}{R_s} \cdot \left(\frac{R_s}{R_{in}} + 1 \right)^2 \frac{1}{A_v^2}
 \end{aligned} \tag{A.17}$$

Para calcular o fator de ruído deste circuito, calculamos inicialmente o ruído total na saída do sistema assim como o ruído na saída causada pela fonte:

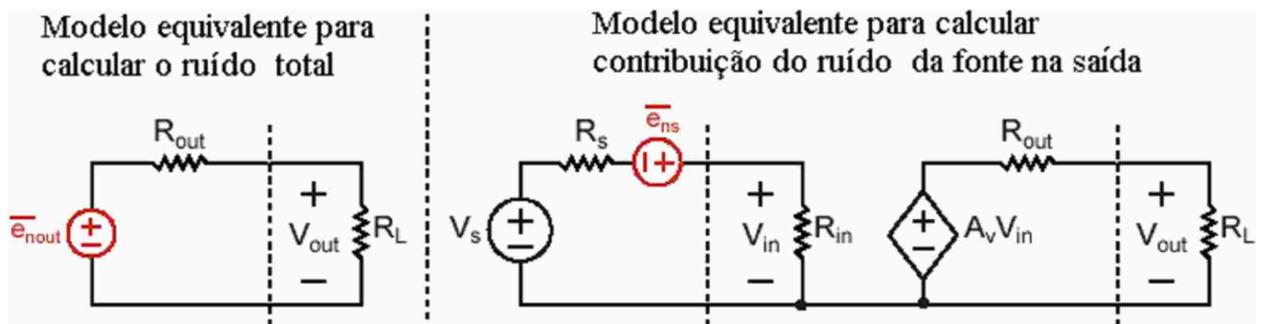


Figura A-14 : Circuitos para calculo do ruído na saída (total e causado pela fonte).

$$\begin{aligned} \text{ruído total na saída} &= \overline{e_{nout}^2} \left(\frac{R_L}{R_L + R_{out}} \right) = 4kTR_{out} \cdot \left(\frac{R_L}{R_L + R_{out}} \right) \\ \text{ruído da fonte na saída} &= 4kTR_s \left(\frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} \right)^2 \cdot A_v^2 \cdot \left(\frac{R_L}{R_L + R_{out}} \right)^2 \end{aligned} \quad (\text{A.18})$$

$$\Rightarrow F = \frac{\text{ruído total na saída}}{\text{ruído da fonte na saída}} = \frac{R_{out}}{R_s} \cdot \left(\frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} \right)^2 \cdot A_v^2 = L$$

Para concluir, nos circuitos passivos (por exemplo filtro), o fator de ruído se confunde com sua perda de potência L .

Vejamos, agora, o exemplo de um filtro passivo em cascata com um amplificador de baixo ruído (LNA):

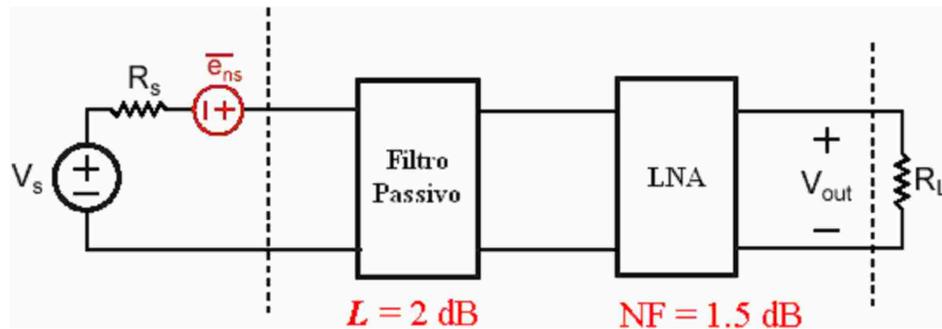


Figura A-15 : Exemplo de sistema em cascata para cálculo do fator de ruído total

Da equação de Friis (cf equação 1.16), extraímos o valor do fator de ruído total do sistema:

$$\begin{aligned} F &= 1 + (F_{filt} - 1) + \frac{F_{LNA} - 1}{A_{p_filt}} \\ \Leftrightarrow F &= 1 + (L - 1) + L(F_{LNA} - 1) = \boxed{L \cdot F_{LNA}} \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

A figura de ruído total do sistema é, então:

$$\begin{aligned} NF &= 10\log(F) = 10\log(L) + 10\log(F_{LNA}) \\ \Leftrightarrow NF &= 2 + 1.5 = 3.5\text{dB} \end{aligned} \quad (\text{A.20})$$

Para concluir vejamos o fator de ruído de um sistema de RF:

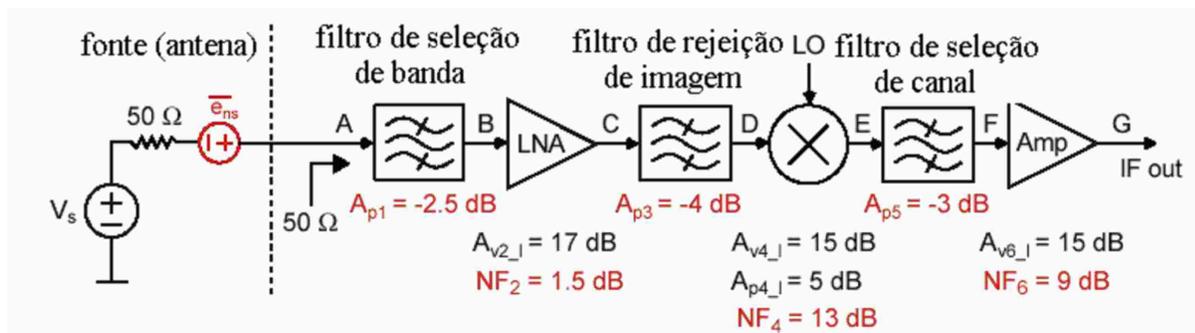


Figura A-16 : Exemplo de sistema RF para cálculo do fator de ruído.

As portas A, B, C e D têm suas impedâncias casadas com 50Ω (a figura de ruído do LNA e do misturador são especificadas para impedância de fonte de 50Ω).

As portas E e F são casadas para impedância de 500Ω (a figura de ruído do amplificador é especificada para impedância de fonte de 500Ω).

O fator de ruído cumulativo no nó k (da direita para esquerda) é dado por:

$$F_{cum,k} = F_k + \frac{(F_{k+1} - 1)}{A_{pk}} \quad (\text{A.21})$$

No caso em que a impedância de fonte é igual a da carga é :

$$F_{cum,k} = F_k + \frac{(F_{k+1} - 1)}{A_{vk}^2} \quad (\text{A.22})$$

Para o sistema descrito acima, temos :

$$\begin{aligned}
 F_E &= 10^{(3+9)/10} = 15.85 \quad (12dB) \\
 F_D &= 10^{(13)/10} + (15.85 - 1)/10^{(5/10)} = 24.65 \quad (13.9dB) \\
 F_C &= 10^{(13.9+4)/10} = 61.7 \quad (17.9dB) \\
 F_B &= 10^{(1.5)/10} + (61.7 - 1)/10^{(17/10)} = 2.62 \quad (4.2dB) \\
 F_A &= 10^{(2.5+4.2)/10} = 4.68 \quad (6.7dB)
 \end{aligned}
 \tag{A.23}$$

	A	B	C	D	E	F	G
Ganho do estágio:							
Tensão(com carga)	-2.5	17	-4	15	-3	15	
Potência	-2.5	17	-4	5	-3	15	
Ganho de tensão cumulativo(dB)		-2.5	14.5	10.5	25.5	22.5	37.5
NF do estágio(dB)	2.5	1.5	4	13	3	9	
NF cumulativo(dB)	6.7	4.2	17.9	13.9	12	9	

Figura A-17 : Gráfico de contribuição dos blocos para o ganho e fator de ruído.

Nota-se que o LNA permite uma redução muito grande da figura de ruído do sistema (NF baixo e ganho alto).

A.5 Otimização do fator de ruído

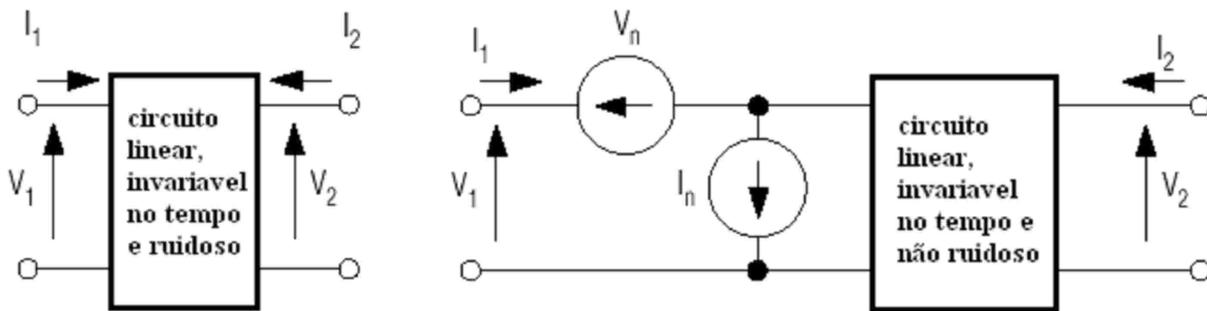


Figura A-18 : Modelo do ruído num sistema quatro terminais (ruídos na entrada).

Para analisar os efeitos do ruído num circuito, podemos modelar o circuito ruidoso com um circuito sem ruído acrescido das fontes de ruído na sua entrada (v_n e i_n).

Temos, então, as equações seguintes:

$$\begin{aligned} V_1 &= AV_2 + B(-I_2) + V_n \\ I_1 &= CV_2 + D(-I_2) + I_n \end{aligned} \quad (\text{A.24})$$

Essas equações mostram que não é possível calcular v_n e i_n usando medidas de curto-circuito e de circuito aberto.

