

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

LEANDRO LUIS BLAUTH JUNIOR

**Amplificador de Baixo Ruído de Banda Estreita
para Aplicações em IoT**

Porto Alegre

2019

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

LEANDRO LUIS BLAUTH JUNIOR

**Amplificador de Baixo Ruído de Banda Estreita para
Aplicações em IoT**

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito parcial para Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Hamilton Duarte Klimach
Coorientador: Prof. Dr. Arthur Liraneto Torres Costa

Porto Alegre

2019

CIP - Catalogação na Publicação

Luis Blauth Junior, Leandro
Amplificador de Baixo Ruído de Banda Estreita para
Aplicações em IoT / Narrow Band Low Noise Amplifier
for IoT Applications / Leandro Luis Blauth Junior. --
2019.

69 f.

Orientador: Hamilton Duarte Klimach.

Coorientador: Arthur Liraneto Torres Costa.

Trabalho de conclusão de curso (Graduação) --
Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Escola de
Engenharia, Curso de Engenharia Elétrica, Porto
Alegre, BR-RS, 2019.

1. LNA. 2. Amplificador de Baixo Ruído. 3. IoT. 4.
Internet das Coisas. 5. Wi-Fi HaLow. I. Duarte
Klimach, Hamilton, orient. II. Liraneto Torres Costa,
Arthur, coorient. III. Título.

LEANDRO LUIS BLAUTH JUNIOR

Amplificador de Baixo Ruído de Banda Estreita para Aplicações em IoT

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito parcial para Graduação em Engenharia Elétrica

Prof. Dr. Hamilton Duarte Klimach
Orientador - UFRGS

Leandro Luis Blauth Junior

Aprovado em Julho de 2019.

BANCA EXAMINADORA

**Prof. Dr. Arthur Liraneto Torres
Costa**
UFRGS

Prof. Dr. Tiago Roberto Balen
UFRGS

MSc Renê Moreno Timbó
UFRGS

Agradecimentos

À minha família, que me sustentou, promovendo a oportunidade de dedicação exclusiva aos estudos.

Ao professor Hamilton e ao professor Arthur, que me orientaram no desenvolvimento deste trabalho.

Resumo

Este trabalho objetiva o desenvolvimento do projeto de um amplificador de baixo ruído, de baixa potência, em conformidade com o protocolo *IEEE 802.11 ah* (ou *Wi-Fi Ha-Low*), lançado em 2017, com banda de 863 *MHz* a 930 *MHz*, voltado para aplicações em internet das coisas. Implementado em processo da IBM de 130 *nm*, com 1,2 *V* de alimentação. O projeto é efetuado primeiramente com cálculos à mão considerando inversão forte, e através de simulações iterativas no software Cadence® Virtuoso®, o nível de inversão é enfraquecido para reduzir consumo de energia. O desempenho do amplificador respeitou os requisitos de sintonia na banda, figura de ruído menor que 4,75 *dB*, ganho de tensão maior que 14,6 *dB*, produto de intermodulação de terceira ordem na entrada (IP_3) em 3,20 *dBm*, coeficiente de reflexão do casamento de impedância menor que -17,6 *dB*, consumo de corrente de 833 μA e potência abaixo de 1 *mW*. Atingiu-se um limite de desempenho com a topologia cascode utilizada, e a fim de atingir consumo em sub-*mW* o ganho de potência teve de ser sacrificado, causando sua especificação a não ser atendida. Isso não é necessariamente um problema, um vez que o protocolo não especifica ganho de potência. No entanto, se um ganho maior for necessário, o baixo ganho de potência do amplificador pode ser compensado pelos estágios seguintes do receptor de radio-frequência. O ganho de potência ficou em 7,83 *dB* no pior caso, com 9,4 *dB* de pico, abaixo da especificação de 15 *dB*. O único jeito de aumentar o ganho é elevando o consumo de energia, que já está no limite para operação em sub-*mW*.

Palavras-chave: LNA, amplificador de baixo ruído, IoT, internet das coisas, *IEEE 802.11 ah* .

Abstract

This work aims to develop a low power low noise amplifier project in accordance with the wireless protocol *IEEE 802.11 ah* (or *Wi-Fi HaLow*) published in 2017, with band ranging from 863 MHz to 930 MHz, targeting internet of things applications. Implemented on IBM 130 nm process, with 1,2 V voltage supply. The project is primarily realized by hand calculations considering strong inversion, and through iterative simulations on Cadence® Virtuoso® the inversion is weakened in order to reduce power consumption. The amplifier's performance met the specifications of band tuning, noise figure less than 4,75 dB, voltage gain greater than 14,6 dB, third order intercept point at 3,20 dBm, reflection coefficient of input impedance match less than -17,6 dB, current of 833 μA and power consumption less than 1 mW. A performance limit was reached with the cascode topology employed, and in order to achieve sub-mW consumption the power gain had to be sacrificed, causing its specification not to be met. It is not necessarily a problem, as the protocol doesn't specify power gain. Nonetheless, if a greater gain is necessary, the amplifier's low power gain can be compensated by further circuit blocks in the radio-frequency receiver chain. The achieved power gain was of 7,83 dB at the worst case and 9,4 dB at its peak, lower than the specification of 15 dB. The only way to further increase the power gain is by raising the power consumption, which is at the limit for sub-mW operation.

