

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA  
ELÉTRICA**

Carlyle Câmara Santos Júnior

**RECEPTOR SUPER-REGENERATIVO DE BAIXO CONSUMO  
PARA REDES CORPORAIS**

Florianópolis

2014



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA  
ELÉTRICA**

Carlyle Câmara Santos Júnior

**RECEPTOR SUPER-REGENERATIVO DE BAIXO CONSUMO  
PARA REDES CORPORAIS**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Fernando Rangel de Sousa

Florianópolis

2014

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Câmara Santos Júnior, Carlyle

Receptor super-regenerativo de baixo consumo para redes corporais / Carlyle Câmara Santos Júnior ; orientador, Fernando Rangel de Sousa - Florianópolis, SC, 2014.  
135 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Circuitos e sistemas integrados. 3. Receptores de baixo consumo. 4. Recepção super-regenerativa. 5. Osciladores altamente eficientes. I. Sousa, Fernando Rangel de. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Carlyle Câmara Santos Júnior

**RECEPTOR SUPER-REGENERATIVO DE BAIXO CONSUMO  
PARA REDES CORPORAIS**

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

Florianópolis, 22/04/2014.

---

Carlos Galup Montoro, Dr.  
Coordenador do Curso

**Banca Examinadora:**

---

Fernando Rangel de Sousa, Dr.  
Orientador

---

Robson Nunes de Lima, Dr., UFBA

---

Antonio Augusto Lisboa de Souza, Dr., UFPB

---

Paulo Augusto Dal Fabbro, Dr., Chipus

---

Danilo Silva, Dr., UFSC

---

Germán Andrés Álvarez Botero, Dr., UFSC



*Este trabalho é dedicado à minha namorada,  
o grande amor da minha vida, Camila Damas-  
ceno de Andrade.*





## AGRADECIMENTOS

Agradeço, em primeiro lugar, à minha querida namorada, Camila Damasceno de Andrade, pelo grande amor com que me agracia diariamente. Também quero demonstrar meu reconhecimento à imensa ajuda que a sua família me deu durante a minha estadia em Florianópolis. Sou igualmente grato à minha família por todo o carinho, o apoio e o desprendimento fornecidos ao longo da minha vida. Da mesma forma, faço um agradecimento especial ao meu orientador, o Prof. Dr. Fernando Rangel de Sousa, autêntico modelo de postura ética no meio acadêmico, pela atenção, orientação, paciência e amizade dispensadas nos anos de mestrado, ensinando-me que é necessário “pensar fora da caixa”. Ainda, agradeço ao Prof. Dr. Robson Nunes de Lima pelas valiosas contribuições na execução deste projeto e na redação deste texto, tendo atuado como um verdadeiro coorientador. Aos Profs. Drs. Antonio Augusto Lisboa de Souza e Danilo Silva, aos Drs. Paulo Augusto Dal Fabbro e Germán Andrés Álvarez Botero, muito obrigado pela disponibilidade para comparecer à banca. Fico bastante agradecido aos colegas do Grupo de Pesquisas em Radiofrequência da UFSC pelas discussões produtivas acerca de diversos temas, tenham eles sido relacionados ou não a esta dissertação. Obrigado aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFSC pelos ensinamentos transmitidos e aos demais servidores e funcionários desta universidade, em particular à equipe da limpeza. Não posso deixar de demonstrar gratidão, enfim, à CAPES pela bolsa, à MOSIS pela fabricação dos chips e ao INCT NAMITEC pela ajuda financeira para custear as despesas da viagem a Paris para apresentar um artigo no NEWCAS de 2013.



*Math is the language of the universe.*

Neil deGrasse Tyson



## RESUMO

O foco deste trabalho é a análise e o projeto de um receptor super-regenerativo voltado para aplicações biomédicas. Primeiramente, apresenta-se a fundamentação teórica da recepção super-regenerativa e, em seguida, mostra-se um circuito projetado segundo essa arquitetura, a qual incorpora um amplificador de baixo ruído, um oscilador e um detector de envoltória, além de um conversor balanceado-desbalanceado entre estes dois últimos. O projeto demonstra a vantagem dessa técnica para projetar receptores de baixa potência e elevada sensibilidade. Como o oscilador tende a ser o circuito com maior consumo elétrico em um receptor super-regenerativo, esta dissertação também apresenta uma técnica de projeto de osciladores para aplicações de baixa potência. O circuito é baseado no clássico oscilador Colpitts de porta comum com uma segunda fonte de realimentação positiva, a qual é fornecida por uma degeneração indutiva de porta. Esta técnica diminui a transcondutância requerida para originar as oscilações, o que faz com que seja possível reduzir a corrente de polarização e, conseqüentemente, o consumo de potência. Um protótipo foi produzido em uma tecnologia CMOS padrão de  $0,18 \mu\text{m}$  para servir de prova de conceito. Simulações pós-leiaute demonstraram uma frequência de oscilação de 2,5 GHz com um ruído de fase de  $-112,9 \text{ dBc/Hz}$  a uma frequência deslocada de 1 MHz da portadora, consumindo  $124 \mu\text{W}$  a partir de uma tensão de alimentação de 0,575 V.

**Palavras-chave:** Aplicações biomédicas. Receptores super-regenerativos. Receptores de baixa potência. Osciladores altamente eficientes. Técnica de dupla realimentação.



## ABSTRACT

The goal of this work is the analysis and the design of a super-regenerative receiver aimed for biomedical applications. Firstly the theoretical foundation of the super-regenerative reception is presented and afterwards it is shown a circuit designed according such an architecture, which incorporates a low-noise amplifier, an oscillator, and an envelope detector, besides a balanced-to-unbalanced converter between the last two. This project demonstrates the advantage of that technique to design low-power and high-sensitivity receivers. Since the oscillator tends to be the circuit with the highest power consumption in a super-regenerative receiver, this dissertation also presents an oscillator design technique for low-power applications. The circuit is based on the common-gate Colpitts oscillator with additional positive feedback provided by an inductive gate degeneration. This technique decreases the required transconductance to start-up oscillations, which makes possible to reduce the bias current and hence the power consumption. A prototype was designed in a standard  $0.18\ \mu\text{m}$  CMOS technology as a proof of concept. Post-layout simulations present an oscillating frequency of 2.5 GHz with a phase noise of  $-112.9\ \text{dBc/Hz}$  at a 1 MHz offset frequency and consuming  $124\ \mu\text{W}$  from a 0.575-V supply voltage.

**Keywords:** Biomedical applications. Super-regenerative receivers. Low-power receivers. Highly-efficient oscillators. Double feedback technique.





## LISTA DE FIGURAS

2.1	Diagrama de blocos do receptor super-regenerativo. . . . .	34
2.2	Sinal de entrada de RF, função de amortecimento e saída do SRO. . . . .	35
2.3	Circuito para modelagem do oscilador super-regenerativo. . . . .	36
2.4	Condutância total do tanque ressonante. . . . .	37
2.5	Curvas da condutância do tanque, sensibilidade e envelope. . . . .	41
2.6	Condutância variante em um período de <i>quench</i> . . . . .	46
3.1	Arquitetura do receptor super-regenerativo integrado. . . . .	53
3.2	Oscilador LC CMOS de par cruzado. . . . .	54
3.3	Arranjo de sintonização empregado. . . . .	59
3.4	Ruído de fase típico para $I_{D,6}=14 \mu\text{A}$ . . . . .	62
3.5	Ruído de fase para os cantos TT, SSF e FFF ( $V_C=-300 \text{ mV}$ e $I_{D,6}=14,5 \mu\text{A}$ ). . . . .	63
3.6	Variação da frequência de oscilação com $V_C$ e sensibilidade à tensão de sintonia. . . . .	64
3.7	Variação do ruído de fase a 1 MHz e da amplitude de oscilação com $V_C$ . . . . .	65
3.8	Tensão de saída do VCO para $f_o=512 \text{ MHz}$ ( $V_C = 0 \text{ V}$ ). . . . .	66
3.9	Topologia escolhida para o LNA. . . . .	68
3.10	Curvas características de $M_1$ em função do nível de inversão. . . . .	70
3.11	Adaptação de impedância de entrada e transmissão reversa do LNA. . . . .	72
3.12	Figura de ruído do LNA. . . . .	73
3.13	Simulação de Monte Carlo para os parâmetros S do LNA (mil rodadas). . . . .	74
3.14	Simulação de Monte Carlo para a NF@487 MHz (1000 rodadas). . . . .	75
3.15	Esquemático do balun projetado. . . . .	78
3.16	Curvas de Bode para o balun quando $I_{D,6}=9 \mu\text{A}$ . . . . .	80
3.17	Histogramas de simulação de Monte Carlo (mil rodadas). . . . .	81
3.18	Circuito mais simples para um detector de pico. . . . .	84
3.19	Circuito para detecção de envelope em CMOS. . . . .	84
3.20	Esquemático do detector de envelope integrado. . . . .	85
3.21	Característica de transferência do ED. . . . .	86
3.22	Característica de transferência do ED para os cantos funcionais e o típico. . . . .	87

3.23	Comparação entre os cantos TT, FFF e SSF quando sinal de entrada é de envoltória quadrada. ....	88
3.24	Sinais do receptor super-regenerativo para TD = 200 kb/s. ...	89
3.25	Sinais de <i>quench</i> empregados. ....	92
3.26	Variação da amplitude de saída do SRO e do ED com a amplitude na entrada do LNA. ....	93
3.27	Variação do ganho do SRO com amplitude do sinal na entrada do LNA. ....	94
3.28	Resposta frequencial do receptor. ....	95
4.1	Modelo de alto nível de condutância negativa do oscilador Colpitts. ....	98
4.2	Clássico oscilador Colpitts de porta comum. ....	99
4.3	Decomposição do oscilador Colpitts em rede de uma porta e carga. ....	100
4.4	Célula de resistência negativa. ....	100
4.5	Oscilador com degeneração indutiva na porta. ....	101
4.6	Modelos de pequenos sinais do oscilador proposto. ....	102
4.7	Efeito do indutor de degeneração na rede de uma porta. ....	104
4.8	Esquemático do oscilador projetado como prova de conceito. .	105
4.9	Leiaute do protótipo. ....	106
A.1	Leiaute do VCO, incluindo os PADS. ....	122
A.2	Leiaute do LNA, incluindo os PADS. ....	123
A.3	Leiaute do balun juntamente com o detector de envelope, incluindo os PADS. ....	124
A.4	Leiaute do receptor completo, destacando cada bloco. ....	125

## LISTA DE TABELAS

3.1	Comparação entre os receptores super-regenerativos do estado da arte. ....	52
3.2	Resumo das especificações do receptor. ....	53
3.3	Parâmetros do indutor simétrico. ....	57
3.4	Dimensionamento dos transistores do oscilador. ....	61
3.5	Resumo da simulação de Monte Carlo (200 rodadas) do VCO. ....	61
3.6	Comparação de desempenho entre diferentes cantos. ....	66
3.7	Valores dos componentes passivos do LNA. ....	71
3.8	Dimensionamento dos transistores do LNA. ....	71
3.9	Resumo da simulação de Monte Carlo (mil rodadas) do LNA. ....	75
3.10	NF, $S_{11}$ e $S_{12}$ em 487 MHz e $P_{DC}$ do LNA para todos os cantos. ....	76
3.11	MF, GBW e $P_{DC}$ para os diferentes cantos. ....	82
3.12	Dimensionamento dos transistores do ED. ....	84
3.13	Comparação do receptor projetado com o estado da arte. ....	96
4.1	Resultados de simulação Monte Carlo (200 amostras). ....	107
4.2	Resultados de simulação de cantos. ....	107
4.3	Comparação com os osciladores CMOS do estado da arte. ...	108



## LISTA DE SIGLAS

- dgncap* Varactor MOS de óxido espesso.
- diffhavar* Varactor diferencial de junção hiperabrupta.
- diffncap* Varactor nMOS diferencial de óxido fino.
- havar* Varactor de junção hiperabrupta (*hyper-abrupt junction varactor*).
- ncap* Varactor MOS de óxido fino.
- AC Corrente alternada (alternating current).
- AGC Controle automático de ganho (*automatic gain control*).
- ANATEL Agência Nacional de Telecomunicações.
- ASK Modulação por chaveamento de amplitude ou *amplitude-shift keying*.
- balun Conversor balanceado-desbalanceado (*balanced-to-unbalanced converter*).
- BAN Redes corporais (*body area network*).
- BAW *Bulk acoustic wave*.
- BER Taxa de erro de bit (*bit error rate*).
- CMOS Semicondutor-metal-óxido complementar (*complementary metal-oxide-semiconductor*).
- DC Corrente contínua (*direct current*).
- DCO Oscilador digitalmente controlado (*digitally-controlled oscillator*).
- DFT Técnica de dupla realimentação (*double feedback technique*).
- DLL Malha travada em atraso (*Delay-Locked Loop*).
- DPLL Malha digital travada em fase (*digital phase-locked loop*).
- DSQL *Digital self-quenching loop*.
- DSSS Espalhamento espectral de sequência direta (*direct-sequence spread-spectrum*).
- ECG Eletrocardiografia.
- ED Detector de envelope (*envelope detector*).
- EEG Eletroencefalografia.
- FCC Comissão Federal de Comunicações (*Federal Communications Commission*).
- FM Modulação em frequência (*Frequency Modulation*).
- FoM Figura de mérito (*figure of merit*).
- FSK Modulação por chaveamento de frequência (*frequency-shift keying*).
- GB Produto ganho-largura de banda.
- GRF Grupo de Pesquisas em Radiofrequência.
- IF Frequência intermediária (*intermediate frequency*).
- IR-UWB *Impulse-radio ultra-wideband*.
- ISM Bandas industriais, científicas e médicas (*industrial, scientific and me-*

*dical*).

LNA Amplificador de baixo ruído (*low-noise amplifier*).

MF Margem de fase.

MICS Serviços de Comunicações de Implantes Médicos (*Medical Implant Communications Services*).

MIM Capacitor metal-isolante-metal (*metal-insulator-metal*).

MOSFET Metal-oxide-semiconductor field-effect transistor.

ND Número de dedos (*fingers*) do transistor.

OOK *On-off keying*.

PA Amplificador de potência (*power amplifier*).

PAN Redes aéreas pessoais (*personal area networks*).

RF Radiofrequência.

SNR Relação sinal-ruído (*signal-to-noise ratio*).

SR Taxa de variação máxima de tensão ou *slew rate*.

SRO Oscilador super-regenerativo (*super-regenerative oscillator*).

SRR Receptor super-regenerativo (*super-regenerative receiver*).

UFSC Universidade Federal de Santa Catarina.

VCO Oscilador controlado por tensão ou *voltage-controlled oscillator*.

WBAN Redes corporais sem fio (*wireless body area networks*).

WSN Redes de sensores sem fio (*wireless sensor networks*).

## LISTA DE SÍMBOLOS

$Q$	Fator de qualidade
$L$	Indutância de um tanque ressonante
$C$	Capacitância de um tanque ressonante
$v_{RF}(t)$	Sinal de tensão na entrada do SRR
$i_{RF}(t)$	Sinal de corrente na entrada do SRO
$T_q$	Período de <i>quench</i>
$v_o(t)$	Sinal de tensão na saída do SRO
$v_E(t)$	Sinal de tensão na saída do detector de envelope
$v_F(t)$	Sinal de tensão do filtro passa-baixas
$i_{RF}(t)$	Corrente de excitação do SRO
$-G_m(t)$	Condutância negativa variável
$G_0$	Condutância quiescente do tanque ressonante
$\omega_0$	Frequência angular de oscilação
$Z_0$	Impedância característica do tanque LC
$Q_0$	Fator de qualidade quiescente do ressonador
$\zeta_0$	Fator de amortecimento quiescente
$G(t)$	Condutância total do tanque ressonante
$P_{DC,RX}$	Potência DC do receptor super-regenerativo
$P_{MDS}$	Potência do sinal de entrada para a qual BER=10 <sup>-3</sup>
$E_{min}$	Energia consumida pelo receptor normalizada por cada bit recebido
$f_q$	Frequência de <i>quench</i>
$R_{neg}$	Resistência negativa vista nos terminais do tanque LC
$g_{m(g)}$	Transcondutância de porta
$v_s$	Tensão no capacitor de um tanque RLC
$P_d$	Potência dissipada em um tanque RLC
$k_B$	Constante de Boltzmann
$T$	Temperatura absoluta
$\overline{v_n^2}$	Valor quadrático médio da tensão de ruído
$f_{ar}$	Frequência de autorressonância
$V_{BG}$	Tensão entre substrato e porta
$V_G$	Tensão na porta
$V_B$	Tensão no substrato
$V_{T0}$	Tensão de limiar
$C_{ox}$	Capacitância do óxido
$A$	Área do canal do transistor
$t_{ox}$	Espessura do óxido

$\epsilon_{ox}$	Permissividade do óxido
$S$	Razão de aspecto do MOSFET
$I_{D,crit}$	Corrente crítica de oscilação
$i_f$	Nível de inversão
$I_F$	Corrente direta do transistor
$I_S$	Corrente específica do MOSFET
$I_{SH,n(p)}$	Corrente específica de folha do nMOS (pMOS)
$\mu_{n(p)}$	Mobilidade do elétron (lacuna)
$n$	Fator de inclinação do transistor MOS
$C'_{ox}$	Capacitância de óxido por unidade de área
$W$	Largura do canal do MOSFET
$L$	Comprimento do canal do transistor
$\phi_t$	Tensão térmica
$q$	Carga do elétron
$V_{DD}$	Tensão de alimentação DC
$P_{DC}$	Consumo de potência DC
$I_{d,sat}$	Corrente de dreno de saturação
$V_{t,sat}$	Tensão de limiar de saturação
$Z_{in}$	Impedância da fonte na entrada do LNA
$f_T$	Frequência de transição do transistor
$C_{gd}$	Capacitância intrínseca entre porta e dreno
$C_{gs}$	Capacitância intrínseca entre porta e fonte
$C_{gb}$	Capacitância intrínseca entre porta e substrato
$\mu$	Média
$\sigma$	Desvio padrão
$\omega_u$	Frequência angular de ganho unitário
$V_{DS,sat}$	Tensão entre dreno e fonte para saturar o transistor
$q'_{ID}$	Densidade normalizada de carga no dreno
$q_{ID}$	Densidade normalizada de carga na fonte
$V_P$	Tensão de estrangulamento ( <i>pinch-off</i> )
$g_{ds}$	Condutância entre dreno e fonte
$\omega_{ED}$	Frequência de corte na saída do detector de envelope
$V_{GS}$	Tensão entre porta e fonte
$T_0$	Período do sinal do oscilador de RF
$\Omega_s$	Constante frequencial do SRO
$F$	Fator de ruído do oscilador super-regenerativo
$i_{n,dif}$	Corrente diferencial de ruído na saída do par acoplado CMOS
$S_{n,i_D^2}$	PSD do ruído da corrente de dreno do MOS
$S_{n,i_G^2}$	PSD do ruído induzido na porta do MOSFET



$S_{n,i_D \cdot i_G^*}$	Densidade espectral de potência cruzada do ruído no dreno com o induzido na porta do transistor
$g_{ms}$	Transcondutância de fonte
$\gamma_{nD}$	Fator de excesso de ruído do transistor MOS
$L_g$	Indutância de degeneração de porta
$g_{md}$	Transcondutância de dreno



## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	29
1.1 ESCOPO DO PROJETO .....	31
1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO .....	32
<b>2 RECEPTORES SUPER-REGENERATIVOS</b> .....	33
2.1 TEORIA DA RECEPÇÃO SUPER-REGENERATIVA .....	33
<b>2.1.1 Diagrama de blocos do receptor super-regenerativo</b> .....	34
2.2 DERIVAÇÃO DAS FÓRMULAS BÁSICAS .....	36
<b>2.2.1 Solução simplificada da equação diferencial</b> .....	38
<b>2.2.2 Resposta a um pulso de RF</b> .....	42
2.3 PARÂMETROS FUNDAMENTAIS DO RECEPTOR .....	45
<b>2.3.1 Ganho direto</b> .....	45
<b>2.3.2 Curva de sensibilidade</b> .....	45
<b>2.3.3 Ganho regenerativo</b> .....	47
<b>2.3.4 Ganho super-regenerativo</b> .....	47
<b>2.3.5 Envelope de oscilação normalizado</b> .....	48
<b>2.3.6 Resposta frequencial</b> .....	48
2.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO .....	49
<b>3 PROJETO DE UM RECEPTOR SUPER-REGENERATIVO</b> .....	51
3.1 INTRODUÇÃO .....	51
<b>3.1.1 Especificações</b> .....	53
3.2 OSCILADOR SUPER-REGENERATIVO .....	54
<b>3.2.1 Topologia adotada</b> .....	55
<b>3.2.2 Ressonador</b> .....	55
<b>3.2.3 Indutor</b> .....	56
<b>3.2.4 Sintonização do tanque</b> .....	57
<b>3.2.5 Resultados de simulação</b> .....	60
3.3 AMPLIFICADOR DE BAIXO RUÍDO .....	67
<b>3.3.1 Topologia adotada</b> .....	67
<b>3.3.2 Considerações de projeto</b> .....	69
<b>3.3.3 Resultados de simulação</b> .....	73
3.4 BALUN .....	77
<b>3.4.1 Considerações de projeto</b> .....	77
<b>3.4.2 Resultados de simulação</b> .....	79
3.5 DETECTOR DE ENVOLTÓRIA .....	83
<b>3.5.1 Topologia adotada</b> .....	85
<b>3.5.2 Resultados de simulação</b> .....	86
3.6 RECEPTOR COMPLETO .....	88

<b>3.6.1 Conclusões do capítulo</b> .....	95
<b>4 OSCILADORES LC</b> .....	97
4.1 REVISÃO DO ESTADO DA ARTE .....	97
4.2 OSCILADOR COM DEGENERAÇÃO INDUTIVA NA PORTA .....	98
<b>4.2.1 Oscilador Colpitts de porta comum</b> .....	98
<b>4.2.2 Degeneração indutiva na porta</b> .....	100
<b>4.2.3 Topologia proposta</b> .....	101
<b>4.2.4 Análise do circuito</b> .....	101
<b>4.2.5 Projeto do circuito</b> .....	105
<b>4.2.6 Resultados de simulação</b> .....	106
4.3 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO .....	108
<b>5 CONCLUSÃO DO TRABALHO</b> .....	109
<b>Referências</b> .....	120
<b>Anexo A – Leiaute dos circuitos projetados</b> .....	121
<b>Anexo B – Artigos publicados durante o mestrado</b> .....	127

## 1 INTRODUÇÃO

É cediço que as avançadas tecnologias de comunicação sem fio e de curto alcance, nas últimas décadas, têm propiciado novas oportunidades para os sistemas de interconexão, tais quais as redes de sensores sem fio (WSN) e as redes pessoais (PAN). Essas redes possuem muitas aplicações em potencial, estendendo-se do diagnóstico clínico ao monitoramento da vida animal.

Os nós dessas redes são necessariamente simples e altamente integrados, de tal sorte que possam ser produzidos em massa a fim de depreciar os custos de fabricação. Outra característica importante e, por vezes, imprescindível para esses dispositivos, é a baixa dissipação de potência, visto que o excesso de volume da bateria tende a fazer com que produtos não se tornem atrativos em termos mercadológicos. Outrossim, o desenvolvimento de redes de sensores de curta duração é inadmissível, levando em conta que as despesas com a sua manutenção seriam majoradas em demasia. Observa-se, ainda, a aplicação de comunicação sem fio de alta eficiência de potência na robótica e na automação residencial, ressaltando-se que a sua utilização não se esgota nos temas aqui citados.

Os nós das redes referidas possuem sensores para captar sinais do meio externo, tais como temperatura, pressão e taxa de glicose. Inclusive, dependendo de sua aplicação, também apresentam atuadores que têm a incumbência de enviar estímulos a uma determinada parte do ambiente em que se encontram. Outro elemento fundamental desses nós sensores é o transceptor, um dispositivo de comunicação sem fio que combina as atribuições de transmissão e recepção, o qual fornece o elo entre os nós espacialmente distribuídos.

Por ser indesejável o fato de se precisar trocar a bateria, o tempo em que o dispositivo permanece ligado (*on time*) deve ser minimizado para evitar o desperdício de energia. Visando alcançar esses objetivos, a arquitetura do transceptor deve ser otimizada para que o consumo elétrico seja reduzido, bem como o período no qual o circuito está ativado. O transceptor precisa ser robusto e independente de alimentação externa. De fato, uma das características primordiais de sensores para redes corporais (BAN) é a sua operação autônoma, e a análise do balanço de energia de um nó sensor evidencia que o transceptor é o bloco que mais demanda energia.

As redes corporais sem fio (WBAN) são usadas para comunicação entre nós sensores que operam sobre o corpo humano, dentro dele e em seu entorno, com o fito de monitorar parâmetros e movimentos vitais. Suas aplicações a cenários médicos, tais como a eletroencefalografia (EEG) ou a ele-

trocardiografia (ECG), ressaltam os benefícios oriundos de progressos tecnológicos.

Os rádios para esses dispositivos podem utilizar a banda de Serviços de Comunicações de Implantes Médicos (MICS), uma banda não licenciada de 402 a 405 MHz, criada pela Comissão Federal de Comunicações (FCC) dos Estados Unidos para dispositivos médicos implantados, cujo propósito é a comunicação de dados. A regulamentação, no Brasil, fica a cargo da Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL). A banda de 3 MHz é dividida em dez canais, em que cada um ocupa 300 kHz. Essa faixa é escolhida, essencialmente, porque a característica de propagação do sinal em um corpo humano em 400 MHz apresenta um melhor desempenho no que se refere à atenuação do sinal do que em outras bandas frequenciais disponíveis, como ocorre com as bandas industriais, científicas e médicas (ISM), em 900 MHz ou 2,4 GHz. O plano da banda MICS permite comunicação de RF entre um implante médico e uma estação de base que está a até dois metros de distância, dando aos pacientes a possibilidade de se movimentarem livremente enquanto são monitorados.

Considerando que o corpo humano é um ambiente de excelente regulação de temperatura e o padrão MICS exhibe especificações flexíveis quanto à potência de saída e à estabilidade de frequência, verifica-se a oportunidade de se utilizar arquiteturas simplificadas de transceptores, mais eficientes energeticamente do que aquelas comumente empregadas em outras aplicações, como ocorre com o receptor super-heteródino ou homódino.

Ao mesmo tempo em que é fundamental que o implante consuma o mínimo de potência para preservar a vida da bateria, a estação de base correspondente é livre para consumir muito mais potência. Tal observação possibilita que as atribuições mais complexas sejam transferidas do implante para a estação de base.

Taxas de dados típicas para aplicações médicas normalmente são menores do que 20 kb/s, embora, atualmente, um bom gerenciamento de potência, associado a uma pequena razão cíclica entre o modo de operação e o modo de repouso, possa diminuir consideravelmente o consumo médio de corrente. Por essa razão, uma largura de banda da ordem de 100 kHz se mostra útil para esse tipo de aplicação.

## 1.1 ESCOPO DO PROJETO

A arquitetura mais usada em receptores de RF é a super-heteródina, baseada na mistura de frequências com o objetivo de transladar o sinal de entrada para uma frequência intermediária (IF), permitindo, assim, um processamento mais simples. Embora tal receptor ofereça um ótimo desempenho em termos de sensibilidade e seletividade, isso ocorre à custa de um elevado consumo elétrico, decorrente de um grande número de componentes. Logo, tal complexidade dificulta a total integração dessa topologia numa mesma pastilha de silício, o que, no entanto, reduziria os custos, a área ocupada e a potência dissipada. Para solucionar tais inconvenientes, é preferível usar uma arquitetura de conversão direta (homódina) ou de baixa IF. A topologia homódina, a mais simples entre as opções citadas, permite que a frequência de RF seja transladada diretamente para a banda básica, eliminando a necessidade de rejeição de imagem. Entretanto, tal arquitetura apresenta o inconveniente de ser suscetível a um desvio DC que degrada o limite superior da faixa dinâmica, com maiores restrições no que concerne à intermodulação de ordem par, embora a filtragem seja menos restritiva.

A técnica de super-regeneração, inventada por Armstrong em 1922, consiste em uma forma de implementar um amplificador de alto ganho através de realimentação positiva e permite a implementação de uma arquitetura apta a cumprir os requisitos previamente mencionados, sendo usualmente associada a um esquema de modulação OOK que, embora seja mais vulnerável a sinais interferentes, é mais simples do que as arquiteturas anteriormente referidas, exigindo, portanto, operações de menor complexidade.

Com a utilização de realimentação positiva, deixando o circuito propositalmente instável durante períodos alternados, o circuito consegue ampliar, concomitantemente, o ganho e o fator de qualidade ( $Q$ ) do sistema. Assim, um único tubo a vácuo pode fornecer um ganho elevado e uma estreita largura de banda, possibilitando uma boa sensibilidade e seletividade. Além do mais, a demodulação do sinal amplificado é factível ao se explorar a não linearidade do tubo. De fato, o receptor super-regenerativo (SRR) se revela a solução mais econômica quando se almeja uma excelente sensibilidade com um número mínimo de dispositivos ativos [3]. Inclusive, Armstrong usou somente duas válvulas tríodos em um de seus rádios super-regenerativos para conseguir um ganho superior a 50.000 [4]. Destarte, percebe-se que o ganho elevado e a simplicidade dessa técnica prometem um baixo consumo elétrico e uma pequena área de circuito.

O grupo de pesquisa em que este trabalho se encontra inserido, a saber,

o Grupo de Pesquisas em Radiofrequência (GRF) da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), tem como área de atuação as WBAN, com enfoque em suas aplicações médicas. Nesse contexto, esta dissertação apresenta o projeto de um receptor super-regenerativo integrado em tecnologia CMOS de 130 nm para operar na banda MICS. O foco principal do presente trabalho é não apenas a minimização do custo de energia, mas também a busca pela manutenção da sensibilidade do receptor em um nível satisfatório. Pretende-se, também, expor a implementação de um oscilador de RF de ultrabaixo consumo DC, projetado em um processo CMOS de 180 nm, fazendo uso de uma técnica especial para economizar potência, a qual consiste em uma dupla realimentação positiva (DFT). Tal circuito tem o objetivo de servir como prova de conceito e funciona na faixa ISM centrada em 2,4 GHz, por conta da depreciação do fator de qualidade de indutores integrados em 400 MHz, o que ofuscaria as vantagens da técnica. Portanto, este trabalho tenta aportar duas diferentes contribuições para a área de circuitos eletrônicos de RF.

## 1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho será organizado de forma que, no capítulo 2, será fornecido o embasamento matemático sobre o princípio super-regenerativo, com a derivação das mais importantes fórmulas e parâmetros característicos, o que pretende proporcionar uma fundamentação sólida que auxiliará o desenvolvimento do projeto prático.

Em seguida, o capítulo 3 descreverá os circuitos de RF projetados, que incluem um amplificador de baixo ruído (LNA), um oscilador super-regenerativo (SRO), um conversor balanceado-desbalanceado (balun) e um detector de envelope (ED). Os demais elementos, como fontes de polarização e o gerador do sinal de *quench*, permanecerão fora do chip, no lado externo.

O capítulo 4 apresentará a técnica de dupla realimentação positiva, que possui o intuito de diminuir a potência necessária para iniciar e manter as oscilações de um oscilador *LC* de RF, contribuindo para minimizar o consumo DC desse circuito, que é o verdadeiro núcleo dos receptores super-regenerativos.

No capítulo 5, destacar-se-ão os pontos mais relevantes do presente estudo, sintetizando os resultados da pesquisa e discutindo as possíveis direções para trabalhos futuros.

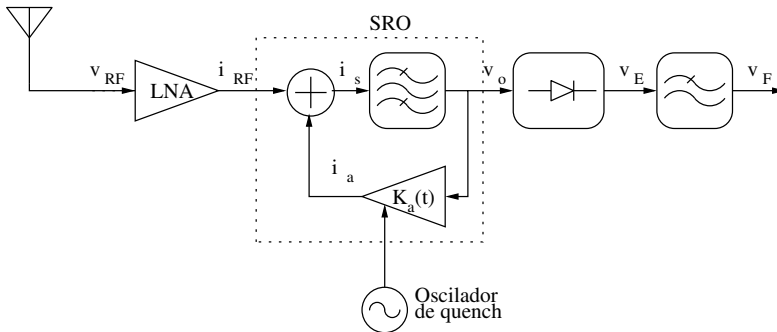


## 2 RECEPTORES SUPER-REGENERATIVOS

### 2.1 TEORIA DA RECEPÇÃO SUPER-REGENERATIVA

O receptor super-regenerativo, concebido por Edwin Howard Armstrong, foi divulgado à comunidade científica no ano de 1922 [3]. Em um primeiro momento, tal circuito encontrou vasta utilização, sendo empregado, até os idos da década de 1950, em circuitos com válvulas a vácuo. Não obstante, a invenção do receptor super-heteródino, de certo modo, proporcionou a sua derrocada, caindo progressivamente em esquecimento, uma vez que aquele exibia uma melhor seletividade [5]. No entanto, na década de 1990, ele voltou a receber a atenção de pesquisadores devido ao seu forte apelo para aplicações que requerem baixo custo, diminuição de tamanho e reduzido consumo de potência, como é o caso das redes de sensores sem fio [6].