Vamos, então, introduzir um outro modelo de ruído:

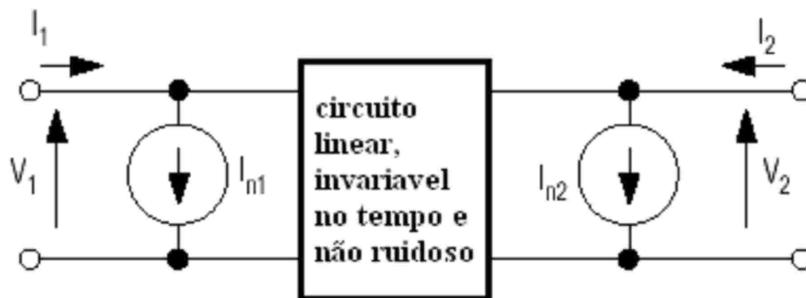


Figura A-19 : Modelo com corrente de ruído na entrada e na saída.

Esse modelo possui as seguintes equações:

$$\begin{aligned} I_1 &= Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 + I_{n1} \\ I_2 &= Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 + I_{n2} \end{aligned} \quad (\text{A.25})$$

As fontes de corrente de ruído I_{n1} e I_{n2} podem ser calculadas curto-circuitando a entrada e a saída do circuito equivalente:

$$\begin{aligned} I_{n1} &= I_1 \Big|_{V_1=V_2=0} \\ I_{n2} &= I_2 \Big|_{V_1=V_2=0} \end{aligned} \quad (\text{A.26})$$

Assim, a partir deste modelo, é possível calcular as fontes de ruído i_n e v_n do primeiro modelo em função das fontes de ruído do segundo modelo e dos parâmetros do sistema:

$$\begin{aligned} V_n &= -\left(\frac{I_{n2}}{Y_{21}}\right) \\ I_n &= I_{n1} - \left(\frac{Y_{11}}{Y_{21}}\right)I_{n2} \end{aligned} \quad (\text{A.27})$$

Uma fonte conectada ao modelo é representada por uma fonte de corrente de admitância Y_s . O ruído gerado pela fonte é suposto não ser correlato com o ruído do modelo. Assim, a potência total de ruído é proporcional à média quadrática da corrente de curto circuito na entrada do amplificador não-ruído (I_{sc}^2). E a potência de ruído causada pela fonte sozinha é proporcional à média quadrática do ruído da fonte I_s^2 :

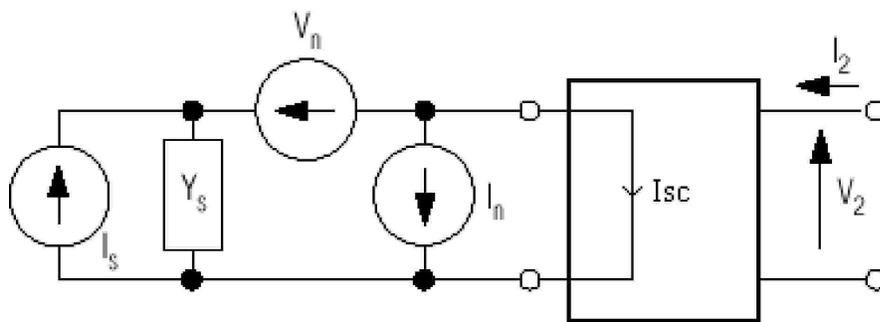


Figura A-20 : Modelo para calcular fator de ruído.

O fator de ruído do sistema é dado por:

$$F = \frac{\text{Potência total de ruído}}{\text{Ruído caudado pela fonte de entrada}} = \frac{\overline{i_{sc}^2}}{\overline{i_s^2}} \quad (\text{A.28})$$

Calculemos a corrente de curto-circuito na entrada do sistema não-ruído :

$$\begin{aligned} I_{sc} &= -I_s + I_n + V_n Y_s \\ \Rightarrow \overline{I_{sc}^2} &= \overline{(-I_s + I_n + V_n Y_s)^2} = \overline{I_s^2} + \overline{(I_n + V_n Y_s)^2} - 2\overline{I_s} \cdot \overline{(I_n + V_n Y_s)} \end{aligned} \quad (\text{A.29})$$

Como os ruídos da fonte e do sistema não são correlatos, então:

$$\overline{I_s} \cdot \overline{(I_n + V_n Y_s)} = 0 \quad (\text{A.30})$$

Consequentemente, o fator de ruído é:

$$F = 1 + \frac{\overline{(I_n + V_n Y_s)^2}}{\overline{I_s^2}} \quad (\text{A.31})$$

No entanto, existe uma correlação entre V_n e I_n . Logo I_n pode ser escrito como a soma de 2 termos, uma correlata a V_n (i_{nc}) e outro sem correlação (i_{nu}) :

$$I_n = i_{nc} + i_{nu} \quad (\text{A.32})$$

A relação entre V_n e i_{nc} em termo de admitância de correlação é:

$$i_{nc} = Y_c \cdot V_n \quad (\text{A.33})$$

Deste modo o fator de ruído é dado por:

$$F = \frac{\overline{i_s^2} + \overline{|i_u + (Y_c + Y_s) \cdot V_n|^2}}{\overline{i_s^2}} = 1 + \frac{\overline{i_u^2} + \overline{|Y_c + Y_s|^2 \cdot V_n^2}}{\overline{i_s^2}} \quad (\text{A.34})$$

Um ruído pode ser modelado por uma impedância ou por uma admitância equivalente de ruído. No caso do modelo acima, são definidas a impedância R_n associada ao ruído V_n , e as admitâncias G_u e G_s associadas ao ruído i_u e i_s , respectivamente :

$$R_n = \frac{\overline{V_n^2}}{4kT\Delta f} \quad G_u = \frac{\overline{i_u^2}}{4kT\Delta f} \quad G_s = \frac{\overline{i_s^2}}{4kT\Delta f} \quad (\text{A.35})$$

Utilizando essas impedâncias e admitâncias equivalentes de ruído, o fator de ruído passa assume a expressão:

$$F = 1 + \frac{G_u + |Y_c + Y_s|^2 R_n}{G_s} = 1 + \frac{G_u + \left[(G_c + G_s)^2 + (B_c + B_s)^2 \right] \cdot R_n}{G_s} \quad (\text{A.36})$$

$$\text{Com : } Y_c = G_c + jB_c \quad \text{e} \quad Y_s = G_s + jB_s$$

Para achar o valor mínimo de F, basta calcular o valor da admitância Y_s do circuito que zera a derivada de F com relação à Y_s . Este cálculo mostra que o valor mínimo de F é atingido quando:

$$G_s = \sqrt{\frac{G_u}{R_n} + G_c^2} = G_{opt} \quad B_s = -B_c = B_{opt} \quad (\text{A.37})$$

Para esses valores, o fator de ruído mínimo é dado por:

$$F_{\min} = 1 + 2R_n \left(\sqrt{\frac{G_u}{R_n} + G_c^2} + G_c \right) = 1 + 2R_n (G_{opt} + G_c) \quad (\text{A.38})$$

e para valores de admitância de fonte diferentes do valor ideal, o fator de ruído é dado por :

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} \cdot \left[(G_s - G_{opt})^2 + (B_s - B_{opt})^2 \right] \quad (\text{A.39})$$

No plano de admitância Y_s , os contornos dos fatores de ruídos constantes são círculos de centro (G_{opt}, B_{opt}) :

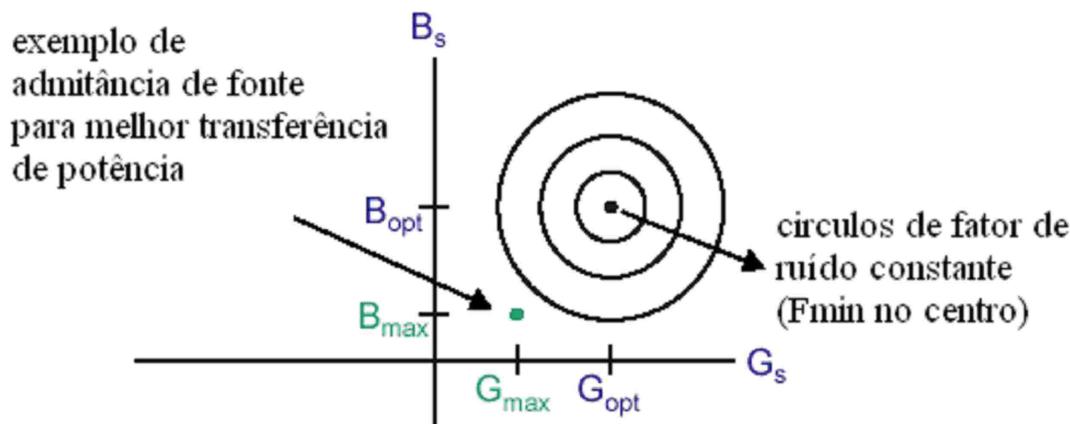


Figura A-21 : Círculos de fator de ruído constante.

É muito importante entender que otimização de fator de ruído e a otimização da transferência de potência têm resultados diferentes.

A otimização da transferência de potência requer o casamento da admitância da fonte com a admitância da entrada do sistema. Essa otimização não depende da presença ou da ausência de ruído.

Apêndice B

Ruído no transistor MOS

A seguir é apresentado um breve resumo sobre o ruído que afeta um transistor MOS [33, 34].