Keywords: *LNA, Low Noise Amplifier, Internet of Things, IoT, IEEE 802.11 ah* .

Lista de Figuras

Figura 1 – Várias disciplinas envolvidas no design de sistemas de RF.	12
Figura 2 – Estágio FC (a) esquemático e (b) característica para grandes sinais. . .	15
Figura 3 – (a) Estágio FC com degeneração. (b) Modelo de pequenos sinais. . . .	16
Figura 4 – Estágio PC: esquemático e comportamento para grandes sinais.	17
Figura 5 – Esquemático para cálculo da impedância de entrada do estágio PC. . .	17
Figura 6 – configuração cascode.	18
Figura 7 – Característica do cascode para grandes sinais.	20
Figura 8 – (a) Configuração cascode com degeneração de fonte. e (b) Modelo para cálculo da impedância de saída.	20
Figura 9 – Modelo elétrico de linha de transmissão infinita.	22
Figura 10 – Modelo elétrico de segmento infinitesimal de linha de transmissão. . . .	23
Figura 11 – Rede de duas portas descrita em parâmetros Z.	25
Figura 12 – Rede de duas portas descrita em parâmetros S.	26
Figura 13 – Carta de Smith mostrando alguns valores no plano complexo Γ	30
Figura 14 – Carta de Smith utilizável para fazer um projeto.	31
Figura 15 – Efeito de filtro passa baixas em ruído branco.	32
Figura 16 – (a) Modelo Thévenin e (b) modelo Norton do ruído térmico do resistor. .	33
Figura 17 – Ruído térmico de canal de um MOSFET modelado como (a) fonte de corrente, (b) fonte de tensão.	34
Figura 18 – Modelo elétrico do DEP do ruído $1/f$ no MOSFET.	34
Figura 19 – Frequência de corner em DEP de dispositivo MOS com ruído $1/f$ e térmico.	35
Figura 20 – (a) Antena seguida de LNA (b) Circuito equivalente mostrando fontes de ruído.	36
Figura 21 – Ruído em estágios cascadeados.	38
Figura 22 – Geração de componentes espúrios de intermodulação a partir de dois tons. .	41
Figura 23 – Definição de IP_3	42
Figura 24 – Definição de IP_3 por extrapolação.	42
Figura 25 – Buffer de potência empregado para estimar por simulação ganho de potência.	44
Figura 26 – Topologia cascode telescópico com degeneração indutiva.	44
Figura 27 – Impedância de entrada.	47
Figura 28 – Projeto inicial do circuito LC paralelo.	50
Figura 29 – Capacitâncias parasitas de M_2 interferem no projeto do circuito LC. . .	50
Figura 30 – Simulação para estimativa de r_o	51
Figura 31 – Derivada da corrente de dreno.	51

Figura 32 – Modelo para cálculo do ruído de M_1	53
Figura 33 – Modelo para cálculo do ruído de M_2	55
Figura 34 – Ganho de tensão.	56
Figura 35 – Figura de ruído.	57
Figura 36 – Carta de Smith.	57
Figura 37 – Coeficiente de reflexão.	57
Figura 38 – Ganho de potência.	58
Figura 39 – Ganho reverso de potência.	58
Figura 40 – Impedância de saída.	58
Figura 41 – Ganho de tensão.	61
Figura 42 – Figura de ruído.	61
Figura 43 – Carta de Smith.	61
Figura 44 – Coeficiente de reflexão.	62
Figura 45 – Ganho de potência.	62
Figura 46 – Impedância de saída.	62
Figura 47 – Ganho de tensão reverso.	63
Figura 48 – IP_3	63
Figura 49 – Consumo de corrente.	63
Figura 50 – Amplificador inversor realimentado capacitivamente.	68

Lista de Abreviaturas e Siglas

DC	Direct Current
DEP	Densidade Espectral de Potência
FC	Fonte Comum
IM	Inter Modulação
IoT	Internet of Things
LNA	Low Noise Amplifier
LT	Linha de Transmissão
MOS	Metal Oxide Semiconductor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PC	Porta Comum
PCB	Printed Circuit Board
SNR	Signal to Noise Ratio