Embora seja um dispositivo razoavelmente simples no que se refere à quantidade de componentes, a modelagem da recepção super-regenerativa consiste numa tarefa árdua e complexa, especialmente por se tratar, a rigor, de um sistema dinâmico variante no tempo e não linear. Historicamente, a análise no domínio do tempo tem sido a principal forma de abordar o problema. Em 5, uma ampla teoria do receptor super-regenerativo operado no modo linear é exibida, bem como fórmulas são derivadas para as principais propriedades do receptor. Ademais, é apresentada uma breve discussão acerca da questão da origem do ruído nesse circuito, que é modelado como um tanque RLC paralelo com uma fonte de corrente, a qual representa o sinal externo. Já o trabalho exposto em 7 desenvolve um estudo analítico baseado em um diagrama de blocos genérico e considera uma maior variedade de sinais de entrada, possibilitando a obtenção de resultados que podem ser particularizados para implementações específicas. Este último artigo se tornou a referência mais citada no tocante ao tratamento matemático. 8 apresenta um modelo no domínio da frequência para estudar amplificadores super-regenerativos, empregando-o para calcular a taxa de erro de bit (BER) e a sensibilidade de um receptor OOK. 9 enfatiza a análise do sinal de *quench* e propõe um projeto ótimo para ele, permitindo uma seleção independente do ganho do receptor, da largura de banda a 3 dB e da frequência máxima de *quench*. Tópicos particulares podem ser encontrados em 10, que estabelece relações analíticas para a sensibilidade e a seletividade de receptores super-regenerativos, enquanto em 11 é feito um estudo detalhado do ruído, fornecendo expressões para a relação sinal-ruído (SNR) em comunicações de banda estreita e banda



**Figura 2.1: Diagrama de blocos do receptor super-regenerativo.**

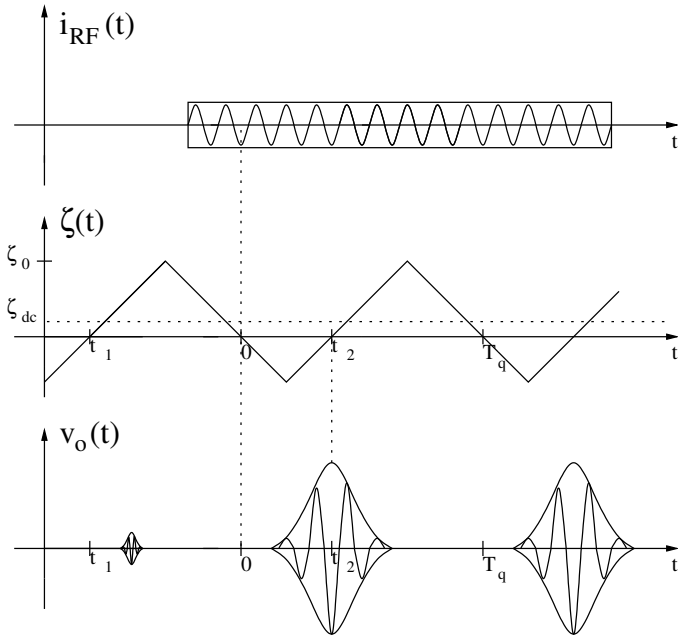
larga. Finalmente, 12 propõe um novo paradigma para a análise do SRR, modelando o sistema como um filtro com moduladores na entrada e na saída e permitindo, por consequência, que o seu comportamento possa ser visto a partir de conceitos da área de processamento de sinais ao invés de abordagens no domínio do tempo.

Neste capítulo, abordar-se-ão os principais conceitos relacionados ao funcionamento dos SRR, especificamente quanto ao chamado modo de operação linear no estado controlado por inclinação, noções estas que serão detalhadas nas próximas seções. Basicamente, reproduz-se parte dos resultados expostos em 7.

### 2.1.1 Diagrama de blocos do receptor super-regenerativo

Na figura 2.1, vislumbra-se um diagrama de blocos do receptor super-regenerativo, incluindo também a antena, que fornece a tensão de sinal  $v_{RF}(t)$ . Embora o bloco de entrada do SRR seja representado por um amplificador de baixo ruído, ele serve, prioritariamente, para isolar a antena do oscilador, atuando como um amplificador de isolamento, de maneira a evitar interferência em sistemas vizinhos. A partir da figura, verifica-se que esse componente funciona como um amplificador de transadmitância, uma vez que converte a tensão de sinal da antena em corrente,  $i_{RF}(t)$ . Outrossim, ele também pode vir a ser útil para fazer a adaptação de impedância e minimizar o impacto do ruído do conjunto.

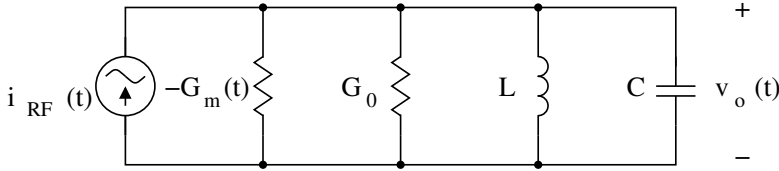
O oscilador super-regenerativo, principal bloco do receptor, é modelado como uma rede seletiva em frequência, simbolizada por um filtro passa-



**Figura 2.2:** Sinal de entrada de RF, função de amortecimento e saída do SRO.

banda na figura 2.1, que é realimentada através de um amplificador de ganho variável, controlado por um gerador de baixa frequência, o chamado oscilador de *quench*, de período  $T_q$ . Assim, para obter a filtragem e a amplificação de sinais fracos, o circuito explora a resposta transitente de um oscilador intermitente, o qual alterna o seu estado entre estável e instável de acordo com o sinal de *quench*, de tal sorte que surge uma série de pulsos de RF, formando  $v_o(t)$ . O princípio de operação do SRO é exibido na figura 2.2, em que é evidenciada a diferença entre as oscilações que decorrem da presença de um sinal de RF na entrada e aquelas que se devem ao ruído.

O detector de envoltória, o qual é representado por um diodo, obtém o envelope do sinal de RF e produz a tensão  $v_E(t)$ , porquanto o sinal modulante de entrada pode ser recuperado ao se obter a média do envelope dos pulsos de RF, e o filtro passa-baixas remove as componentes do *quench*, preservando as modulantes e originando  $v_F(t)$ , que consiste na informação digital. Essa é a configuração para aplicações que operam com banda estreita, dado que o filtro passa-baixas é substituído por um comparador para implementações de banda larga.



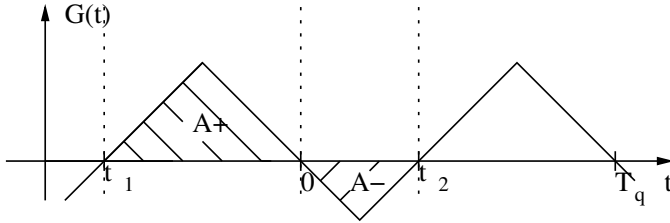
**Figura 2.3:** Circuito para modelagem do oscilador super-regenerativo.

Obversa-se que receptores super-regenerativos apresentam dois diferentes modos de operação, a saber, o linear e o logarítmico. No primeiro, as oscilações do SRO não atingem a amplitude de regime permanente. Assim, o pico da amplitude de  $v_o(t)$  possui uma relação proporcionalmente linear com a amplitude de excitação de RF na entrada. Ademais, o valor máximo tende a ocorrer no mesmo instante de tempo para diversas intensidades de estímulo de entrada. Em contrapartida, na operação logarítmica, a não linearidade do amplificador de realimentação produz um mecanismo de saturação que leva às oscilações ao equilíbrio de amplitude, embora sejam diferentes os instantes em que o valor de regime é atingido. A distinção entre as diversas potências de RF se dá através da diferença de duração dos pulsos, visto que maiores excitações de RF levam ao aparecimento mais rápido de oscilações. A duração destas é, logaritmicamente, proporcional ao sinal de RF de entrada [7].

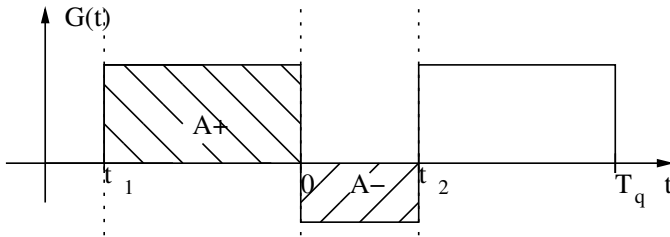
## 2.2 DERIVAÇÃO DAS FÓRMULAS BÁSICAS

A figura 2.3 apresenta um circuito equivalente que serve para caracterizar um oscilador super-regenerativo. Trata-se de um tanque ressonante, formado pelo indutor  $L$  e pelo capacitor  $C$ , em paralelo com um gerador de corrente,  $i_{RF}(t)$ , simbolizando o estímulo de entrada, e com uma condutância negativa variável, que é dada por  $-G_m(t)$ , além de uma condutância  $G_0$ , que serve para representar as perdas totais do conjunto. Para o circuito RLC, com  $R = 1/G_0$ , estabelecem-se alguns parâmetros de interesse:  $\omega_0$  é a frequência angular de oscilação, calculada como  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ ;  $Z_0$  é a impedância característica, fornecida pela fórmula  $Z_0 = \sqrt{L/C}$ ;  $Q_0$  é o fator de qualidade quiescente, dado por  $Q_0 = 1/(\omega_0 G_0 L)$ ; e  $\zeta_0$  é o fator de amortecimento quiescente, que vale  $\zeta_0 = 1/(2Q_0)$ .

De posse dos parâmetros previamente definidos, o comportamento do



(a) Estado controlado por inclinação.



(b) Estado controlado por degrau.

**Figura 2.4: Condutância total do tanque ressonante.**

sistema mostrado na figura 2.3 é descrito pela seguinte equação diferencial:

$$\ddot{v}_O(t) + 2\omega_0\zeta(t)\dot{v}_O(t) + \left[\omega_0^2 + 2\omega_0\dot{\zeta}(t)\right]v_O(t) = \frac{2\zeta_0\omega_0}{G_0}i_{RF}(t), \quad (1)$$

em que  $\zeta(t) = \zeta_0 \left[1 - \frac{G_m(t)}{G_0}\right] = \frac{G(t)}{2\omega_0 C}$  e  $G(t) = G_0 - G_m(t)$ , que correspondem, respectivamente, ao fator de amortecimento instantâneo e à condutância variante no tempo do tanque ressonante. Formas de onda típicas de  $G(t)$  são mostradas na figura 2.4. A figura 2.4(a) representa o estado de operação controlado por inclinação, em que é lenta a passagem da função de um valor positivo para um negativo e vice-versa. Por outro lado, a figura 2.4(b) apresenta a curva de um receptor super-regenerativo que está funcionando no estado controlado por degrau, em que a transição entre valores positivos e negativos é abrupta [13].

A equação (1) é uma equação diferencial ordinária linear de segunda ordem com coeficientes variáveis. Para solucioná-la, pode-se utilizar o método da redução de ordem, mas este requer que seja conhecida, pelo menos, uma das soluções linearmente independentes da equação homogênea corres-

pondente, qual seja:

$$\ddot{v}_O(t) + 2\omega_0\zeta(t)\dot{v}_O(t) + \left[\omega_0^2 + 2\omega_0\dot{\zeta}(t)\right]v_O(t) = 0. \quad (2)$$

Uma solução de (2) é da forma  $\phi(t) = e^{\int_0^t p(\tau)d\tau}$  se, e somente se,  $p(t)$  satisfizer a equação de Riccati [14]:

$$\dot{v}_O(t) = -\left(\omega_0^2 + 2\omega_0\dot{\zeta}(t)\right) - 2\omega_0\zeta(t)v_O(t) - v_O^2(t). \quad (3)$$

A equação de Riccati é não linear, o que, historicamente, motivou a busca por uma alternativa simplificada, que consiste em uma expressão com coeficientes constantes [7]. Tal proposta é ilustrada a seguir.

### 2.2.1 Solução simplificada da equação diferencial

Para encontrar a solução geral de (1), precisa-se obter, primeiramente, a solução de (2),  $v_{Oh}(t)$ , e, posteriormente, uma solução particular de (1),  $v_{Op}(t)$ .

O procedimento padrão para encontrar  $v_{Oh}(t)$  consiste em efetuar uma mudança de variável, de sorte a eliminar o termo de primeira ordem. Dando-se prosseguimento a esse raciocínio, faz-se [5]:

$$v_{Oh}(t) = y(t)F(t), \quad (4)$$

em que  $F(t) = e^{-\omega_0 \int_1^t \zeta(\tau)d\tau}$ . Deriva-se a expressão acima duas vezes, sucessivamente, e substituem-se as equações resultantes em (2), o que fornece:

$$\ddot{y}(t) + \omega_0^2 \left(1 - \zeta^2(t) + \frac{\dot{\zeta}(t)}{\omega_0}\right)y(t) = 0. \quad (5)$$

Para que o oscilador super-regenerativo opere adequadamente, por considerações práticas, a frequência de oscilação de RF precisa ser muito maior do que a do gerador de *quench*, de maneira que se pode inferir que  $|\dot{\zeta}(t)| \ll \omega_0$ , o que significa que  $G(t)$  varia muito mais lentamente do que a excitação de RF. Ademais, a necessidade de uma maior seletividade impõe que o fator de qualidade instantâneo do tanque ressonante,  $Q(t) = 1/(2\zeta(t))$ , seja mantido razoavelmente elevado. Consequentemente, a equação (5) pode

ser simplificada para:

$$\ddot{y}(t) + \omega_0^2 y(t) \approx 0. \quad (6)$$

A solução da equação anterior é:

$$y_c(t) = c'_1 e^{j\omega_0 t} + c'_2 e^{-j\omega_0 t} = c_1 \cos(\omega_0 t) + c_2 \operatorname{sen}(\omega_0 t), \quad (7)$$

em que  $y_c$  é a função complementar e  $c'_1$ ,  $c_1$ ,  $c'_2$  e  $c_2$  são constantes que dependem das condições iniciais [15]. Supondo que sejam conhecidos os valores de  $y_c(0)$  e  $\dot{y}_c(0)$ , verifica-se que  $c_1 = y_c(0)$  e  $c_2 = \dot{y}_c(0)/\omega_0$ . Substituindo tais expressões em (4), conclui-se:

$$v_{Oh}(t) = \left[ y_c(0) \cos(\omega_0 t) + \frac{\dot{y}_c(0)}{\omega_0} \operatorname{sen}(\omega_0 t) \right] e^{-\omega_0 \int_{t_1}^t \zeta(\tau) d\tau}. \quad (8)$$

Para simplificar a equação (8), pode-se definir a constante complexa  $V_{Oh}$ , dada por:

$$V_{Oh} = \frac{1}{2} \left[ y_c(0) - j \frac{\dot{y}_c(0)}{\omega_0} \right]. \quad (9)$$

Com tal consideração, faz-se:

$$v_{Oh}(t) = 2e^{-\omega_0 \int_{t_1}^t \zeta(\lambda) d\lambda} \Re [V_{Oh} e^{j\omega_0 t}]. \quad (10)$$

A partir da análise da expressão acima, infere-se que a resposta natural do oscilador super-regenerativo é um sinal senoidal com frequência  $\omega_0$  e decaimento ou crescimento exponencial, a depender da integral da condutância total: o comportamento do envelope será decrescente quando ela for positiva, mas crescerá em caso contrário.

Uma vez encontrada a resposta de entrada nula, parte-se para a solução particular da equação completa, que pode ser obtida pelo método dos coeficientes indeterminados ou pela variação de parâmetros [15]. Adotando o segundo, que é mais abrangente, pode-se escrever:

$$v_{Op}(t) = u_1(t) v_1(t) + u_2(t) v_2(t), \quad (11)$$

em que  $v_1(t)$  e  $v_2(t)$  são as duas soluções linearmente independentes da equação homogênea correspondente, a saber  $v_1(t) = \cos(\omega_0 t) e^{-\omega_0 \int_{t_1}^t \zeta(\tau) d\tau}$  e  $v_2(t) = \operatorname{sen}(\omega_0 t) e^{-\omega_0 \int_{t_1}^t \zeta(\tau) d\tau}$ , e as funções indeterminadas  $u_1(t)$  e  $u_2(t)$

são conhecidas após a resolução do seguinte sistema:

$$\begin{aligned} \dot{u}_1(t) v_1(t) + \dot{u}_2(t) v_2(t) &= 0 \\ \dot{u}_1(t) \dot{v}_1(t) + \dot{u}_2(t) \dot{v}_2(t) &= \frac{2\xi_0 \omega_0}{G_0} i_{RF}(t). \end{aligned} \quad (12)$$

Resolvendo para  $\dot{u}_1(t)$  e  $\dot{u}_2(t)$  e depois integrando, tem-se:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= -2 \frac{\xi_0}{G_0} \int_{t_1}^t i_{RF}(\tau) \operatorname{sen}(\omega_0 \tau) e^{\omega_0 \int_{t_1}^{\tau} \zeta(\lambda) d\lambda} d\tau, \\ u_2(t) &= 2 \frac{\xi_0}{G_0} \int_{t_1}^t i_{RF}(\tau) \operatorname{cos}(\omega_0 \tau) e^{\omega_0 \int_{t_1}^{\tau} \zeta(\lambda) d\lambda} d\tau. \end{aligned} \quad (13)$$

Substituindo a expressão de  $u_1(t)$  e  $u_2(t)$  em (11) e efetuando operações intermediárias, chega-se a:

$$v_{Op}(t) = 2 \frac{\xi_0}{G_0} e^{-\omega_0 \int_0^t \zeta(\lambda) d\lambda} \int_{t_1}^t i_{RF}(\tau) e^{\omega_0 \int_0^{\tau} \zeta(\lambda) d\lambda} \operatorname{sen}[\omega_0(t - \tau)] d\tau. \quad (14)$$

Como  $v_O(t) = v_{Oh}(t) + v_{Op}(t)$ , a solução geral de (1) se torna:

$$\begin{aligned} v_O(t) &= \left[ y_c(0) \operatorname{cos}(\omega_0 t) + \frac{\dot{y}_c(0)}{\omega_0} \operatorname{sen}(\omega_0 t) \right] e^{-\omega_0 \int_0^t \zeta(\tau) d\tau} \\ &+ 2 \frac{\xi_0}{G_0} e^{-\omega_0 \int_0^t \zeta(\lambda) d\lambda} \int_{t_1}^t i_{RF}(\tau) e^{\omega_0 \int_0^{\tau} \zeta(\lambda) d\lambda} \operatorname{sen}[\omega_0(t - \tau)] d\tau. \end{aligned}$$

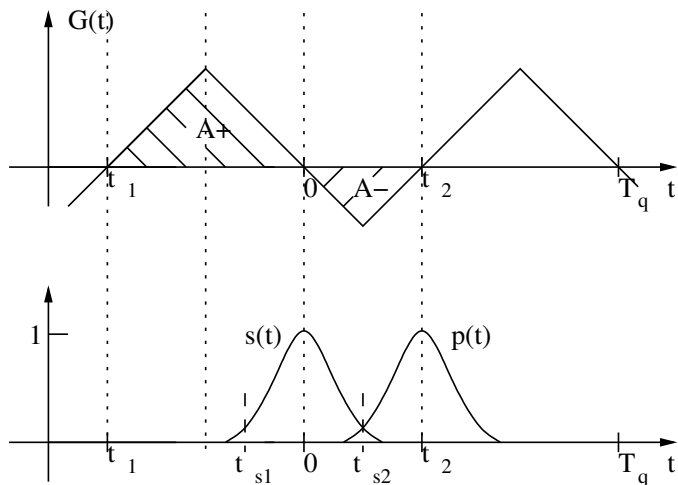
A expressão acima pode ser reescrita assim:

$$\begin{aligned} v_O(t) &= V_h K_s p(t) \operatorname{cos}(\omega_0 t + \phi_h) \\ &+ 2 \frac{\xi_0}{G_0} K_s p(t) \int_{t_1}^t i_{RF}(\tau) s(\tau) \operatorname{sen}[\omega_0(t - \tau)] d\tau, \end{aligned} \quad (15)$$

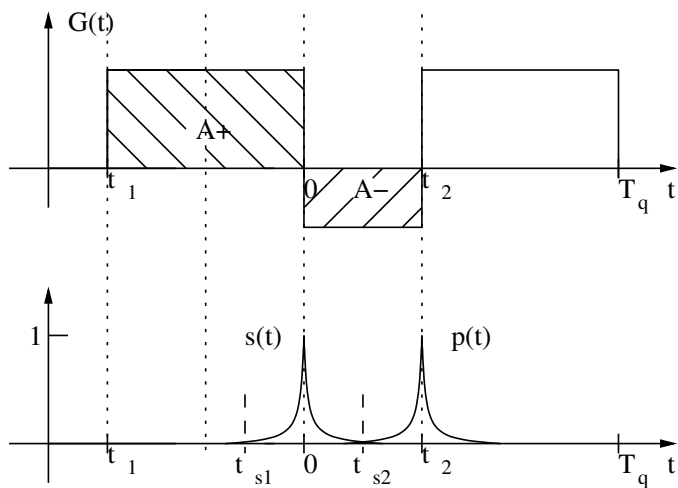
em que  $p(t) = e^{-\omega_0 \int_{t_2}^t \zeta(\lambda) d\lambda}$  é o envelope normalizado da saída do SRO,  $K_s = e^{-\omega_0 \int_0^t \zeta(\lambda) d\lambda}$  é o ganho super-regenerativo,  $s(t) = e^{\omega_0 \int_0^t \zeta(\lambda) d\lambda}$  é a curva de sensibilidade e  $V_h$  e  $\phi_h$  são relacionados ao módulo e à fase, respectivamente, da constante complexa  $V_{Oh}$ , ou seja,  $|V_{Oh}| = \sqrt{y_c^2(0) + \dot{y}_c^2(0) / \omega_0^2} / 2$  e  $\angle V_{Oh} = \arctan[-\dot{y}_c(0) / (\omega_0 y_c(0))]$ .

Curvas típicas de  $s(t)$  e  $p(t)$ , a serem explicados detalhadamente nas próximas seções, podem ser vistas nas figuras 2.5(a) e 2.5(b) para o estado de





(a) Estado controlado por inclinação.



(b) Estado controlado por degrau.

**Figura 2.5:** Curvas da condutância do tanque, sensibilidade e envelope. operação controlado por inclinação e por degrau, respectivamente [13].

### 2.2.2 Resposta a um pulso de RF

Nesta seção, efetua-se o estudo da resposta do SRO em duas situações diferentes: inicialmente, quando a excitação está sintonizada na mesma frequência de ressonância do tanque RLC e depois quando ela estiver em uma frequência qualquer. Em ambos os casos, admite-se que o pulso de RF na entrada, de amplitude de pico  $I_{RF}$  e envelope normalizado  $p_c(t)$ , existe unicamente dentro do intervalo entre  $t_1$  e  $t_2$  e que é expresso como [7]:

$$i_{RF}(t) = I_{RF} p_c(t) \cos(\omega t + \phi). \quad (16)$$

Focando-se exclusivamente na análise da influência do sinal externo, toma-se  $v_{Oh}(t) \equiv 0$  e, conseqüentemente,  $v_O(t) = v_{Op}(t)$ . Calcula-se, em seguida, a derivada da excitação:

$$\dot{i}_{RF}(t) = I_{RF} [\dot{p}_c(t) \cos(\omega t + \phi) - \omega p_c(t) \text{sen}(\omega t + \phi)]. \quad (17)$$

Normalmente, na prática,  $p_c(t)$  é uma função de baixa frequência, alternando, inclusive, entre 0 e 1 para uma modulação OOK. Assim,  $|\dot{p}_c(t)| \ll \omega p_c(t)$  e a expressão (17) pode ser aproximada por:

$$\dot{i}_{RF}(t) \approx -I_{RF} \omega p_c(t) \text{sen}(\omega t + \phi). \quad (18)$$

Pela substituição da equação (18) em (15), constata-se:

$$v_O(t) \approx -2I_{RF} \omega \frac{\zeta_0}{G_0} K_s p(t) \int_{t_1}^t p_c(\tau) s(\tau) \text{sen}(\omega \tau + \phi) \text{sen}[\omega_0(t - \tau)] d\tau. \quad (19)$$

Desenvolvendo a expressão anterior, tem-se:

$$\begin{aligned} v_O(t) = & I_{RF} \omega \frac{\zeta_0}{G_0} K_s p(t) \left\{ \int_{t_1}^t p_c(\tau) s(\tau) \cos[(\omega - \omega_0)\tau + \omega_0 t + \phi] d\tau \right. \\ & \left. - \int_{t_1}^t p_c(\tau) s(\tau) \cos[(\omega + \omega_0)\tau - \omega_0 t + \phi] d\tau \right\}. \quad (20) \end{aligned}$$

Para simplificar a equação acima, pode-se desprezar a componente relativa ao cosseno de alta frequência,  $\omega + \omega_0$ , pois o seu valor é muito menor do que o da integral de baixa frequência, o que decorre do fato de que  $s(t)$ , bem como  $p_c(t)$ , é uma função que varia muito mais lentamente do que a

oscilação de RF. Portanto, escreve-se:

$$v_O(t) \approx I_{RF} \omega \frac{\zeta_0}{G_0} K_s p(t) \times \int_{t_1}^t p_c(\tau) s(\tau) \cos [(\omega - \omega_0) \tau + \omega_0 t + \phi] d\tau. \quad (21)$$

Separa-se a integral restante em duas, de modo que:

$$v_O(t) \approx I_{RF} \omega \frac{\zeta_0}{G_0} K_s p(t) \times \left\{ \int_{t_1}^{t_2} p_c(\tau) s(\tau) \cos [(\omega - \omega_0) \tau + \omega_0 t + \phi] d\tau + \int_{t_2}^t p_c(\tau) s(\tau) \cos [(\omega - \omega_0) \tau + \omega_0 t + \phi] d\tau \right\}. \quad (22)$$

A segunda integral pode ser descartada, porquanto o SRO é realmente sensível ao estímulo de entrada durante o período de sensibilidade, que é o intervalo  $[t_{s1}, t_{s2}]$  nas figuras 2.5(a) e 2.5(b). Fora dele, os valores da curva de sensibilidade são insignificantes e, então, a área do produto  $p_c(t)s(t)$  é muito maior na primeira do que na segunda integral. Logo, a equação (22) se torna:

$$v_O(t) \approx I_{RF} \omega \frac{\zeta_0}{G_0} K_s p(t) \times \int_{t_1}^{t_2} p_c(\tau) s(\tau) \cos [(\omega_{RF} - \omega_0) \tau + \omega_0 t + \phi] d\tau. \quad (23)$$

Deve-se salientar que a equação (23) não se sustenta para  $t \leq t_{s2}$ , isto é, antes do encerramento do período de sensibilidade.

Na situação em que a entrada do receptor é um pulso com a portadora sintonizada com a frequência de ressonância do tanque, ou seja,  $\omega = \omega_0$ , a equação (23) se torna:

$$v_O(t) \approx I_{RF} \frac{\zeta_0}{G_0} \omega_0 K_s p(t) \cos(\omega_0 t + \phi) \int_{t_1}^{t_2} p_c(\tau) s(\tau) d\tau. \quad (24)$$

Esta última equação pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$v_O(t) = I_{RF} \frac{K_r K_s}{G_0} p(t) \cos(\omega_0 t + \phi), \quad (25)$$

em que  $K_r = \zeta_0 \omega_0 \int_{t_1}^{t_2} p_c(\tau) s(\tau) d\tau$  é tradicionalmente chamado de ganho regenerativo. Ademais, identifica-se  $K = K_r K_s / G_0$  como a amplificação de pico. Ainda, define-se o fator  $K_0$ , o ganho passivo, como o inverso de  $G_0$ , isto é,  $K_0 = 1/G_0$ , sendo entendido como a amplificação da rede seletiva em  $\omega_0$ . Tal fator simplesmente converte uma corrente de entrada em uma tensão de saída. Portanto,

$$v_O(t) = I_{RF} K p(t) \cos(\omega_0 t + \phi). \quad (26)$$

A equação (26) evidencia que o circuito responde a uma entrada sintonizada com um sinal oscilatório de frequência  $\omega_0$  e formato de pulso  $p(t)$ , diretamente proporcional à excitação através do ganho  $K$ .

Com o intuito de avaliar a resposta do SRO a um estímulo de frequência arbitrária, reescreve-se a equação (23) como:

$$\begin{aligned} v_O(t) &\approx I_{RF} \omega \frac{\zeta_0}{G_0} K_s p(t) \\ &\times \Re \left\{ \int_{t_1}^{t_2} p_c(\tau) s(\tau) e^{j[(\omega - \omega_0)\tau + \omega_0 t + \phi]} d\tau \right\} \\ &= I_{RF} \omega \frac{\zeta_0}{G_0} K_s p(t) \\ &\times \Re \left[ e^{j(\omega_0 t + \phi)} \int_{t_1}^{t_2} p_c(\tau) s(\tau) e^{j(\omega - \omega_0)\tau} d\tau \right]. \end{aligned} \quad (27)$$

Em razão de  $p_c(t)$  só existir dentro do intervalo  $[t_1, t_2]$ , a resposta assume a forma de

$$\begin{aligned} v_O(t) &\approx I_{RF} \omega \frac{\zeta_0}{G_0} K_s p(t) \Re \left[ e^{j(\omega_0 t + \phi)} \psi^*(\omega - \omega_0) \right] \\ &= I_{RF} \omega \frac{\zeta_0}{G_0} K_s p(t) \Re \left[ |\psi^*(\omega - \omega_0)| e^{j(\omega_0 t + \phi + \angle \psi^*(\omega - \omega_0))} \right]. \end{aligned} \quad (28)$$

em que emprega-se a função complexa  $\psi(\omega)$ , definida a seguir:

$$\psi(\omega) = \mathcal{F}^* \{ p_c(t) s(t) \} = \left[ \int_{-\infty}^{\infty} p_c(t) s(t) e^{-j\omega t} dt \right]^*. \quad (29)$$

Por fim, a equação (28) resulta em:

$$v_O(t) \approx I_{RF} \omega \frac{\zeta_0}{G_0} K_s p(t) |\psi(\omega - \omega_0)| \cos(\omega_0 t + \phi - \angle \psi(\omega - \omega_0)). \quad (30)$$

A equação (30) significa que a resposta frequencial de um oscilador super-regenerativo é aproximadamente igual ao conjugado complexo da transformada de Fourier da curva de sensibilidade para  $p_c(t) \equiv 1$ , o que é válido para entradas cuja frequência não difere excessivamente de  $\omega_0$ .

Outra forma de analisar a resposta frequencial é empregar mais uma função complexa,  $H(\omega)$ , dada por 7:

$$H(\omega) = \frac{\omega}{\omega_0} \frac{\psi(\omega - \omega_0)}{\psi(0)}. \quad (31)$$

Logo, efetuando as operações algébricas apropriadas, obtém-se a expressão para a saída do SRO:

$$v_O(t) \approx I_{RF} K p(t) |H(\omega)| \cos(\omega_0 t + \phi + \angle H(\omega)). \quad (32)$$

Por conseguinte, nesta segunda perspectiva, a resposta frequencial do SRO é determinada por  $H(\omega)$ , que pode ser entendida como um equivalente passa-banda da resposta passa-baixas,  $\psi(\omega)$ , o qual está centrado na frequência ressonante,  $\omega_0$ .

## 2.3 PARÂMETROS FUNDAMENTAIS DO RECEPTOR

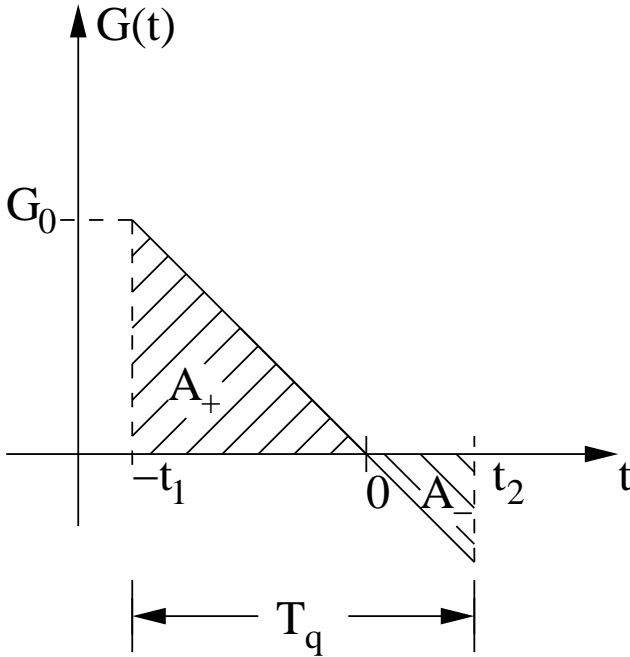
Dando prosseguimento à análise, esta seção explica, em linhas gerais, o significado dos parâmetros e funções característicos do receptor.

### 2.3.1 Ganho direto

Uma vez que é definido como  $1/G_0$ , o fator  $K_0$ , para a figura 2.3, consiste tão somente na resistência paralela de perdas do tanque RLC tradicional, sendo o valor da sua função de transferência especificamente na frequência de ressonância.

### 2.3.2 Curva de sensibilidade

Em termos práticos, a curva de sensibilidade quantifica a inerente operação de amostragem do SRO sobre o sinal de entrada em 0s. Com efeito, sinais injetados nesse momento terão maior impacto sobre a saída. Concei-



**Figura 2.6:** Condutância variante em um período de *quench*.

tual e matematicamente,  $s(t)$  toma o valor máximo, correspondente a um, no momento em que a condutância total do tanque deixa de ser positiva e passa a ser negativa, isto é, quando  $t = 0$ s. Por ser uma função exponencial em  $t$ , ela decresce bruscamente até quase zero para tempos que avançam após esse instante, o que significa que a excitação passa a ter uma influência desprezível. São, principalmente, os valores da condutância total em torno de 0s que estabelecem o formato da curva de sensibilidade.

Para ilustrar as definições, usa-se a figura 2.6, que mostra a condutância variante como uma função de tipo rampa dentro de um período de *quench*. Para tal representação, a função de amortecimento se torna:

$$\zeta(t) = -\frac{\zeta_0}{t_1}t. \quad (33)$$

Assim, a curva de sensibilidade vira:

$$s(t) = e^{-\frac{\zeta_0 \omega_0}{2t_1} t^2} = e^{-\frac{\omega_0}{4Q_0} \frac{t^2}{t_1}}. \quad (34)$$

Reconhece-se que a equação acima é da forma  $e^{-t^2/(2\sigma^2)}$ , com  $\sigma$  expresso por:

$$\sigma = \sqrt{\frac{t_1}{\zeta_0 \omega_0}} = \sqrt{\frac{2Q_0}{\omega_0} t_1}. \quad (35)$$

### 2.3.3 Ganho regenerativo

$K_r$  quantifica o efeito de amplificação no período regenerativo, ou seja, quando a condutância do tanque é positiva, mas decrescente, de forma que o circuito opera como um filtro com um fator de qualidade aumentando gradualmente. Para que o ganho regenerativo seja elevado, faz-se necessário que  $p_c(t)$  e  $s(t)$  sejam largos. Em outras palavras, uma ampla janela de sensibilidade fornece um alto ganho regenerativo. De outra perspectiva, pela análise da expressão de  $K_r$ , percebe-se claramente que ele apresenta um valor maior quando um pulso de RF na entrada é aplicado em torno do pico da curva de sensibilidade.