B.1 O ruído térmico de canal

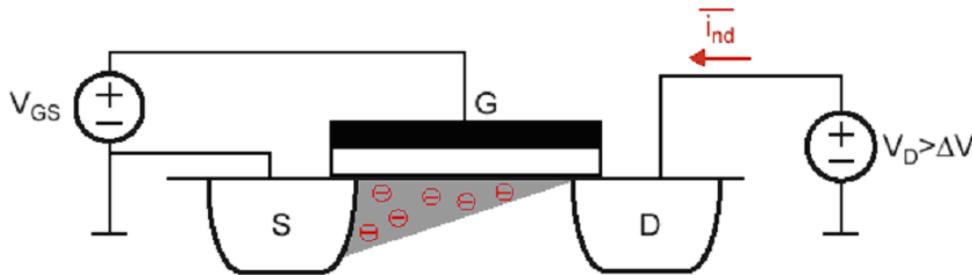


Figura B-1 : Ruído térmico de canal no transistor MOS.

O ruído térmico de canal do transistor é causado pela resistência de canal. Se o transistor opera na região linear, a densidade espectral da corrente de ruído no canal causada pela resistência de canal é :

$$\overline{\frac{i_{nd}^2}{\Delta f}} = \frac{4kT}{r_{ds}} = 4kTg_{ds} \approx 4kTg_{d0} \quad (\text{B.1})$$

Sendo r_{ds} a resistência de canal e g_{d0} a condutância do canal completamente aberto. Quando o transistor opera na saturação, o canal não pode mais ser considerado homogêneo, e assim o ruído total é encontrado integrando sobre pequenos trechos do canal:

$$\overline{\frac{i_{nd}^2}{\Delta f}} = 4kT\gamma g_{d0} \quad (\text{B.2})$$

O parâmetro γ nos transistores de canal longo vale 1 na região linear e 2/3 na saturação. Nos transistores a canal curto, γ é maior que 1 e é função da polarização, ele quantifica o excesso de

ruído comparado ao transistor a canal longo. Um dos motivos desse excesso é a presença de elétrons com alta energia (*hot electrons*) no canal gerado pelo campo elétrico elevado devido ao canal curto, outro motivo é o ruído Shottky no canal.

A figura seguinte mostra a variação de γ em função da polarização por duas frequências [35]:

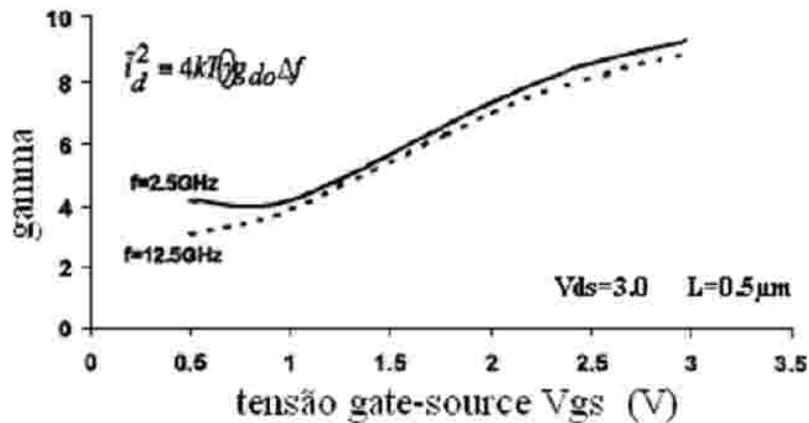


Figura B-2 : Variação do parâmetro γ com V_{gs} .

Isso confirma que quando maior o campo elétrico no canal, maior é o excesso de ruído. Isso também mostra que o excesso de ruído não depende da frequência.

A figura seguinte mostra o ruído de canal em função da polarização por vários comprimentos L de canal [36]:

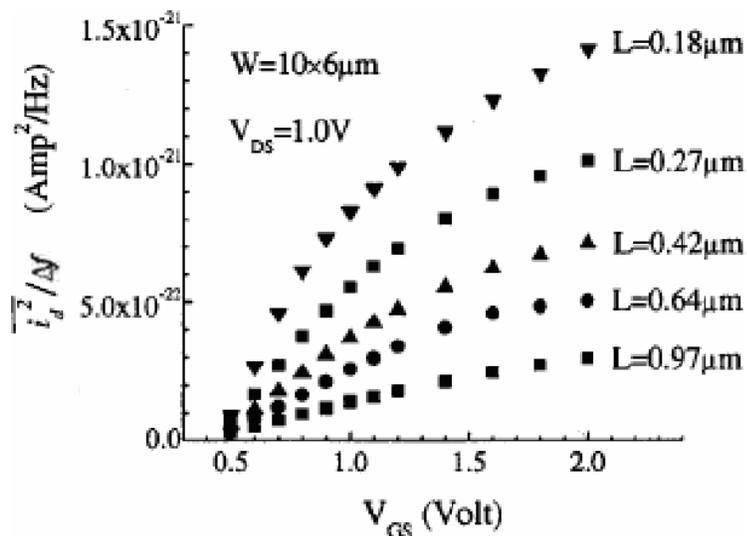


Figura B-3 : Variação do ruído de canal com V_{gs} para vários comprimentos L de canal.

O ruído de canal aumenta com a polarização devido ao aumento da condutância g_m assim como

o aumento de γ como mostrado na figura anterior. E o ruído de canal diminui quando L aumenta devido a uma condutância e um excesso de ruído menor.

É importante notar que a transcondutância g_m é diferente da condutância de canal aberto g_{d0} :

$$\alpha = \frac{g_m}{g_{d0}} \quad (\text{B.3})$$

No caso de transistor a canal curto, α é diferente da unidade e diminui quando L decresce.

B.2 Ruído induzido no gate

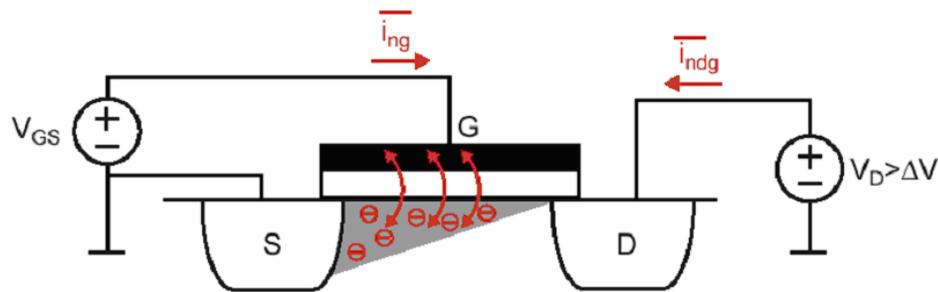


Figura B-4 : Ruído induzido de *gate* no transistor MOS.

Alem do ruído de canal, a agitação térmica dos portadores do canal tem uma outra consequência: o ruído de *gate* é induzido capacitivamente pelo ruído térmico de canal. Van der Ziel [37] mostrou que a densidade espectral desse ruído é dada por:

$$\frac{\overline{i_{ng}^2}}{\Delta f} = 4kT \delta g_g \quad \text{com} \quad g_g = \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{5g_{d0}} \quad (\text{B.4})$$

δ é o coeficiente de ruído de *gate*, e nos transistores de canal longo, tem um valor de 4/3 (=2 x γ). Estudos sobre o ruído de *gate* mostram o seu comportamento em função da frequência, da largura

de canal, assim como da polarização :

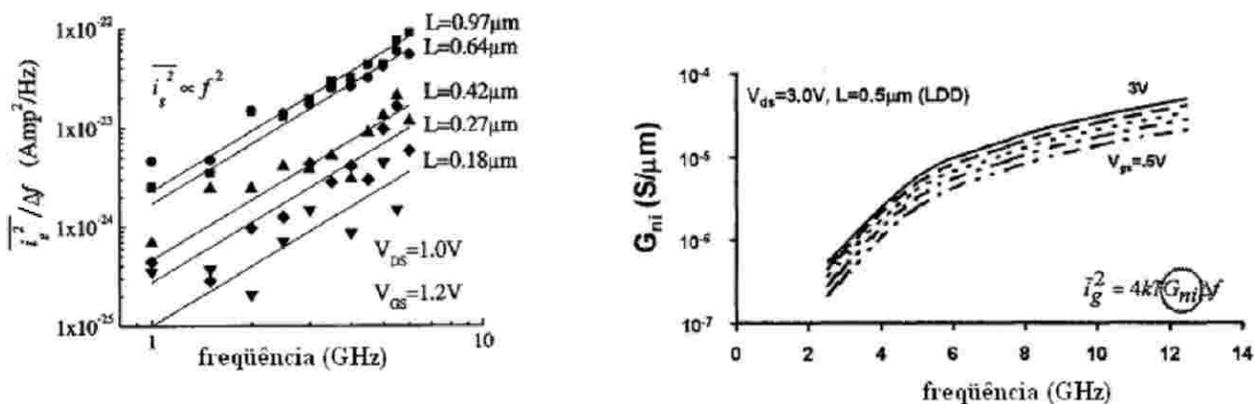


Figura B-5 : Variação do ruído induzido de gate com a frequência.

Observa-se que o ruído de gate é proporcional a f^2 , e aumenta junto com o comprimento do canal L. Esse comportamento confirma o modelo proposto anteriormente (quando L aumenta C_{gs}^2 e $1/g_{do}$ aumentam). Em relação a polarização, o ruído de gate aumenta junto com V_{gs} , essa observação não coincide com o modelo proposto se δ for considerado constante. O modelo indica que quando V_{gs} aumenta, g_{do} também aumenta e portanto o ruído de gate deveria diminuir. Isso sugere que δ seja dependente da polarização e que ele aumenta junto com V_{gs} de um jeito mais rápido que g_{do} .