Sumário

1	INTRODUÇÃO	12
2	REVISÃO TEÓRICA	14
2.1	Amplificadores Transistorizados	14
2.1.1	Configuração Common-Source	14
2.1.2	Configuração Porta-Comum	16
2.1.3	Configuração Cascode	18
2.2	Projeto em Potência	21
2.2.1	Linhas de Transmissão	22
2.2.2	Parâmetros S	25
2.2.3	Carta de Smith e Casamento de Impedância	27
2.3	Ruído	30
2.3.1	Densidade Espectral de Potência e Filtragem de Ruído	31
2.3.2	Ruído de Dispositivos	32
2.3.2.1	Ruído Térmico	32
2.3.2.1.1	Ruído Térmico do Resistor	32
2.3.2.1.2	Ruído Térmico do MOSFET	33
2.3.2.2	Ruído Flicker ou $1/f$	33
2.3.3	Figura de Ruído	35
2.3.4	Ruído de Estágios Cascadeados	37
2.4	Não Linearidade	39
2.4.1	Distorção Harmônica	40
2.4.2	Intermodulação	40
3	PROJETO	43
3.0.1	Capacitores de Desacoplamento de Entrada e Saída	46
3.0.2	Impedância e Casamento de Entrada	46
3.0.3	Circuito Ressonante LC Paralelo e Impedância de Saída	48
3.0.4	Ganho de Tensão	52
3.0.5	Figura de Ruído	52
3.0.6	Resultados Iniciais	55
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	59
5	CONCLUSÕES	64

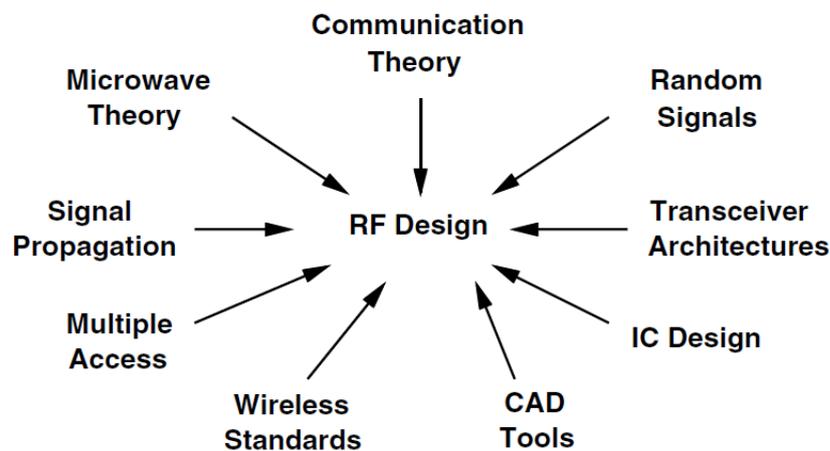
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	66
APÊNDICES	67
APÊNDICE A – EFEITO MILLER	68
APÊNDICE B – EXPANSÃO BINOMIAL	69

1 Introdução

O amplificador de baixo ruído (*low noise amplifier, LNA* em inglês) é aplicado em situações onde é preciso amplificar sinais de baixa potência próximos do piso do ruído, e se torna compulsório que o sistema adicione o mínimo de ruído possível ao sinal. Geralmente o ganho é a característica mais importante de um amplificador. No caso de um LNA, o desempenho quanto a figura de ruído tem prioridade. LNAs estão presentes em sistemas de RF, equipamentos médicos e de instrumentação.

O projeto de sistemas de RF é desafiador, pois exige competência em diversas áreas da ciência e engenharia, como mostra a Figura 1. Além disso, circuitos de RF lidam com compromisso entre várias dimensões de desempenho como ganho, figura de ruído, potência, linearidade, casamento de impedância e tensão de alimentação.

Figura 1 – Várias disciplinas envolvidas no design de sistemas de RF.



Fonte: (RAZAVI, 2012)

Colheita de energia (*energy harvesting* em inglês) é o processo de captura da energia ambiente (como de origem solar ou térmica) para alimentar circuitos autônomos, evitando conexão com fontes de energia como tomadas ou baterias. É essencial que circuitos alimentados desta forma consumam baixa potência.

Internet das coisas (*internet of things, IoT* em inglês) é a tendência e esforço no sentido de estender a conexão com a internet aos mais diversos dispositivos e aplicações, desde objetos ordinários como bancos, ou máquinas de venda de refrigerante, até aplicações mais rebuscadas como automação residencial ou medicina remota com sensores invasivos

que fazem uso de *energy harvesting*. As possibilidades de aplicação são virtualmente infinitas.

Existe uma forte tendência atual no sentido de fomentar aplicações de IoT com *energy harvesting*, e por isso uma inclinação da comunidade de sistemas de RF de projetar LNAs de baixa potência.

Este trabalho propõe o projeto de um LNA com desempenho em conformidade com o padrão de comunicação *IEEE 802.11 ah* (ou *Wi-Fi HaLow*), que é um protocolo de comunicação sem fio publicado em 2017 que utiliza banda centrada em $900MHz$ para fornecer Wi-Fi com maior alcance, em comparação ao Wi-Fi convencional que opera em $2.4GHz$ e $5GHz$. É um protocolo voltado para aplicações em IoT e exige baixo consumo de energia para trabalhar com *energy harvesting*.