Para o caso da condutância variante mostrada na figura 2.6, o ganho regenerativo é dado por:

$$K_r = \sqrt{\frac{\pi}{2} \zeta_0 \omega_0 t_1} \left[ \operatorname{erf} \left( \frac{t_2}{2t_1} \sqrt{2\zeta_0 \omega_0 t_1} \right) + \operatorname{erf} \left( \frac{\sqrt{2\zeta_0 \omega_0 t_1}}{2} \right) \right], \quad (36)$$

em que  $\operatorname{erf}(x)$  é a função erro [16]:

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt. \quad (37)$$

### 2.3.4 Ganho super-regenerativo

O ganho super-regenerativo,  $K_s$ , configura o fator de amplificação do SRO durante o período de instabilidade, que ocorre quando a condutância total do tanque ressonante é negativa, de tal forma que o envelope das oscilações é exponencialmente crescente, visto que depende da área da porção

negativa da função de amortecimento.

Com  $G(t)$  conforme mostrado na figura 2.6, o ganho super-regenerativo é assim descrito:

$$K_s = e^{\frac{\zeta_0 \omega_0}{2} \frac{t_2^2}{t_1}} = e^{\frac{\omega_0}{4Q_0} \frac{t_2^2}{t_1}}. \quad (38)$$

### 2.3.5 Envelope de oscilação normalizado

O envelope de oscilação,  $p(t)$ , é uma curva normalizada com o mesmo formato de  $s(t)$  e seus valores mais importantes se situam em torno de  $t = t_2$ , que é o instante em que a condutância total do tanque deixa de ser negativa e volta a ser positiva. Nesse momento, ele atinge o seu valor máximo, que é unitário.

Mais uma vez tomando a figura 2.6 como referência, o envelope normalizado é calculado por:

$$p(t) = e^{\frac{\zeta_0 \omega_0}{2} \frac{(t^2 - t_2^2)}{t_1}} = e^{\frac{\omega_0}{4Q_0} \frac{(t^2 - t_2^2)}{t_1}}. \quad (39)$$

### 2.3.6 Resposta frequencial

Com o intuito de aumentar a seletividade do SRO, precisa-se, evidentemente, estreitar a sua largura de banda. Para conseguir isso, deve-se empregar um formato de pulso mais largo na entrada, assim como ampliar a janela da curva de sensibilidade. Novamente, constata-se a necessidade de que o estímulo de RF seja aplicado perto do pico de  $s(t)$ .

Para encontrar a expressão da resposta frequencial para a condutância variante da figura 2.6, pode-se considerar que  $p_c(t)$  é unitário. Destarte,  $\psi(\omega) = \mathcal{F}^*\{s(t)\} = S(\omega)$ . Sabe-se que:

$$e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \stackrel{\mathcal{F}}{\Leftrightarrow} \sigma \sqrt{2\pi} e^{-\sigma^2 \frac{\omega^2}{2}}. \quad (40)$$

Calculando a transformada  $S(\omega)$ , obtém-se

$$S(\omega) = \sqrt{\frac{4\pi Q_0 t_1}{\omega_0}} e^{-Q_0 t_1 \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}. \quad (41)$$



Então,

$$H(\omega) = \frac{\omega}{\omega_0} e^{-Q_0 t_1 \frac{(\omega - \omega_0)^2}{\omega_0}}. \quad (42)$$

A equação (42) corresponde também a  $|H(\omega)|$ . Além disso, verifica-se que  $\angle H(\omega) = 0$  para  $\omega$  positivo.

## 2.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo, foram apresentados os principais conceitos relacionados ao funcionamento do SRO, que constitui o bloco central dos receptores super-regenerativos. Esta etapa, que é matematicamente envolvente e dispendiosa, é de fundamental importância para se adquirirem a intuição e as noções adequadas para entender e projetar os circuitos. Em particular, destaca-se que o dispositivo foi analisado no domínio do tempo seguindo a sistemática majoritariamente utilizada, de maneira a obter os parâmetros e as funções classicamente definidos para os osciladores super-regenerativos.



### 3 PROJETO DE UM RECEPTOR SUPER-REGENERATIVO

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Os principais campos de aplicação para o receptor super-regenerativo atualmente são, destacadamente, os sistemas de comunicação sem fio para a troca de informações à curta distância, com uma taxa de dados não muito elevada. Nesse contexto, encontram-se as redes de sensores, a automação residencial, a robótica, os periféricos computacionais e a biomedicina. O apelo da recepção super-regenerativa se deve à sua capacidade de oferecer um consumo mínimo de energia, chegando na faixa de nJ/bit ou até menos do que isso, principalmente em decorrência da simplicidade da arquitetura e da operação intermitente.

Para atender aos rigorosos requisitos de potência para os receptores super-regenerativos, diversas alternativas foram propostas. Em 17, utilizam-se malhas de controle automático de ganho (AGC) contínuo para estabilizar a amplitude na saída do detector de envelope, havendo uma para ajustar a corrente do oscilador super-regenerativo e outra para o LNA. O SRO de 18 faz uso de um ressonador BAW de alto fator de qualidade para reduzir o consumo e fornecer a seletividade, reduzindo, assim, a complexidade do esquema de controle do Q. A proposta de 19 consiste em uma topologia de baixa potência em que um oscilador digitalmente controlado (DCO) é diretamente modulado por chaveamento de frequência (FSK), sendo que, ao invés de empregar um amplificador de potência (PA) para acionar a antena, esta é incorporada pelo DCO como seu elemento indutivo para radiar a energia que seria perdida como calor.

O receptor super-regenerativo se mostrou adequado para detecção de sinais através de espalhamento espectral de sequência direta (DSSS), portanto combinando as vantagens da super-regeneração com aquelas das técnicas de espalhamento espectral, o que foi feito em 20, que adotou uma malha travada em atraso (DLL). Por sua vez, 21 introduz uma arquitetura de um digitalizador de largura de pulso de tipo delta-sigma ( $\Delta\Sigma$ -PWD) projetado para um receptor super-regenerativo, com o fito de permitir uma modulação por chaveamento de amplitude (ASK) de maior ordem, especificamente 4-ASK, o que leva a uma melhoria de duas vezes na eficiência de energia e da taxa de dados em relação a um esquema 2-ASK. Em 22, descreve-se um receptor super-regenerativo baseado em tecnologia IR-UWB que comporta duas frequências portadoras, valendo-se de uma malha digital travada em fase (DPLL) para

fazer a sintonia. O receptor de 23 opera sob uma corrente reduzida durante o período de inatividade através do emprego de uma malha digital de *self-quenching* (DSQL) com um contador digital de dois bits e uma linha de atraso substituindo um detector de envelope de uma estrutura tradicional de um receptor super-regenerativo, o que diminui razoavelmente o tempo de oscilação do oscilador de *quench*. A recepção super-regenerativa também foi adotada em aplicações em ondas milimétricas, como em 24, em que se apresenta um circuito que opera em 60 GHz com alta taxa de dados usando uma tecnologia CMOS de 65 nm.

Para fazer uma comparação adequada entre o desempenho de receptores super-regenerativos, foi criada uma figura de mérito (FoM), que reúne as principais características de funcionamento [26]. Designando  $P_{DC,RX}$  como a potência DC total do receptor,  $P_{MDS}$  como a potência do sinal recebido que corresponde a um valor de  $10^{-3}$  para a BER e TD como a taxa de dados, a expressão para a FoM fica assim:

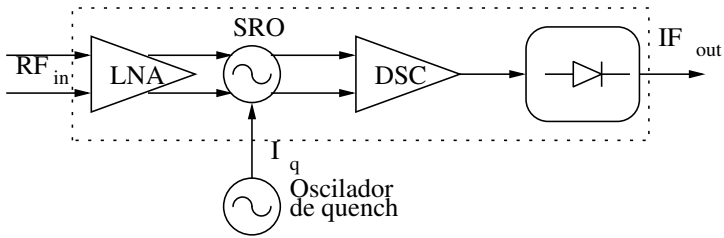
$$FoM = \frac{P_{DC,RX} P_{MDS}}{TD}. \quad (43)$$

A tabela 3.1 faz uma comparação entre alguns receptores super-regenerativos do estado da arte, considerando só aqueles que tenham sido integrados em tecnologia CMOS. O valor que consta da FoM é o módulo da equação (43) em dB.  $E_{min}$  é outro importante parâmetro para quantificar a eficiência de um SRR e trata da razão entre  $P_{DC,RX}$  e TD.

Neste trabalho, apresentamos um receptor super-regenerativo inspi-

**Tabela 3.1: Comparação entre os receptores super-regenerativos do estado da arte.**

Parâmetros	19	25	18	26
Tec. CMOS (nm)	90	130	130	180
Modulação	OOK	OOK	OOK	BFSK
$V_{DD}$ (V)	1	1,2	0,9	0,65
$f_0$ (MHz)	402	2400	2000	2400
$P_{DC,RX}$ ( $\mu$ W)	400	2800	400	215
TD (kb/s)	120	500	5	2000
$E_{min}$ (nJ/b)	3,3	5,6	80	0,175
$P_{MDS}$ (dBm)	-93	-90	-100	-75
FoM (dB)	208	203	201	207



**Figura 3.1:** Arquitetura do receptor super-regenerativo integrado.

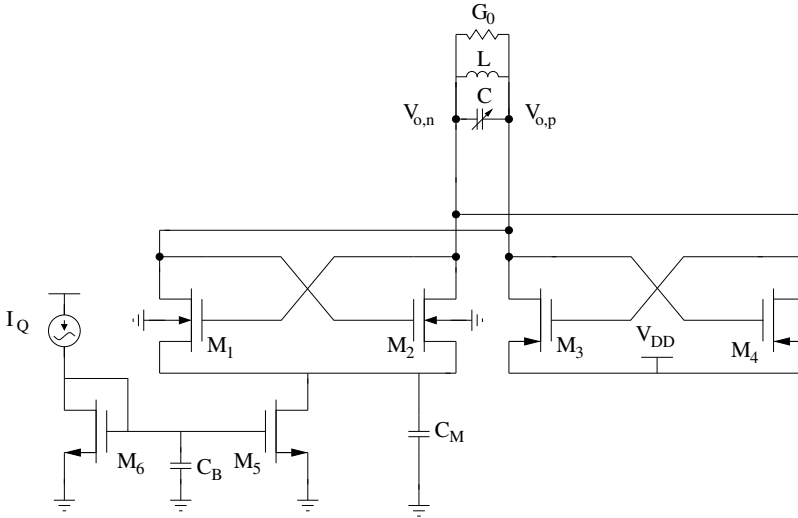
rado naquele descrito em 27, focando-se na redução do consumo de todos os componentes, especialmente o oscilador. O diagrama de blocos do protótipo é mostrado na figura 3.1, com as funções de digitalização do sinal e geração do sinal de *quench* sendo deixadas exteriores ao chip, de modo que somente o SRO, descrito na seção 3.2, o LNA, cujo projeto é explicado na seção 3.3, e o ED, apresentado na seção 3.5, estão integrados, além de um balun, mostrado na seção 3.4 e que é conectado entre o oscilador e o detector.

### 3.1.1 Especificações

O dispositivo tem o objetivo de funcionar na banda MICS na faixa de 402 a 405 MHz, com modulação do tipo OOK a uma taxa máxima prevista de 100 kb/s, almejando uma sensibilidade de, no máximo, -60 dBm e operando no modo linear com um *quench* de frequência,  $f_q$ , de 1 MHz, apesar de outros valores também terem sido usados em simulações, e forma de onda do tipo dente de serra, embora outras tenham sido experimentadas para testar o comportamento do circuito. A tabela 3.2 sintetiza as especificações pretendidas, incluindo informações sobre a tecnologia e o tanque ressonante. O valor da

**Tabela 3.2:** Resumo das especificações do receptor.

Modulação	OOK
$f_{RF}$	402-405 MHz
Taxa de dados	100 kb/s
Sensibilidade	-60 dBm
$f_q$	1 MHz
Tec. CMOS	130 nm
Tanque ressonante	LC integrado



**Figura 3.2: Oscilador LC CMOS de par cruzado.**

sensibilidade se baseia em uma estimativa pessimista, porque, *a priori*, não se esperava adotar um LNA entre o SRO e a antena.

O oscilador super-regenerativo é realizado como um VCO com o intuito de agregar a flexibilidade de sintonia de frequência. A tecnologia que estava disponível era o processo de 130 nm da IBM, que conta com oito camadas de metal, e o protótipo foi enviado para fabricação graças ao convênio com a MOSIS. O ambiente de simulação foi a plataforma Virtuoso, da Cadence Design Systems.

A primeira etapa da metodologia consiste em projetar o oscilador, que é o núcleo do receptor. Com base nas características do ressonador, pode-se implementar o LNA, que possui o SRO como carga. Além disso, a amplitude de oscilação é uma informação importante para caracterizar o balun e este, em contrapartida, precisa ser projetado antes que o detector de envelope seja dimensionado. As próximas seções trazem os detalhes sobre esse procedimento.

### 3.2 OSCILADOR SUPER-REGENERATIVO

A topologia empregada se baseia no oscilador CMOS de transcondutância negativa,  $-g_m$ , que é mostrado na figura 3.2 [28]. O ressonador é

composto por um tanque LC implementado dentro do chip, com o intuito de aumentar a integração do sistema, o que é mais vantajoso em termos de custo de fabricação, embora elementos passivos externos também já tenham sido utilizados em propostas anteriores [17].

### 3.2.1 Topologia adotada

O par diferencial, com as portas conectadas de forma cruzada, gera uma resistência negativa,  $R_{neg}$ , nos terminais do tanque. A estrutura diferencial do oscilador assegura uma maior imunidade ao ruído da alimentação, e tal topologia requer uma transcondutância mínima para oscilar menor do que outras topologias convencionais, como o oscilador Colpitts, para as mesmas condições de carga [29]. Em regime de sinais pequenos, o valor da parte real da impedância apresentada ao ressonador é igual a  $-2/(g_{m,n} + g_{m,p})$ , em que  $g_{m(g)}$  é a transcondutância de porta de cada um dos transistores nMOS (pMOS). Tomando-se  $G_0$  como a condutância representativa de todas as perdas do ressonador, preponderantemente do indutor, verifica-se que o circuito opera de fato como um oscilador, na fase de super-regeneração, se  $(g_{m,n} + g_{m,p})/2 \geq G_0$  e, se  $(g_{m,n} + g_{m,p})/2 < G_0$ , ele funcionará como um filtro passa-banda, que é a fase de regeneração. Para um dado valor de indutância, a corrente DC desse circuito é inversamente proporcional ao fator de qualidade do tanque sem carga. Para tal oscilador, a corrente crítica, que é o valor mínimo para o qual surgem as oscilações, é definida como a corrente para a qual  $(g_{m,n} + g_{m,p})/2 = G_0$  para uma amplitude de saída igual a zero [30]. O capacitor  $C_B$  serve para filtrar o ruído advindo do espelho de corrente e  $C_M$  serve para filtrar as componentes de alta frequência do ruído da corrente de alimentação, visto que apresentará um caminho de baixa impedância ao potencial de terra. Deve-se ter em mente que um valor excessivo para essa capacitância pode levar ao aparecimento do fenômeno de *squegging* [31].

### 3.2.2 Ressonador

Como o ressonador é a parte mais crítica de um oscilador LC, tendo impacto considerável sobre o ruído e a potência, o projeto deste bloco se iniciou pelo dimensionamento do capacitor e do indutor do tanque, com ênfase para o segundo, que costuma ser o dispositivo com maior influência sobre

o fator de qualidade global em alternativas integradas, visto que tende a ser aquele que apresenta as maiores perdas.

A energia armazenada em um tanque RLC vale  $E_t = \frac{1}{2}Cv_s^2$ , em que  $v_s$  é a tensão através do capacitor, e a potência dissipada pode ser calculada como  $P_d = (\omega_0 E_t)/Q$ . O aumento de  $Q$  e/ou a diminuição de  $E_t$  resulta em redução da dissipação de potência. Entretanto, a segunda alternativa reduz a excursão da tensão de oscilação também, visto que  $E_t$  pode ser definida assim: Sendo  $k_B$  a constante de Boltzmann e  $T$  a temperatura em Kelvin e considerando-se o ruído  $\overline{v_n^2}$ , que vale  $(k_B T)/C$ , a SNR requerida é  $\frac{E_t}{k_B T}$ . Então, evidencia-se um compromisso entre potência DC e SNR:

$$\frac{SNR_t}{P_d} = \frac{Q}{\omega_0 k_B T}. \quad (44)$$

A maximização do fator de qualidade é a opção mais indicada caso se almeje elevar a SNR e reduzir a potência, visto que o termo  $\omega_0 k_B T$  é passível de ser fixado.

### 3.2.3 Indutor

Há duas alternativas para a implementação do indutor do tanque: colocar dois dispositivos de tipo padrão em série ou usar um indutor simétrico. A segunda opção traz o benefício de, numa topologia diferencial, apresentar aproximadamente metade da admitância parasita da primeira alternativa. Em decorrência disso, ele tende a demonstrar uma maior frequência de autorressonância,  $f_{ar}$ , e fator de qualidade. Logo, escolheu-se um indutor diferencial, que estava disponível na biblioteca de projeto RF CMOS de 130 nm da IBM. Embora a frequência de oscilação inicialmente determinada esteja em torno de 400 MHz, buscou-se uma combinação de dimensões que levasse ao mais alto fator de qualidade perto de 500 MHz, uma vez que é necessário levar em consideração os efeitos parasitas capacitivos de leiaute, que tendem a fazer que com a frequência central do tanque LC se desloque para baixo. Também se procurou fazer com que a frequência de autorressonância ficasse razoavelmente acima da frequência de operação.

Para atenuar o acoplamento capacitivo para o substrato, colocou-se um plano de terra de metal M1 (o primeiro nível dessa tecnologia), disponível na biblioteca do processo, embora seja preciso ter em mente que isso resulta em uma diminuição da frequência de autorressonância. Tal medida amplia o fator de qualidade porque reduz o fluxo de corrente induzida no substrato



ôhmico. Mais do que isso, blinda-se o acoplamento de ruído entre o substrato e o indutor [29].

Após diversas simulações paramétricas para encontrar o número de voltas, a largura das trilhas e a dimensão externa do indutor, chegou-se a um dispositivo com uma indutância de 21,82 nH com um fator de qualidade de 11,2 em 500 MHz, apesar de o pico do Q ter ocorrido em 847,2 MHz, o que decorre principalmente das limitações impostas pela própria biblioteca na escolha dos parâmetros. A tabela 3.3 resume as características do indutor escolhido, ressaltando-se que a frequência de autorressonância realmente ficou bem distante da frequência de operação. O espaçamento entre as linhas não podia ser alterado, mas ficou num valor reduzido, o que serviu para maximizar o acoplamento magnético entre as trilhas adjacentes, o que aumenta a indutância e o fator de qualidade. Um valor elevado de indutância é importante para aumentar o produto  $Q \times G_0$ . Em contrapartida, a frequência de autorressonância também é influenciada e decresce, por causa da maior capacitância entre condutores vizinhos [29].

Quanto ao capacitor, este não apresentou grandes dificuldades de projeto e o principal parâmetro a ser escolhido foi o valor da capacitância. Ele era do tipo metal-isolante-metal (MIM) e o valor escolhido foi de 1,25 pF, com o tamanho de 13,2 x 13,15  $\mu m^2$ . Levando-se em conta que as perdas se devem preponderantemente ao indutor, calcula-se a resistência paralela do tanque no valor de aproximadamente 767,5  $\Omega$  em 500 MHz [32].

### 3.2.4 Sintonização do tanque

Para sintonizar a frequência de osciladores, são empregados capacitores variáveis ou varactores, que podem ser feitos a partir de um transistor MOS com o dreno, a fonte e o substrato conectados. Nessa situação, a capaci-

**Tabela 3.3: Parâmetros do indutor simétrico.**

Parâmetro	Valor
Q @ 500 MHz	11,2
$f_{ar}$	2,745 GHz
Dimensão externa ( $\mu m$ )	300
Largura das linhas ( $\mu m$ )	5
Espaçamento entre linhas ( $\mu m$ )	5
Número de voltas	11

tância varia de acordo com a tensão  $V_{BG}$  entre porta,  $V_G$ , e substrato,  $V_B$ . Um capacitor pMOS funciona em inversão forte quando  $V_{BG} \gg |V_{T0}|$ , em que  $V_{T0}$  é a tensão de limiar, porém ele entra na região de acumulação para valores de  $V_G > V_B$ , em que se permite que elétrons se movam livremente, pois a tensão na interface entre óxido de porta e semiconductor é positiva e elevada o suficiente. O valor da capacitância MOS,  $C_{mos}$ , é aproximadamente igual a  $C_{ox} = (\epsilon_{ox}A)/t_{ox}$  nessas duas regiões, em que  $A$  é a área do canal do transistor e  $t_{ox}$  e  $\epsilon_{ox}$  são a espessura e a permissividade do óxido, respectivamente. Também há as regiões de inversão fraca, inversão moderada e depleção, que se distinguem para valores intermediários de  $V_{BG}$ . Nessas três regiões, há poucos portadores de cargas livres na interface do óxido de porta, o que provoca uma diminuição da capacitância  $C_{mos}$ , que passa a ser modelada como  $C_{ox}$  em série com a associação paralela entre as capacitâncias  $C_b$  e  $C_i$ , em que esta é relacionada à variação do número de lacunas na interface do óxido de porta e aquela considera a modulação da região de depleção abaixo do óxido [33].

O processo da IBM disponibiliza três opções de varactores simples: o varactor de junção hiperabrupta (*havar*), o varactor MOS de óxido fino (*ncap*) e o de óxido espesso (*dgncap*). O primeiro opera no modo de polarização reversa e os outros dois funcionam entre depleção e acumulação. Comparando as características dos três tipos de varactores, tomando-se dispositivos que foram dimensionados de tal maneira que forneçam praticamente o mesmo valor de capacitância, o elemento *havar* exibe o maior fator de qualidade, mas os dispositivos MOS são mais sensíveis à tensão de sintonia [34].

A biblioteca também disponibiliza um varactor nMOS de óxido fino (*diffncap*) e um varactor de junção hiperabrupta (*diffhavar*) que são especificamente projetados como dispositivos diferenciais. O componente *diffncap* consiste em dois conjuntos idênticos de portas de polissilício que são interdigitados e compartilham o mesmo poço N. Por sua vez, o dispositivo *diffhavar* é constituído por dois conjuntos de ânodos que são interdigitados e reparam o mesmo subcoletor. Como o sinal se propaga no dispositivo através de um conjunto de portas/ânodos e sai dele através do outro conjunto, não há necessidade para contatos de poço entre as portas/ânodos. Isso permite um maior fator de qualidade em comparação ao dispositivo padrão [35]. Efetivamente, o uso de varactores diferenciais também serve para diminuir a área do circuito, o que se traduz em diminuição da modulação de ruído do substrato, além de aprimorar a simetria do circuito, melhorando a insensibilidade ao descasamento. O inconveniente é a diminuição da capacidade de sintonização devido a capacitâncias de acoplamento. Contudo, para o receptor super-regenerativo, não é necessário que se consiga uma faixa de sintonia

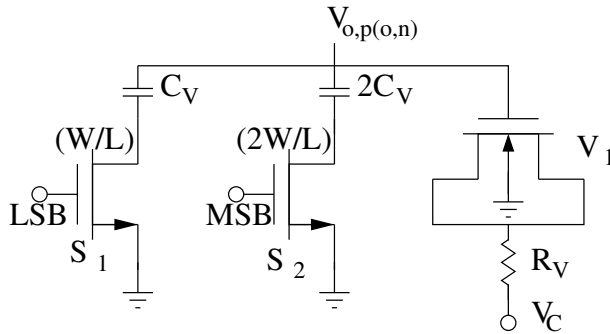


Figura 3.3: Arranjo de sintonização empregado.

muito ampla.

Para este projeto, foi usado um varactor diferencial de tipo nMOS, que era a opção disponível através do convênio com a MOSIS. Foram colocadas 10 unidades em paralelo, cada uma com  $10 \mu\text{m}$  de largura e  $1 \mu\text{m}$  de comprimento. Quanto aos limites da tensão de sintonização, o modelo do fabricante foi otimizado para uma faixa de polarização entre  $V_{g-sd} = -0,5 \text{ V}$  e  $V_{g-sd} = 1 \text{ V}$ , em que  $V_{g-sd}$  é a tensão entre porta e fonte/dreno. Na região de depleção profunda, o modelo não é preciso devido à instabilidade de capacitância, o que é causado por geração térmica de lacunas. Foi inserido um resistor  $R_V = 10 \text{ k}\Omega$  entre a fonte DC externa e o contato de fonte/dreno para evitar que esse ponto médio se tornasse um terra AC, visto que o indutor simétrico não dispunha de um *tap* central por conta das restrições da biblioteca em relação às dimensões do dispositivo.

Considerando-se o problema de calibração do circuito, foi adotado um esquema que combina sintonização discreta com contínua, que apresenta a vantagem de diminuir a sensibilidade FM enquanto cobrindo uma razoável faixa de sintonia, o que traz benefício para o desempenho do oscilador em termos de ruído de fase [36]. O esquemático do sistema pode ser visto na figura 3.3, em que se nota a presença de um arranjo de capacitores com chaves ponderado por dois bits, sintonizando a frequência central do oscilador em quatro frequências discretas. Então, o varactor interpola continuamente em torno dessas frequências, dando origem a uma família de curvas de sintonização sobrepostas, o que garante uma cobertura frequencial contínua nessa faixa. A unidade básica para os capacitores era  $C_V = 700 \text{ fF}$ , ou seja, foram empregados capacitores de  $700 \text{ fF}$ , que mediam  $8,76 \times 8,6 \mu\text{m}^2$ , e  $1,4 \text{ pF}$ , estes sendo formados pela associação em paralelo de duas células de  $700 \text{ fF}$ . As

chaves, que consistem no ponto crítico deste arranjo de sintonização, foram feitas a partir de unidades básicas nMOS de  $228 \mu\text{m}/0,12 \mu\text{m}$  com 38 dedos para os capacitores de 700 fF e uma associação paralela de duas delas para os de 1,4 pF.

### 3.2.5 Resultados de simulação

Como resulta em um valor maior de transcondutância para uma dada corrente de polarização, adota-se uma razão de aspecto ( $S=W/L$ ) grande para realizar a meta de reduzir a potência. O ruído de fase não é a principal preocupação, uma vez que o oscilador super-regenerativo serve como um dispositivo de amplificação, ao invés de ser uma fonte de sinal propriamente dita [25]. Os transistores do núcleo do oscilador apresentam uma razão de aspecto de  $30 \mu\text{m}/0,12 \mu\text{m}$  para os dispositivos nMOS, formados por seis dedos, e  $60 \mu\text{m}/0,12 \mu\text{m}$  para os pMOS, constituídos também por seis dedos.

Na simulação em nível de esquemático, a corrente crítica DC foi  $I_{D,crit} = 70,92 \mu\text{A}$ , o nível de inversão,  $i_f$ , ficou em 1,3 para os nMOS, o que significa operação no limiar entre inversão moderada e fraca, e 3,5 para os pMOS, ou seja, funcionamento em inversão moderada. O nível de inversão é definido como:

$$i_f = \frac{I_F}{I_S}, \quad (45)$$

em que  $I_F$  é a corrente direta e  $I_S$  é a corrente específica do transistor, expressa por:

$$I_S = I_{SH,n(p)} \frac{W}{L}, \quad (46)$$

em que  $I_{SH,n(p)}$  é a corrente específica de folha, dada por:

$$I_{SH,n(p)} = \mu_{n(p)} n C'_{ox} \frac{\phi_t^2}{2}, \quad (47)$$

com  $\mu_{n(p)}$  sendo a mobilidade do elétron (lacuna),  $n$  o fator de inclinação do transistor,  $C'_{ox}$  a capacitância de óxido por unidade de área,  $W$  e  $L$  a largura e o comprimento de canal do MOSFET, respectivamente, e  $\phi_t$  a tensão térmica, calculada como  $\phi_t = k_B T/q$ , em que  $q$  é a carga do elétron. Para os tamanhos mencionados,  $I_{SH,n} = 220 \text{ nA}$  e  $I_{SH,p} = 40 \text{ nA}$ . Quanto à tensão de limiar, os valores foram:  $V_{T0,n} = 445,7 \text{ mV}$  e  $V_{T0,p} = 405,6 \text{ mV}$ .

As transcondutâncias ficaram em  $g_{m,n} = 1,622 \text{ mS}$  e  $g_{m,p} = 1,239 \text{ mS}$ .

A tensão de alimentação,  $V_{DD}$ , foi mantida em 1,2 V, que é o valor nominal para a tecnologia, de sorte que se tem uma potência DC,  $P_{DC}$ , de 170,208  $\mu\text{W}$ , sem levar em conta o transistor de entrada do espelho de corrente,  $M_6$ , o qual era alimentado com uma corrente prevista em dez vezes menor do que o planejado para o ramo principal, resultando em 12,5  $\mu\text{A}$  (o ganho de corrente, de fato, ficou em 11,35). A respeito do tamanho desse transistor, ele foi dimensionado com uma razão de aspecto  $S = 15 \mu\text{m}/1,2 \mu\text{m}$  e, portanto, o seu nível de inversão ficou em 2,32. A tabela 3.4 resume as dimensões dos componentes do oscilador, exceto os elementos passivos do tanque, que já foram mostrados na seção anterior. Os dados da coluna da razão de aspecto se referem ao tamanho total de cada dispositivo e ND é o número de dedos em que ele foi dividido. Na simulação do leiaute, a corrente crítica ficou em torno de 158  $\mu\text{A}$ , o que resulta em uma potência de 190  $\mu\text{W}$ . Frisa-se que a corrente mínima para o funcionamento do VCO como SRO tende a ser menor, porquanto a operação é intermitente, ao contrário do que acontece tradicionalmente com um oscilador.

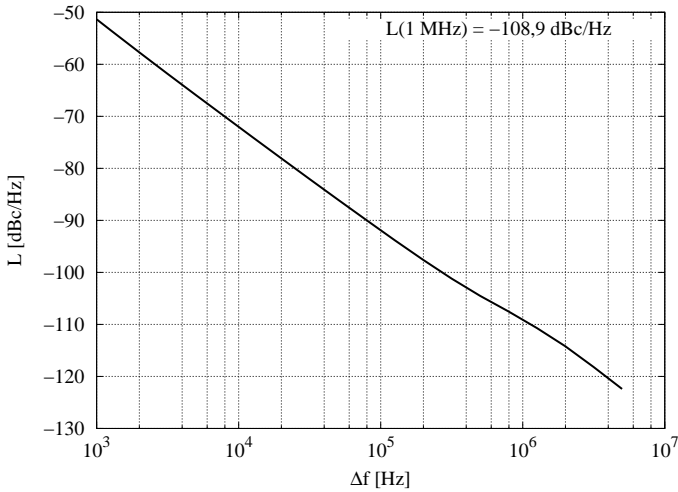
A fim de caracterizar o circuito, foram realizadas simulações de balanço harmônico para obter as principais figuras de mérito do oscilador. Na figura 3.4, tem-se o ruído de fase,  $\mathcal{L}(\Delta f)$ , do leiaute para o caso em que todas as chaves do banco de capacitores estão ligadas e quando a tensão de sintonia do varactor,  $V_C$ , vale -300 mV, de maneira que a frequência de oscilação é a menor da faixa inteira, sendo registrada em 511,7 MHz. Como se percebe a partir da figura, o ruído de fase a uma frequência deslocada de 1 MHz da frequência central ficou em -108,9 dBc/Hz. A tabela 3.5 faz um resumo com a média, o desvio padrão, o máximo e o mínimo para a frequência

**Tabela 3.4: Dimensionamento dos transistores do oscilador.**

Transistor	S (W $\mu\text{m}/$ L $\mu\text{m}$ )	$i_f$	ND
$M_1$	30/0,12	1,3	6
$M_3$	60/0,12	3,5	6
$M_5$	150/1,2	2,7	50
$M_6$	15/1,2	2,38	10

**Tabela 3.5: Resumo da simulação de Monte Carlo (200 rodadas) do VCO.**

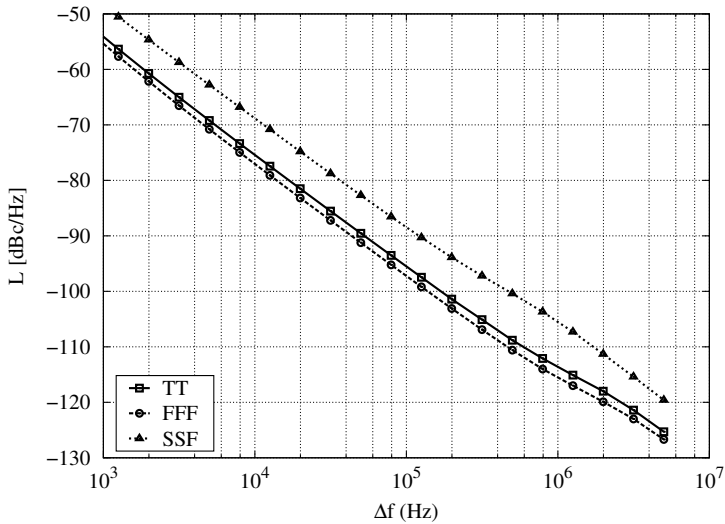
Parâmetro	Máx.	Mín.	$\mu$	$\sigma$
$\mathcal{L}(\Delta f)$ [dBc/Hz]	-101,3	-122,1	-118	2,828
$f_o$ (MHz)	526,6	496,2	511,8	5,746



**Figura 3.4: Ruído de fase típico para  $I_{D,6}=14 \mu A$ .**

de oscilação e o ruído de fase a 1 MHz de uma simulação de Monte Carlo com 200 rodadas.