A figura seguinte mostra o comportamento de $\beta = \delta/5$ em função da polarização por duas frequências :

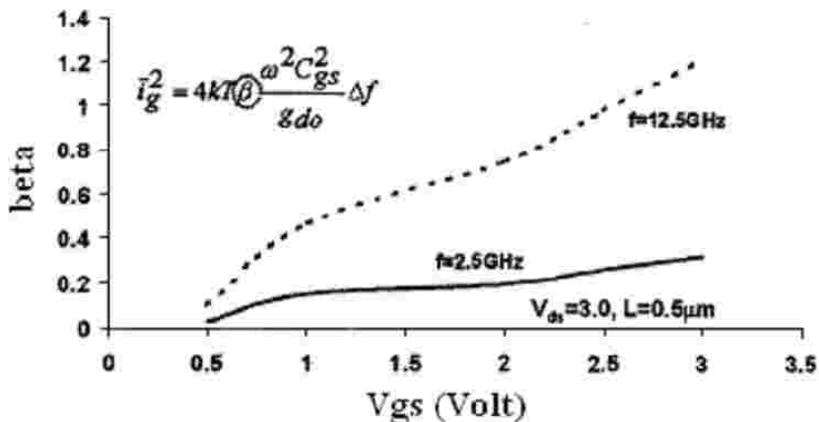


Figura B-6 : Variação do parâmetro β com V_{gs} .

Essa curva confirma que δ aumenta junto com a polarização e mostra também uma forte dependência com a frequência.

Finalmente, como o ruído de canal e de *gate* são gerados fisicamente pela mesma origem, então eles são correlatos. Vamos introduzir o coeficiente de correlação C :

$$C = \frac{\overline{i_g^* \cdot i_d}}{\sqrt{\overline{i_g^2} \cdot \overline{i_d^2}}} \quad (\text{B.5})$$

O valor de C é teoricamente de $j0.395$ no caso do canal longo, mas seu valor em regime de canal-curto não é bem conhecido. Alguns estudos apresentam resultados contraditórios quanto à dependência de C com a polarização, a frequência e o comprimento de canal, mas a maioria conclui numa dependência pequena com a frequência, uma dependência forte com a polarização (C aumenta quando V_{gs} diminui) :

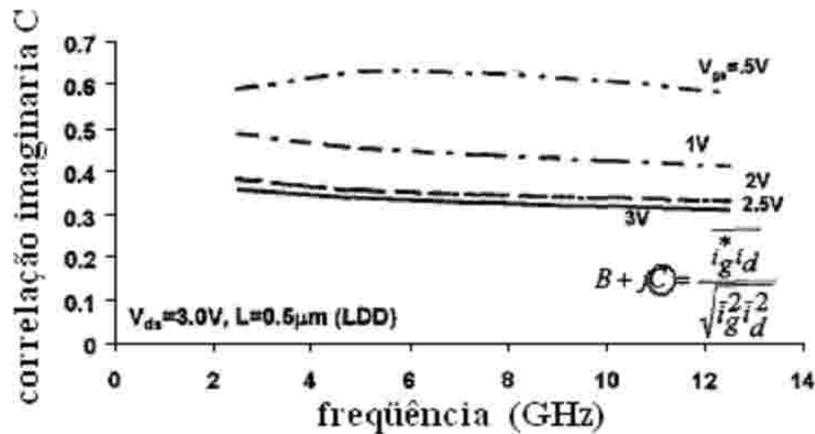


Figura B-7 : Variação do coeficiente de correlação C com a frequência.

B.3 Ruído do tipo 1/f

Alem do ruído térmico, existe também o ruído do tipo 1/f (*flicker noise*) que tem como origem as lacunas na interface canal/óxido, que aleatoriamente capturam ou soltam os portadores como mostra a figura B-8:

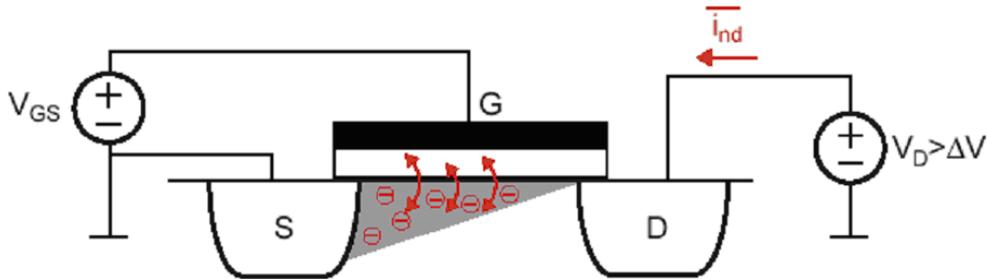


Figura B-8 : Ruído 1/f no transistor MOS.

O ruído 1/f gera uma corrente aleatória dada por:

$$\overline{i_{nd, 1/f}^2} \approx \frac{K}{f} \cdot \frac{g_{d0}^2}{W \cdot L \cdot C_{ox}^2} \Delta f \quad (\text{B.6})$$

Onde K é uma constante dependente do processo de fabricação. Para minimizar esse ruído, é preciso aumentar a área do transistor. Esse ruído é desprezível em alta frequência, e será apenas considerado quando o circuito estiver operando em banda base.

B.4 Ruído da resistência de gate

Uma outra fonte de ruído do transistor MOS é o ruído gerado pela resistência distribuída de *gate* [38]. Essa fonte de ruído pode ser modelada por uma série de resistência no *gate* e acompanhada de um gerador de ruído branco.

Técnicas de layout permitem a redução desta resistência de *gate* de tal maneira que essa fonte de ruído pode ser reduzida a níveis insignificantes. Essa técnica de layout consiste em interdigitar o transistor, tal como ilustra a figura seguinte.

Neste caso, o transistor foi desenhado com dois *gates* o que permite reduzir a resistência de *gate* por um fator 4 :

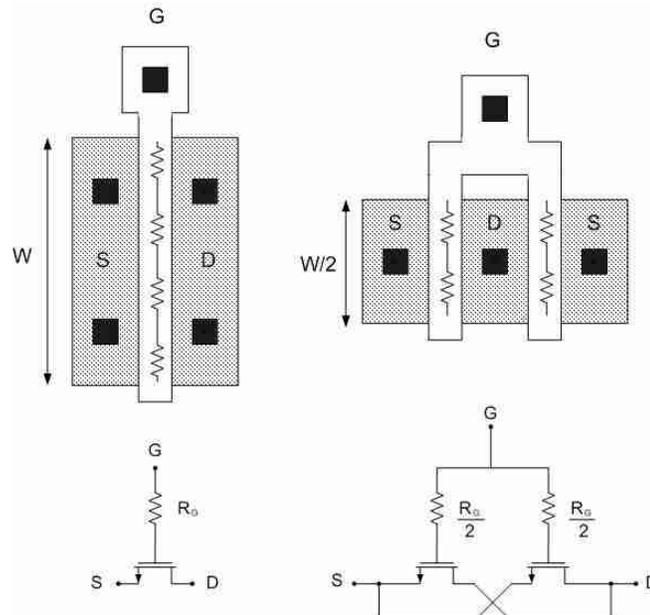


Figura B-9 : Transistor de *gate* único e transistor equivalente de *gate* duplo.

Aumentando o número de *gates*, diminui-se cada vez mais a influência desta resistência, no caso de n *gates* , a resistência de *gate* é reduzida de um fator n^2 .

Para calcular o ruído gerado pela resistência de *gate* , é preciso realizar uma análise distribuída do ruído ao longo de cada *gate*. Considerando um transistor de um único *gate* , o modelo distribuído é dado pela figura seguinte:

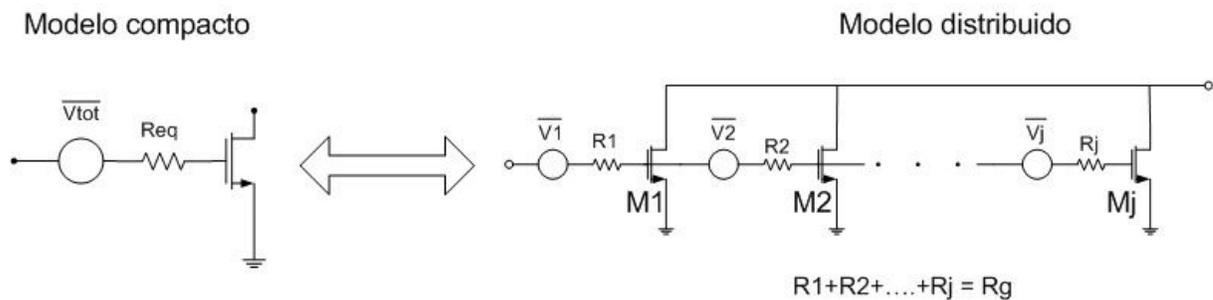


Figura B-10 : Modelo da distribuição do ruído ao longo do *gate*.

Observamos que o transistor M1 do modelo distribuído “vê” o ruído de apenas uma fração de R_g ,

enquanto os transistores a direita perto de M_j “vêm” o ruído da quase totalidade de R_g . O resistor equivalente do modelo compacto de ruído deve ter, então, um valor menor que R_g .

A corrente de ruído de canal de M_1 gerada pela resistência de *gate* é dada por:

$$\bar{i}_1 = g_{m1} \bar{V}_1 \quad (\text{B.7})$$

Onde V_1 é a tensão de ruído de R_1 .