2 Revisão Teórica

A não ser que seja determinado o contrário em alguma situação específica, o efeito de modulação do canal do dispositivo metal-óxido-semicondutor (MOS) será desprezado, de forma que se considera a impedância entre dreno e fonte tendendo ao infinito : $r_o \rightarrow \infty$.

2.1 Amplificadores Transistorizados

Nesta seção será descrito o funcionamento de três configurações elementares de amplificadores transistorizados: fonte comum (FC), porta comum (PC) e a configuração cascode, obtida pelo cascadeamento dos estágios FC e PC.

2.1.1 Configuração Common-Source

Graças ao ganho de transcondutância, o transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (do inglês *metal-oxide-semiconductor field effect transistor*, *MOSFET*) MOSFET é capaz de transformar variações de sua tensão V_{GS} em variações de I_D , que ao fluir através de impedância conectada ao dreno produz variação na tensão de saída. A Figura 2a apresenta um estágio FC, com resistor de dreno R_D . A Figura 2b apresenta a característica de entrada-saída do circuito. Quando $V_{in} < V_{TH}$ o transistor está cortado e I_D é desprezível. Portanto, $V_{out} \approx V_{DD}$. Quando $V_{in} \geq V_{TH}$ o transistor deixa a região de corte e entra na região de saturação, pois $V_{DS} \approx V_{DD} > V_{GS} - V_{TH} \approx 0$. Em saturação a corrente I_D aumenta com V_{in} de acordo com a Equação 2.1 promovendo, portanto, queda de tensão sobre R_D e consequentemente queda de V_{out} . Com o aumento de V_{in} , V_{out} diminui até que $V_{DS} \leq V_{in} - V_{TH}$, e o transistor entra em triodo, onde a transcondutância g_m cai, desfavorecendo o ganho.

$$I_D = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (2.1)$$

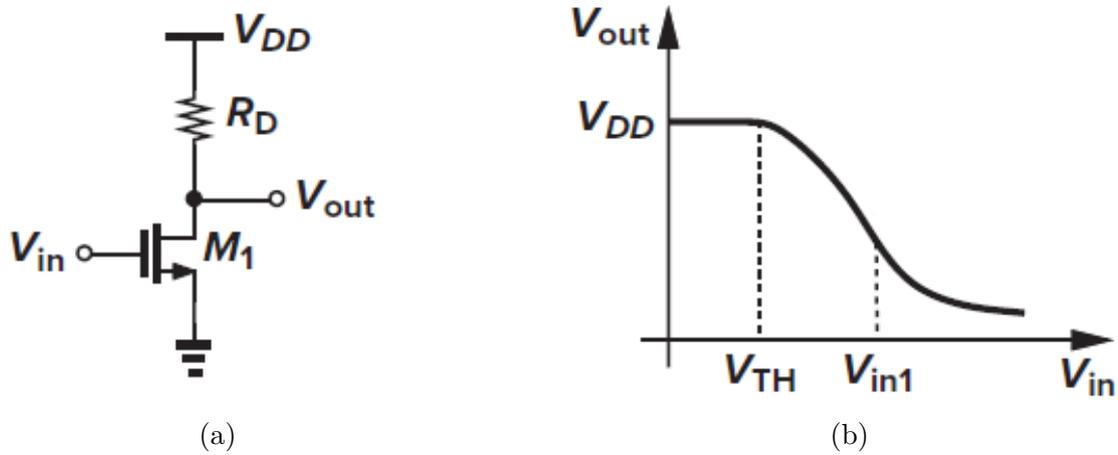
, onde μ é a mobilidade elétrica do elétron, C_{ox} é a capacitância do óxido, W é a largura do transistor e L seu comprimento de canal.

O ganho de tensão A_v de um amplificador é dado pela Equação 2.2.

$$A_v = \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} \quad (2.2)$$

O transistor FC converte uma mudança ΔV_{in} na tensão de entrada, através de seu ganho de transcondutância, numa variação $g_m \Delta V_{in}$ em sua corrente de dreno e, portanto, numa variação $-g_m R_D \Delta V_{in}$ na tensão de saída. O sinal negativo se deve ao fato de que um

Figura 2 – Estágio FC (a) esquemático e (b) característica para grandes sinais.



Fonte: (RAZAVI, 2017)

aumento de I_D causado por aumento de V_{in} motiva uma redução de V_{out} , caracterizando um ganho inversor. Portanto, considerando a Equação 2.2 o ganho de pequenos sinais de um amplificador FC é descrito pela Equação 2.3.

$$A_v = -g_m R_D \quad (2.3)$$

Quando se conecta uma impedância à fonte do FC diz-se que o estágio está em degeneração. Como $V_{GS} = V_{in} - R_S I_D$, o efeito da inclusão de R_S é agir sobre a tensão V_{GS} no sentido de reduzi-la. R_S age como uma realimentação que reduz o ganho do estágio. Como será visto ao derivar a equação do ganho com degeneração, ao se reduzir o ganho, se aumenta a linearidade.