Foram feitas simulações de cantos, que, no processo usado, compreendem sete: TT (canto médio típico - nMOS típico, pMOS típico), FFF (nMOS rápido funcional, pMOS rápido funcional), SSF (nMOS lento funcional, pMOS lento funcional), FS (nMOS rápido, pMOS lento), SF (nMOS lento, pMOS rápido), FF (nMOS rápido, pMOS rápido), SS (nMOS lento, pMOS lento). Por causa da natureza física do processo, existe a possibilidade de que um nFET seja mais rápido do que o caso nominal e, ao mesmo tempo, pode ser que um pFET seja mais lento do que o nominal, assim como há a chance de acontecer o contrário. Há diversos fatores que influenciam isso, como o descasamento de dopantes, entre outras variações aleatórias. Embora seja possível que os dispositivos de canal N e P se comportem de formas opostas, eles não entrariam, simultaneamente, nos limites de 3 sigmas devido ao compartilhamento de muitas etapas de processo. Esses são os cantos FF, SS, FS e SF. Especificamente quanto aos cantos funcionais, eles correspondem a um conjunto de parâmetros que predizem o limite a  $\pm 3$  sigmas de certo parâmetro elétrico típico, como  $I_{d,sat}$  (corrente de dreno de saturação) e  $V_{t,sat}$  (tensão de limiar de saturação). Os cantos FFF e SSF preveem os melhores e piores limites de caso do manual de projeto, respectivamente, para os valores de  $I_{d,sat}$  e  $V_{t,sat}$  para todos os dispositivos nFET e pFET no circuito

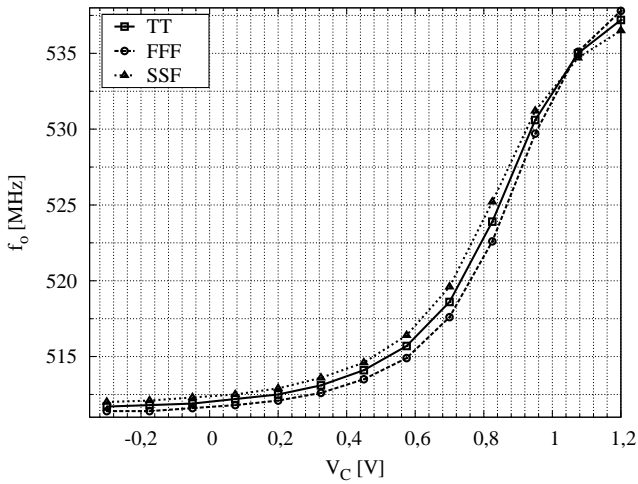


**Figura 3.5:** Ruído de fase para os cantos TT, SSF e FFF ( $V_C = -300$  mV e  $I_{D,6} = 14,5$   $\mu$ A).

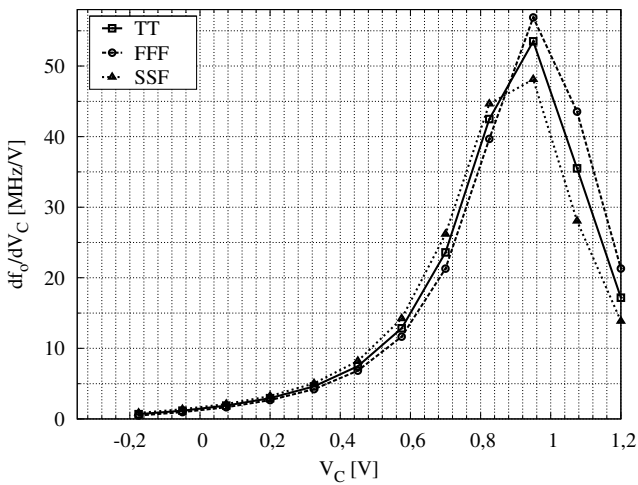
simultaneamente [37].

A figura 3.5 mostra o ruído de fase para os cantos funcionais e o típico, quando a corrente do transistor  $M_6$  é de  $14,5$   $\mu$ A e a tensão de sintonia é de  $-300$  mV. Destacadamente, o pior desempenho ficou para o SSF. Na figura 3.6(a), tem-se a variação da frequência de oscilação com a tensão de sintonia do varactor para os cantos TT, SSF e FFF. Ressalta-se que, para o caso típico, ela vai de  $511,7$  ( $V_C = -300$  mV) a  $537,2$  MHz ( $V_C = 1,2$  V). A figura 3.6(b) simboliza tão somente a sensibilidade à tensão de sintonia, sendo a derivada da curva mostrada na figura 3.6(a). Por sua vez, a figura 3.7(a) evidencia a curva de variação do ruído de fase a  $1$  MHz, demonstrando que, para o típico, especificamente, ele se estende de  $-113,4$  ( $V_C = -300$  mV) a  $-118,6$  dBc/Hz ( $V_C = 1,2$  V). A figura 3.7(b) apresenta a variação da tensão de pico com  $V_C$ , notando-se que, no TT, ela varia de  $72,97$  mV ( $V_C = -300$  mV) a  $123,2$  mV ( $V_C = 1,2$  V), novamente para uma corrente  $I_{D,6}$  de  $14,5$   $\mu$ A.

A tabela 3.6 destaca o valor da frequência de oscilação, o ruído de fase a uma frequência deslocada de  $1$  MHz da portadora e a amplitude do sinal para os cantos funcionais e o típico quando a corrente é a mínima para manter oscilações. Frisa-se que a corrente crítica foi maior para o SS e o SSF do que para os outros casos, ficando em  $14,5$   $\mu$ A injetados no transistor



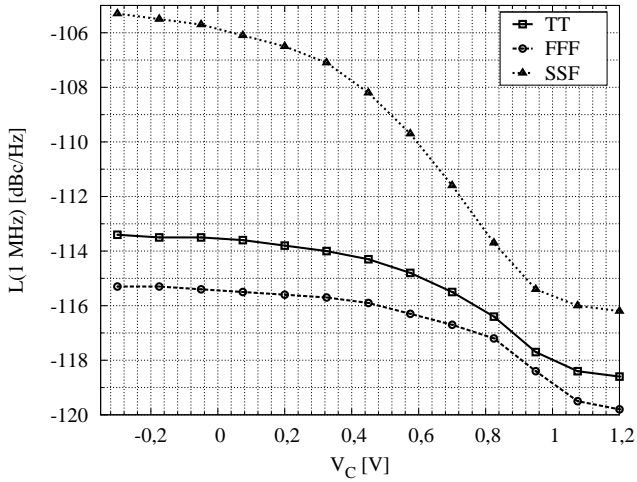
(a) Frequência de oscilação



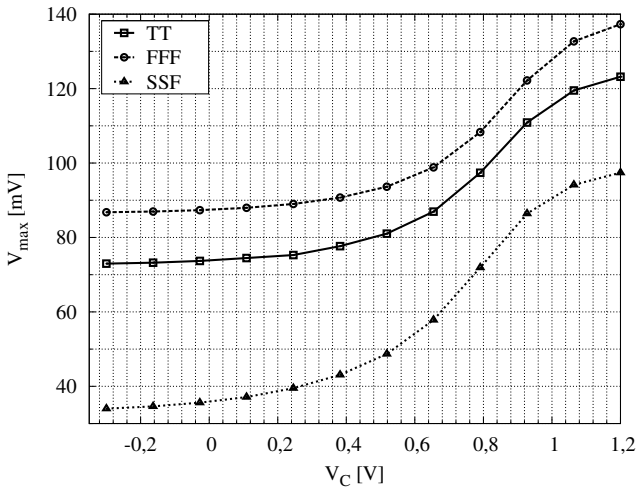
(b) Derivada da curva 3.6(a)

**Figura 3.6:** Variação da frequência de oscilação com  $V_C$  e sensibilidade à tensão de sintonia.



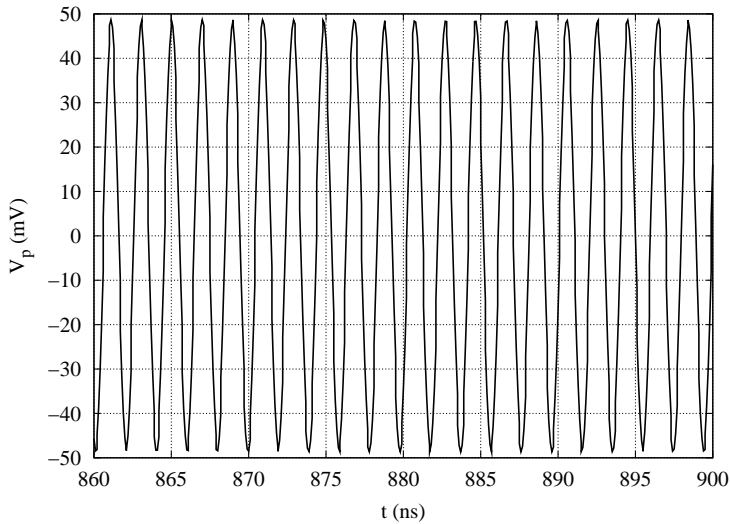


(a) Ruído de fase a 1 MHz da portadora.



(b) Amplitude de oscilação.

**Figura 3.7:** Variação do ruído de fase a 1 MHz e da amplitude de oscilação com  $V_C$ .



**Figura 3.8:** Tensão de saída do VCO para  $f_o=512$  MHz ( $V_C = 0$  V).

$M_6$ , enquanto a corrente era de 14  $\mu$ A para os demais. Em todos, a tensão de sintonia valia  $V_C = 0$  V.

Também foi executada uma simulação transiente para verificar o funcionamento efetivo do circuito. A figura 3.8 apresenta a curva da tensão de saída diferencial do oscilador para o caso em que o dispositivo está configurado para a menor frequência de operação, isto é, 511,7 MHz. Destaca-se que a amplitude de oscilação foi de 48,63 mV, resultando em 97,26 mV de pico-a-pico.

**Tabela 3.6:** Comparação de desempenho entre diferentes cantos.

Canto	$f_o$ [MHz]	$\mathcal{L}$ (1 MHz) [dBc/Hz]	$V_p$ [mV]
TT	512	-109,2	49,82
FFF	511,6	-112,4	66,32
SSF	512,3	-105,8	36,04
FS	511,8	-108	44,7
SF	512,2	-106,5	38,15
FF	512	-110,8	57,63
SS	512	-110,4	55,69

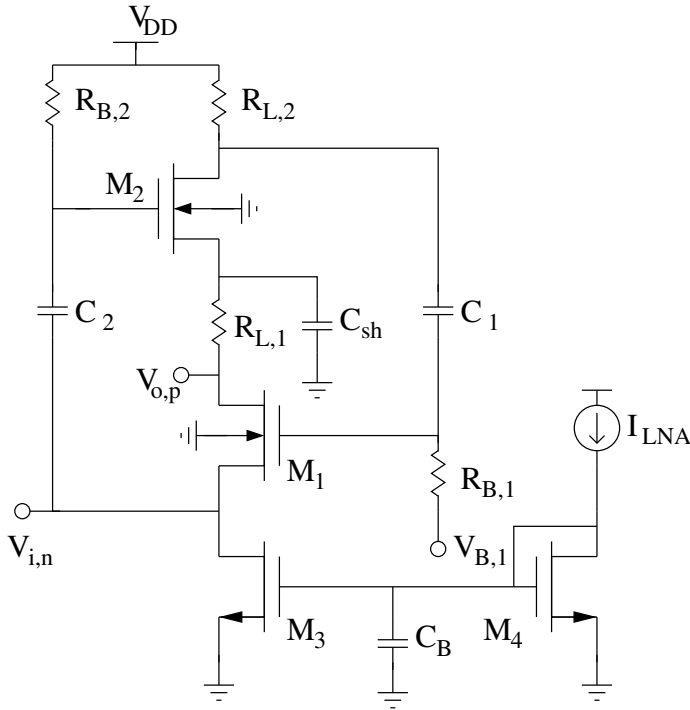
### 3.3 AMPLIFICADOR DE BAIXO RUÍDO

Já houve implementações de receptores super-regenerativos em que o LNA foi dispensado, como em 26, em que, para poder captar o sinal de entrada, o oscilador é adaptado à antena durante o modo de *quench* através de uma rede L externa ao chip, embora a mudança na impedância de entrada do receptor desfaça o casamento quando ele entra no modo oscilatório. Pode-se questionar se o LNA não poderia ser completamente removido do sistema, porém, é preciso recordar que, na arquitetura do receptor, o LNA também serve como um isolador entre a antena e o oscilador. Idealmente, deseja-se que a fonte de sinal injetado tenha uma impedância interna infinita, como é o caso de uma fonte de corrente perfeita. Sem um LNA, a impedância da antena carregaria diretamente o tanque ressonante, diminuindo em demasia o seu fator de qualidade [25].

#### 3.3.1 Topologia adotada

O uso de um indutor no oscilador e o fato de que a frequência de operação não era muito alta implicavam restrições ao uso de indutores no LNA, principalmente devido à questão de espaço. Assim, foram investigadas topologias que não precisassem de indutores para fazer a adaptação de impedância de entrada. Em 38, tem-se um LNA com consumo inferior a 1 mW que utiliza transistores nMOS e pMOS para dar um aumento da transcondutância, acoplando os sinais de entrada ao corpo/substrato dos transistores, além de ter combinado as topologias de porta comum e de realimentação em derivação (*shunt feedback*) [29]. Indutores ativos foram empregados em 39, que também usou as técnicas de cancelamento de ruído e de pico de ganho com indutor de porta, esta última servindo para melhorar a planicidade do ganho, com uma potência DC indesejável para aplicações biomédicas. O LNA em 40 se beneficia de uma técnica de duplo aumento da transcondutância para conseguir um compromisso satisfatório entre ganho e figura de ruído (*noise figure* - NF), apesar de um consumo elétrico superior a 1 mW.

Mostra-se a topologia adotada na figura 3.9, a qual foi originalmente proposta em 41. Aqui se adota uma implementação pseudodiferencial. A escolha se deveu principalmente por conta do ultrabaixo consumo, embora também apresente um tamanho bastante reduzido e faça uso de uma técnica de reuso de corrente para impulsionar a transcondutância. Esse circuito foi desenvolvido justamente para ser aplicado em implantes biomédicos na banda



**Figura 3.9: Topologia escolhida para o LNA.**

MICS, com um balanço entre ganho, figura de ruído e consumo.

A impedância de entrada da fonte considerada não estava restrita a  $50 \Omega$ , buscando-se um valor que fornecesse um melhor desempenho para o LNA em termos de ruído e potência. Com isso, chegou-se ao valor  $Z_{in} = 280 + j300 \Omega$ , com base em um processo iterativo de simulações paramétricas. Parte-se da ideia de que a antena pode ser projetada para exibir, em teoria, qualquer valor de impedância. Além disso, os conceitos de figura de ruído e ganho de potência não podem ser aplicados neste circuito por causa da natureza não linear da carga do amplificador, a qual corresponde ao ressonador RLC, em que R se refere à combinação das perdas do tanque LC e a resistência negativa fornecida pelo par diferencial cruzado, o valor desta última sendo continuamente alterado pelo sinal de *quench*.

### 3.3.2 Considerações de projeto

Um importante parâmetro de projeto é a frequência de transição ou de ganho unitário,  $f_T$ , que corresponde à frequência em que o ganho de corrente de curto-circuito na configuração de fonte comum se torna unitário. Para um transistor saturado, em que a capacitância intrínseca entre porta e dreno,  $C_{gd}$ , pode ser desprezada, a  $f_T$  pode ser estimada pela expressão seguinte:

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gb})}, \quad (48)$$

em que  $C_{gs}$  é a capacitância entre porta e fonte e  $C_{gb}$  é a capacitância entre porta e substrato. Supondo que  $C_{gs}$  e  $C_{gb}$  não dependam da polarização, pode-se fazer a seguinte aproximação:

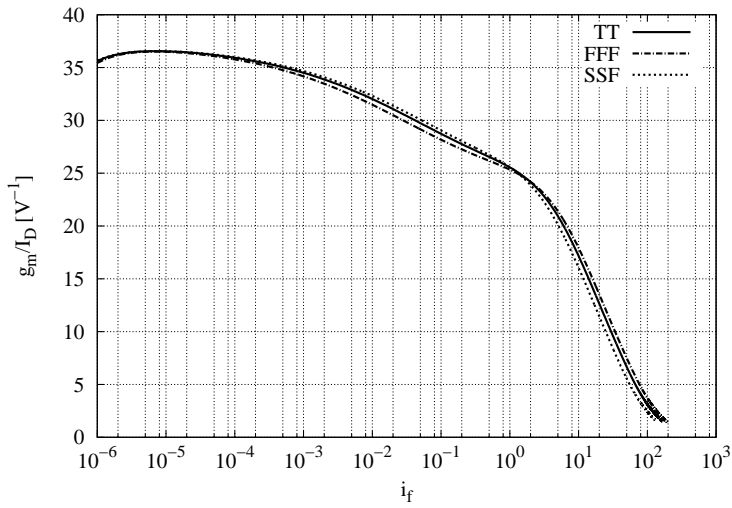
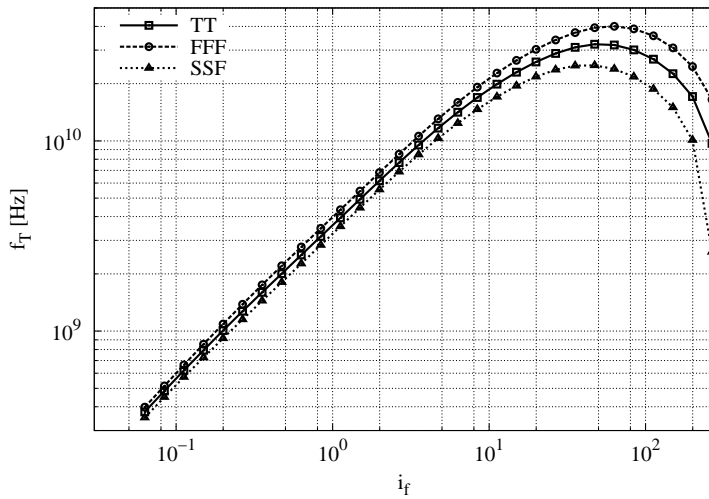
$$C_{gs} + C_{gb} \cong \frac{1}{2}C_{ox} = \frac{1}{2}WLC'_{ox}. \quad (49)$$

Assim, a  $f_T$  pode ser aproximada pela fórmula abaixo [42]:

$$f_T \cong \frac{\mu\phi_t}{\pi L^2} (\sqrt{1 + i_f} - 1). \quad (50)$$

Como se percebe, a frequência de transição é inversamente proporcional ao quadrado do comprimento de canal,  $L$ . No entanto, uma vez que este projeto não é direcionado para frequências excessivamente elevadas, pode-se utilizar um comprimento de canal que não seja o mínimo, de sorte que a frequência de transição não seja muito prejudicada.

Outro importante parâmetro de projeto em circuitos analógicos é a razão transcondutância-corrente,  $g_m/I_D$ , que consiste em uma medida da eficiência da transferência da corrente em transcondutância. Sendo enormemente relacionada ao desempenho de um circuito, a razão  $g_m/I_D$  permite que se calculem as dimensões dos transistores e fornece um indicativo a respeito do nível de inversão [43]. A figura 3.10(a) mostra a razão  $g_m/I_D$  em função do nível de inversão para um transistor de dimensões  $18 \mu\text{m}/0,2 \mu\text{m}$ , que corresponde a  $M_1$  na figura 3.9, o qual foi dividido em quatro dedos. Contudo, ressalta-se que a razão  $g_m/I_D$ , em primeira ordem, pode ser considerada como uma característica da tecnologia, dependendo apenas de parâmetros físicos do processo e do nível de inversão, de maneira que pode ser tida como independente do tamanho do dispositivo. O amplificador foi polarizado com

(a) Razão  $g_m/I_D$ .(b) Frequência de transição,  $f_T$ .Figura 3.10: Curvas características de  $M_1$  em função do nível de inversão.

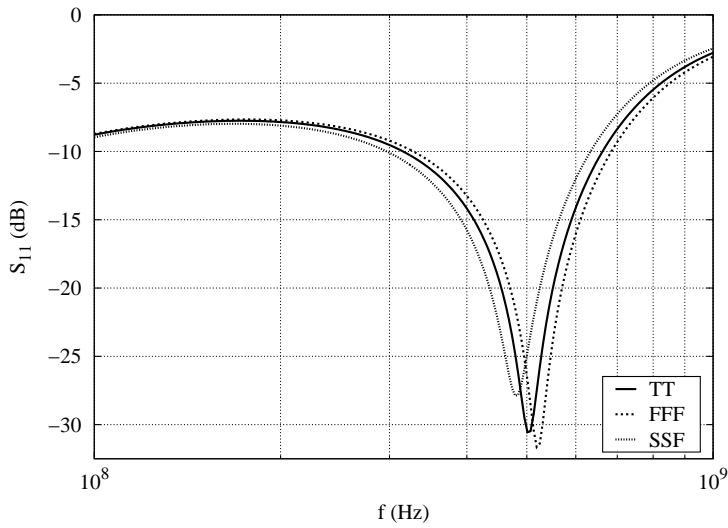
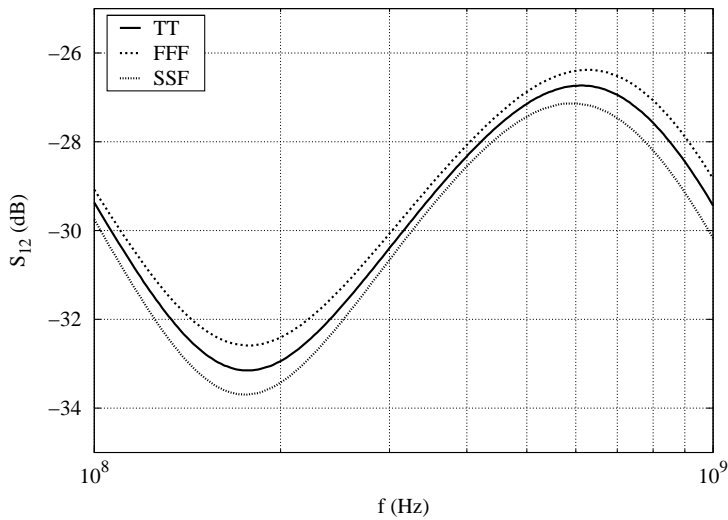
uma corrente de  $78,52 \mu\text{A}$ , o que equivale aos dois ramos de amplificação e, portanto, foram  $39,26 \mu\text{A}$  para cada um, o que tem o intuito de satisfazer a um compromisso entre a sensibilidade do receptor e a operação de baixa potência. No espelho de corrente, o transistor de entrada, que era conectado aos dois lados, tinha  $I_D=7 \mu\text{A}$  e o ganho de corrente deveria ser de 10, mas ficou em 11,22. Com uma tensão de alimentação de 1,2 V, o consumo total fica em  $94,22 \mu\text{W}$ . Com  $R_{B,1}=R_{B,2}=R_B$ , o dimensionamento dos componentes, excetuando-se os transistores, é mostrado na tabela 3.7. A razão de aspecto dos MOSFET e o nível de inversão são exibidos na tabela 3.8, que permite verificar que os dispositivos estão operando no limiar entre a inversão moderada e a fraca. Especificamente para  $M_1$ , ele tem  $i_{f,M_1}=2,476$  e, então, a sua razão  $g_m/I_D$  fica em  $23,581 \text{ V}^{-1}$ . A curva da figura 3.10(b) mostra a variação da frequência de transição com o nível de inversão para o transistor  $M_1$ , destacando que, para as condições de polarização em que ele opera, a sua  $f_T$  ficou em 7,281 GHz, mais de dez vezes acima da frequência de operação.

**Tabela 3.7: Valores dos componentes passivos do LNA.**

Componente	Valor
$R_{L,1}$	10 k $\Omega$
$R_{L,2}$	4 k $\Omega$
$R_B$	60 k $\Omega$
$C_{sh}$	5,5 pF
$C_1$	1,5 pF
$C_2$	40 pF
$C_B$	40 pF

**Tabela 3.8: Dimensionamento dos transistores do LNA.**

Transistor	S (W $\mu\text{m}/\text{L} \mu\text{m}$ )	$i_f$	ND
$M_1$	18/0,2	2,476	4
$M_2$	28/0,28	1,87	6
$M_3$	160/1	1,17	16
$M_4$	16/1	1,04	4

(a)  $S_{11}$ (b)  $S_{12}$ **Figura 3.11: Adaptação de impedância de entrada e transmissão reversa do LNA.**



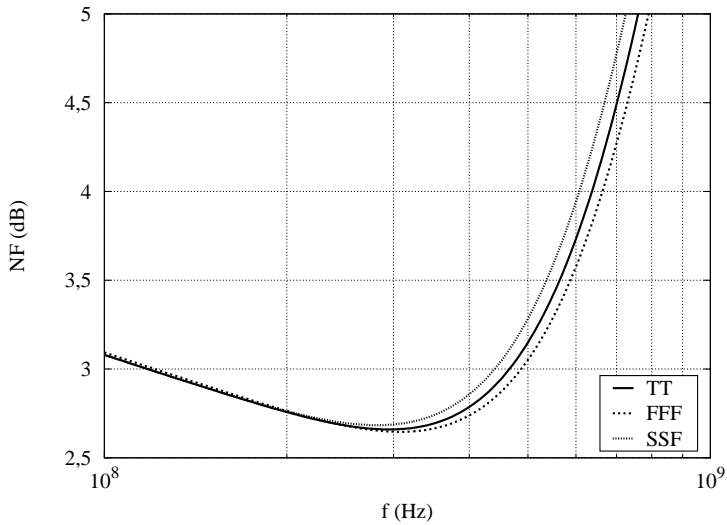
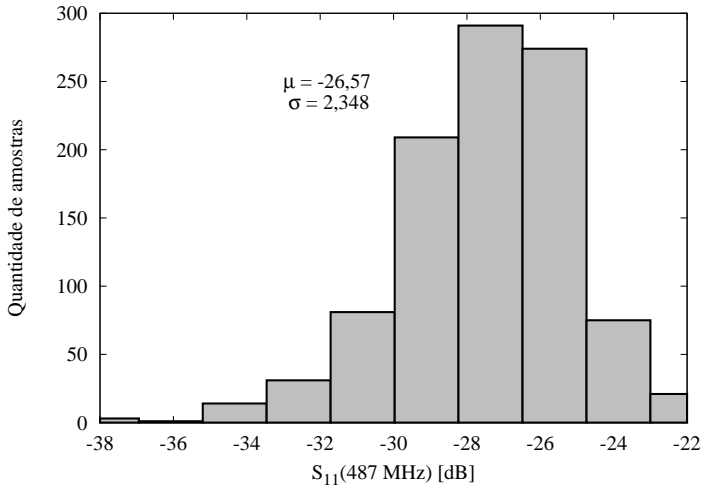
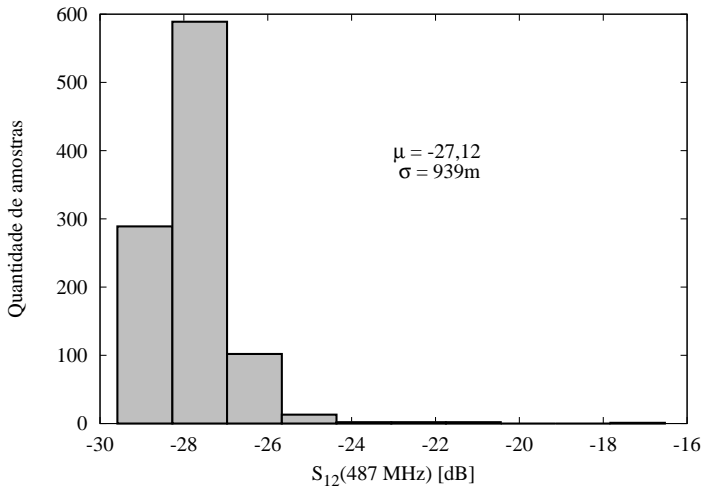
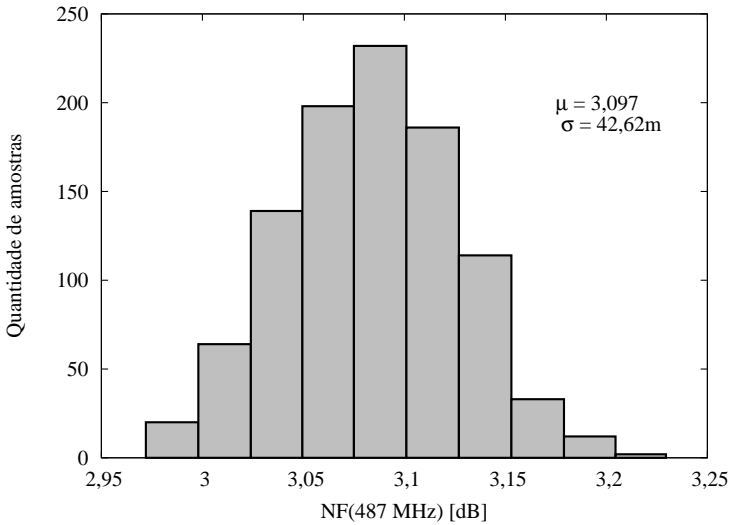


Figura 3.12: Figura de ruído do LNA.

### 3.3.3 Resultados de simulação

A figura 3.11(a) mostra o resultado de simulação pós-leiaute para a adaptação na entrada, isto é, o  $S_{11}$ , e a figura 3.11(b) exhibe o ganho reverso, o  $S_{12}$ . Como se pode perceber, os valores ficaram satisfatórios, muito abaixo de -10 dB. A carga era puramente resistiva, no valor de 767,5  $\Omega$ , que correspondia à resistência de perdas do tanque do VCO. Foram adicionadas as curvas para os cantos funcionais definidos na tecnologia. A figura de ruído é apresentada na figura 3.12, estando abaixo de 3,5 dB para as três curvas. O resultado para a simulação de Monte Carlo com mil rodadas para o  $S_{11}$  e para o  $S_{12}$  em 487 MHz pode ser visualizado nas figuras 3.13(a) e 3.13(b), respectivamente, em que se percebe que a média,  $\mu$ , para o primeiro ficou em -26,57 dB, com um desvio padrão,  $\sigma$ , de 2,348 dB, enquanto o segundo demonstrou uma média de -27,12 dB e um desvio padrão de 0,939 dB. Levando-se em conta uma distribuição normal e simétrica, conclui-se que 99,73% dos valores se encontram a uma distância, a partir da média, que é inferior a três vezes o desvio padrão,  $3\sigma$ , o que significa que 99,73% dos valores de  $S_{11}$  e de  $S_{12}$  estarão abaixo de -19,526 dB e -24,303 dB, respectivamente. A mesma análise foi feita para a figura de ruído, cujo histograma consta na figura 3.14, em

(a)  $S_{11}(487 \text{ MHz})$ .(b)  $S_{12}(487 \text{ MHz})$ .**Figura 3.13: Simulação de Monte Carlo para os parâmetros S do LNA (mil rodadas).**



**Figura 3.14: Simulação de Monte Carlo para a NF@487 MHz (1000 rodadas).**

que se notam também a média, 3,097 dB, e o desvio padrão, 0,0426 dB. Mais uma vez, pode-se calcular que, em  $3\sigma$ , o valor da figura de ruído, em 487 MHz, fica abaixo de 3,225 dB.

A média, o desvio padrão e os valores máximo e mínimo da NF, do  $S_{11}$  e do  $S_{12}$  em 487 MHz e da potência DC consumida estão resumidos na tabela 3.9. Para as simulações dos cantos, a tabela 3.10 mostra a comparação do valor do  $S_{11}$  e do  $S_{12}$  na frequência de 487 MHz para os cantos funcionais definidos na tecnologia, além da  $P_{DC}$ . Depreende-se dessa tabela que o pior resultou para o  $S_{11}$  e o  $S_{12}$  foi encontrado no canto FFF, embora este tenha sido o melhor para a figura de ruído. Por sua vez, o SSF obteve os menores valores para o  $S_{11}$  e o  $S_{12}$ , porém a NF foi a maior.

**Tabela 3.9: Resumo da simulação de Monte Carlo (mil rodadas) do LNA.**

Parâmetro	Máx.	Mín.	$\mu$	$\sigma$
NF(487 MHz) [dB]	3,243	2,985	3,097	42,62m
$P_{DC}$ [ $\mu$ W]	103,2	85,64	94,27	3,102
$S_{11}$ (487MHz) [dB]	-20,38	-37,81	-26,57	2,348
$S_{12}$ (487MHz) [dB]	-15,87	-28,93	-27,12	939m

**Tabela 3.10: NF,  $S_{11}$  e  $S_{12}$  em 487 MHz e  $P_{DC}$  do LNA para todos os cantos.**

Canto	NF [dB]	$S_{11}$ [dB]	$S_{12}$ [dB]	$P_{DC}$ [ $\mu$ W]
TT	3,089	-27,08	-27,25	94,22
FFF	2,999	-23,12	-26,99	94,35
SSF	3,215	-27,46	-27,53	93,52
FS	3,034	-24,86	-27,3	92,91
SF	3,159	-29,19	-27,24	94,92
FF	3,021	-24,16	-27,14	93,74
SS	3,166	-28,81	-27,39	94,03

### 3.4 BALUN

O diagrama simplificado do balun é exibido na figura 3.15, consistindo basicamente em um amplificador diferencial com um espelho de corrente como carga. O balun é acoplado em AC ao oscilador por meio de capacitores  $C_B$ . Com efeito, ele é usado como um estágio de *buffer* entre o VCO e o detector de envelope para eliminar o nível de modo comum da oscilação, o qual é decorrente da natureza variante no tempo do sinal de *quench*. Como o ganho super-regenerativo do oscilador é bastante elevado, não se faz imperativo que o balun contribua com um ganho adicional. Assim, para estabelecer a corrente de polarização, o tamanho dos transistores de entrada nMOS e o tamanho da carga pMOS, procurou-se projetar este circuito de maneira que ele não atenuasse o sinal, com ganho de tensão unitário, embora ainda pudesse ser admitida alguma atenuação, priorizando-se a minimização do consumo.