Similarmente:

$$\begin{aligned} \bar{i}_2 &= g_{m2} (\bar{V}_1 + \bar{V}_2) \\ \text{e} \\ \bar{i}_j &= g_{mj} (\bar{V}_1 + \bar{V}_2 + \dots + \bar{V}_j) \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

Assim a corrente total de ruído i_{tot} é:

$$\begin{aligned} \bar{i}_{tot} &= \bar{i}_1 + \bar{i}_2 + \dots + \bar{i}_j \\ &= g_{m1} \bar{V}_1 + g_{m2} (\bar{V}_1 + \bar{V}_2) + \dots + g_{mj} (\bar{V}_1 + \bar{V}_2 + \dots + \bar{V}_j) \\ \text{e se } g_{m1} &= g_{m2} = \dots = g_{mj} = g_m / j \quad \text{então :} \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

$$\bar{i}_{tot} = \frac{g_m}{j} [k \bar{V}_1 + (k-1) \bar{V}_2 + \dots + \bar{V}_j]$$

Supondo que V_1, V_2, \dots, V_k não são correlatas, a media quadrática do ruído pode ser escrita como:

$$\overline{i_{tot}^2} = \frac{g_m^2}{j^2} \left[j^2 \overline{V_1^2} + (j-1)^2 \overline{V_2^2} + \dots \overline{V_j^2} \right]$$

e se $R_1 = R_2 = \dots = R_j = \frac{R_G}{j}$

então $\overline{V_1^2} = \overline{V_2^2} = \dots = \overline{V_j^2} = 4kT\Delta f \frac{R_G}{j}$

assim :
$$\overline{i_{tot}^2} = \frac{g_m^2}{j^2} \frac{4kT\Delta f R_G}{j} \left[j^2 + (j-1)^2 + \dots + 1 \right] \quad (B.10)$$

$$= g_m^2 (4kT\Delta f) R_G \frac{j(j+1)(2j+1)}{6j^3}$$

finalmente quando $j \rightarrow \infty$:

$$\overline{i_{tot}^2} = g_m^2 \left(4kT\Delta f \frac{R_G}{3} \right)$$

Esse ruído pode ser referido para a entrada como:

$$\boxed{\overline{V_{tot}^2} = \frac{\overline{i_{tot}^2}}{g_m^2} = 4kT\Delta f \frac{R_G}{3}} \quad (B.11)$$

Para concluir, a resistência equivalente de ruído de *gate* num transistor interdigitado de n *gates* e considerando para cada *gate* o modelo distribuído descrito anteriormente, é dada por :

$$R_{Geq} = \frac{R_{\square} W}{3n^2 L} \quad (B.12)$$

Onde R_{\square} é a resistência de folha do polisilício, W é a largura total de *gate* do transistor, L é o comprimento do *gate*, e n é o número de dedos utilizado no layout do transistor:

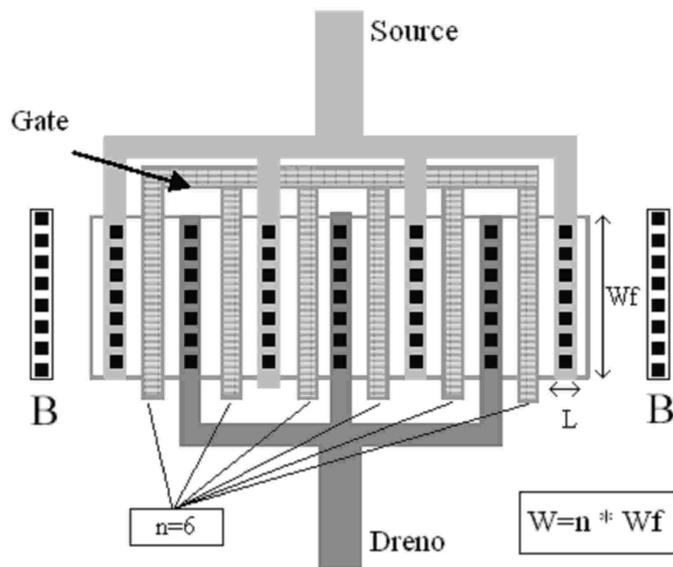


Figura B-11 : Estrutura de um transistor MOS de *gate* múltiplo.

O ruído térmico da resistência parasita de *gate* R_{geq} gera uma tensão dada por:

$$\overline{v_{nG}^2} = 4k \cdot T \cdot R_{Geq} \cdot \Delta f \quad (\text{B.13})$$

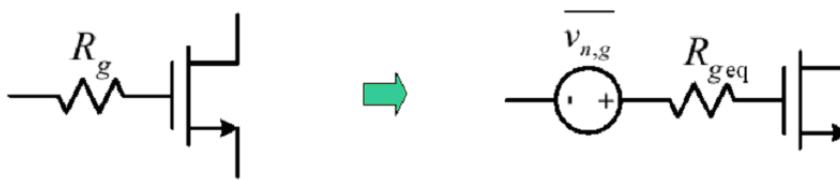


Figura B-12 : Ruído associado à resistência de *gate*.

B.5 Otimização do fator de ruído no transistor MOS

O modelo de ruído do transistor MOS possui duas fontes de ruído :

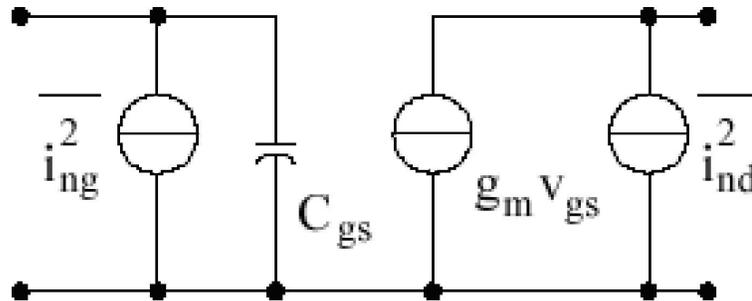


Figura B-13 : Circuito equivalente para pequenos sinais do transistor MOS com as suas fontes de ruído.

O ruído de canal:

$$\overline{i_{nd}^2} = 4kT\gamma g_{d0}\Delta f \quad (\text{B.14})$$

E o ruído induzido de *gate*:

$$\overline{i_{ng}^2} = 4kT\delta g_g\Delta f \quad (\text{B.15})$$

Essas duas fontes são correlatas com coeficiente de correlação c .

C_{gd} será desprezado para simplificar os cálculos. O fator de ruído não depende muito deste parâmetro, pois uma parte muito pequena do ruído de entrada penetra na saída através dessa capacitância (mas no caso da impedância de entrada, temos que considerar C_{gd})

Primeiro vamos calcular os parâmetros do ruído equivalente do modelo estudado anteriormente: R_n , G_u e Y_c (cf apêndice A). A fonte de tensão de ruído equivalente na entrada, assim como a fonte de corrente de ruído são calculados a partir das equações seguintes:

$$\begin{aligned} V_n &= -\left(\frac{I_{n2}}{Y_{21}}\right) \\ I_n &= I_{n1} - \left(\frac{Y_{11}}{Y_{21}}\right) \cdot I_{n2} \end{aligned} \quad (\text{B.16})$$

onde no caso do transistor $I_{n2} = I_{nd}$ e $I_{n1} = I_{ng}$

E como $Y_{21} = I_2/V_1 = g_m$, $Y_{11} = I_1/V_1 = j\omega C_{gs}$ então :

$$\begin{aligned} \overline{V_n^2} &= \frac{\overline{i_{nd}^2}}{g_m^2} = \frac{4kT\gamma g_{d0}\Delta f}{g_m^2} \\ R_n &= \frac{\overline{V_n^2}}{4kT\Delta f} = \frac{\gamma g_{d0}}{g_m^2} = \left(\frac{\gamma}{\alpha}\right) \cdot \frac{1}{g_m} \\ \overline{i_n^2} &= \overline{i_{ng}^2} + \frac{\overline{i_{nd}^2}(\omega C_{gs})^2}{g_m^2} \end{aligned} \quad (B.17)$$

O segundo termo de i_n é totalmente correlato a V_n .

O ruído de *gate* i_{ng} é composto de dois termos, i_{ngu} que não tem correlação com o ruído de dreno e i_{ngc} que é totalmente correlato à i_{nd} .

Assim, a admitância de correlação é definida por:

$$Y_c = \frac{\frac{\overline{i_{nd}^2}(\omega C_{gs})^2}{g_m^2} + \overline{i_{ngc}^2}}{\overline{V_n}} = j\omega C_{gs} + \frac{\overline{i_{ngc}}}{\overline{V_n}} = j\omega C_{gs} + g_m \frac{\overline{i_{ngc}}}{\overline{i_{nd}}} \quad (B.18)$$

e para introduzir o coeficiente de correlação, vamos modificar o termo seguinte :

$$\begin{aligned} g_m \frac{\overline{i_{ngc}}}{\overline{i_{nd}}} &= g_m \frac{\overline{i_{ngc}}}{\overline{i_{nd}}} \cdot \frac{\overline{i_{nd}^*}}{\overline{i_{nd}^*}} = g_m \frac{\overline{i_{ngc}i_{nd}^*}}{\overline{i_{nd}^2}} = g_m \frac{\overline{i_{ng}i_{nd}^*}}{\overline{i_{nd}^2}} \\ \Leftrightarrow g_m \frac{\overline{i_{ngc}}}{\overline{i_{nd}}} &= g_m \frac{\overline{i_{ng}i_{nd}^*}}{\sqrt{\overline{i_{nd}^2}} \cdot \sqrt{\overline{i_{nd}^2}}} \cdot \sqrt{\overline{i_{ng}^2}} = \boxed{g_m C \sqrt{\frac{\overline{i_{ng}^2}}{\overline{i_{nd}^2}}} \end{aligned} \quad (B.19)$$

Assim, a admitância de correlação é:

$$Y_c = j\omega C_{gs} + g_m c \sqrt{\frac{\delta \omega^2 C_{gs}^2}{5\gamma g_{d0}^2}} = j\omega C_{gs} + \frac{g_m}{g_{d0}} c \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \omega C_{gs} \quad (\text{B.20})$$