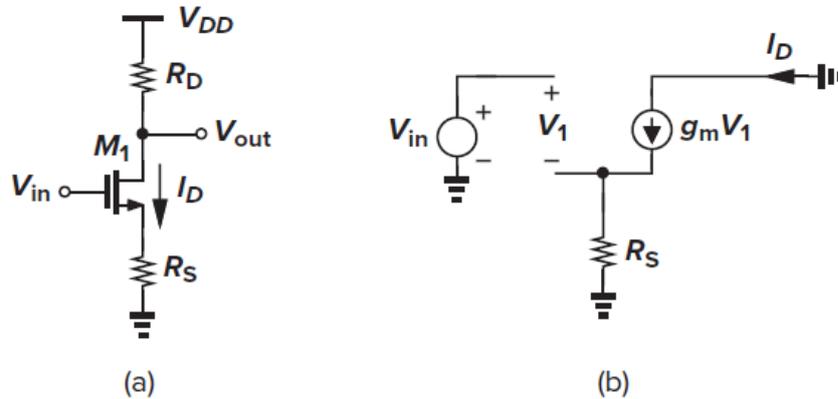
Seja a Figura 3 (a), que apresenta a topologia FC com degeneração, acompanhada de seu modelo para pequenos sinais (b).

Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff à malha de entrada do modelo de pequenos sinais, tem-se que $V_{in} = V_1 + R_S g_m V_1$. O fluxo de $g_m V_1$ através de R_D provoca o sinal de saída que é a queda de tensão sobre o resistor. Com isto se chega à Equação 2.4, que dá o ganho do estágio FC com degeneração.

$$A_v = -\frac{R_D}{\frac{1}{g_m} + R_S} \quad (2.4)$$

À medida que se aumenta R_S o ganho diminui e fica menos sensível a g_m , tendendo a $-\frac{R_D}{R_S}$, que é uma característica mais linear — depende apenas de resistores de valor aproximadamente constante. Portanto, a vantagem do estágio FC com degeneração consiste em possibilitar um compromisso entre ganho e linearidade.

Figura 3 – (a) Estágio FC com degeneração. (b) Modelo de pequenos sinais.



Fonte: (RAZAVI, 2017)

A impedância de entrada vista pela porta do transistor é de natureza capacitiva, e tende a ser alta para baixas frequências. Dos estágios básicos, o FC é o mais popular para promover ganho de tensão, pois outras configurações (mesmo tendo suas aplicações específicas) não apresentam simultaneamente alta impedância de entrada e ganho maior que 1.

É importante notar que o ganho inversor, associado à capacitância parasita entre porta e dreno, motivam manifestação de efeito Miller (ver Apêndice A), que deteriora significativamente a resposta em frequência do estágio.

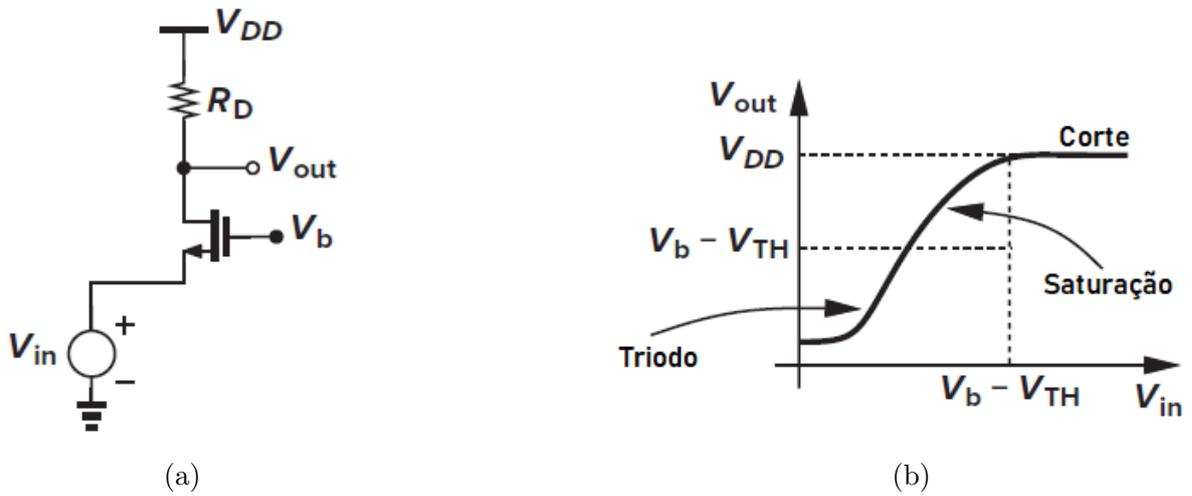
2.1.2 Configuração Porta-Comum

Conforme apresenta a Figura 4a, no estágio PC o sinal de entrada é aplicado na fonte e o sinal de saída é observado no dreno do transistor. Uma tensão de nível corrente contínua (em inglês, *direct current*, *DC*) V_b é aplicada à porta para estabelecer polarização.