#### 3.4.1 Considerações de projeto

Para obter uma primeira estimativa, com base em cálculos manuais, do dimensionamento dos transistores, empregou-se a seguinte expressão para a transcondutância dos dispositivos de entrada:  $g_{m,1} = \omega_u C_L$ , em que  $\omega_u$  é a frequência angular de ganho unitário ( $\omega_u = 2\pi GB$ , em que GB é o produto ganho-banda), a qual precisa ser considerada muito acima da frequência de oscilação do sinal de entrada, e  $C_L$  é o capacitor de carga do circuito, estimado na faixa de 100 fF e que se deve principalmente às capacitâncias parasitas de saída desse estágio e à capacitância de entrada do detector de envelope. Uma vez encontrado o valor da transcondutância e partindo-se do pressuposto de que os transistores se encontram saturados, pode-se empregar a fórmula [42]:

$$I_D = g_m n \frac{\phi_t}{2} (\sqrt{1 + i_f} + 1). \quad (51)$$

Pode-se fixar a corrente a ser consumida e descobrir o nível de inversão ou fazer o inverso, isto é, estabelecer um determinado valor para  $i_f$  e, de posse dele, encontrar a corrente de dreno correspondente. Em seguida, usa-se a expressão abaixo para encontrar o tamanho dos transistores:

$$S = \frac{W}{L} = \frac{I_D}{I_{SH}} \frac{1}{i_f}. \quad (52)$$

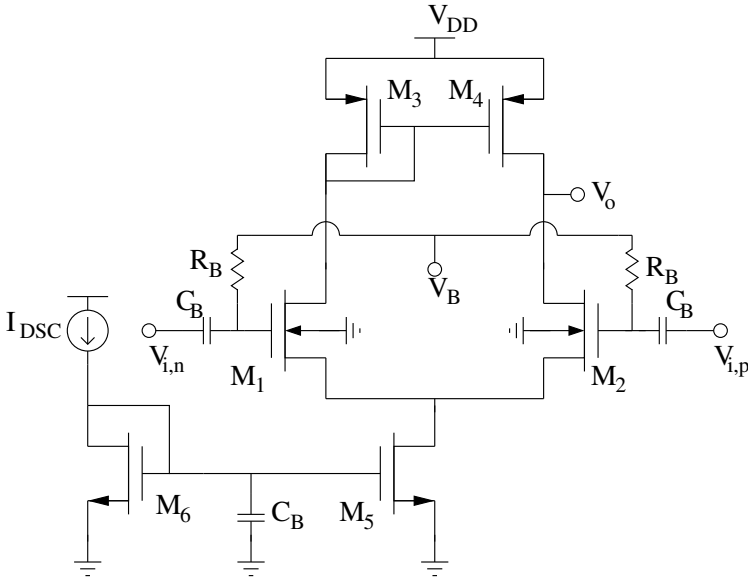


Figura 3.15: Esquemático do balun projetado.

A respeito da condição para a saturação dos transistores, quantificada por  $V_{DS,sat}$ , adota-se a expressão:

$$V_{DS,sat} = \phi_t \left[ \ln \left( \frac{1}{\xi} \right) + (1 - \xi)(\sqrt{1 + i_f} - 1) \right], \quad (53)$$

em que  $\xi$  é um número arbitrário muito menor do que um e simboliza a razão entre as densidades normalizadas de carga entre dreno,  $q'_{ID}$ , e fonte,  $q'_{IS}$  ( $\xi = q'_{ID}/q'_{IS}$ ). Em inversão fraca,  $V_{DS,sat}$  vale cerca de  $4,5\phi_t$  para  $\xi=0,01$ . Uma fórmula mais enxuta para a tensão mínima de saturação é

$$V_{DS,sat} \cong \phi_t (\sqrt{1 + i_f} + 3). \quad (54)$$

Outra expressão importante, relacionando as tensões e correntes no transistor para dispositivos de canal longo, é o UICM (*unified current-control model*):

$$V_P - V_S = \phi_t \left[ \sqrt{1 + i_f} - 2 + \ln(\sqrt{1 + i_f} - 1) \right], \quad (55)$$

em que  $V_P$  é a tensão de estrangulamento (*pinch-off*), cuja aproximação li-

near, em torno de  $V_G = V_{T0}$  pode ser escrita assim

$$V_P \cong \frac{V_G - V_{T0}}{n}. \quad (56)$$

Com base nas equações acima e após etapas de ajuste em simulação, foram encontrados os tamanhos dos dispositivos. Os transistores nMOS do par de entrada tinham uma razão de aspecto de  $25 \mu\text{m}/0,6 \mu\text{m}$ , divididos em dois MOSFET em paralelo, cada um com seis dedos. Por conseguinte, para uma corrente de dreno  $I_D = 41,23 \mu\text{A}$ , a transcondutância foi de  $934 \mu\text{S}$  e o nível de inversão foi  $i_f = 4,586$ , considerando-se que  $I_{SH,n} = 216,106 \text{ nA}$  para esses dispositivos. A tensão de limiar foi  $V_{T0,n} = 246,896 \text{ mV}$ . No caso dos transistores pMOS de carga, a condutância entre dreno e fonte,  $g_{ds}$ , ficou em  $25,64 \mu\text{S}$ , a razão de aspecto era  $S = 10 \mu\text{m}/0,15 \mu\text{m}$  e, como  $I_{SH,p} = 38,55 \text{ nA}$  para esses transistores, o nível de inversão ficou em  $16,043$ . A tensão de limiar ficou em  $|V_{T0,p}| = 380,882 \text{ mV}$ . Essa situação corresponde ao caso em que a corrente de polarização de  $M_6$  é  $I_{D,6} = 9 \mu\text{A}$ . Tanto para este transistor quanto para  $M_5$ , o nível de inversão ficou em torno de 10.

### 3.4.2 Resultados de simulação

A figura 3.16(a) corresponde ao gráfico de magnitude do ganho em uma simulação AC para os cantos TT, FFF e SSF com a configuração DC do parágrafo anterior. Em 500 MHz, somente o SSF (além do SS, não mostrado) experimenta atenuação, sendo superior a 1 nos demais. Para que o canto SSF passe a não atenuar o sinal em 500 MHz, é preciso que a corrente de polarização externa seja ampliada para  $14 \mu\text{A}$ . Para o TT, a magnitude do ganho foi de 1 dB, 0,73 dB e 0,5 dB em 488 MHz, 500 MHz e 512 MHz, respectivamente, quando  $I_{D,6} = 9 \mu\text{A}$ . Na figura 3.16(b), mostram-se as curvas da fase para os cantos funcionais, também para a configuração DC do último parágrafo. A tabela 3.11 resume o desempenho do circuito, apresentando a margem de fase (MF), o produto ganho-largura de banda (GB) e a potência DC, quando a corrente que alimenta  $M_6$  é de  $10 \mu\text{A}$ . A figura 3.17(a) apresenta o resultado da simulação de Monte Carlo para a margem de fase, com uma média de  $62^\circ$  e um desvio padrão de  $1,528^\circ$ . Por sua vez, o histograma do GB é exibido na figura 3.17(b), o qual possui uma média de  $567,1 \text{ MHz}$  e um desvio padrão de  $32,51 \text{ MHz}$ . A corrente de  $M_6$  era de  $10 \mu\text{A}$ .

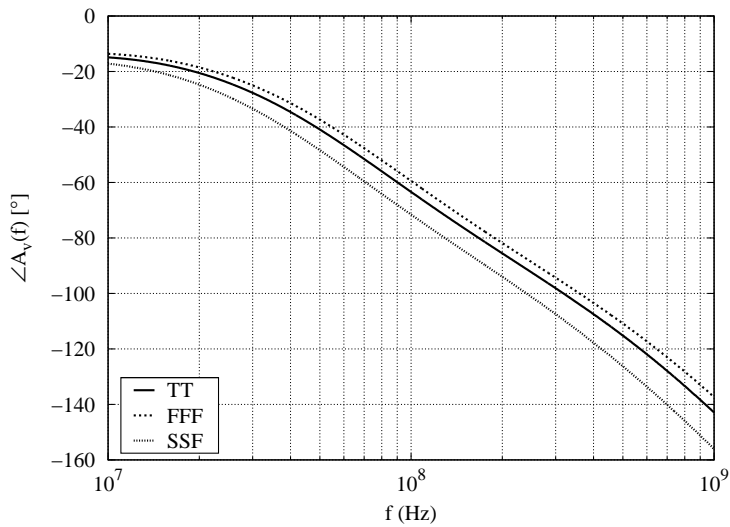
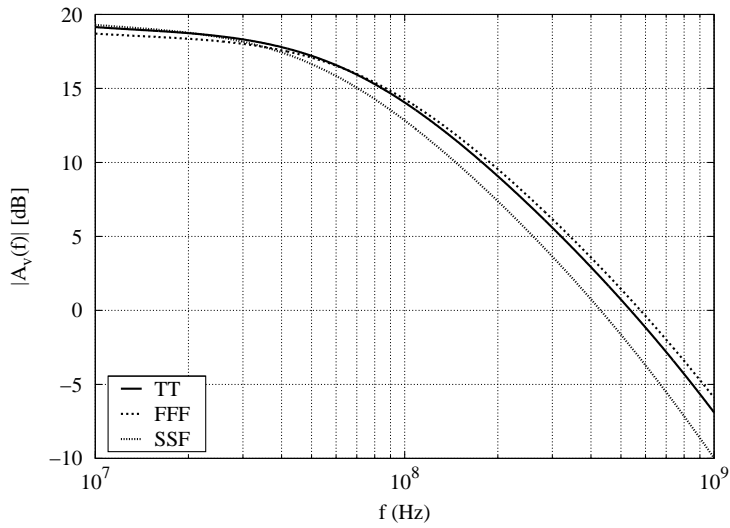
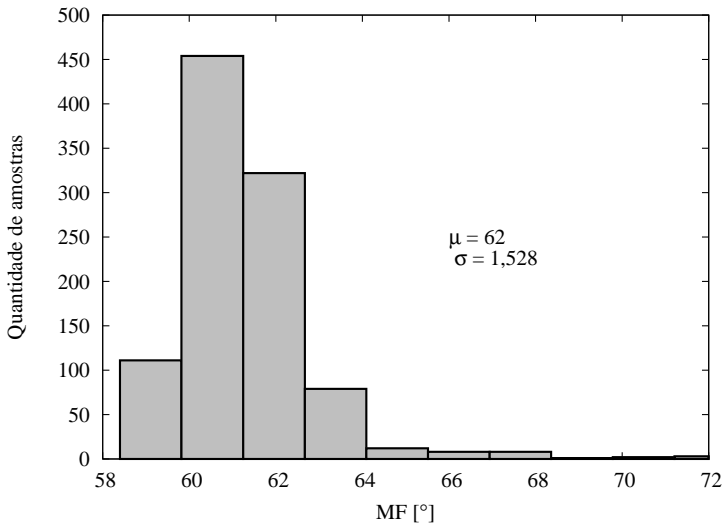
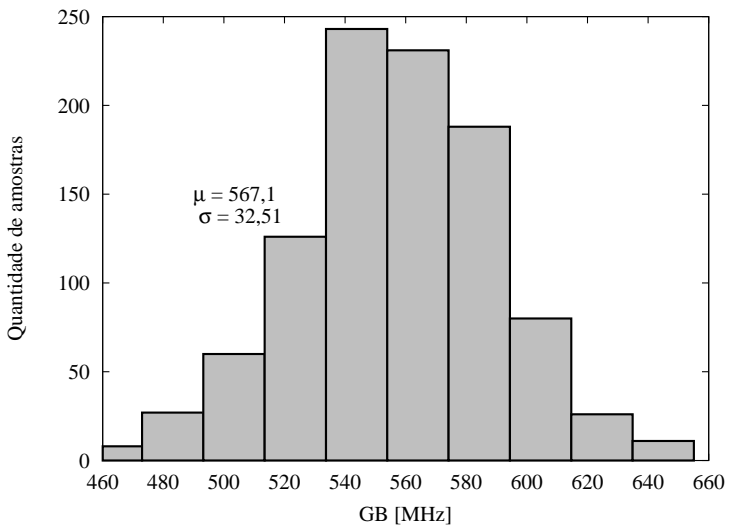


Figura 3.16: Curvas de Bode para o balun quando  $I_{D,6}=9 \mu\text{A}$ .





(a) Margem de fase.



(b) Produto ganho-largura de banda.

**Figura 3.17: Histogramas de simulação de Monte Carlo (mil rodadas).**

**Tabela 3.11: MF, GBW e  $P_{DC}$  para os diferentes cantos.**

Canto	MF [°]	GB [MHz]	$P_{DC}$ [ $\mu$ W]
TT	61,62	570,9	67,215
FFF	63,57	624,8	68,745
SSF	59,02	448,8	54,345
FS	61,96	583,8	67,695
SF	61,83	519,5	62,625
FF	63,16	614,16	68,52
SS	60,02	495,3	60,435

### 3.5 DETECTOR DE ENVOLTÓRIA

Para compreender o princípio de funcionamento de um detector de envelope, usa-se o esquemático mostrado na figura 3.18, o qual corresponde ao circuito mais elementar deste tipo. Com o objetivo de facilitar a análise, considera-se que a frequência do sinal de entrada é muito menor do que a constante de tempo na saída e que o diodo é ideal, funcionando como uma chave. Logo, ele começa a conduzir a partir do momento em que  $V_i > V_o$ , o que ocorre quando há um pico. Com isso, o diodo conduz e o capacitor se carrega, porquanto  $V_o = V_i$ . Em seguida, o diodo para de conduzir quando  $V_i < V_o$ , de maneira que a tensão de pico é armazenada no capacitor e este é descarregado através do resistor. Ressalta-se que é necessário que o circuito seja projetado de tal sorte que, quando o próximo pico acontece,  $V_i$  ainda é superior a  $V_o$  para poder fazer com que o diodo conduza, de modo a carregar o capacitor e seguir o pulso, minimizando, assim, a presença de ondulações no envelope de saída.

Na região de inversão fraca, a relação entre corrente e tensão no MOSFET é exponencial e, portanto, o diodo da figura 3.18 pode ser substituído por um transistor MOS, originando o circuito da figura 3.19, contanto que o dispositivo  $M_1$  seja polarizado com um nível de inversão inferior a 1 [44]. Para ter uma noção preliminar sobre o comportamento do circuito, assume-se que a impedância de saída do detector, desprezando-se efeitos de segunda ordem, vale aproximadamente  $1/g_{m,1}$ . Por conseguinte, calcula-se a frequência angular de corte na saída como  $\omega_{ED} = g_{m,1}/C_f$  [45]. Com o intuito de impedir que haja atenuação do sinal em banda básica, a largura de banda precisa respeitar um limite inferior, porém se requer que ela seja baixa o bastante para que sejam filtrados qualquer sinal na frequência fundamental e harmônicos maiores da entrada de RF.

O dispositivo tende a apresentar uma maior razão de aspecto quando polarizado na região de inversão fraca, porém é importante levar em conta que o transistor de entrada do detector precisa ser projetado de modo que a sua capacitância no terminal de porta seja reduzida, em decorrência da necessidade de diminuir o efeito de carregamento sobre o amplificador precedente. Ademais, o MOSFET com o comprimento mínimo de canal possui uma baixa condutância  $g_{ds}$ , de tal sorte que não é recomendável que ele seja usado assim [45].

No que concerne à operação AC do circuito, nota-se que o sinal de entrada aparece integralmente através dos terminais de porta e fonte de  $M_1$ ,

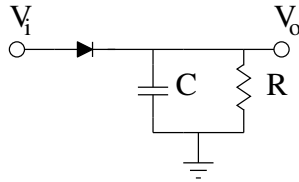


Figura 3.18: Circuito mais simples para um detector de pico.

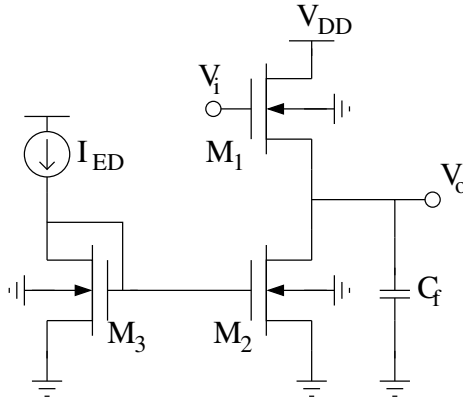


Figura 3.19: Circuito para detecção de envelope em CMOS.

correspondendo à tensão  $V_{GS}$ , pois a frequência do sinal de entrada é muito maior do que a largura de banda da saída. Há a contribuição de um termo DC na saída em resposta ao sinal de entrada AC por meio da função de transferência não linear do detector [45].

Tabela 3.12: Dimensionamento dos transistores do ED.

Transistor	S (W $\mu\text{m}$ /L $\mu\text{m}$ )	$i_f$	ND	$g_m$ ( $\mu\text{S}$ )	$g_{ds}$ ( $\mu\text{S}$ )
$M_{ED,1}$	50/0,4	0,36	20	294,2	6,575
$M_{ED,3}$	50/0,6	0,545	20	287,5	13,9
$M_{ED,5}$	10/0,6	0,571	4	60	1,86

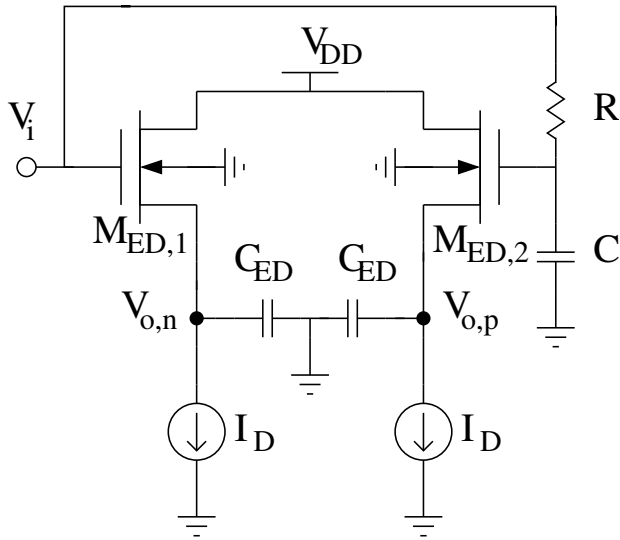
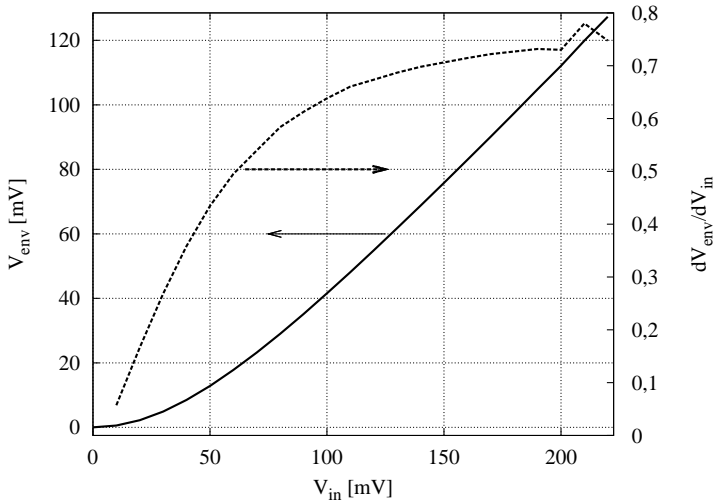


Figura 3.20: Esquemático do detector de envelope integrado.

### 3.5.1 Topologia adotada

O esquemático do detector de envelope integrado é mostrado na figura 3.20, que segue a mesma topologia da seção anterior. Especificamente, os transistores de entrada,  $M_{ED,1}$ , foram projetados com uma razão de aspecto  $50 \mu\text{m}/0,4 \mu\text{m}$ , com um nível de inversão  $i_f = 0,36$  para uma corrente  $I_D$  de  $9,545 \mu\text{A}$ . A tabela 3.12 resume as características dos transistores do detector, frisando-se que  $M_{ED,3}$  e  $M_{ED,5}$  correspondem, respectivamente, aos transistores  $M_2$  e  $M_3$  da figura 3.19. O capacitor  $C_{ED}$  foi dimensionado em  $5 \text{ pF}$ , pois assim garantia um compromisso satisfatório entre ondulação da tensão de saída e menor atenuação. Como o receptor super-regenerativo deve funcionar com uma taxa de dados máxima prevista em  $100 \text{ kb/s}$ , a mínima largura de banda do detector deve ser de  $100 \text{ kHz}$ . Sendo idêntico a  $M_{ED,1}$ , o transistor  $M_{ED,2}$  consiste em parte do circuito de réplica, o qual é usado para produzir um envelope de sinal pseudodiferencial. No caminho de réplica, o filtro RC, com  $R = 80 \text{ k}\Omega$  e  $C = 5 \text{ pF}$ , suprime o sinal de entrada de alta frequência, enquanto o nível DC corresponde ao mesmo nível da fonte de  $M_{ED,1}$ .

A constante de tempo de descarga é estabelecida pela corrente de alimentação,  $I_D$ , e pelo capacitor  $C_{ED}$ . A taxa de variação máxima da tensão de



**Figura 3.21: Característica de transferência do ED.**

saída (SR) é definida como:

$$SR = \max \left( \left| \frac{dv_{env}}{dt} \right| \right), \quad (57)$$

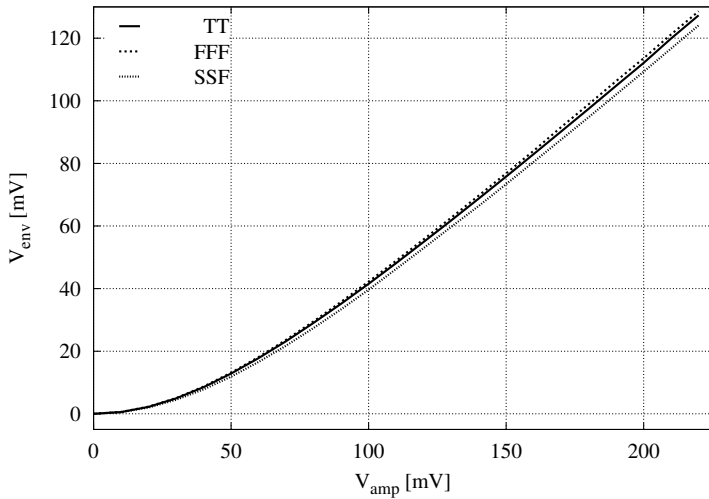
com  $v_{env} = V_{o,n} - V_{o,p}$ . A equação anterior equivale à razão  $I_D/C_{ED}$ , que, neste caso, é de  $1,909 \text{ V}/\mu\text{s}$ . Isso permite obter uma ideia da ondulação na saída dentro de um período do sinal de oscilação, considerando a expressão seguinte:

$$\frac{I_D}{C_{ED}} = \frac{\Delta v_{env}}{T_0}, \quad (58)$$

em que  $T_0 = 1/f_0$ . Para uma frequência de oscilação de 488 MHz, a equação (58) prediz um valor de 3,911 mV para  $\Delta v_{env}$ .

### 3.5.2 Resultados de simulação

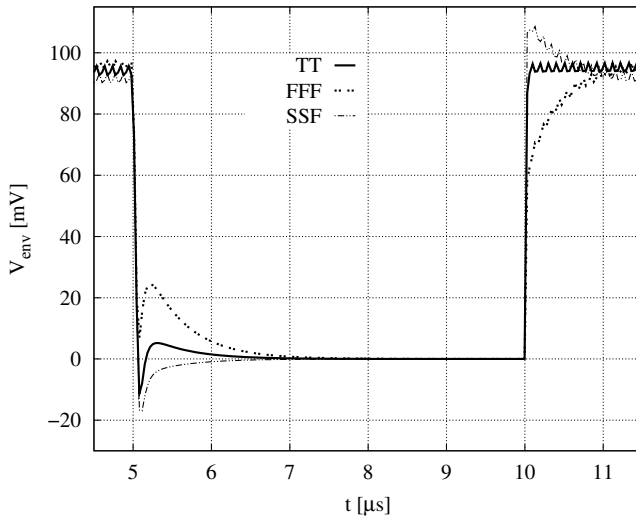
Nesta seção, são expostos os resultados de simulação do leiaute do detector de envelope. A figura 3.21 mostra a característica de transferência do detector, ou seja, a amplitude do envelope de saída em função da amplitude



**Figura 3.22:** Característica de transferência do ED para os cantos funcionais e o típico.

de entrada. Também é mostrada a curva da derivada da amplitude de tensão em função da entrada. Como se compreende a partir do gráfico, uma amplitude de oscilação de 0 a 220 mV corresponde a um envelope de saída de 0 a 127,3 mV, o que equivaleria a um ganho de conversão de 0,58. No entanto, a razão entre entrada e saída varia para cada ponto da curva. Por exemplo, para uma amplitude de entrada de 150 mV, o envelope na saída apresentaria 75,8 mV de tensão DC, resultando em um ganho de conversão de cerca de 0,51. Ademais, a não linearidade do ganho de conversão pode ser notada para o caso em que a amplitude de oscilação de entrada é pequena, em torno de 50 mV. Esse reduzido ganho de conversão determina a mínima amplitude de oscilação detectável. A figura 3.22 faz uma comparação da característica de transferência para os cantos TT, FFF e SSF, evidenciando que não há variação apreciável entre eles.

Uma simulação transiente foi efetuada para caracterizar o tempo de estabilização do detector de envelope, com uma oscilação de entrada com envoltória quadrada. O resultado pode ser visto na figura 3.23, que se refere a uma comparação do caso típico com os cantos funcionais. Destaca-se que o valor para a taxa de variação ficou em 1,784 V/ $\mu$ s para o TT. Nessa simulação, o sinal de entrada tinha a frequência de 488 MHz e a amplitude era de 180



**Figura 3.23:** Comparação entre os cantos TT, FFF e SSF quando sinal de entrada é de envoltória quadrada.

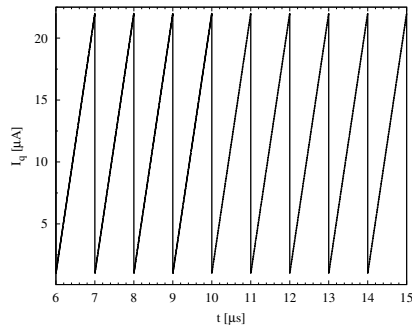
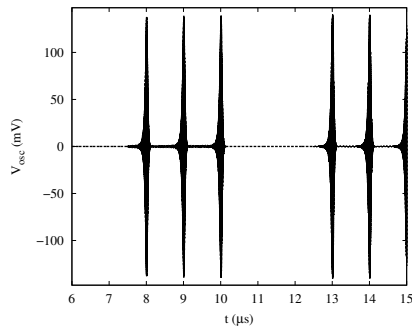
mV de pico, representando aproximadamente o valor esperado para a tensão de saída do SRO.

### 3.6 RECEPTOR COMPLETO

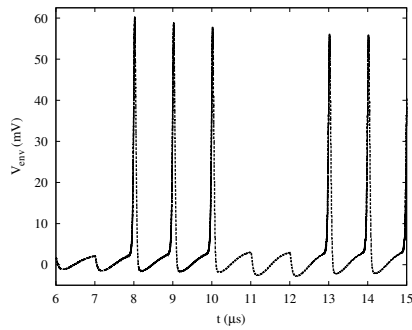
Nesta seção, são mostrados os resultados de desempenho do receptor completo, com todos os blocos conectados. Trata-se de simulações do leiaute, especificamente transientes. Como os sinais apresentam frequências muito diferentes, com um sinal de RF em 488 MHz e um sinal de *quench* em 1 MHz.

A figura 3.24 apresenta os sinais da saída do oscilador e do detector de envelope, além do próprio *quench*, o qual era aplicado à corrente de polarização do oscilador, consistindo em uma onda de tipo dente de serra, que variava de 1 a 22  $\mu\text{A}$ . Nessa situação, o consumo total do receptor ficou em 320  $\mu\text{W}$ , com 94  $\mu\text{W}$  no LNA, 156  $\mu\text{W}$  no SRO e 74  $\mu\text{W}$  na associação do balun com o ED. Na entrada, foi aplicado um sinal de -83 dBm, modulado em OOK a uma taxa de dados de 400 kb/s (para conhecer o comportamento do receptor em condições extremas), com uma portadora na mesma frequência de resso-



(a) Corrente de *quench*.

(b) Saída do SRO.



(c) Saída do ED.

**Figura 3.24: Sinais do receptor super-regenerativo para TD = 200 kb/s.**

nância do tanque, ou seja, 488 MHz. Como já era de se esperar, a frequência sofreu um deslocamento em decorrência das capacitâncias adicionais conectadas aos nós de saída do oscilador. O sinal de entrada é produzido por um gerador ideal, na frequência de oscilação, que é chaveado de acordo com a taxa de dados, emulando um modulador OOK. As oscilações não chegam a alcançar o valor de regime, o que indica que, de fato, o SRO está operando no modo linear. Somente na presença de um sinal de RF na entrada do receptor é que surgem oscilações, de modo que um bit '1' aparece como uma sucessão de pulsos na mesma cadência do sinal de *quench*, enquanto as regiões sem pulsos correspondem ao bit '0'. Como se nota, a amplitude máxima na saída do oscilador ficou em cerca de 130 mV e, após o detector, ficou em 56 mV. Isso impõe condições restritivas para o projeto do comparador ou filtro passa-baixas a ser inserido após o detector, para extrair, finalmente, a informação digital. Outra alternativa seria adicionar outro amplificador após o detector.

Para obter uma estimativa para a sensibilidade do receptor, usa-se a equação a seguir, extraída de [8]:

$$P_{MDS} = -160 \text{ dBm} + 10 \log(F) + 10 \log(\Omega_s), \quad (59)$$

em que  $\Omega_s$  é a constante frequencial e  $F$  é o fator de ruído do SRO. Tal expressão é válida para uma BER de  $10^{-3}$  e para  $p_c(t) = 1$ . Ademais, a frequência de oscilação do tanque ressonante é  $\omega_0 = 488 \text{ MHz}$  e considera-se que a função de amortecimento é, dentro de um período de *quench*, da forma  $\zeta(t) = -\theta t$ , em que  $\theta$  é a sua inclinação. A figura 2.6 serve como referência, de sorte que  $\zeta(t) = -\zeta_0 t/t_1$ , ou seja,  $\theta = \zeta_0/t_1$ . Então,

$$\Omega_s = \frac{1}{\sigma_s} = \sqrt{\omega_0 \theta}. \quad (60)$$

A corrente diferencial de ruído na saída do par cruzado CMOS,  $i_{n,dif}$ , decorre do ruído de dreno e do ruído induzido na porta:

$$i_{n,dif} = \frac{i_{n,D1} - i_{n,G1} + i_{n,G2} - i_{n,D2} + i_{n,D3} - i_{n,G3} + i_{n,G4} - i_{n,D4}}{2}. \quad (61)$$

Como os dois transistores nMOS e os dois pMOS são polarizados da mesma forma e possuem as mesmas dimensões, a PSD do ruído na saída é expressa

assim:

$$S_{n,i_d i_f^2} = \frac{S_{n,i_D,n}^2 + S_{n,i_G,n}^2 + S_{n,i_D,p}^2 + S_{n,i_G,p}^2}{2} - \Re \left\{ S_{n,i_D,n} i_{G,n}^* \right\} - \Re \left\{ S_{n,i_D,p} i_{G,p}^* \right\}, \quad (62)$$

em que  $S_{n,i_D}^2$  é a PSD do ruído da corrente de dreno do nMOS (pMOS),  $S_{n,i_G}^2$  é a PSD do ruído induzido na porta do nFET (pFET) e  $S_{n,i_D,p} i_{G,p}^*$  é a densidade espectral de potência cruzada do ruído no dreno com o induzido na porta do nMOS (pMOS) [46].

Para encontrar o valor de F, numa primeira aproximação, despreza-se o ruído induzido na porta do MOSFET e leva-se em conta somente o ruído térmico da corrente de dreno:

$$\frac{\overline{i_d^2}}{\Delta f} = 2K_B T \gamma_{nD} (g_{ms,n} + g_{ms,p}), \quad (63)$$

em que  $g_{ms}$  é a transcondutância de fonte do nMOS (pMOS) e  $\gamma_{nD}$  é o fator de excesso de ruído, o qual vale, aproximadamente,  $n/2$  para um transistor saturado em inversão fraca e  $(2n)/3$  para operação em inversão forte, também em saturação,  $n$  sendo o fator de inclinação do transistor [47]. Com uma corrente  $I_D \cong 71 \mu\text{A}$ , a expressão (63) vale cerca de  $15,672 \cdot 10^{-24} \text{ A}^2/\text{Hz}$  para  $T = 300 \text{ K}$ . Para a densidade espectral do ruído do resistor do tanque do oscilador, sabe-se que

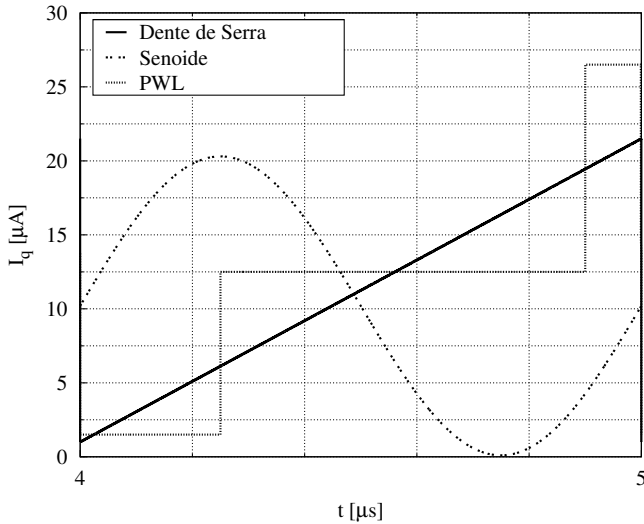
$$\frac{\overline{i_R^2}}{\Delta f} = 4k_B T G_0, \quad (64)$$

em que  $G_0$  é a condutância do ressonador, tomada como  $G_0 = 1/R_P$ , com  $R_P = 767,5 \Omega$ . De posse desses dados, a equação (64) passa a valer  $21,587 \cdot 10^{-24} \text{ A}^2/\text{Hz}$ . Por conseguinte,

$$F = \frac{N_T}{N_R} = 1,726. \quad (65)$$

Para uma função de amortecimento simétrica em torno de zero,  $t_1 = 500 \text{ ns}$  para uma frequência de *quench* de 1 MHz e, portanto,  $P_{MDS} = -86,4 \text{ dBm}$ . Ressalta-se que essa é uma previsão otimista para a potência mínima detectável do receptor, uma vez que parte de simplificações e desconsidera efeitos de segunda ordem.