Considerando o coeficiente de correlação totalmente imaginário, temos:

$$Y_c = j\omega C_{gs} + j \frac{g_m}{g_{d0}} |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \omega C_{gs} = j\omega C_{gs} \left(1 + \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right) \quad (\text{B.21})$$

com $\alpha = \frac{g_m}{g_{d0}}$

Finalmente calculamos G_u :

$$\overline{i_{ng}^2} = \overline{(i_{ngc} + i_{ngu})^2} = 4kT\Delta f \delta g_g |c|^2 + 4kT\Delta f \delta g_g (1 - |c|^2) \quad (\text{B.22})$$

$$G_u = \frac{\overline{i_u^2}}{4kT\Delta f} = \delta g_g (1 - |c|^2) = \frac{\delta \omega^2 C_{gs}^2 (1 - |c|^2)}{5g_{d0}}$$

A partir desses parâmetros, podemos determinar a admitância da fonte que minimiza o fator de ruído:

$$B_{sopt} = -B_c = -\omega C_{gs} \left(1 + \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right) \quad (\text{B.23})$$

$$G_{sopt} = \sqrt{\frac{G_u}{R_n} + G_c^2} = \alpha \omega C_{gs} \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma} (1 - |c|^2)}$$

E o fator de ruído mínimo obtido a partir dessa admitância de entrada é:

$$F_{\min} = 1 + 2R_n(G_{sopt} + G_c) = 1 + \frac{2}{\sqrt{5}} \frac{\omega}{\omega_T} \sqrt{\gamma\delta(1-|c|^2)} \quad (\text{B.24})$$

com $\omega_T = \frac{g_m}{C_{gs}}$

Apêndice C

Não-linearidades em sistemas de RF

Para analisar um sistema da maneira mais simples, é melhor que ele seja linear:

$$\begin{aligned} x_1(t) &\rightarrow y_1(t), & x_2(t) &\rightarrow y_2(t) \\ \Rightarrow ax_1(t) + bx_2(t) &\rightarrow ay_1(t) + by_2(t) \end{aligned} \quad (\text{C.1})$$

e invariável no tempo :

$$\begin{aligned} x(t) &\rightarrow y(t) \\ \Rightarrow x(t - \tau) &\rightarrow y(t - \tau) \end{aligned} \quad (\text{C.2})$$

Nestas condições, o comportamento do sistema pode ser totalmente descrito pela sua função de transferência:

$$\begin{aligned} X(j\omega) &\rightarrow \boxed{H(j\omega)} \rightarrow Y(j\omega) \\ H(j\omega) &= \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} \end{aligned} \quad (\text{C.3})$$

Portanto, num sistema linear e invariável no tempo, somente as freqüência presentes na entrada podem ser reproduzida na saída, o sistema não gera outras freqüências.

C.1 Conseqüências da não-linearidade

Enquanto os circuitos analógicos e de RF podem ser aproximados por um modelo linear para obter suas respostas a pequenos sinais, as não-linearidades resultam muitas vezes em fenômenos importantes e interessantes.

Considerando, para simplificar, o sistema sem memória e invariável no tempo com o modelo seguinte:

$$y(t) \approx \alpha_0 + \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \alpha_3 x^3(t) \quad (\text{C.4})$$

Se um sinal senoidal for aplicado na entrada de tal sistema, sua saída vai exibir componentes de frequências que são múltiplos da frequência de entrada:

$$\begin{aligned}
 x(t) &= A \cos \omega t \\
 \Rightarrow y(t) &= \alpha_1 A \cos \omega t + \alpha_2 A^2 \cos^2 \omega t + \alpha_3 A^3 \cos^3 \omega t \\
 \Leftrightarrow y(t) &= \frac{\alpha_2 A^2}{2} + \left(\alpha_1 A + \frac{3\alpha_3 A^3}{4} \right) \cos \omega t + \frac{\alpha_2 A^2}{2} \cos 2\omega t + \frac{\alpha_3 A^3}{4} \cos 3\omega t \quad (\text{C.5})
 \end{aligned}$$

↑

↑

↑

↑

Offset DC

fundamental

segundo harmônico

terceiro harmônico

O *offset* DC é muito importante no caso do misturador porque ele provoca uma fuga do sinal de entrada na saída:

$$\begin{aligned}
 A_1 [\cos \omega_1 t + d_1] \cdot A_2 [\cos \omega_2 t + d_2] &= 0.5 A_1 A_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t \\
 &+ 0.5 A_1 A_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + d_2 A_1 \cos \omega_1 t + d_1 A_2 \cos \omega_2 t + d_1 d_2 A_1 A_2
 \end{aligned} \quad (\text{C.6})$$

Uma forma de resolver este problema é utilizar circuitos diferenciais, que permitem cancelar a componente DC e os harmônicos pares:

$$\begin{aligned}
 x_+(t) &= A \cos(\omega t), \quad x_-(t) = -A \cos(\omega t) \\
 \Rightarrow y(t) &= y_+(t) - y_-(t) = \left(\alpha_1 A + \frac{3\alpha_3 A^3}{4} \right) \cos \omega t + \frac{\alpha_3 A^3}{4} \cos 3\omega t \quad (\text{C.7})
 \end{aligned}$$

C.2 Avaliação da não linearidade de um circuito

Para os circuitos que operam em baixa frequência ou em banda larga, normalmente se usa o THD (*Total Harmonic Distortion*), definido por:

$$THD = \frac{\text{Potência total de todos os harmônicos}}{\text{Potência da frequência fundamental}} \quad (C.8)$$

para caracterizar seu conteúdo não linear.

Entretanto, no caso de circuitos de RF, o THD não pode ser usado para quantificar a não linearidade dos circuitos pois os harmônicos são geralmente filtrados na saída.

Em lugar do THD, são usados o Ponto de compressão 1dB (P1dB) e o Terceiro ponto de Intersecção (IP3) que serão definidos em seguida.

C.2.1 Compressão do ganho

O ganho de pequenos sinais de um circuito é geralmente obtido com a suposição de que os harmônicos são desprezíveis. Por exemplo, na equação (C.5), se $\alpha_1 A$ for muito maior que os outros fatores contendo A , então o ganho de pequenos sinais é igual a α_1 .

Mas à medida em que a amplitude do sinal aumenta, o ganho começa a variar. A não-linearidade pode ser vista como sendo a variação do ganho de pequenos sinais com o nível de entrada.

Na maioria dos circuitos de interesse, a saída é uma função compressiva ou saturada da entrada. Isso quer dizer que o ganho se aproxima de zero para níveis altos da entrada.

Na equação (C.5), isso acontece se $\alpha_3 < 0$. O ganho $\alpha_1 + 3 \alpha_3 A^2 / 4$ se torna então uma função decrescente de A .

Nos circuitos de RF, este efeito é quantificado pelo “ponto de compressão 1-dB”, definido como o nível de sinal de entrada que provoca uma queda de ganho de 1 dB.

Traçando o ganho numa escala log-log como função do nível de entrada, o nível da saída cai de 1 dB abaixo do seu valor ideal no ponto de compressão 1dB :

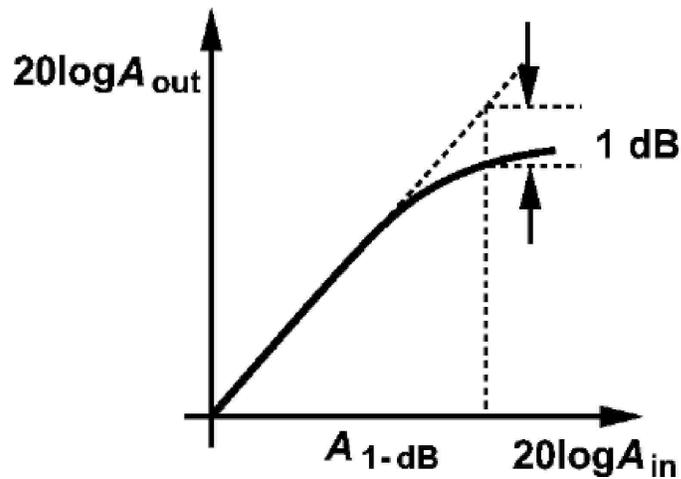


Figura C-1 : Gráfico mostrando a compressão do ganho.

Para calcular o ponto de compressão 1dB, aplicam-se as equações :

$$20 \log \left| \alpha_1 + \frac{3\alpha_3 A_{1-dB}^2}{4} \right| = 20 \log |\alpha_1| - 1 \text{ dB}$$

$$\Rightarrow A_{1-dB} = \sqrt{0.145 \left| \frac{\alpha_1}{\alpha_3} \right|} \quad (\text{C.9})$$

C.2.2 Intermodulação

Quando dois sinais de frequência diferentes são aplicados num sistema não-linear, aparecem na saída componentes que não são harmônicos da frequência de entrada. Eles são chamados de intermodulação (IM), sendo este fenômeno o resultado da multiplicação de dois sinais, quando sua soma é elevada a uma potência maior que a unidade.