A Figura 4b apresenta o comportamento do estágio PC para grandes sinais. Se V_{in} equivale a V_{DD} , então $V_{GS} = V_b - V_{in} < V_{TH}$ e o transistor está cortado, de forma que I_D é desprezível e $V_{out} \approx V_{DD}$. Quando V_{in} diminui o suficiente, o transistor liga em saturação pois $V_D > V_G - V_{TH} \Rightarrow V_{DD} > V_b - V_{TH} \forall V_b \leq V_{DD}$. À medida que V_{in} diminui, V_{GS} aumenta e o overdrive também, ao passo que V_{out} diminui quadraticamente, reduzindo V_{DS} e aproximando o transistor da região de triodo.

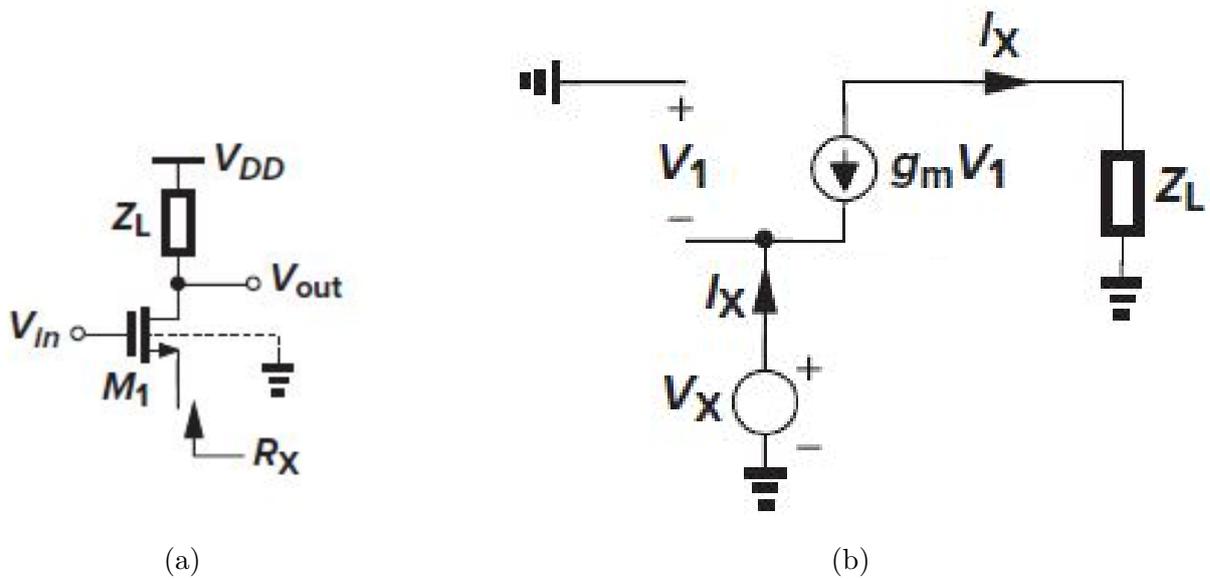
A baixa impedância de entrada do estágio PC é uma característica importante. A Figura 5a apresenta o circuito PC, onde Z_L é a carga e R_X é a impedância de entrada. O modelo de pequenos sinais do circuito está presente na Figura 5b, com fonte de tensão na entrada.

Figura 4 – Estágio PC: esquemático e comportamento para grandes sinais.



Fonte: (RAZAVI, 2017)

Figura 5 – Esquemático para cálculo da impedância de entrada do estágio PC.



Fonte: (RAZAVI, 2017)

Observando a Figura 5, nota-se que para pequenos sinais $V_{GS} = -V_X$. Aplicando a lei das correntes de Kirchoff no dreno do dispositivo MOS nota-se que $I_X = g_m V_X$. A impedância R_X é dada pela Equação 2.5.

$$R_X = \frac{V_X}{I_X} \quad (2.5)$$

Desta forma tem-se que a impedância de entrada R_{in} do estágio PC é dada pela Equação 2.6.

$$R_{in} = \frac{1}{g_m} \quad (2.6)$$

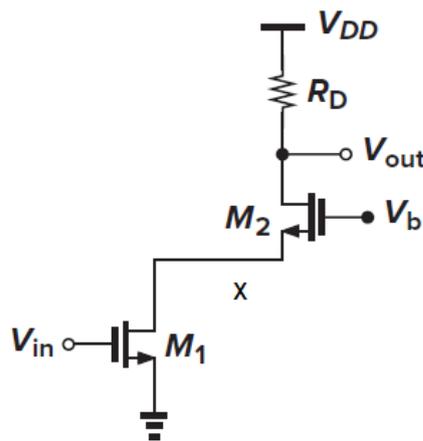
Geralmente R_{in} assume valores da ordem de dezenas a centenas de ohms. Nota-se ainda que a impedância vista a partir da fonte do PC não depende de Z_L .