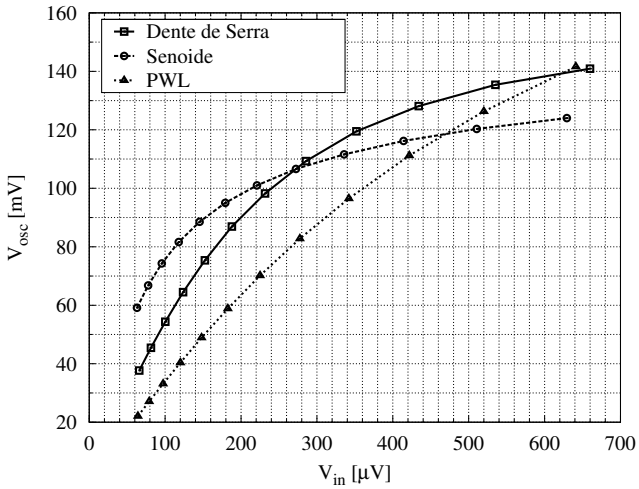
Para tentar obter uma ideia da sensibilidade em simulação, foi quantificado o efeito da variação do pico da amplitude de oscilação em função da amplitude do sinal de entrada, correspondendo a uma potência que variava



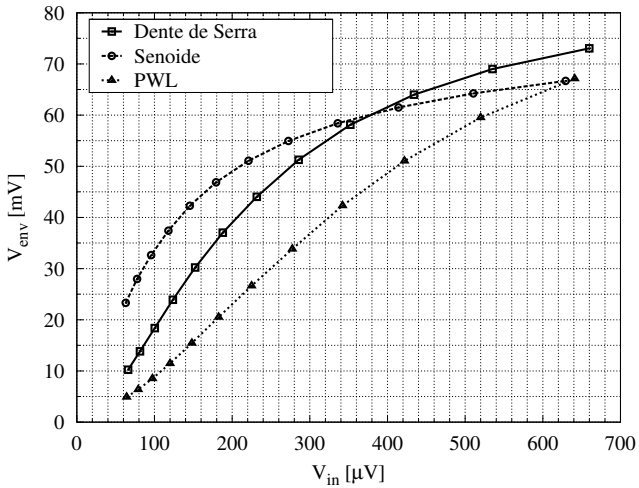
**Figura 3.25: Sinais de *quench* empregados.**

de -93 a -73 dBm [48]. O sinal de *quench* foi do tipo dente de serra, com amplitude pico a pico de  $20,5 \mu A$  (de 1 a  $21,5 \mu A$ ) e a frequência era de 1 MHz. Contudo, foram experimentados outros tipos de *quench*, os quais são mostrados na figura 3.25. O senoidal tinha um valor médio de  $10,2 \mu A$  e uma amplitude de  $10,1 \mu A$ , enquanto o PWL variava de  $1,5 \mu A$  a  $26,5 \mu A$ , com um patamar em  $12,5 \mu A$ . Para que a comparação fosse justa, esses níveis foram escolhidos de modo a fazer com que o receptor consumisse a mesma potência DC em todos eles. A figura 3.26 apresenta a curva de variação da amplitude de saída do oscilador e a do detector de envelope, mostrando que esta vai de 10,24 a 73,05 mV e aquela se estende de 37,66 a 140,9 mV. Tal gráfico evidencia a veracidade da análise teórica, segundo a qual a amplitude de saída do SRO é proporcional à intensidade do sinal de RF de entrada, embora se perceba certa não linearidade para os maiores valores de entrada, o que indica a passagem do modo linear para o logarítmico. Nessa simulação, a frequência do sinal de entrada foi fixada em 488 MHz. A figura 3.27 se refere ao ganho do SRO em função da amplitude do sinal de entrada para as mesmas condições anteriores.

Uma estimativa para a seletividade do receptor advém da utilização da equação (42), que é válida para uma função de amortecimento de tipo dente de serra. Para um fator de qualidade quiescente,  $Q_0$ , igual a 11,2 e para  $t_1$

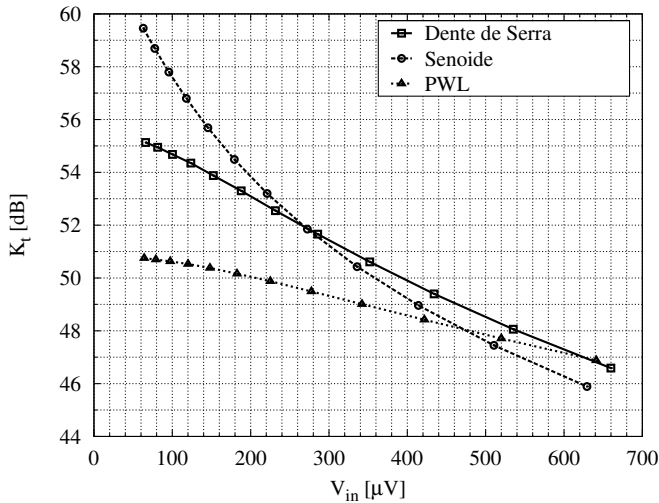


(a) Sinal do oscilador.



(b) Saída do detector de envelope

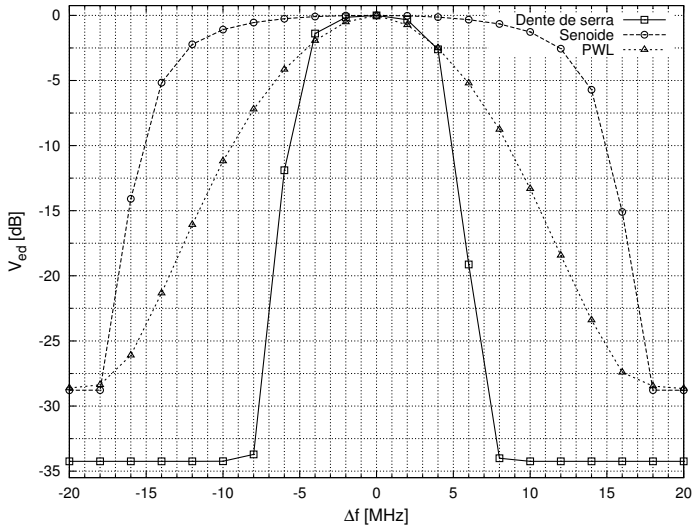
**Figura 3.26:** Variação da amplitude de saída do SRO e do ED com a amplitude na entrada do LNA.



**Figura 3.27:** Variação do ganho do SRO com amplitude do sinal na entrada do LNA.

= 500 ns, a largura de banda, calculada numericamente, ficaria em torno de 4,38 MHz, o que, mais uma vez, configura uma superestimação. Com isso, o fator de qualidade efetivo seria de 111,42. Em simulação, manteve-se a potência em -93 dBm (para testar os limites de operação do circuito) e fez-se uma varredura em torno da frequência central de entrada, verificando-se a influência disso na amplitude de saída do detector de envelope, o que resultou na figura 3.28, em que se nota o aspecto de uma função do tipo passa-banda. De fato, cada curva consiste na amplitude de saída do detector de envelope normalizada pelo valor de pico, que acontece justamente para a frequência central de 488 MHz. Para o *quench* de tipo dente de serra, que variava de 1,5 a 23,5  $\mu A$ , a largura de banda ficou em 8,353 MHz; para o senoidal, cujos níveis DC e AC eram de 11,55 e 11,45  $\mu A$ , respectivamente, a banda foi de 24,8076 MHz; a onda PWL, que possuía níveis em 1  $\mu A$ , 14,5  $\mu A$  e 30  $\mu A$ , forneceu uma largura de banda de 9,327 MHz. No primeiro, a potência DC do receptor ficou em 324  $\mu W$  e, para os dois últimos, foi de 325  $\mu W$ . Além disso, o ganho não era exatamente o mesmo para todos eles, dado que a saída do ED tinha um pico de 58 mV para o *quench* dente de serra e senoidal, mas valia 53 mV para o PWL.

### 3.6.1 Conclusões do capítulo



**Figura 3.28: Resposta frequencial do receptor.**

Neste capítulo, apresentou-se uma descrição do projeto de um receptor super-regenerativo para operação na banda MICS. Os blocos constituintes foram expostos e as mais importantes curvas de desempenho foram incluídas. O circuito foi configurado para permitir flexibilidade para a escolha do tipo de *quench*, de modo a garantir uma maior facilidade para o ajuste de seu funcionamento.

A tabela 3.13 é uma repetição da tabela 3.1 com a adição das características do circuito descrito neste texto, levando em consideração uma TD máxima de 100 kb/s, apesar de o circuito ter se comportado satisfatoriamente para TD = 400 kb/s, *a priori*, pois é preciso considerar as limitações do filtro a ser inserido após o detector de envelope. Há diversas observações que devem ser feitas quanto à comparação entre os receptores super-regenerativos listados. Primeiramente, aponta-se que os demais projetos incluem resultados experimentais, enquanto os deste trabalho se baseiam em simulações do lei-aute, além do fato de que a sensibilidade foi estimada só analiticamente, por conta da problemática envolvida com a simulação. Além disso, o consumo elétrico dos outros tende a ser maior em virtude da inclusão de uma quan-

tidade maior de blocos auxiliares no chip, como circuitos para geração da polarização e do próprio sinal de *quench*. Contudo, destaca-se que o receptor em 26 se beneficiou dos fios externos de conexão (*bondwires*) para realizar o indutor do tanque, bem como não inclui um LNA, de sorte que a sua potência DC foi razoavelmente reduzida. Esse também é o caso de 19, que implementa o elemento indutivo por meio de uma antena de laço em uma PCB (*printed circuit board*), com um fator de qualidade muito maior do que o de indutores integrados normalmente em CMOS. Por sua vez, o SRR em 18 empregou um ressonador BAW. Então, necessita-se ter em mente que a tabela comparativa não é uma forma definitiva de categorizar os receptores super-regenerativos.

**Tabela 3.13: Comparação do receptor projetado com o estado da arte.**

Parâmetros	19	25	18	26	Este
Tec. CMOS (nm)	90	130	130	180	130
Modulação	OOK	OOK	OOK	BFSK	OOK
$V_{DD}$ (V)	1	1,2	0,9	0,65	1,2
$f_0$ (MHz)	402	2400	2000	2400	488
$P_{DC,RX}$ ( $\mu$ W)	400	2800	400	215	320
$TD$ (kb/s)	120	500	5	2000	100
$E_{min}$ (nJ/b)	3,3	5,6	80	0,175	3,2
$P_{MDS}$ (dBm)	-93	-90	-100	-75	-86,5
FoM (dB)	208	203	201	207	201



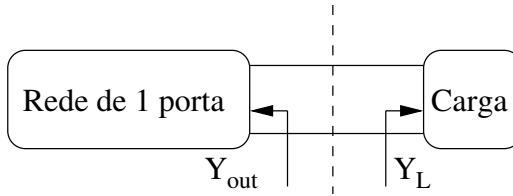
## 4 OSCILADORES LC

### 4.1 REVISÃO DO ESTADO DA ARTE

A geração de sinais de referência é uma das etapas mais importantes em qualquer cadeia de comunicação. Tal relevância impõe requisitos rigorosos sobre o projeto de osciladores de RF, o que significa que eles devem apresentar uma alta pureza espectral e consumir o mínimo de potência. Entretanto, o natural compromisso entre desempenho e consumo elétrico também domina o projeto de osciladores. Embora o ruído venha a aparecer como a principal preocupação relacionada a osciladores, há situações em que a disponibilidade de energia em certas aplicações possa merecer ainda mais atenção por parte do projetista de circuitos. Essa condição é ainda mais exigente no contexto de aproveitamento de energia [49]. No caso de receptores super-regenerativos, o oscilador consiste no núcleo e, em decorrência disso, trata-se do principal bloco a se otimizar.

Diversas técnicas já foram propostas para lidar com a desafiadora tarefa de projetar osciladores com melhor desempenho e menor potência [50] – [51]. Em [50], emprega-se um filtro de ruído para reduzir o ruído de fase de VCO ao seu mínimo fundamental de acordo com o fator de qualidade do ressonador e o consumo. Os osciladores projetados em [52] fazem uso de uma capacitor conectado ao transistor da fonte de corrente para filtrar o seu ruído, assim como dar um deslocamento de nível DC que permite uma grande amplitude de oscilação, enquanto os transistores do núcleo operam na região de saturação. [53] apresenta um VCO com transformador de realimentação baseado no conceito de dupla excursão de sinal, possibilitando que os sinais de saída excursionem acima da tensão de alimentação e abaixo do potencial de terra, o que amplia a potência da portadora e diminui o ruído de fase. Uma ideia similar é mostrada em [54], em que eles substituem a fonte de corrente de uma tradicional OCV Colpitts diferencial por indutor para aumentar a amplitude máxima alcançável. Em [51], o autor usa um par cruzado MOSFET com polarização direta de corpo para impulsionar a condutância negativa de um oscilador Colpitts diferencial para ondas milimétricas.

Os osciladores do atual estado da arte já demonstraram um desempenho geral bastante satisfatório, mas eles ainda apresentam normalmente uma potência DC da ordem de alguns miliwatts [50], [52], [54], com só umas poucas exceções [53]. Então, este trabalho expõe uma técnica para projetar osciladores de ultrabaixa potência, implementada através de uma degeneração



**Figura 4.1:** Modelo de alto nível de condutância negativa do oscilador Colpitts.

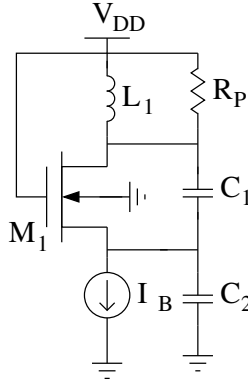
indutiva de porta aplicada a um clássico oscilador Colpitts de porta comum. A técnica de dupla realimentação positiva (DFT) reduz a transcondutância requerida para iniciar e manter as oscilações e, assim, economiza a potência. Inicialmente, a técnica foi desenvolvida por outro aluno do GRF e publicada em 55 e, posteriormente, ela foi expandida em 56, tendo sido apresentada também em 57.

## 4.2 OSCILADOR COM DEGENERAÇÃO INDUTIVA NA PORTA

A topologia proposta deriva diretamente do clássico oscilador Colpitts de porta comum, que é mostrado na figura 4.1 como um modelo de alto nível, que pode ser visto como uma combinação de uma carga com uma rede de uma porta potencialmente instável.  $Y_{out}$  é a admitância de saída do dipolo e  $Y_L$  é a admitância da carga. Para que os critérios de Barkhausen sejam satisfeitos e se iniciem as oscilações, a magnitude da condutância negativa representada pelo circuito de uma porta deve ser maior do que a condutância da carga de terminação, assim como a susceptância do dipolo deve ser o oposto da susceptância de carga na frequência de oscilação. Resumidamente,  $\Re\{Y_{out}\} < -\Re\{Y_L\}$  e  $\Im\{Y_{out}\} = -\Im\{Y_L\}$ . Um amplificador é normalmente usado como a rede de uma porta e a sua não linearidade fornece o mecanismo pelo qual a amplitude de oscilação se estabiliza.

### 4.2.1 Oscilador Colpitts de porta comum

A figura 4.2 exibe o tradicional oscilador Colpitts de porta comum, o qual possui um divisor capacitivo como fonte de realimentação positiva. Tal circuito pode ser visto como a combinação de uma carga, caracterizada por  $L_1$  e  $R_P$ , e uma rede de uma porta composta por  $M_1$ ,  $C_1$  e  $C_2$ , o que pode ser vislumbrado na figura 4.3. Esta pode ser interpretada como um amplificador



**Figura 4.2:** Clássico oscilador Colpitts de porta comum.

com realimentação positiva. O objetivo do divisor capacitivo é fazer com que a parte real de  $Y_{out}$ , a condutância de saída, seja negativa e a parte imaginária, a sua susceptância, seja positiva, o que implica uma susceptância capacitiva. Denotando  $\omega$  como a frequência angular de oscilação e fazendo-se a restrição de que  $g_m \ll \omega(C_1 + C_2)$ , equaciona-se  $\Re\{Y_{out}\}$  assim:

$$G_{out} = -\frac{g_m C_1 C_2}{(C_1 + C_2)^2}. \quad (67)$$

Partindo-se das mesmas considerações anteriores, expressa-se  $\Im\{Y_{out}\}$  como segue:

$$B_{out} = \frac{\omega C_1 C_2}{C_1 + C_2}. \quad (68)$$

O indutor  $L_1$  é a carga do circuito e  $R_P$  representa as suas perdas. Logo, a susceptância de carga vale  $B_L = 1/(\omega L_1)$  e a condutância de carga é  $G_L = 1/R_P$ . Fazendo  $C_{eq} = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$ , a condição de oscilação relativa à parte imaginária serve para calcular a frequência de oscilação, que é dada abaixo:

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{osc} C_{eq}}}. \quad (69)$$

Por sua vez, a condição referente à parte real indica o valor mínimo de transcondutância para que se iniciem oscilações a partir do ruído térmico:

$$g_{m,min} > \frac{(C_1 + C_2)^2}{R_P C_1 C_2}. \quad (70)$$

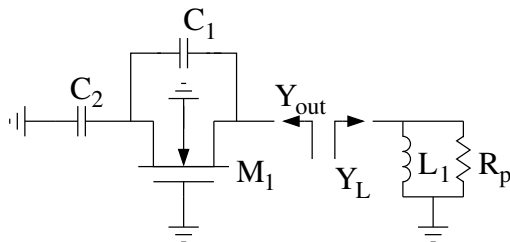


Figura 4.3: Decomposição do oscilador Colpitts em rede de uma porta e carga.

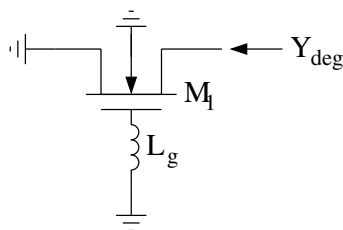


Figura 4.4: Célula de resistência negativa.

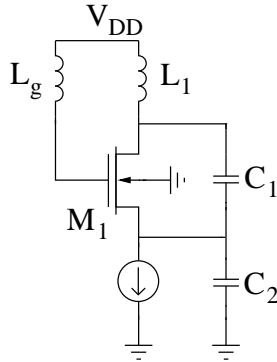
Precisa-se ressaltar que a condutância de saída do amplificador depende diretamente da transcondutância do transistor. Então, para uma determinada carga,  $R_p$ , a polarização do transistor deve ser feita de maneira que a equação (70) seja satisfeita para que o circuito oscile. Assim, há um valor mínimo de corrente para satisfazer as condições de oscilação, considerando-se que os capacitores são mantidos fixos.

#### 4.2.2 Degeração indutiva na porta

A figura 4.4 apresenta uma célula de resistência negativa, a qual é composta por um transistor MOSFET com um indutor de degeração conectado à porta. Designando por  $Y_{deg}$  a admitância vista na fonte do transistor, verifica-se que ela é o resultado da reflexão da impedância indutiva da porta na fonte:

$$Y_{deg} = -\frac{g_m}{\omega^2 L_g C_{gs} - 1} - j \frac{\omega C_{gs}}{\omega^2 L_g C_{gs} - 1}, \quad (71)$$

em que  $C_{gs}$  é a capacitância intrínseca entre a porta e a fonte do transistor. Como requisito para propiciar a oscilação, requiere-se uma célula condicionalmente instável, o que se traduz por uma rede de uma porta de resistência



**Figura 4.5: Oscilador com degeneração indutiva na porta.**

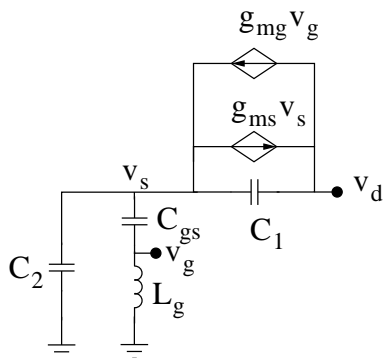
negativa, que é o caso da figura 4.4. A partir da análise da equação (71), percebe-se que a parte real de  $Y_{deg}$ , a condutância de saída, é negativa para valores de  $L_g$  maiores do que  $1/(\omega^2 C_{gs})$ , isto é, para  $L_g > 1/(\omega^2 C_{gs})$ . Logo, comprova-se que tal bloco pode ser empregado para compensar as perdas de uma determinada carga, o que, em outros termos, significa que ele atua como uma fonte de realimentação positiva.

### 4.2.3 Topologia proposta

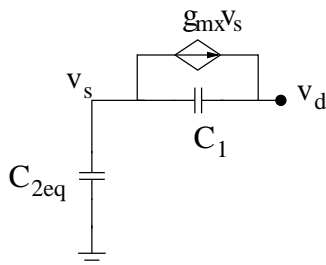
No circuito da figura 4.5, exhibe-se um oscilador Colpitts que inclui degeneração indutiva na porta, o que é fornecido por  $L_g$ . Esse indutor atua como uma segunda fonte de realimentação positiva, o que significa que essa topologia é capaz de começar a oscilar com menos potência do que o tradicional oscilador Colpitts, assumindo que os dois circuitos diferem apenas pela presença de  $L_g$ , como será provada na análise conduzida na próxima subseção.

### 4.2.4 Análise do circuito

A figura 4.6(a) apresenta um modelo da representação de pequenos sinais do oscilador da figura 4.5. Com o intuito de simplificar a análise, faz-se a suposição de que a transcondutância de dreno ( $g_{md}$ ) e a capacitância  $C_{gd}$  do transistor podem ser desprezadas, o que é normalmente válido para um



(a) Modelo simplificado do circuito da figura 4.5.



(b) Modelo equivalente empregado para facilitar a análise.

**Figura 4.6: Modelos de pequenos sinais do oscilador proposto.**

transistor saturado. Sob tais condições, pode-se relacionar a transcondutância de fonte,  $g_{ms}$ , e a de porta por meio da expressão  $g_{mg} = g_{ms}/n$ , frisando-se que o transistor é modelado de acordo com o modelo de MOSFET EKV [58]. Também é possível escrever a tensão de porta,  $v_g$ , em termos da tensão de fonte,  $v_s$ , o indutor  $L_g$  e capacitância  $C_{gs}$ . Define-se o fator  $\beta$  como o ganho de tensão entre fonte e porta, que é dado por:

$$\beta \doteq \frac{v_g}{v_s} = \frac{\omega^2 L_g C_{gs}}{\omega^2 L_g C_{gs} - 1}. \quad (72)$$

O sinal na porta é defasado em  $180^\circ$  em relação ao sinal na fonte quando a frequência de oscilação está abaixo da frequência de ressonância da associação em série entre  $L_g$  e  $C_{gs}$ . Nesse caso, a transcondutância de porta,

$g_{mg}$ , contribui para aumentar a magnitude da condutância de saída vista a partir do dreno.

Usando a dependência entre as tensões de porta e fonte, a transcondutância total controlada pela tensão de fonte é obtida assim:

$$g_{mx} = g_{ms} - \beta g_{mg} = g_{ms} \left( 1 - \frac{\beta}{n} \right). \quad (73)$$

Finalmente, a capacitância equivalente formada por  $C_2$ ,  $C_{gs}$  e  $L_g$  é definida como  $C_{2eq}$  e é calculada como:

$$C_{2eq} = C_2 + \frac{C_{gs}}{1 - \omega^2 L_g C_{gs}}. \quad (74)$$

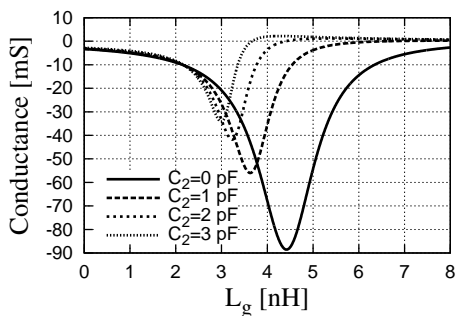
Ao adotar essas transformações, pode-se redesenhar o modelo de pequenos sinais da figura 4.6(a) como aquele mostrado na figura 4.6(b). Utilizando a expressão para a admitância de saída,  $Y_{out}$ , que foi obtida em 59, tem-se:

$$Y_{out} = - \frac{g_{mx} \frac{C_1}{C_{2eq}}}{\left( 1 + \frac{C_1}{C_{2eq}} \right)^2 + \left( \frac{g_{mx}}{\omega C_{2eq}} \right)^2} + j \frac{\omega C_1 \left( 1 + \frac{C_1}{C_{2eq}} \right)}{\left( 1 + \frac{C_1}{C_{2eq}} \right)^2 + \left( \frac{g_{mx}}{\omega C_{2eq}} \right)^2}. \quad (75)$$

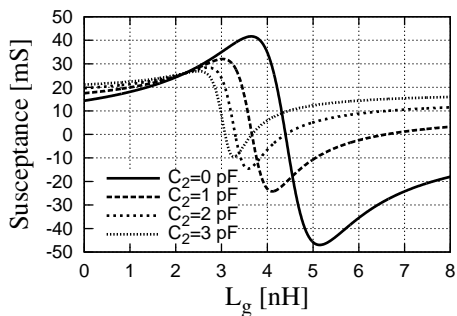
A figura 4.7 retrata a admitância de saída dada pela equação (75) como uma função de  $L_g$  para diversos valores de  $C_2$ , considerando-se, nessa simulação, os seguintes valores para os demais parâmetros:  $g_{ms} = 13.9$  mS;  $n = 1.15$ ;  $C_{gs} = 2$  pF, o qual é imposto por um capacitor adicional; e  $C_1 = 2$  pF. Como pode ser visto na figura 4.7(a), a condutância de saída possui um valor mínimo para cada  $C_2$ , mas o valor mínimo absoluto ocorre para  $C_2 = 0$ .

Para os valores de componentes acima e para  $C_2 = 0$ , a condutância de saída para um oscilador Colpitts clássico, que teria  $L_g = 0$ , seria de -3.3 mS. Deve-se notar que, embora  $C_2$  seja igual a zero,  $C_{2eq}$  não é e, conseqüentemente, o circuito ainda se comporta como um oscilador Colpitts.

Ao escolher  $L_g = 2,63$  nH e para os mesmos dispositivos passivos e condições de polarização, o valor da condutância de saída cai para -15 mS. Em outras palavras, ao manter o mesmo consumo de potência, o oscilador



(a) Condutância de saída.



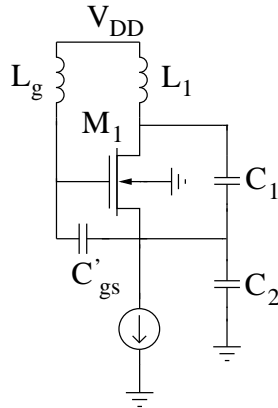
(b) Susceptância de saída.

**Figura 4.7: Efeito do indutor de degeneração na rede de uma porta.**

com degeneração indutiva na porta pode acionar uma carga maior do que o oscilador Colpitts tradicional ou, alternativamente, ao fixar a carga, a topologia presente consome menos potência do que a versão clássica.

É importante observar que, na figura 4.7, a condutância mínima de saída para um dado valor de  $C_2$  está perto de uma variação abrupta na susceptância de saída, o que significa que uma leve alteração dos parâmetros poderia fazer com que o circuito oscilasse em outra frequência ou até mesmo não oscilasse. Com o fito de evitar essa situação, requer-se que se opte por trabalhar do lado esquerdo da curva e ligeiramente distante do ponto de ressonância. Portanto, a susceptância de saída será capacitiva e ressonará com





**Figura 4.8:** Esquemático do oscilador projetado como prova de conceito.

$L_1$  na frequência de oscilação, que é calculada como:

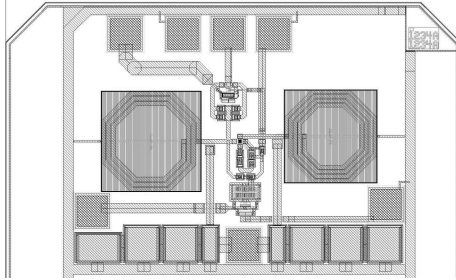
$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_{eq}}}, \quad (76)$$

em que  $C_{eq}$  é a capacitância de saída total, a qual é dada por:  $\Im(Y_{out})/\omega$ .

#### 4.2.5 Projeto do circuito

Com a meta de validar o conceito proposto, um protótipo foi projetado no processo CMOS de  $0,18 \mu\text{m}$  da IBM. O circuito, que é mostrado na figura 4.8, foi projetado para consumir uma potência DC bastante reduzida e consiste basicamente no oscilador da figura 4.5 com a adição de outro capacitor,  $C'_{gs}$ .

O indutor foi projetado de modo que o pico do fator de qualidade,  $Q$ , ocorra na vizinhança da frequência de oscilação. Para tal, o seu diâmetro, o número de voltas, a largura das linhas e o espaçamento entre estas foram adequadamente escolhidos por meio de simulações paramétricas. Ademais, a capacitância entre a porta e a fonte do transistor foi artificialmente elevada para diminuir o valor do indutor, visto que os maiores valores de  $Q$  correspondiam a menores indutâncias. Além disso, como o leiaute do transistor central incorporou a técnica de paralelizar o dispositivo em múltiplos dedos, pode-se presumir que o impacto da indutância parasita de porta será minimizado.



**Figura 4.9: Leiaute do protótipo.**

Na próxima subsecção, apresentar-se-ão os principais resultados de simulação pós-leiaute.

#### 4.2.6 Resultados de simulação

Destaca-se que o circuito ainda não foi medido no momento em que este documento foi redigido, de maneira que serão analisados os resultados de simulação pós-leiaute. O leiaute do oscilador é exibido na figura 4.9, em que se destaca claramente a presença dos dois indutores utilizados.

É difícil comparar o desempenho de diferentes osciladores de uma forma normalizada. A definição mais amplamente aceita de uma FoM para osciladores é:

$$FoM = 20 \log \left( \frac{f_0}{\Delta f} \right) - 10 \log \left( \frac{P_{DC}}{1 \text{ mW}} \right) - \mathcal{L}(\Delta f), \quad (77)$$

em que  $f_0$  é a frequência de oscilação,  $P_{DC}$  é o consumo de potência DC e  $\mathcal{L}(\Delta f)$  é o ruído de fase a uma frequência deslocada de  $\Delta f$  em relação a  $f_0$ .

Deve ser ressaltado que os componentes passivos do processo adotado estão satisfatoriamente modelados, uma vez que caracterizações anteriores foram executados pelo grupo de pesquisa no qual se encaixa este trabalho e os valores obtidos por medição estavam razoavelmente próximos dos esperados. Isso contribui para indicar que o desempenho medido do oscilador não desviará muito das simulações apresentadas aqui.

A tabela 4.1 mostra os resultados da simulação de Monte Carlo, incluindo o máximo, o mínimo, a média e o desvio padrão para o oscilador projetado. A simulação foi executada para 200 amostras. Como pode ser visto, a pior FoM foi de 188,6 dBc/Hz. No entanto, como o circuito opera no

regime limitado por corrente, o desempenho pode ser melhorado um pouco mais, mas isso se daria à custa do aumento de consumo de potência. A tabela 4.2 apresenta os resultados das simulações de canto, incluindo o típico (TT), FFF e SSF. Como se pode notar, a pior FoM foi de 189,27 dBc/Hz no canto ssf. Na tabela 4.3, comparam-se os valores médios dos resultados deste trabalho com alguns osciladores CMOS do estado da arte. Percebe-se que o desempenho geral do circuito proposto aqui é comparável a eles e a potência DC é a menor de todas (120,8  $\mu$ W).

**Tabela 4.1: Resultados de simulação Monte Carlo (200 amostras).**

Parâmetro	FoM (dBc/Hz)	$f_0$ (MHz)	$P_{DC}$ ( $\mu$ W)	$\mathcal{L}(1 \text{ MHz})$ (dBc/Hz)
Média	190,2	2.521	120,8	-122,5
Sigma	0,56	17,75	3,33	0,71
Máx	191,4	2.569	128,9	-120,9
Mín	188,6	2.468	114,4	-123,9

**Tabela 4.2: Resultados de simulação de cantos.**

Canto	FoM (dBc/Hz)	$f_0$ (GHz)	$P_{DC}$ ( $\mu$ W)	$\mathcal{L}(3 \text{ MHz})$ (dBc/Hz)
tt	190,2	2,52	120,8	-122,5
ssf	189,27	2,475	119,1	-121,7
fff	190,6	2.534	127	-123,1

### 4.3 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Este capítulo demonstrou a técnica de dupla realimentação positiva, que tem o intuito de minimizar o consumo de potência de osciladores CMOS. A topologia apresentada é baseada no clássico oscilador Colpitts de porta comum, mas emprega degeneração indutiva de porta como uma segunda fonte de realimentação positiva. Projetou-se um protótipo em um processo CMOS padrão de 0,18  $\mu\text{m}$  CMOS e simulações de Monte Carlo, assim como simulações de cantos, demonstraram a utilidade da técnica proposta para diminuir a potência DC para iniciar e manter oscilações. O circuito simulado mostrou uma frequência de oscilação de 2,521 GHz e um ruído de fase de -122,5 dBc/Hz a uma frequência deslocada de 3 MHz, consumindo 120,8  $\mu\text{W}$ , o que indica uma figura de mérito de 190,2 dBc/Hz.

**Tabela 4.3: Comparação com os osciladores CMOS do estado da arte.**

Parâmetros	50	52 (TX)	53	54	Este
Tec. CMOS (nm)	350	130	180	130	180
$V_{DD}$ (V)	2,7	1,0	0,50	0,475	0,575
$f_0$ (GHz)	2,1	4,9	3,8	4,9	2,52
$P_{DC}$ (mW)	9,3	1,3	0,57	2,7	0,1208
$\mathcal{L}$ (dBc/Hz)	-153*	-132,8*	-119 <sup>†</sup>	-136,2*	-122,5*
FoM (dBc/Hz)	195,4	196	193	196,2	190,2

\* @ 3 MHz, <sup>†</sup> @ 1 MHz.

## 5 CONCLUSÃO DO TRABALHO

Com o desígnio de aprimorar as pesquisas realizadas na área de circuitos voltados às aplicações médicas, especificamente nas bandas MICS e ISM, esta dissertação, realizada no contexto do Grupo de Pesquisas em Radiofrequência da UFSC, discorreu sobre o projeto de um receptor super-regenerativo, bem como apresentou uma nova técnica para projetar osciladores de RF de ultrabaixo consumo elétrico.