Para entender como a equação (C.5) leva à intermodulação, consideremos que :

$$x(t) = A \cos \omega_1 t + A \cos \omega_2 t$$

Portanto, na saída:

$$y(t) = \alpha_1 (A \cos \omega_1 t + A \cos \omega_2 t) + \alpha_2 (A \cos \omega_1 t + A \cos \omega_2 t)^2 + \alpha_3 (A \cos \omega_1 t + A \cos \omega_2 t)^3 \quad (\text{C.10})$$

Expandindo essa ultima expressão, obtém-se os componentes fundamentais assim como os produtos de intermodulação :

- Fundamental :

$$\left(\alpha_1 A + \frac{9}{4} \alpha_3 A^3 \right) \cdot (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) \quad (\text{C.11})$$

- IM2 :

$$\alpha_2 A^2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \alpha_2 A^2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t \quad (\text{C.12})$$

- IM3 :

$$\begin{aligned} & \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \\ & + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \end{aligned} \quad (\text{C.13})$$

Os produtos IM de terceira ordem são particularmente interessantes nas frequências $2\omega_1 - \omega_2$ e $2\omega_2 - \omega_1$ como ilustrado na figura C.2. A idéia-chave aqui é que se a diferença entre ω_1 e ω_2 for muito pequena, os componentes nas frequências $2\omega_1 - \omega_2$ e $2\omega_2 - \omega_1$ vão aparecer nas vizinhanças de ω_1 e ω_2 , revelando a não-linearidade do sistema mesmo no caso de um filtro passa-banda :

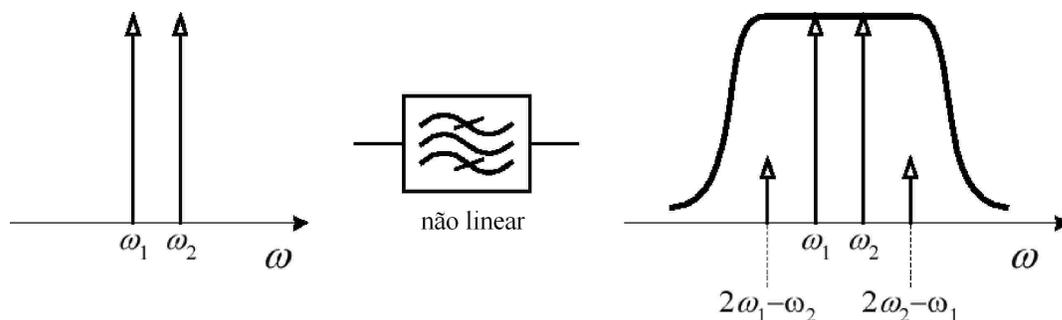


Figura C-2 : Intermodulação IM3 gerada por um sistema não linear a partir de dois sinais de entrada de frequências vizinhas ω_1 e ω_2 .

A InterModulação tem um efeito muito nocivo em sistemas de RF. Como mostra a figura C.3, se um sinal fraco acompanhado de 2 interferências fortes sofrer uma transformação não-linear, então um dos produtos IM será deslocado para a banda de interesse, corrompendo o componente desejado :

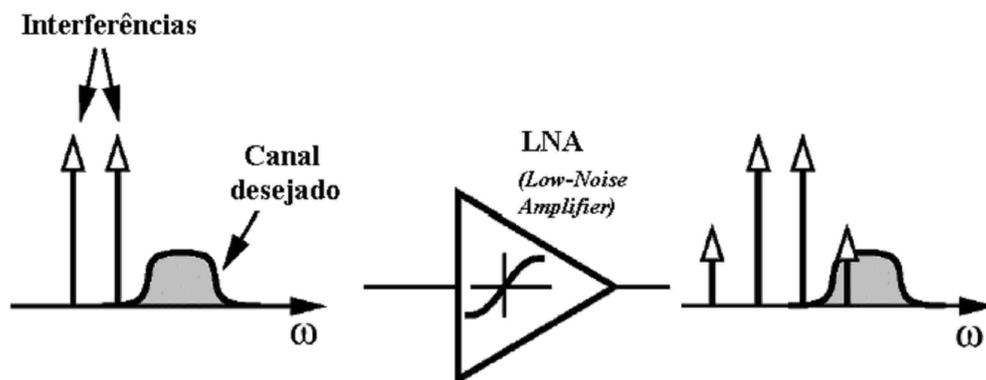


Figura C-3 : Corrupção do canal desejado pelo produto de intermodulação de 2 interferências.

A corrupção dos sinais causada pela intermodulação de terceira ordem é tão comum e tão crítica que uma medida de desempenho foi definida para caracterizar esse comportamento, chamado de Terceiro ponto de Intersecção (IP3).

Este parâmetro é medido a partir de um teste de duas frequências, no qual a amplitude A dos dois sinais, é escolhida para ser pequena o suficiente, de maneira que os termos de não-linearidade de ordem maior se tornam desprezíveis, e que o ganho fique relativamente constante e igual a α_1 . A partir das expressões C.11, C.12 e C.13, nota-se que quando A aumenta, a fundamental aumenta proporcionalmente, enquanto o produto de intermodulação de terceira ordem IM3 aumenta proporcionalmente a A^3 como mostra a figura abaixo:

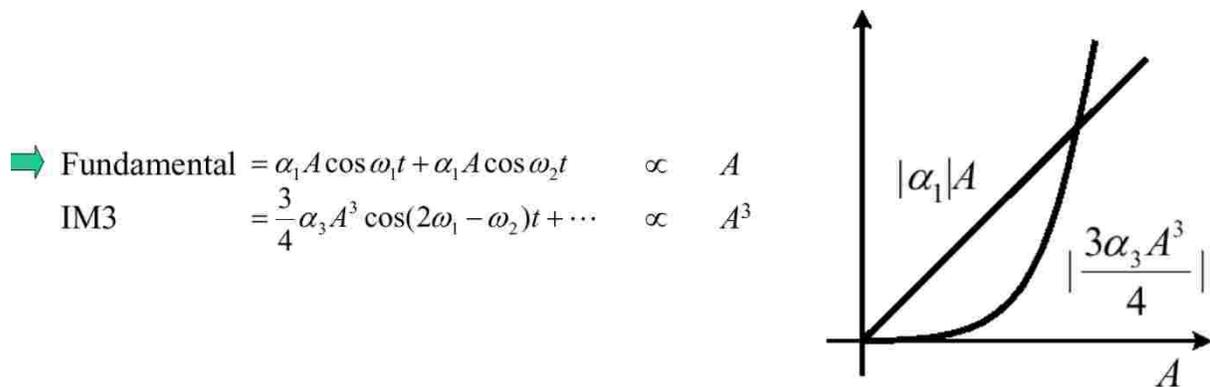


Figura C-4 : Fundamental e IM3 em função da amplitude de entrada A .

Traçada numa escala logarítmica, a amplitude do produto de intermodulação cresce 3 vezes mais rápido que a componente principal. O Terceiro ponto de Intersecção (IP3) é definido como sendo a intersecção dessas duas retas como mostrado na figura C-5 :

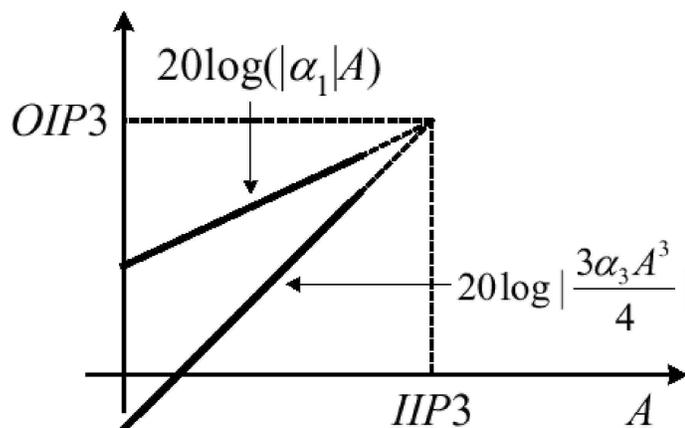


Figura C-5 : Cálculo gráfico do IIP3.

A coordenada horizontal deste ponto é chamada de entrada IP_3 (IIP_3), e a coordenada vertical é chamada de saída IP_3 (OIP_3).

A partir da figura C-5, calcula-se o valor do IIP_3 :

$$\begin{aligned}
 |\alpha_1| A_{IP_3} &= \frac{3}{4} |\alpha_3| A_{IP_3}^3 \\
 \Rightarrow A_{IP_3} &= \sqrt{\frac{4}{3} \frac{|\alpha_1|}{|\alpha_3|}}
 \end{aligned}
 \tag{C.14}$$

O parâmetro IP_3 caracteriza somente as não-linearidades de terceira ordem. Na prática, se o nível do sinal de entrada atingir o ponto de interseção, a suposição $\alpha_1 \gg \frac{9\alpha_3 A^2}{4}$ não vale mais, o ganho cai e os produtos de intermodulação de ordem maior se tornam significativos.

Apêndice D

Sensibilidade de um receptor

Para conseguir um taxa de erros de bits (BER) razoável na saída de um sistema de RF, é preciso ter uma razão sinal-ruído de saída (SNR_{out}) aceitável : $SNR_{out} \geq SNR_{out,min}$

Assim, na entrada do sistema o $SNR_{in,min}$ deve ser :

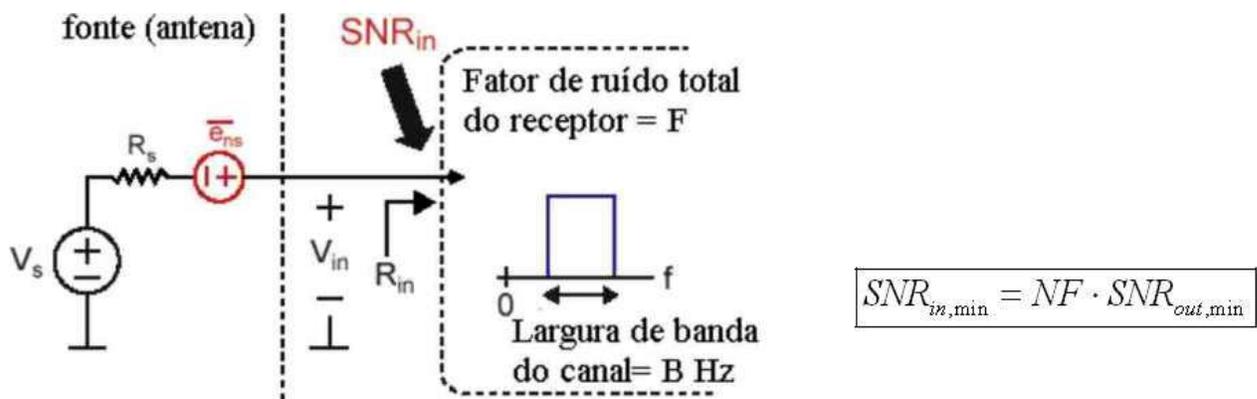


Figura D-1 : Razão sinal-ruído de entrada mínima.