Como o estágio PC apresenta baixa impedância de entrada e uma corrente aplicada a sua fonte passa também pelo seu dreno, este estágio pode ser utilizado como *buffer* de corrente.

2.1.3 Configuração Cascode

A configuração cascode é obtida ao se cascatear um estágio FC com um estágio PC, conforme ilustra a Figura 6.

Figura 6 – configuração cascode.



Fonte: (RAZAVI, 2017)

O ganho do cascode pode ser intuitivamente deduzido: seja uma variação positiva ΔV no sinal de entrada. O estágio FC exerce um ganho de transcondutância nesta variação, produzindo uma corrente de dreno $g_{m1} \Delta V$ que é injetada no estágio PC, que a transfere

para a carga. Esta corrente flui através de R_D , produzindo uma queda de tensão de magnitude $g_{m1}\Delta V R_D$ na saída, exatamente como ocorre no estágio FC. Portanto, seu ganho também é descrito pela Equação 2.3. É importante notar que a variação de tensão ΔV_X no nó X equivale à queda de tensão devido ao fluxo da corrente através da impedância vista pela fonte do estágio PC — conforme Equação 2.6. Desta forma, o ganho de tensão A_X da porta pro dreno do estágio FC do cascode é dado pela Equação 2.7.

$$A_X = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \quad (2.7)$$

Para que M_1 esteja saturado é necessário que $V_X > V_{in} - V_{TH1}$. Além disso, $V_X = V_b - V_{GS2}$. Logo, $V_b > V_{GS2} + V_{in} - V_{TH1}$. Para que M_2 esteja saturado é necessário que $V_{out} > V_b - V_{TH2}$. Se V_b assumir valor mínimo e M_1 estiver no limiar da saturação então segue que $V_{out} > (V_{GS1} - V_{TH1}) + (V_{GS2} - V_{TH2})$. Portanto, a saída pode excursionar até um valor mínimo que corresponde à soma das tensões V_{DS} de saturação dos transistores. A inclusão do dispositivo cascode M_2 reduz a excursão de saída em pelo menos a tensão V_{DS} de saturação de M_2 .

A Figura 7 apresenta a característica de entrada e saída do cascode para grandes sinais. Quando $V_{in} < V_{TH1}$ o estágio FC está em corte e, sendo a corrente desprezível, não há queda de tensão sobre R_D , de forma que $V_{out} \approx V_{DD}$. Nesta situação M_2 está ligado devido à polarização da sua porta, porém sua corrente de dreno é desprezível. Esta situação é possível se $V_{GS2} = V_{TH2}$, de modo que inicialmente $V_X = V_b - V_{TH2}$. Quando V_{in} ultrapassa V_{TH1} , M_1 começa a conduzir e V_{out} cai. Como I_{D2} aumenta, V_X cai e V_{GS2} também aumenta. À medida que V_{in} continua aumentando, M_1 ou M_2 podem entrar em triodo. Se V_X descer abaixo de V_{in} por V_{TH1} , M_1 deixa a saturação primeiro. Se V_{out} cair abaixo de V_b por V_{TH2} , é M_2 que entra em triodo primeiro.

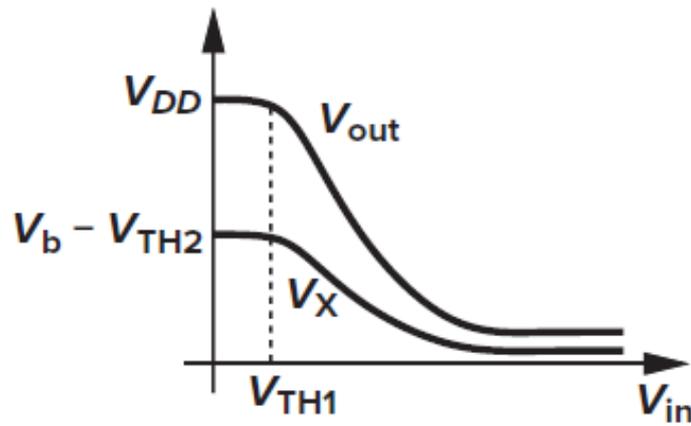
Um grande benefício do cascode sobre o estágio FC é a redução significativa do efeito Miller.

Conforme calculado na Equação 2.7, o ganho de tensão de V_{in} para o dreno do estágio FC de entrada do cascode é muito baixo em comparação ao ganho $g_m R_D$ observado no estágio FC autônomo. Logo, o efeito Miller é bastante minimizado. Desta forma, a redução de banda da configuração cascode por efeito Miller se torna desprezível.

Um benefício adicional da inclusão do dispositivo cascode M_2 consiste em facilitar ou até mesmo possibilitar o projeto do amplificador: como será visto no capítulo 3, M_2 permite que o projeto do circuito de entrada possa ser efetuado com maior independência daquele de saída.