Em um primeiro momento, o trabalho versou sobre o embasamento teórico da recepção super-regenerativa. O projeto do protótipo aqui apresentado se alicerçou nesses elementos, e o seu desenvolvimento seguiu uma estrutura tradicional. Observa-se, nesse sentido, que o elemento que diferencia esta dissertação em relação aos demais trabalhos já publicados se encontra na utilização de uma topologia diferente das convencionais para o LNA, o qual não requer indutores para fazer a adaptação de impedância de entrada, sendo especialmente apropriado para ser empregado em implantes biomédicos na faixa MICS. A técnica de super-regeneração permite que a operação de demodulação seja realizada com um número reduzido de componentes e, aliada à adoção de esquemas mais simples de modulação, revelou-se bastante vantajosa para minimizar a potência DC. Destarte, o circuito simulado, desenvolvido na tecnologia CMOS de 130 nm da IBM, demonstrou um consumo similar ao que se encontra na literatura, uma vez que se buscou otimizar o projeto individual de cada um dos blocos que constituem o receptor. O propósito do trabalho, portanto, centrou-se em propiciar um domínio substancial da técnica, tanto em termos teóricos quanto práticos.

Por outro lado, a técnica de redução de consumo de osciladores LC, conhecida como DFT, consiste em aplicar uma segunda fonte de realimentação positiva a um oscilador Colpitts clássico de porta comum, implementada através de um indutor de degeneração conectado à porta do transistor central do circuito. Projetou-se, então, um protótipo na tecnologia CMOS de 180 nm da IBM e, posteriormente, apresentou-se a análise do funcionamento do dispositivo, assim como foram mostrados resultados de simulação pós-leiaute que evidenciaram a vantagem do circuito no que se refere à diminuição do consumo elétrico em comparação com a topologia original. No caso de os dois circuitos dissiparem a mesma potência, a nova técnica permite que o oscilador trabalhe com uma carga maior do que o Colpitts convencional. Além disso, o circuito proposto demonstrou um desempenho geral, medido através de uma figura de mérito específica para osciladores, comparável ao estado da arte de osciladores CMOS de RF. No decorrer desta pesquisa, foram pu-

blicados, em eventos científicos, dois artigos relativos a essa parte do trabalho [56, 57].

Com o intuito de dar seguimento à presente pesquisa, supõe-se a feitura de trabalhos posteriores inseridos nesta temática, com destaque para o projeto de um receptor super-regenerativo em que o oscilador seja implementado com a técnica de dupla realimentação positiva, de maneira que o consumo poderia ser razoavelmente reduzido, considerando-se que o SRO tende a ser o componente que mais demanda potência DC nessa arquitetura. Nesse caso, poderia ser empregada uma topologia desbalanceada, ao contrário do que foi feito neste trabalho, que fez uso de uma configuração diferencial para os estágios de entrada. Com isso, o balun, posto entre o oscilador e o detector de envelope, poderia ser removido, o que acarretaria uma diminuição ainda maior da potência dissipada. Ademais, o receptor aqui apresentado operava na faixa MICS, o que gerou entraves intrínsecos à baixa frequência de operação quanto ao projeto do indutor de degeneração de porta, os quais poderiam vir a mitigar o benefício de redução de consumo. Nessa senda, a diminuição do fator de qualidade e o excessivo tamanho do indutor podem ser mencionados como alguns dos obstáculos defrontados. Portanto, para tirar o máximo proveito da DFT, o circuito precisa operar em frequências mais altas, como a faixa ISM em torno de 2,4 GHz. Evidentemente, isso conduziria a uma mudança das aplicações do circuito, que não poderia mais ser usado em dispositivos implantáveis.

Empregar um oscilador sem indutores como o SRO é outra modificação que poderia ser realizada, o que, inclusive, chegou a ser testado em etapas preliminares deste trabalho, embora as análises não tenham sido aprofundadas o suficiente para justificar a sua inclusão neste documento. A adoção de uma nova topologia de oscilador para receptores super-regenerativos representaria uma modificação na forma como a questão da otimização dessa arquitetura é tradicionalmente tratada, que, essencialmente, tem se concentrado em trabalhar no sinal de *quench*, de modo a conseguir extrair o melhor desempenho do receptor, além de outros aprimoramentos em nível de sistema, sem, contudo, apresentar tão significativa redução no consumo de potência quanto seria alcançável com a topologia aqui apresentada. Outro ponto a ser enfatizado é a necessidade de integração dos blocos de polarização, como fontes de tensão e de corrente, bem como do gerador de onda de *quench*, os quais foram deixados externos ao chip nesta implementação. Da mesma maneira, também precisaria ser integrado o comparador ou o filtro passa-baixas ao final da cadeia de recepção.

É necessário, ainda, conceder atenção à análise teórica detalhada da

sensibilidade do receptor super-regenerativo. Neste texto, foi apresentada uma fórmula que possui um fator  $F$  relacionado ao ruído do receptor, o qual ainda necessita ser explicitamente definido. Esse termo leva em consideração as fontes de ruído oriundas, principalmente, do elemento ativo do oscilador super-regenerativo. A análise do desempenho do oscilador com dupla realimentação positiva em termos de ruído de fase também pode ser cogitada no que tange ao campo dos futuros trabalhos teóricos. Frisa-se que essa análise passa pela necessidade de se prever a amplitude de oscilação.

Por fim, registra-se que este trabalho pretendeu, com o desenvolvimento dos protótipos apresentados, não apenas aprimorar os estudos quanto ao tema no meio acadêmico, mas também objetivou melhorar as tecnologias utilizadas para a concepção de equipamentos de uso médico, por meio da otimização de técnicas já existentes. Almeja-se, portanto, que a pesquisa aqui desenvolvida não fique circunscrita aos bancos das instituições de pesquisa e ensino, e que seja adotada pela indústria.





## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] EUA. MICS Band Plan Federal Communications Commission, Part 95, FCC Rules and Regulations. Washington, DC, jan. 2003.
- [2] BRASIL. Resolução n. 506, de 1 de julho de 2008, da Agência Nacional de Telecomunicações. Republica o regulamento sobre equipamentos de radiocomunicação de radiação restrita. Brasília, DF, jul. 2008.
- [3] LEE, T. H. *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*. 2. ed. [S.l.]: Cambridge University Press, 2003. ISBN 978-0521835398.
- [4] ARMSTRONG, E. H. Some Recent Developments of Regenerative Circuits. In: *Proceeding of the Institute of Radio Engineers*. IEEE, 1922. v. 10, n. 4, p. 244–260. ISSN 0731-5996. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=1666729>>.
- [5] MACFARLANE, G. G.; WHITEHEAD, J. R. The Theory of the Super-Regenerative Receiver Operated in the Linear Mode. *Journal of the Institution of Electrical Engineers - Part III: Radio and Communication Engineering*, v. 95, n. 35, p. 143–157, maio 1948. ISSN 1932-4545. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=05298986>>.
- [6] ZHANG, X., et al. An Energy-Efficient ASIC for Wireless Body Sensor Networks in Medical Applications. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, v. 4, n. 1, p. 11–18, fev. 2010. ISSN 1932-4545. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=5308310>>.
- [7] MONCUNILL-GENIZ, F. X.; PALÀ-SCHÖNWÄLDER, P.; MAS-CASALS, O. A Generic Approach to the Theory of Superregenerative Reception. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, v. 52, n. 1, p. 54–70, jan. 2005. ISSN 1549-8328. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=1377542>>.
- [8] BOHORQUEZ, J. L.; CHANDRAKASAN, Anantha P.; DAWSON, J. L. Frequency-Domain Analysis of Super-Regenerative

- Amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 57, n. 12, p. 2882–2894, dez. 2009. ISSN 0018-9480. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=5325901\&tag=1>>.
- [9] FERNÁNDEZ-RODRÍGUEZ, F. O.; SÁNCHEZ-SINENCIO, E. Advanced Quenching Techniques for Super-Regenerative Radio Receivers. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, v. 59, n. 7, p. 1533–1545, jul. 2012. ISSN 1549-8328. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=6132387>>.
- [10] VOUILLOZ, A.; DECLERCQ, M.; DEHOLLAIN, C. Selectivity and Sensitivity Performances of Superregenerative Receivers. In: *Proceedings of the 1998 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. IEEE, 1998. v. 4, p. 325–328. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=698830>>.
- [11] THOPPAY, P. E.; DEHOLLAIN, C.; DECLERCQ, M. J. Noise analysis in super-regenerative receiver systems. In: *2008 Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics*. IEEE, 2008. p. 189–192. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=4595757>>.
- [12] FREY, D. R. Improved Super-Regenerative Receiver Theory. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, v. 60, n. 12, p. 3267–3278, dez. 2013. ISSN 1549-8328. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=6656950>>.
- [13] HOU, R.; LONG, J. R.; SAPUTRA, N. *Super-regenerative Receiver for UWB-FM*. Dissertação (Mestrado) — TU Delft, Electrical Engineering, Mathematics and Computer Science, Microelectronics, Delft, Países Baixos, set. 2008. Disponível em: <<http://repository.tudelft.nl/view/ir/uuid:73f81186-198d-4de9-a19a-52423b694d43/>>.
- [14] CODDINGTON, E. A. *An Introduction to Ordinary Differential Equations*. 1. ed. [S.l.]: Dover Publications, 1989. ISBN 978-0486659428.
- [15] TENENBAUM, M.; POLLARD, H. *Ordinary Differential Equations*. 1. ed. [S.l.]: Dover Publications, 1985. ISBN 978-0486649405.
- [16] BELL, W. W. *Special Functions for Scientists and Engineers*. 1. ed. [S.l.]: Dover Publications, 2004. ISBN 978-048-643-521-3.

- [17] VOUILLOZ, A.; DECLERCQ, M.; DEHOLLAINI, C. A low-power CMOS super-regenerative receiver at 1 GHz. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 36, n. 3, p. 440–451, mar. 2001. ISSN 0018-9200. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=910483>>.
- [18] OTIS, B.; CHEE, Y. H.; RABAEY, Y. A 400 $\mu$ W-RX, 1.6mW-TX Super-Regenerative Transceiver for Wireless Sensor Networks. In: *Digest of Technical Papers of the IEEE International Solid-State Circuits Conference*. IEEE, 2005. v. 1, p. 396–606. ISSN 0193-6530. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=1494036>>.
- [19] BOHORQUEZ, J. L.; CHANDRAKASAN, A. P.; DAWSON, J. L. A 350  $\mu$ W CMOS MSK Transmitter and 400  $\mu$ W OOK Super-Regenerative Receiver for Medical Implant Communications. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 44, n. 4, p. 1248–1259, abr. 2009. ISSN 0018-9200. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=4804969>>.
- [20] MONCUNILL-GENIZ, F. X.; PALÀ-SCHÖNWÄLDER, P.; DEHOLLAIN, C.; JOEHL, N.; DECLERCQ, M. A 2.4-GHz DSSS Superregenerative Receiver With a Simple Delay-Locked Loop. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, v. 15, n. 8, p. 499–501, ago. 2005. ISSN 1531-1309. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=1471723>>.
- [21] LIU, Y.-H.; LIN, T.-H. A Delta-Sigma Pulse-Width Digitization Technique for Super-Regenerative Receivers. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 45, n. 10, p. 2066–2079, out. 2010. ISSN 0018-9200. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=5584959>>.
- [22] THOPPAY, P. E.; DEHOLLAINI, C.; GREEN, M. M. ; DECLERCQ, M. J. A 0.24-nJ/bit Super-Regenerative Pulsed UWB Receiver in 0.18- $\mu$ m CMOS. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 46, n. 11, p. 2623–2634, nov. 2011. ISSN 0018-9200. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=6034536>>.
- [23] KIM, K., et al. Low-Power CMOS Super-Regenerative Receiver With a Digitally Self-Quenching Loop. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, v. 22, n. 9, p. 486–488, set. 2012. ISSN

- 1531-1309. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=6275448>>.
- [24] LIANG, K.-H.; CHEN, L.; YUE, C. P. A 200-Mb/s 10-mW super-regenerative receiver at 60 GHz. In: *International Symposium on VLSI Design, Automation and Test*. IEEE, 2009. v. 1, p. 315–318. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=5158158>>.
- [25] CHEN, J.-Y.; FLYNN, M. P.; HAYES, J. P. A Fully Integrated Auto-Calibrated Super-Regenerative Receiver in 0.13- $\mu\text{m}$  CMOS. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 42, n. 9, p. 1976–1985, set. 2007. ISSN 0018-9200. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=4295182>>.
- [26] AYERS, J.; MAYARAM, K.; FIEZ, T. S. An Ultralow-Power Receiver for Wireless Sensor Networks. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 45, n. 9, p. 1759–1769, set. 2010. ISSN 0018-9200. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=5556429>>.
- [27] VIDOJKOVIC, M., et al. A 500 $\mu\text{W}$  5Mbps ULP super-regenerative RF front-end. In: *Proceedings of the ESSCIRC*. IEEE, 2010. p. 462–465. ISSN 1930-8833. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=5619743>>.
- [28] RAZAVI, B. *RF Microelectronics*. 2. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 2011. ISBN 978-0137134731.
- [29] PLETT, C.; ROGERS, J. *Radio Frequency Integrated Circuit Design*. 2. ed. [S.l.]: Artech House, 2010. ISBN 978-1607839798.
- [30] FAVRE, P., et al. A 2-V 600- $\mu\text{A}$  1-GHz BiCMOS super-regenerative receiver for ISM applications. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 33, n. 12, p. 2186–2196, dez. 1998. ISSN 0018-9200. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=735703>>.
- [31] CLARKE, K. Transistor Sine Wave Oscillators-Squegging and Collector Saturation. *IEEE Transactions on Circuit Theory*, v. 13, n. 4, p. 424–428, dez. 1966. ISSN 0018-9324. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=1082642>>.

- [32] OKADA, K.; MASU, K. Advanced Microwave Circuits and Systems. In: \_\_\_\_\_. 1. ed. India: In-Tech, 2010. cap. Modeling of Spiral Inductors, p. 291–312. ISBN 978-953-307-087-2.
- [33] ANDREANI, P.; MATTISSON, S. On the Use of MOS Varactors in RF VCO's. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 35, n. 6, p. 905–910, jun. 2000. ISSN 0018-9200. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=845194>>.
- [34] IBM Microelectronics Division. *CMOS8RF (CMRF8SF) Training*. Hopewell Junction, NY, EUA, 2010.
- [35] Mixed Signal Technology Development. *CMOS8RF (CMRF8SF) Design Manual*. Essex Junction, VT 05452, EUA, 2010.
- [36] KRAL, A.; BEHBAHANI, F.; ABIDI, A. A. RF-CMOS oscillators with switched tuning. In: *Proceedings of the IEEE 1998 Custom Integrated Circuits Conference*. Santa Clara, CA: IEEE, 1998. p. 555–558. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=695039>>.
- [37] IBM Microelectronics Division. *CMOS8RF (CMRF8SF) Model Reference Guide*. Hopewell Junction, NY, EUA, 2010.
- [38] WANG, S. B. T.; NIKNEJAD, A. M.; BRODERSEN, R. W. Design of a Sub-mW 960-MHz UWB CMOS LNA. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 41, n. 11, p. 1094–1103, nov. 2006. ISSN 0018-9200. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=1717668>>.
- [39] YU, Y.-H.; YANG, Y.-S.; CHEN, Y.-J. A Compact Wideband CMOS Low Noise Amplifier With Gain Flatness Enhancement. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 45, n. 3, p. 502–509, mar. 2010. ISSN 0018-9200. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=5419179>>.
- [40] BELMAS, F.; HAMEAU, F.; FOURNIER, J. A Low Power Inductorless LNA With Double  $G_m$  Enhancement in 130 nm CMOS. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 47, n. 5, p. 1094–1103, maio 2012. ISSN 0018-9200. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=6153029>>.

- [41] GOODARZY, F.; SEDIGHI, B.; SKAFIDAS, E. S. Micro-watt inductorless gm-boost LNA for biomedical implants. In: *2013 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. IEEE, 2013. p. 1914–1917. ISSN 0271-4302. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=6572241>>.
- [42] SCHNEIDER M. C.; GALUP-MONTORO, C. *CMOS Analog Design Using All-Region MOSFET Modeling*. 1. ed. [S.l.]: Cambridge University Press, 2010. 504 p. ISBN 978-0521110365.
- [43] SILVEIRA, F.; FLANDRE, D.; JESPERS, P. G. A. A  $g_m/I_D$  based methodology for the design of CMOS analog circuits and its application to the synthesis of a silicon-on-insulator micropower OTA. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 31, n. 9, p. 1314–1319, sep. 1996. ISSN 0018-9200. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=535416>>.
- [44] MEYER, R. G. Low-power monolithic RF peak detector analysis. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 47, n. 5, p. 65–67, jan. 1995. ISSN 0018-9200. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=350192>>.
- [45] PLETCHER, N.; RABAEY, J. M. *Ultra-Low Power Wake-Up Receivers for Wireless Sensor Networks*. Tese (Doutorado) — EECS Department, University of California, Berkeley, maio 2008. Disponível em: <<http://www.eecs.berkeley.edu/Pubs/TechRpts/2008/EECS-2008-59.html>>.
- [46] PORRET, A.-S.; ENZ, C. C. Non-quasi-static (NQS) thermal noise modelling of the MOS transistor. *IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems*, IET, v. 151, n. 2, p. 155–166, abr 2004. ISSN 1350-2409. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=1300999>>.
- [47] ENZ C. C.; VITTOZ, E. A. *Charge-Based MOS Transistor Modeling - The EKV Model for Low-Power and RF IC Design*. The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex PO19 8SQ, England: John Wiley, 2006. ISBN 978-0-470-85541-6.
- [48] THIÉBAUT, M. J. A.; REIS FILHO, C. A. dos. *Receptor Super-Regenerativo (900 MHz) Implementado em Tecnologia CMOS 0,35  $\mu\text{m}$* . Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas,

- Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Campinas, SP, jan. 2006. Disponível em: <<http://www.bibliotecadigital.unicamp.br/document/?code=000439554>>.
- [49] VIDOJKOVIC, M., et al. A 2.4 GHz ULP OOK Single-Chip Transceiver for Healthcare Applications. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, v. 5, n. 6, p. 523–534, dez. 2011. ISSN 1932-4545. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=6105586>>.
- [50] HEGAZI, E.; SJÖLAND, H.; ABIDI, A. A. A Filtering Technique to Lower LC Oscillator Phase Noise. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 36, n. 12, p. 1921–1930, dez. 2001. ISSN 0018-9200. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=972142>>.
- [51] WANG, T.-P. A CMOS Colpitts VCO Using Negative-Conductance Boosted Technology. *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers*, v. 58, n. 11, p. 2623–2635, nov. 2011. ISSN 1549-8328. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=5765458>>.
- [52] MAZZANTI, A.; ANDREANI, P. Class-C Harmonic CMOS VCOs, With a General Result on Phase Noise. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 43, n. 12, p. 2716–2729, dez. 2008. ISSN 0018-9200. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=4684621>>.
- [53] KWOK, K. C.; LUONG, H. C. Ultra-Low-Voltage High-Performance CMOS VCOs Using Transformer Feedback. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 40, n. 3, p. 652–660, mar. 2005. ISSN 0018-9200. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=1408085>>.
- [54] BROWN, T., et al. A 475 mV, 4.9 GHz Enhanced Swing Differential Colpitts VCO With Phase Noise of -136 dBc/Hz at a 3 MHz Offset Frequency. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 46, n. 8, p. 1782–1795, ago. 2011. ISSN 0018-9200. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=5779721>>.
- [55] ROTTAVA, R. E.; RANGEL DE SOUSA, F. A 40 mV/4 uW CMOS Colpitts Oscillator with Additional Positive Feedback at 2.12 GHz.

- In: *12th Students Forum on Microelectronics*. SBMICRO, 2012. Disponível em: <<http://www.sbmicro.org.br/images/stories/Eventos-/sforum2012/018.pdf>>.
- [56] ROTTAVA, R. E.; CAMARA SANTOS JUNIOR, C.; RANGEL DE SOUSA, F.; NUNES DE LIMA, R. Ultra-low-power 2.4 GHz Colpitts oscillator based on double feedback technique. In: *2013 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. IEEE, 2013. p. 1785–1788. ISSN 0271-4302. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=6572211>>.
- [57] ROTTAVA, R. E.; CAMARA SANTOS JUNIOR, C.; RANGEL DE SOUSA, F.; NUNES DE LIMA, R. Ultra-low-power, ultra-low-voltage 2.12 GHz colpitts oscillator using inductive gate degeneration. In: *2013 IEEE 11th International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)*. IEEE, 2013. p. 1–4. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=6573614>>.
- [58] ENZ, C. An MOS Transistor Model for RF IC Design Valid in All Regions of Operation. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 50, n. 1, p. 342–359, jan. 2002. ISSN 0018-9200. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=981286>>.
- [59] DE SOUSA, F. R.; MACHADO, M. B.; GALUP-MONTORO, C. A 20 mV Colpitts Oscillator powered by a thermoelectric generator. In: *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. IEEE, 2012. p. 2035–2038. ISSN 0271-4302. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=\&arnumber=6271680>>.



**ANEXO A – LEIAUTE DOS CIRCUITOS PROJETADOS**

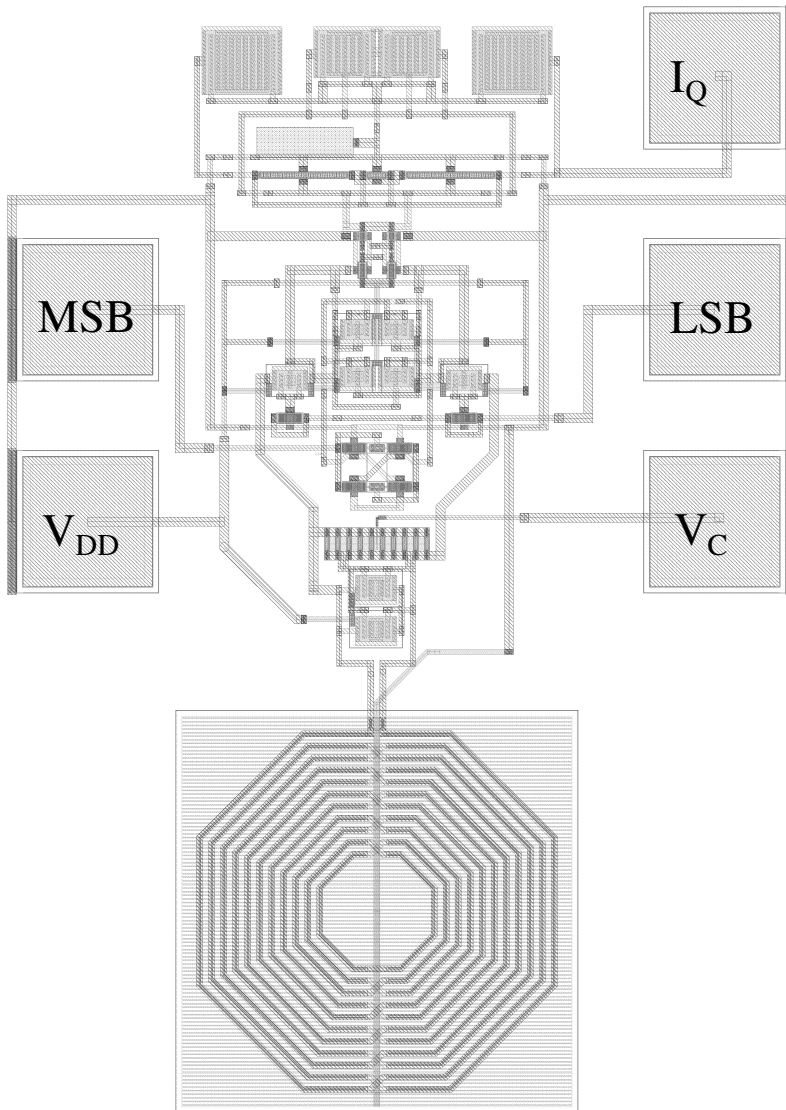


Figura A.1: Leiaute do VCO, incluindo os PADS.

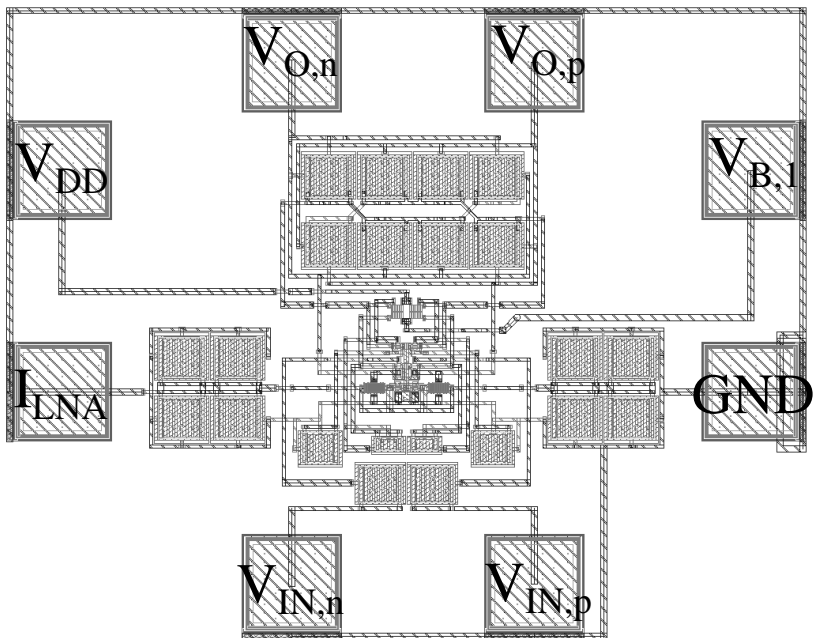


Figura A.2: Leiaute do LNA, incluindo os PADs.

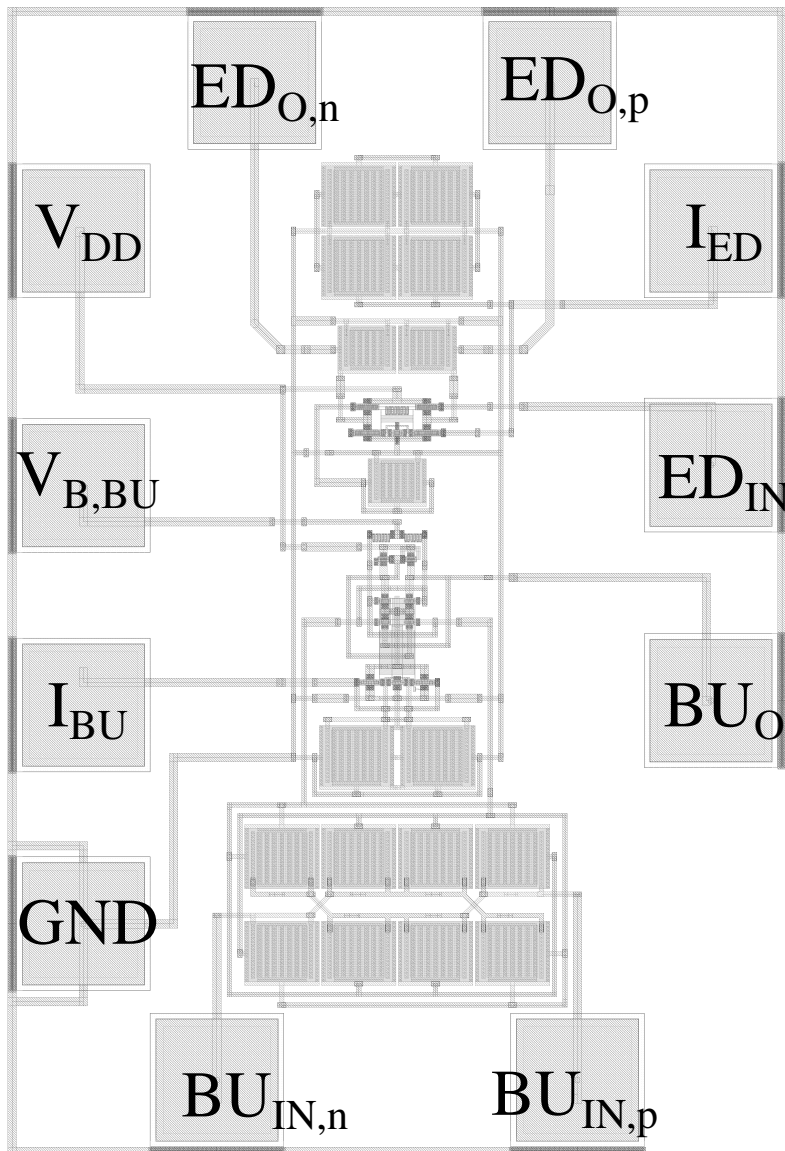


Figura A.3: Leiaute do balun juntamente com o detector de envelope, incluindo os PADS.

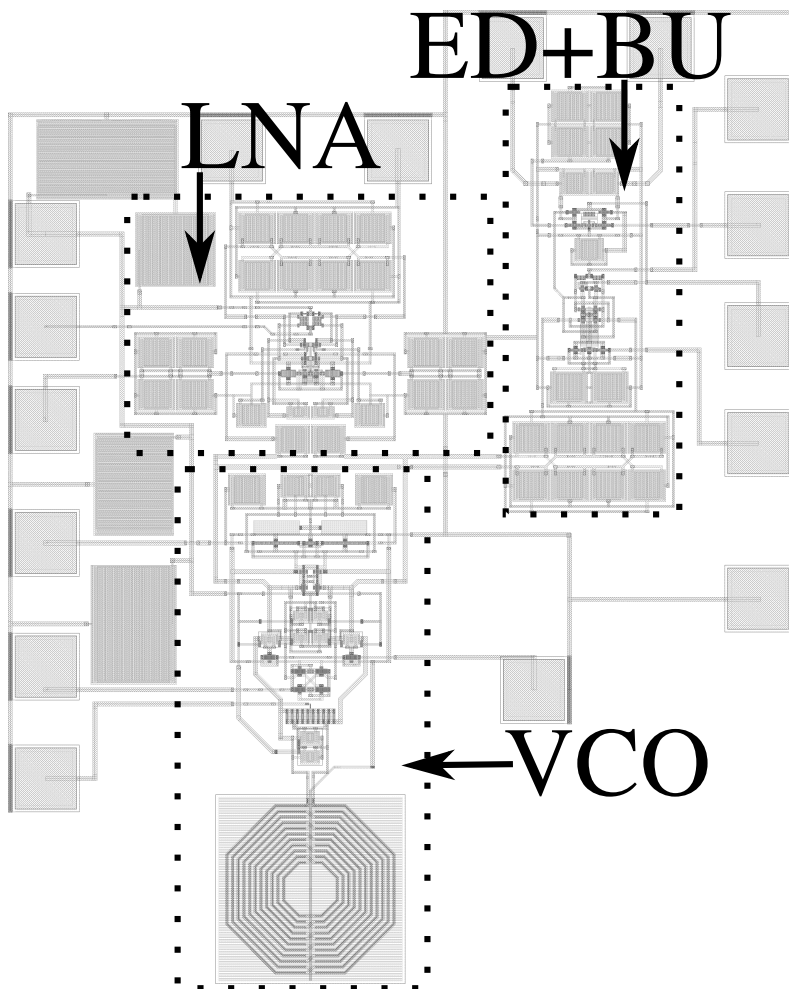


Figura A.4: Leiaute do receptor completo, destacando cada bloco.



**ANEXO B – ARTIGOS PUBLICADOS DURANTE O MESTRADO**

# Ultra-low-power 2.4 GHz Colpitts oscillator based on double feedback technique

Rodrigo Eduardo Rottava\*, Carlyle Câmara S. Jr.\*, Fernando Rangel de Sousa\* and Robson Nunes de Lima†

\*RFIC Research Group - Electrical Engineering Department  
Federal University of Santa Catarina  
Florianópolis, SC, Brazil

Email: {rodrigorottava, carlyle.camara, rangel}@ieec.org

† Federal University of Bahia - UFBA

Email: robsonufba@gmail.com

**Abstract**—This paper presents an oscillator design technique for low-power applications. The circuit is based on the common-gate Colpitts oscillator with additional positive feedback provided by an inductive gate degeneration. This technique decreases the required transconductance to start-up oscillations, which makes possible to reduce the power consumption. Two prototypes were designed in a standard  $0.18\ \mu\text{m}$  CMOS technology. The first one presents an oscillating frequency of 2.52 GHz with a phase noise of  $-122.5\ \text{dBc/Hz}$  at a 3 MHz offset frequency and consumes 120.8  $\mu\text{W}$ . The other oscillator has a power consumption of 1 mW and oscillates at 2.38 GHz with a phase noise of  $-132.7\ \text{dBc/Hz}$  at a 3 MHz offset.

## I. INTRODUCTION

The generation of reference signals is one of the most important steps in any communication channel. That relevance impose stringent requirements on the design of radio-frequency oscillators, which means they should both present a high spectral purity and consume as least power as possible. However, the natural compromise between performance and power consumption also dominates the design of oscillators. Although the phase noise could appear as the main concern related to oscillators, there are applications in which the limited power budget may deserve more attention from the circuit designer. This condition is even more demanding in the context of energy harvesting applications [1].

Several techniques have been proposed to cope with the challenging task of designing oscillators with increased performance and lower power consumption [2] - [6]. In [2], they employ a noise filter to reduce the phase noise of voltage-controlled oscillators (VCOs) to its fundamental minimum according to the resonator quality factor and power consumption. The oscillators designed in [3] make use of a tail capacitance for filtering the current source noise altogether with a DC level shift that enables a large oscillation amplitude, while the core transistors operate in the saturation region. [4] presents a transformer-feedback VCO based on the concept of dual signal swings, allowing the output signals to swing above the supply voltage and below the ground potential, which increases the carrier power and decreases the phase noise. A similar idea is shown in [5], in which they replace the tail current of a traditional differential Colpitts VCO by inductors

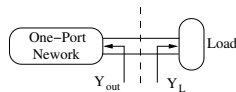


Fig. 1. Negative conductance high-level model of the Colpitts oscillator.

to augment the maximum attainable amplitude. In [6], the author uses a cross-coupled MOSFET pair with forward-body bias to boost the negative conductance of a millimeter-wave differential Colpitts oscillator.