A partir daí, calculamos a potência mínima $P_{in,min}$ do sinal de entrada V_{in} , que proporciona um SNR de saída aceitável :

$$SNR_{in} = \frac{v_{in}^2 / R_{in}}{\alpha^2 \overline{e_{nR_s}^2} / R_{in}} = \frac{P_{in}}{\alpha^2 \overline{e_{nR_s}^2} / R_{in}} \quad \text{com } \alpha = \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} \quad (D.1)$$

$$P_{in,min} = \alpha^2 \overline{e_{nR_s}^2} / R_{in} \cdot NF \cdot SNR_{out,min}$$

Num sistema onde a impedância de entrada é casada com a impedância da fonte (antena), temos :

$$\alpha = \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} \Big|_{R_{in}=R_s} = \frac{1}{2}$$

$$\alpha^2 \overline{e_{nRs}^2} / R_{in} \Big|_{R_{in}=R_s} = \left(\frac{1}{2} \right)^2 \frac{4kTR_s \Delta f}{R_{in}} \Big|_{R_{in}=R_s} = kT \Delta f \quad (D.2)$$

$$\Rightarrow P_{in,min} = kT \Delta f \cdot NF \cdot SNR_{out,min}$$

Se o sistema for considerado na temperatura ambiente (25 °C):

$$kT = -174 dBm / Hz \quad (D.3)$$

A sensibilidade de um receptor é definida pela potência mínima de entrada que permite atingir um SNR de saída aceitável $SNR_{out,min}$. A sensibilidade se exprime em dBm :

$$dBm(P_{in,min}) = 10 \log(kT \Delta f \cdot NF \cdot SNR_{out,min}) \quad (D.4)$$

Ainda considerando a temperatura ambiental:

$$dBm(P_{in,min}) = -174 + 10 \log(B) + dB(NF) + dB(SNR_{out,min}) \quad (D.5)$$

Nota-se que os 3 primeiros termos da sensibilidade representam o ruído total do sistema (inclusive a antena) e é chamado de ruído de piso (“*noise floor*”).

Por exemplo, supondo que o receptor tem uma figura de ruído de 8 dB, uma largura de banda de canal de 1 MHz e um SNR mínimo de saída de 12 dB para alcançar um BER de 10^{-3} . A sensibilidade deste sistema deve ser então:

$$dBm(P_{in,min}) = -174 + 60 + 8 + 12 = -94 dBm \quad (D.6)$$

Referências bibliográficas

- [1] <http://www.zigbee.org>
- [2] J. Fenk. RF Heterodyne Receiver Design Techniques. *MEAD Short Course on RF Integrated Circuit Design*. April 1996
- [3] H. Darabi, and A. A. Abidi. An Ultralow Power Single-Chip CMOS 900MHz Receiver for Wireless Paging. *IEEE Cust. Integrated Circ. Conf., San Diego*. May 1999.
- [4] B. Razavi. Design Considerations for Direct-Conversion Receivers. *IEEE Transactions on Circuits and Systems—II*, 44(3): 428-435, June 1997
- [5] Armstrong, E.H. Some Recent Developments of Regenerative Circuits. *Institute of Radio Engineers (IRE)*, 10(8): 244-260, August 1922.
- [6] Armstrong, E.H. . Method of receiving high frequency oscillation. United States Patent 1.342.885 , 1922
- [7] W. G. McCoy. Design of a Super-Regenerative Receiver for Solar-Powered Applications. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 38(4): 869-873, November 1992.
- [8] Thomas E. McEwan. Micropower RF Transponder with Super-Regenerative Receiver and RF Receiver with Sampling Mixer. United States Patent 5.630.216, May 1997.
- [9] Patrick Favre, Norbert Joehl, Alexandre Vouilloz, Philippe Deval, Catherine Dehollain and Michel Declercq. A 2 V, 600 uA, 1 GHz, BiCMOS Super-Regenerative Receiver for ISM Applications. *IEEE Journal of Solid State Circuits*, 33(12): 2186-2196, December 1998.

- [10] Alexandre Vouilloz, Michel Declercq and Catherine Dehollain. Selectivity and Sensitivity Performances of Super-Regenerative Receivers. *IEEE ISCAS 98'Conference*: 325-328, May 1998.
- [11] Alexandre Vouilloz, Catherine Dehollain and Michel Declercq. Modelisation and Simulation of Integrated Super-Regenerative Receivers. *IEEE ICECS 99' Conference*: 521-524, September 1999.
- [12] F. X . Moncunill, O. Mas and P. Pala. A Direct-Sequence Spread-Spectrum Super-Regenerative Receiver. *IEEE ISCAS 00'Conference*: 68-71, May 2000.
- [13] Alexandre Vouilloz, Michel Declercq, and Catherine Dehollain. A Low-Power CMOS Super-Regenerative Receiver at 1 GHz. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 36(3): 440-451, March 2001.
- [14] Derek K. Shaeffer and Thomas H. Lee. A 1.5-V, 1.5-GHz CMOS low noise amplifier. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 32(5): 745-759, May 1997.
- [15] Jung-Suk Goo, Kwang-Hoon Oh, Chang-Hoon Choi, Zhiping Yu, Thomas H. Lee, and Robert W. Dutton. Guidelines for the power constrained design of a CMOS tuned LNA. *SISPAD 2000*: 269-272, 2000
- [16] Yi Lin, Michael Obrecht, and Tajinder Manku. RF noise characterization of MOS devices for LNA design using a physical-based quasi-3-D approach. *IEEE Transactions on Circuits and Systems—II: Analog and Digital Signal Processing*, 48(10): 972-984, October 2001.
- [17] Pietro Andreani and Henrik Sjöland. Noise optimization of an inductively degenerated CMOS low noise amplifier. *IEEE Transactions on Circuits and Systems—II: Analog and Digital Signal Processing*, 48(9): 835-841, September 2001.

- [18] Jung-Suk Goo, Hee-Tae Ahn, Donald J. Ladwig, Zhiping Yu, Thomas H. Lee and Robert W. Dutton. A noise optimization technique for integrated low-noise amplifiers. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 37(8): 745-759, August 2002.
- [19] Pete Sivonen, Seppo Kangasmaa, and Aarno Pärssinen. Analysis of packaging effects and optimization in inductively degenerated common-emitter low-noise amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 51(4): 1220-1226, April 2003.
- [20] Trung-Kien Nguyen, Chung-Hwan Kim, Gook-Ju Ihm, Moon-Su Yang, and Sang-Gug Lee. CMOS Low-Noise Amplifier Design Optimization Techniques. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52(5): 437-447, May 2004.
- [21] Robert G. Meyer. Low-Power Monolithic RF Peak Detector Analysis. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 30(1): 65-67, January 1995.
- [22] C. Nguyen and D. Smith. Novel miniaturized wideband baluns for MIC and MMIC applications. *Electronic letter*, 29(12): 1060-1061, June 1993.
- [23] King-Chun Tsai and Paul R. Gray. A 1.9-GHz, 1-W CMOS class-E power amplifier for wireless communications. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 34(7): 962-970, July 1999.
- [24] B. P. Kumar and G. R. Branner. Optimized design of unique miniaturized planar baluns for wireless applications. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 13(2): 134-136, February 2003.
- [25] Software Advanced Design System (ADS). Agilent Technologies.
- [26] Behzad Razavi. *Design Of Analog CMOS Integrated Circuits*. Published by McGraw-Hill Higher Education, 2001.

- [27] Software Cadence Virtuoso. Cadence Design Systems Inc.
- [28] Austria Microsystems. 0.35 μm CMOS C35 Process Parameters, eng.182 rev.3.0 edition.
- [29] John T. Colvin, Saket S. Bhatia, and Kenneth K. O. Effects of substrate resistances on LNA performance and a bondpad structure for reducing the effects in a silicon bipolar technology. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 34(9): 1339-1344, September 1999.
- [30] Ming-Dou Ker, Hsin-Chin Jiang, and Chyh-Yih Chang. Design on the low-capacitance bond pad for high-frequency I/O circuits in CMOS technology. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 48(12): 2953-2956, December 2001.
- [31] Sang Lam, Philip K. T. Mok, Ping K.Ko and Mansun Chan. High-isolation bonding pad design for silicon RFIC up to 20 GHz. *IEEE Electron Device Letters*, 24(9): 601-603, September 2003.
- [32] H. T. Friis. Noise Figure of Radio Receivers. *Institute of Radio Engineers (IRE)*, 32(1): 269-272, July 1944.
- [33] Christian C. Enz. An MOS transistor model for RF IC design valid in all regions of operation. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(1): 342-359, January 2002.
- [34] Christian C. Enz and Yuhua Cheng. MOS transistor modeling for RF IC design. *IEEE Transactions on Solid-State Circuits*, 35(2): 186-201, February 2000.
- [35] Tajinder Manku, Michael Obrecht and Yi Lin. RF simulations and physics of the channel noise parameters within MOS transistors. *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, 16(2): 369-372, May 1999.
- [36] Chih-Hung Chen, M. Jamal Deen, Yuhua Cheng, and Mishel Matloubian. Extraction of

- the induced gate noise, channel noise, and their correlation in submicron MOSFETs from RF noise measurements. *IEEE Transactions On Electron Devices*, 48(12): 972-984, December 2001.
- [37] A. van der Ziel. Thermal Noise in Field Effect Transistors. *Institute of Radio Engineers (IRE)*, 50(3): 1808-1812, August 1962.
- [38] Behzad Razavi. Impact of distributed gate resistance on the performance of MOS devices. *IEEE Transactions on Circuits and Systems—I*, 41(2): 750-754, November 1994.