The current state-of-the-art CMOS oscillators have already demonstrated outstanding overall performance, but they still usually exhibit a DC power in the order of a few milliwatts [2], [3], [5], with some exceptions only [4]. In this paper we present a technique to design ultra-low-power oscillators implemented by means of an inductive gate degeneration applied to a classical Colpitts common-gate oscillator. The double feedback technique (DFT) reduces the required transconductance to start-up and maintain oscillations, thus saving power. Two prototypes were designed in a standard  $0.18\ \mu\text{m}$  CMOS technology as proof of concept. The simulation results indicate that the first one has an oscillation frequency of 2.521 GHz and a phase noise of  $-122.5\ \text{dBc/Hz}$  at a 3-MHz offset frequency, with a power consumption of 120.8  $\mu\text{W}$  from a 0.575-V supply voltage, which results in a figure-of-merit (FoM) of 190.2 dBc/Hz. The second oscillator consumes 1 mW from a 1-V supply voltage and presents a phase noise of  $-132.7\ \text{dBc/Hz}$  at a 3 MHz offset, oscillating at 2.38 GHz, which corresponds to a FoM of 190.5 dBc/Hz. Those numbers represent the average values obtained through Monte Carlo simulations.

The rest of this paper is organized as follows: in section II, we introduce the basic ideas behind the low-power oscillators designed; section III makes a careful analysis of the additional positive feedback source and characterizes how it helps to minimize the required power to sustain oscillations; then we comment on some design insights regarding the implementation of the oscillators in IV; section V presents the main simulation results to validate the proposed approach, including



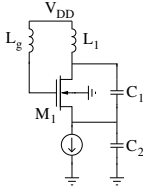


Fig. 2. Gate-inductive degenerated oscillator.

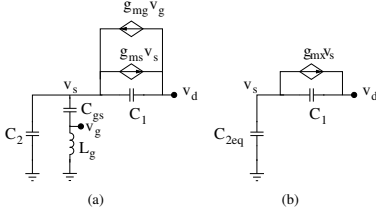


Fig. 3. Small-signal models of the proposed oscillator: (a): simplified model of circuit in Figure 2; (b): equivalent model to ease the analysis.

Monte Carlo analysis; finally section VI summarizes the most relevant contributions of this paper.

## II. GATE-INDUCTIVE DEGENERATED OSCILLATOR

The topology proposed derives directly from the classical Colpitts common-gate oscillator, which is shown in Figure 1 in a high-level model and can be seen as a combination of a potentially unstable one-port and a load network.  $Y_{out}$  is the one-port network output admittance and  $Y_L$  is the load admittance. In order to satisfy the Barkhausen criteria and start oscillations, the magnitude of the negative conductance represented by the one-port circuit must be greater than the conductance of the terminating load admittance, and the oneport susceptance must be the opposite of the load susceptance at the oscillation frequency. An amplifier is usually used as the one-port network and its nonlinearity provides the mechanism by which the oscillation amplitude stabilizes.

In the circuit of Figure 2, we show a Colpitts oscillator including inductive gate degeneration provided by  $L_g$ . This inductor acts as a second source of positive feedback, meaning that this topology is able to start oscillations with less power than the traditional Colpitts oscillator, as it is proved by the analysis conducted in the next section.

## III. CIRCUIT ANALYSIS

Figure 3(a) shows the small-signal representation of the oscillator in Figure 2. In order to simplify the analysis, we have assumed that the drain transconductance ( $g_{md}$ ), as well as the gate-to-drain capacitance ( $C_{gd}$ ) of the transistor can be neglected, which is suitable for a saturated transistor. Under these conditions, we can relate the source and the gate

transconductances as  $g_{mg} = g_{ms}/n$ , where  $n$  is the slope factor of the transistor, which is modeled according to the EKV MOSFET model [7]. It is also possible to write the gate voltage  $v_g$  in terms of the source voltage  $v_s$ ,  $L_g$  and the gate-to-source capacitance  $C_{gs}$ . We define  $\beta$  as the source-to-gate voltage gain, which is given by:

$$\beta \doteq \frac{v_g}{v_s} = \frac{\omega^2 L_g C_{gs}}{\omega^2 L_g C_{gs} - 1} \quad (1)$$

The signal at the gate is phase-shifted in  $180^\circ$  with respect to the signal at the source when the oscillation frequency is below the resonant frequency of the series association between  $L_g$  and  $C_{gs}$ . In that case, the gate transconductance  $g_{mg}$  contributes to increase the magnitude of the output conductance seen at the drain.

Using the dependence between the gate and source voltages, the total transconductance controlled by the source voltage is given by:

$$g_{mx} = g_{ms} - \beta g_{mg} = g_{ms} \left(1 - \frac{\beta}{n}\right) \quad (2)$$

Finally, the total equivalent capacitance formed by  $C_2$ ,  $C_{gs}$  and  $L_g$  is defined as  $C_{2eq}$ , and given by:

$$C_{2eq} = C_2 + \frac{C_{gs}}{1 - \omega^2 L_g C_{gs}} \quad (3)$$

By using these transformations, we can redraw the small-signal model of Figure 3(a) as the one in Figure 3(b). Using the expression for the output admittance  $Y_{out}$  obtained in [8], we have:

$$Y_{out} = -\frac{g_{mx} \frac{C_1}{C_{2eq}}}{\left(1 + \frac{C_1}{C_{2eq}}\right)^2 + \left(\frac{g_{mx} \omega C_1}{\omega C_{2eq}}\right)^2} + j \frac{\omega C_1 \left(1 + \frac{C_1}{C_{2eq}}\right)}{\left(1 + \frac{C_1}{C_{2eq}}\right)^2 + \left(\frac{g_{mx} \omega C_1}{\omega C_{2eq}}\right)^2} \quad (4)$$

Figure 4 depicts the output admittance given by (4) as a function of  $L_g$  for several values of  $C_2$ , considering the parameters of our second design. In this simulation we used  $g_{ms} = 13.9$  mS,  $n = 1.15$ ,  $C_{gs} = 2$  pF, which is imposed by an additional capacitor, and  $C_1 = 2$  pF. As we can see in Figure 4(a), the output conductance has one minimal for each  $C_2$ , but the absolute minimum value occurs for  $C_2 = 0$ .

For the component values above, and for  $C_2 = 0$ , the output conductance for a classical Colpitts oscillator, which has  $L_g = 0$ , would be  $-3.3$  mS. It should be noted that although  $C_2 = 0$ ,  $C_{2eq}$  is not, and thus the circuit still behaves as a Colpitts oscillator.

By choosing  $L_g = 2.63$  nH and for the same passive devices and bias condition, the value of the output conductance falls to  $-15$  mS. In other words, by keeping the same power consumption, the oscillator with inductive gate degeneration can drive a higher load than the classical Colpitts oscillator, or alternatively by fixing the load the present topology consumes less power than the classical one. The load admittance  $Y_L$  is considered as  $-j/(\omega L_1) + G_P$ , where  $G_P$  is the loss conductance due to the passive devices.

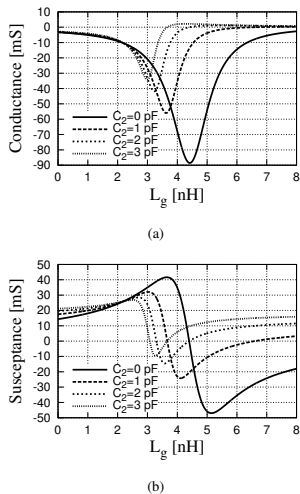


Fig. 4. Effect of gate inductor on one-port's: (a): output conductance; (b): output susceptance.

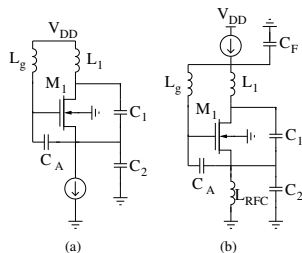


Fig. 5. Schematic diagram of designed oscillators: (a): design 1; (b): design 2.

It is important to observe in Figure 4 that the minimum output conductance for a given  $C_2$  is close to an abrupt variation of the output susceptance, which means that a slight variation of the parameters can make the circuit oscillate at another frequency, or even not oscillate. In order to avoid this condition, we have chosen to work at the left side of the curve and slightly distant from the resonance point. Therefore, the output susceptance is capacitive and resonates with  $L_1$  at the oscillation frequency, which is calculated as:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_{eq}}} \quad (5)$$

where  $C_{eq}$  is the total output capacitance given by  $\Re\{Y_{out}\}/\omega$ .

#### IV. CIRCUIT DESIGN

In order to validate the concept proposed, two prototypes were designed in the IBM 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS process. The first one, shown in Figure 5(a), was designed to keep the DC power as low as possible and consists basically of the oscillator in Figure 2 modified by an extra capacitor  $C_A$ . The second circuit is depicted in Figure 5(b) and was designed for a minimum phase noise, with a higher power consumption than the first one, but still lower than the typical values found in literature. Both oscillators are current-biased, because that way we can control the power consumption directly by changing the bias current.

The inductor was designed such its maximum Q-factor occurs near the oscillation frequency. For that, its outer diameter, number of turns, line width and line spacing were adequately chosen. In addition, the transistor gate-to-source capacitance was artificially raised to reduce the gate inductor value, because better quality factors were reached for smaller inductances. As the core transistors were laid out as multi-finger devices, the impact of the internal gate inductance will be minimized.

#### V. SIMULATION RESULTS

In this section we present the post-layout simulation results. The layout of both oscillators is shown in Figure 6. The circuits are still in the fabrication process, and we could not include the measurement results in this version of this paper.

It is difficult to compare the performance of different oscillators in a normalized sense. The most widely adopted definition of a figure-of-merit for oscillators is:

$$F_oM = 20 \log \left( \frac{f_o}{\Delta f} \right) - 10 \log \left( \frac{P_{DC}}{1 \text{ mW}} \right) - L(\Delta f) \quad (6)$$

where  $f_o$  is the oscillation frequency,  $P_{DC}$  is the DC power consumption and  $L(\Delta f)$  is the phase noise at a  $\Delta f$  offset frequency.

It should be noted that the passive components from the adopted process are satisfactorily modeled, since previous characterizations were performed in our research group, and the measured values agreed quite well with the expected ones. That contributes to indicate that the measured performance will not deviate too much from the simulations presented here.

Table I shows the Monte Carlo simulation results including the maximum, minimum, mean and standard deviation for the two designed oscillators. The simulation was performed for 200 samples. As can be seen the worst FoMs are 188.6 and 189.1 dBc/Hz for the first and second oscillators designed, respectively. Since the two oscillators operate in the current-limited regime, the performance could still be improved a little further, but at the cost of power consumption. In Table II we compare the average values of our results with some state-of-the-art CMOS oscillators. Our overall performance is comparable to them, however the design I has the lowest power consumption (120.8  $\mu\text{W}$ ).

TABLE I  
RESULTS OF THE MONTE CARLO SIMULATION (200 RUN).

Parameter	Design 1				Design 2			
	FoM (dBc/Hz)	$f_o$ (MHz)	$P_{DC}$ ( $\mu$ W)	L(1 MHz) (dBc/Hz)	FoM (dBc/Hz)	$f_o$ (MHz)	$P_{DC}$ (mW)	L(1 MHz) (dBc/Hz)
Mean	190.2	2521	120.8	-122.5	190.5	2380	1	-132.7
Sigma	0.56	17.75	3.33	0.71	0.53	28	0	0.48
Max	191.4	2569	128.9	-120.9	192	2440	1	-131.4
Min	188.6	2468	114.4	-123.9	189.1	2310	1	-133.8

TABLE II  
COMPARISON WITH STATE-OF-THE-ART CMOS OSCILLATORS

Parameters	[2]	[3] (RC bias)	[3] (TX bias)	[4]	[5]	Design 1	Design 2
CMOS Technology (nm)	350	130	130	180	130	180	180
Supply Voltage (V)	2.7	1.0	1.0	0.50	0.475	0.575	1.0
Frequency (GHz)	2.1	4.9	4.9	3.8	4.9	2.52	2.38
DC Power (mW)	9.3	1.4	1.3	0.57	2.7	0.1208	1
Phase Noise (dBc/Hz)	-153 <sup>1</sup>	-132.8 <sup>1</sup>	-132.8 <sup>1</sup>	-119 <sup>2</sup>	-136.2 <sup>1</sup>	-122.5 <sup>1</sup>	-132.7 <sup>1</sup>
FoM (dBc/Hz)	195.4	195.5	196.0	193	196.2	190.2	190.5

<sup>1</sup> @ 3 MHz, <sup>2</sup> @ 1 MHz

## VI. CONCLUSION

This paper introduced the double feedback technique to minimize the power consumption of CMOS oscillators. The topology presented is based on the classical Colpitts common-gate oscillator, but it uses an inductive gate degeneration as a second source of positive feedback. Two prototypes were designed in a standard 0.18  $\mu$ m CMOS process and Monte Carlo simulations showed the usefulness of the proposed technique to minimize the DC power required to start-up and sustain oscillations. The first oscillator presents an oscillation frequency of 2.521 GHz and a phase-noise of -122.5 dBc/Hz at a 3 MHz offset frequency and consumes 120.8  $\mu$ W, which indicates a FoM of 190.2 dBc/Hz. The second oscillator consumes 1 mW and oscillates at 2.38 GHz with a phase-noise of -132.7 dBc/Hz at a 3 MHz offset frequency, exhibiting a FoM of 190.5 dBc/Hz.

## REFERENCES

- [1] Maja et al. A 2.4 GHz ULP OOK Single-Chip Transceiver for Healthcare Applications. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 5(6):523–534, December 2011.
- [2] Emad Hegazi, Henrik Sjöland, and Assad A. Abidi. A Filtering Technique to Lower LC Oscillators Phase Noise. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 36(12):1921–1930, December 2001.
- [3] Andrea Mazzanti and Pietro Andreani. Class-C Harmonic CMOS VCOs, With a General Result on Phase Noise. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 43(12):2716–2729, December 2008.
- [4] KaChun Kwok and Howard C. Luong. Ultra-Low-Voltage High-Performance CMOS VCOs Using Transformer Feedback. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 40(3):652–660, March 2005.
- [5] Thomas W. Brown, Farhad Farhabakhshian, Ankur Guha Roy, Terri S. Fiez, and Kartikeya Mayaram. A 475 mV, 4.9 GHz Enhanced Swing Differential Colpitts VCO With Phase Noise of -136 dBc/Hz at a 3 MHz Offset Frequency. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 46(8):1782–1795, August 2011.
- [6] To-Po Wang. A CMOS Colpitts VCO Using Negative-Conductance Boosted Technology. *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers*, 58(11):2623–2635, November 2011.
- [7] ChristianENZ. 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.
- [8] F. R. de Sousa, M. B. Machado, and C. Galup-Montoro. A 20 mV Colpitts Oscillator powered by a thermoelectric generator. In *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pages 2035 – 2038. IEEE, 2012.

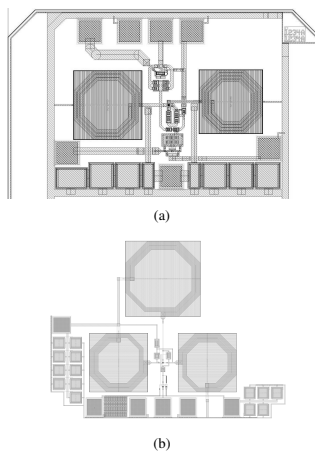


Fig. 6. Layout of the two prototypes: (a): design 1; (b): design 2.

# Ultra-low-power, ultra-low-voltage 2.12 GHz Colpitts oscillator using inductive gate degeneration

Rodrigo Eduardo Rottava\*, Carlyle Câmara S. Jr.\*, Fernando Rangel de Sousa\* and Robson Nunes de Lima†

\*RFIC Research Group - Electrical Engineering Department

Federal University of Santa Catarina

Florianópolis, SC, Brazil

Email: {rodrigorottava, carlyle.camara, rangel}@ieec.org

† Federal University of Bahia - UFBA

Email: robsonufba@gmail.com

**Abstract**—An oscillator design technique for low-power and low-voltage applications is presented. The circuit is based on the classical common-gate Colpitts oscillator with additional positive feedback provided by an inductive gate degeneration. This technique decreases the required transconductance to start-up oscillations, which makes possible to reduce the minimum supply voltage, and hence the power consumption. A prototype was designed in a standard 0.13  $\mu\text{m}$  CMOS process using a zero-threshold transistor. The post-layout simulation results show an oscillation frequency of 2.12 GHz, with a power consumption of 4  $\mu\text{W}$  under a 40-mV supply voltage.

## I. INTRODUCTION

The generation of reference signals is one of the most important steps in any communication channel. That relevance imposes stringent requirements on the design of radio-frequency oscillators, which means they should both present a high spectral purity and consume as least power as possible. However, the natural compromise between performance and power consumption also dominates the design of oscillators. Although the phase noise could appear as the main concern related to oscillators, there are applications in which the limited power budget may deserve more attention from the circuit designer. This condition is even more demanding in the context of energy harvesting applications [1].

Several techniques have been proposed to cope with the challenging task of designing oscillators with increased performance and lower power consumption [2] - [6]. In [2], they employ a noise filter to reduce the phase noise of voltage-controlled oscillators (VCOs) to its fundamental minimum according to the resonator quality factor and power consumption. The oscillators designed in [3] make use of a tail capacitance for filtering the current source noise altogether with a DC level shift that enables a large oscillation amplitude, while the core transistors operate in the saturation region. [4] presents a transformer-feedback VCO based on the concept of dual signal swings, allowing the output signals to swing above the supply voltage and below the ground potential, which increases the carrier power and decreases the phase noise. A similar idea is shown in [5], in which they replace the tail current of a traditional differential Colpitts VCO by inductors to augment the maximum attainable amplitude. In [6], the

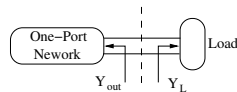


Fig. 1. Negative conductance high-level model of the Colpitts oscillator.

author uses a cross-coupled MOSFET pair with forward-body bias to boost the negative conductance of a millimeter-wave differential Colpitts oscillator.

The current state-of-the-art CMOS oscillators have already demonstrated performance improvement, but they still usually exhibit a DC power in the order of a few milliwatts [2], [3], [5], with some exceptions only [4]. In this paper we present a technique to design ultra-low-power oscillators implemented by means of an inductive gate degeneration applied to a classical Colpitts common-gate oscillator. The double feedback technique (DFT) reduces the required transconductance to start-up and maintain oscillations, thus saving power. A prototype was designed using a zero- $V_T$  transistor in the IBM 0.13  $\mu\text{m}$  CMOS technology. The simulation results indicate that the circuit has an oscillation frequency of 2.12 GHz and a power consumption of 4  $\mu\text{W}$  from a 40-mV supply voltage.

## II. GATE-INDUCTIVE DEGENERATED OSCILLATOR

The topology proposed derives directly from the classical Colpitts common-gate oscillator, which is shown in Figure 1 in a high-level model and can be seen as a combination of a potentially unstable one-port and a load network.  $Y_{out}$  is the one-port network output admittance and  $Y_L$  is the load admittance. In order to satisfy the Barkhausen criteria and start oscillations, the magnitude of the negative conductance represented by the one-port circuit must be greater than the conductance of the terminating load admittance, and the one-port susceptance must be the opposite of the load susceptance at the oscillation frequency. An amplifier is usually used as the one-port network and its nonlinearity provides the mechanism by which the oscillation amplitude stabilizes.

In the circuit of Figure 2, we show a Colpitts oscillator including inductive gate degeneration provided by  $L_G$ . This

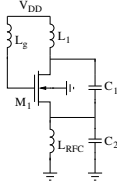


Fig. 2. Gate-inductive degenerated oscillator.

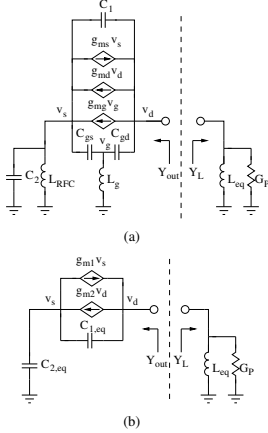


Fig. 3. Small-signal models of the proposed oscillator: (a): simplified model of circuit in Figure 2; (b): equivalent circuit to ease the analysis.

inductor acts as a second source of positive feedback, meaning that this topology is able to start oscillations with less power than the traditional Colpitts oscillator, as it is proved by the analysis conducted in the next section.

### III. CIRCUIT ANALYSIS

Figure 3(a) shows the small-signal representation of the oscillator in Figure 2. We must consider the drain transconductance ( $g_{md}$ ), as well as the gate-to-drain capacitance ( $C_{gd}$ ) of the transistor in order to make this analysis valid for all operating regions [7]. However, one could do this analysis for a saturated transistor without considering the intrinsic  $C_{gd}$  and  $g_{md}$  to simplify the equations.

#### A. Minimum source transconductance

First of all, by superposition we can relate the gate voltage ( $v_g$ ) to the source ( $v_s$ ) and drain ( $v_d$ ) voltages as follows:

$$v_g = \alpha v_d + \beta v_s \quad (1)$$

where the coefficients  $\alpha$  and  $\beta$  are given by:

$$\alpha \doteq \frac{v_g}{v_d} \Big|_{v_s=0} = \frac{\omega^2 L_g C_{gd}}{[\omega^2 L_g (C_{gs} + C_{gd}) - 1]} \quad (2)$$

$$\beta \doteq \frac{v_g}{v_s} \Big|_{v_d=0} = \frac{\omega^2 L_g C_{gs}}{[\omega^2 L_g (C_{gs} + C_{gd}) - 1]} \quad (3)$$

Secondly, the T-network given by  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$  and  $L_g$  can be transformed into an equivalent  $\pi$ -network. Using (1) and the network transformation, we can redraw Figure 3(a) to obtain the simplified circuit shown in Figure 3(b), where:

$$g_{m1} = g_{ms} - \beta g_{mg} \quad (4)$$

$$g_{m2} = g_{md} + \alpha g_{mg} \quad (5)$$

$$C_{1,eq} = C_1 + L_g \left[ \frac{\omega^2 C_{gs} C_{gd}}{\omega^2 L_g (C_{gs} + C_{gd}) - 1} \right] \quad (6)$$

$$C_{2,eq} = C_2 - \frac{C_{gs}}{\omega^2 L_g (C_{gs} + C_{gd}) - 1} - \frac{1}{\omega^2 L_{RFC}} \quad (7)$$

$$L_{eq} = \frac{L_1 [\omega^2 L_g (C_{gs} + C_{gd}) - 1]}{\omega^2 [L_1 C_{gd} + L_g (C_{gs} + C_{gd})] - 1} \quad (8)$$

Following the same approach as in [8], and knowing that the gate transconductance is  $g_{mg} = (g_{ms} - g_{md})/n$ , the minimum source transconductance ( $g_{ms}$ ) necessary to oscillate is:

$$g_{ms} > g_{md} + \frac{g_{md} n \frac{C_{2,eq}}{C_{1,eq}}}{\gamma} \left( 1 + \frac{G_P}{g_{md}} \left( 1 + \frac{C_{1,eq}}{C_{2,eq}} \right)^2 \right) \quad (9)$$

where  $n$  is the slope factor of the transistor,  $G_P$  is the equivalent loss conductance due to the passive devices, and  $\gamma = n - \beta - \alpha(1 + C_{2,eq}/C_{1,eq})$ . This equation is valid for the assumption of  $g_{ms} \ll \omega(C_{1,eq} + C_{2,eq})$ .

If we derive (9) with respect to  $C_{2,eq}/C_{1,eq}$ , we obtain the optimum capacitor ratio  $K_{opt}$  in order to reduce the required transconductance as:

$$K_{opt} = \frac{C_{2,eq}}{C_{1,eq}} \Big|_{opt} = \sqrt{\frac{G_P}{G_P + g_{md} + \alpha g_{mg}}} \quad (10)$$

#### B. Minimum supply voltage

We can also find an expression for the minimum supply voltage  $V_{DD}|_{crt}$  based on the same analysis of [8]. In this case we have:

$$V_{DD}|_{crt} = \phi_t \ln \left( 1 + \frac{n \frac{C_{2,eq}}{C_{1,eq}}}{\gamma} + \frac{G_P}{g_{md}} \frac{n \left( 1 + \frac{C_{2,eq}}{C_{1,eq}} \right)^2}{\frac{C_{2,eq}}{C_{1,eq}} \gamma} \right) + \frac{\phi_t^2}{2I_S} \frac{g_{md} n \frac{C_{2,eq}}{C_{1,eq}}}{\gamma} \left( 1 + \frac{G_P}{g_{md}} \left( 1 + \frac{C_{1,eq}}{C_{2,eq}} \right)^2 \right) \quad (11)$$

where  $\phi_t$  is the thermal voltage, and  $I_S$  is the specific current of the transistor, which is given by  $I_S = \mu_n n C'_{ox} \frac{\phi_t^2 W}{2 L}$ , where  $\mu_n$  is the effective mobility for electrons,  $C'_{ox}$  is the oxide capacitance per unit area, and  $W/L$  is the transistor aspect ratio.

### C. Effect of $L_g$ on $Y_{out}$

Adapting the expression for the output admittance  $Y_{out}$  obtained in [8] for our circuit, we have:

$$Y_{out} = \frac{g_{m2} \left[ 1 + \frac{C_{1,eq}}{C_{2,eq}} \left( 1 - \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \right]}{\left( 1 + \frac{C_{1,eq}}{C_{2,eq}} \right)^2 + \left( \frac{g_{m1}}{\omega C_{2,eq}} \right)^2} + j \frac{\omega C_{1,eq} \left( 1 + \frac{C_{1,eq}}{C_{2,eq}} \right) + g_{m2} \frac{g_{m1}}{\omega C_{2,eq}}}{\left( 1 + \frac{C_{1,eq}}{C_{2,eq}} \right)^2 + \left( \frac{g_{m1}}{\omega C_{2,eq}} \right)^2} \quad (12)$$

Figure 4 depicts the output admittance given by (12) as a function of  $L_g$  for several values of  $C_2$ , considering the following parameters:  $g_{m,s} = 13.9$  mS,  $n = 1.15$ ,  $C_{gs} = 2$  pF,  $C_{gd} = 0$  pF, and  $C_1 = 2$  pF. As we can see in Figure 4(a), the output conductance has one minimal for each  $C_2$ , but the absolute minimum value occurs for  $C_2 = 0$ .

For the component values above, and for  $C_2 = 0$ , the output conductance for a classical Colpitts oscillator, which has  $L_g = 0$ , would be  $-3.3$  mS. It should be noted that although  $C_2 = 0$ ,  $C_{2,eq}$  is not, and thus the circuit still behaves as a Colpitts oscillator.

By choosing  $L_g = 2.63$  nH as an example and for the same passive devices and bias condition above, the value of the output conductance falls to  $-15$  mS. In other words, by keeping the same power consumption, the oscillator with inductive gate degeneration can drive a higher load than the classical Colpitts oscillator, or alternatively by fixing the load the present topology consumes less power than the classical one.

It is important to observe in Figure 4 that the minimum output conductance for a given  $C_2$  is close to an abrupt variation of the output susceptance, which means that a slight variation of the parameters can make the circuit oscillate at another frequency, or even not oscillate. In order to avoid this condition, we have chosen to work at the left side of the curve and slightly distant from the resonance point. Therefore, the output susceptance is capacitive and resonates with  $L_{eq}$  at the oscillation frequency, which is calculated as:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \quad (13)$$

where  $C_{eq}$  is the total output capacitance given by  $C_{eq} = C_{1,eq} C_{2,eq} / (C_{1,eq} + C_{2,eq})$ .

## IV. CIRCUIT DESIGN

In order to validate the concept proposed, a prototype was designed in the IBM 0.13  $\mu\text{m}$  CMOS process using a zero- $V_T$  transistor. The inductors were designed such its maximum Q-factor occurs near the target frequency, which is 2.4 GHz.

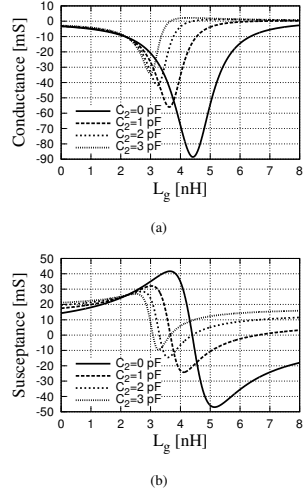


Fig. 4. Effect of gate inductor on one-port's: (a): output conductance; (b): output susceptance.

A method to reduce the supply voltage is to increase the coefficient  $\gamma$  in (11), which depends on  $\alpha$  and  $\beta$ . If we choose those coefficients negatives, the higher their magnitude, the smaller is the supply voltage. Assuming that the aspect ratio of the transistor and the supply voltage are fixed, and hence the parameters  $C_{gs}$  and  $C_{gd}$  are also fixed, the inductance  $L_g$  is the only parameter that we can manipulate in order to set  $\alpha$  and  $\beta$  negative values. This condition is found as:

$$L_g < \frac{1}{\omega^2 (C_{gs} + C_{gd})} \quad (14)$$

It should be noted that for the limit case of (14), the coefficients  $\alpha$  and  $\beta$  tends to minus infinity, the required source transconductance is  $g_{md}$ , and the minimum supply voltage approaches zero. However, there is another condition given by (10) which bounds the value of  $\alpha$  in:

$$\alpha > -\frac{g_{md} + G_P}{g_{mg}} \quad (15)$$

If we replace the value of  $\alpha$  from (2) in (15), we obtain another condition for  $L_g$ :

$$L_g < \frac{1}{\omega^2 \left( C_{gs} + C_{gd} + \frac{C_{gd} g_{mg}}{g_{md} + G_P} \right)} \quad (16)$$

(16) prevails over (14) since  $C_{gd}$ ,  $g_{mg}$ ,  $g_{md}$  and  $G_P$  are all positive values. To summarize, the higher we choose  $L_g$  within the range given by (16), the smaller is the supply voltage.

TABLE I  
COMPARISON WITH STATE-OF-THE-ART CMOS OSCILLATORS

Parameters	[2]	[3] (RC bias)	[3] (TX bias)	[4]	[5]	This work
CMOS Technology (nm)	350	130	130	180	130	130
Supply Voltage (V)	2.7	1.0	1.0	0.50	0.475	0.04
Frequency (GHz)	2.1	4.9	4.9	3.8	4.9	2.12
DC Power (mW)	9.3	1.4	1.3	0.57	2.7	0.004
Phase Noise (dBc/Hz)	-153 <sup>1</sup>	-132.8 <sup>1</sup>	-132.8 <sup>1</sup>	-119 <sup>2</sup>	-136.2 <sup>1</sup>	-91.5 <sup>2</sup>
FoM (dBc/Hz)	195.4	195.5	196.0	193	196.2	182

<sup>1</sup> @ 3 MHz, <sup>2</sup> @ 1 MHz

## V. SIMULATION RESULTS

In this section we present the post-layout simulation results. The oscillator layout is shown in Figure 5, including an open-drain buffer that was added for measurement purposes. As the core transistors were laid out as multifinger devices, the impact of the internal gate inductance will be minimized.

The minimum supply voltage required to start-up the circuit from (11) is 18 mV, but this is the start-up condition, and more energy is required to sustain oscillations. Actually the minimum supply voltage achieved by this circuit was 38 mV in simulation, but a better performance is reached when the supply voltage is raised to 40 mV. When  $L_g = 0$  the theoretical and simulated minimum start-up voltages would be 32 mV and 70 mV, respectively, about twice the achieved with the topology proposed here.

Although the circuit has been designed to oscillate at 2.4 GHz, the post-layout oscillation frequency was 2.12 GHz, which can be explained by the presence of parasitic capacitances of the transistor which were not considered in the analysis, as well as other layout parasitics.

The most widely adopted definition of a figure-of-merit for oscillators is:

$$FoM = 20 \log \left( \frac{f_o}{\Delta f} \right) - 10 \log \left( \frac{P_{DC}}{1 \text{ mW}} \right) - L(\Delta f) \quad (17)$$

where  $f_o$  is the oscillation frequency,  $P_{DC}$  is the DC power consumption and  $L(\Delta f)$  is the phase noise at a  $\Delta f$  offset frequency.

In Table I we compare our results with some state-of-the-art CMOS oscillators. As we can see, the phase noise is degraded for our oscillator, however the supply-voltage and the DC power are the lowest.

## VI. CONCLUSION

This paper introduced the double feedback technique to minimize the power consumption and the supply voltage of CMOS oscillators. The topology presented is based on the classical common-gate Colpitts oscillator, but it uses an inductive gate degeneration as a second source of positive feedback. A prototype has been designed in a standard 0.13  $\mu\text{m}$  CMOS process using a zero-threshold transistor and the post-layout simulations presented an oscillation frequency of 2.12 GHz, with a DC power of 4  $\mu\text{W}$  from  $V_{DD} = 40 \text{ mV}$ .

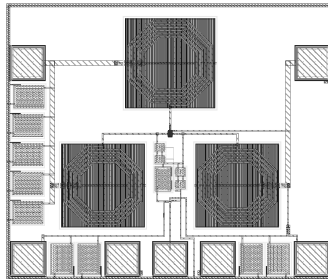


Fig. 5. Layout of the proposed oscillator.

## VII. ACKNOWLEDGMENTS

This work has been supported by CNPq, CAPES and INCT-NAMITEC.

## REFERENCES

- [1] Maja et al. A 2.4 GHz ULP OOK Single-Chip Transceiver for Healthcare Applications. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 5(6):523–534, December 2011.
- [2] Emad Hegazi, Henrik Sjöland, and Asad A. Abidi. A Filtering Technique to Lower LC Oscillators Phase Noise. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 36(12):1921–1930, December 2001.
- [3] Andrea Mazzanti and Pietro Andreani. Class-C Harmonic CMOS VCOs, With a General Result on Phase Noise. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 43(12):2716–2729, December 2008.
- [4] KaChun Kwok and Howard C. Luong. Ultra-Low-Voltage High-Performance CMOS VCOs Using Transformer Feedback. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 40(3):652–660, March 2005.
- [5] Thomas W. Brown, Farhad Farhabakhshian, Ankur Guha Roy, Terri S. Fiez, and Kartikaya Mayaram. A 475 mV, 4.9 GHz Enhanced Swing Differential Colpitts VCO With Phase Noise of -136 dBc/Hz at a 3 MHz Offset Frequency. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 46(8):1782–1795, August 2011.
- [6] To-Po Wang. A CMOS Colpitts VCO Using Negative-Conductance Boosted Technology. *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers*, 58(11):2623–2635, November 2011.
- [7] Christian 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.
- [8] F. R. de Sousa, M. B. Machado, and C. Galup-Montoro. A 20 mV Colpitts Oscillator powered by a thermoelectric generator. In *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pages 2035 – 2038. IEEE, 2012.