Outra característica importante desta topologia é o aumento da impedância de saída em relação ao estágio FC. Seja a Figura 8, que apresenta em (a) a configuração

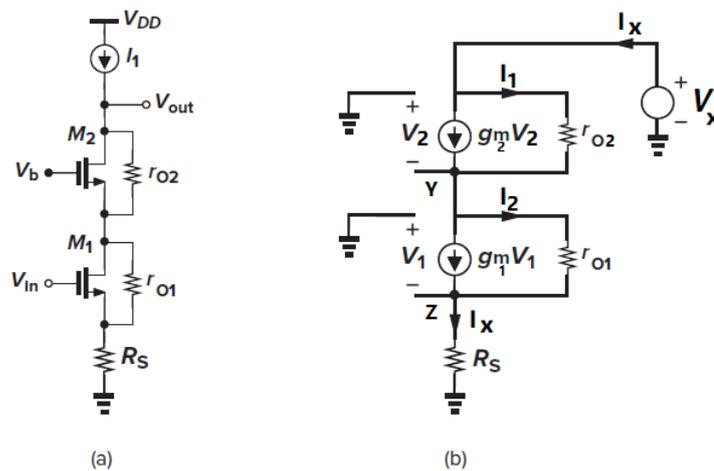
Figura 7 – Característica do cascode para grandes sinais.



Fonte: (RAZAVI, 2017)

cascode com degeneração e com uma fonte de corrente no lugar de R_D , e em (b) o modelo em pequenos sinais para cálculo da impedância de saída.

Figura 8 – (a) Configuração cascode com degeneração de fonte. e (b) Modelo para cálculo da impedância de saída.



Adaptado de: (RAZAVI, 2017)

O comportamento elétrico é governado pelo sistema de equações 2.8.

$$\begin{aligned}
 V_X &= V_Y + r_{o2}I_2 \\
 V_Y &= V_Z + r_{o1}I_1 \\
 I_X &= g_{m1}V_1 + I_1 \\
 I_X &= g_{m2}V_2 + I_2 \\
 V_2 &= -V_Y \\
 V_1 &= -V_Z \\
 V_Z &= R_S I_X
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

Resolvendo 2.8 para $\frac{V_X}{I_X}$ resulta na Equação 2.9.

$$R_{cascode}^{out} = (1 + g_{m2}r_{o2}) [R_S + r_{o1} (1 + g_{m1}R_S)] + r_{o2} \tag{2.9}$$

Uma associação de impedâncias em paralelo resulta em uma equivalente menor que a menor impedância envolvida e diz-se que a impedância menor "domina" a associação. Portanto, como a impedância da carga do estágio não é necessariamente elevada, a impedância de saída do cascode não necessariamente promove alto ganho.

2.2 Projeto em Potência

A Equação 2.10 relaciona a velocidade c de uma onda eletromagnética que se propaga através do vácuo, com seu comprimento de onda λ e sua frequência f .

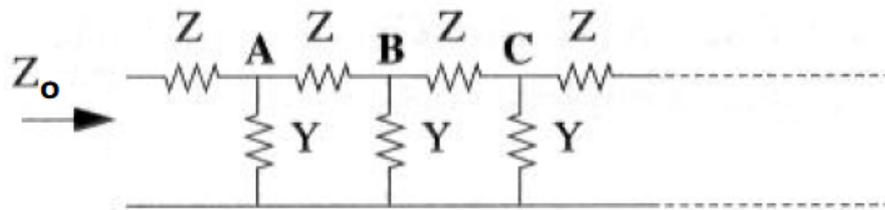
$$c = \lambda f \tag{2.10}$$

À medida que a frequência f de um sinal elétrico aumenta, seu comprimento de onda $\lambda = c/f$ diminui, e menor deve ser um circuito excitado por este sinal para que possa ser modelado por parâmetros concentrados. A 930 MHz o comprimento de onda é próximo de 30 cm e não se corre o risco de observar comportamento ondulatório dentro do chip. Porém, a trilha da placa de circuito impresso (do inglês *printed circuit board*, PCB) que conduz o sinal da antena até o LNA pode ter comprimento da ordem de centímetros e causar reflexão, interferência e perdas térmicas, que deterioram a qualidade do sinal de entrada. Este problema é resolvido deixando de lado o projeto clássico em corrente e tensão e optando por uma abordagem em ondas eletromagnéticas.

2.2.1 Linhas de Transmissão

A impedância vista por um sinal elétrico ao percorrer uma linha de transmissão (LT) equivale a sua impedância característica, geralmente indicada por Z_o . A impedância de entrada de uma LT infinita equivale a Z_o , como mostra a Figura 9, onde Z e Y são uma impedância e uma condutância quaisquer. Como este arranjo continua indefinidamente, a impedância à direita de qualquer um dos nós A, B ou C é a mesma, e equivale à própria impedância Z_o .

Figura 9 – Modelo elétrico de linha de transmissão infinita.



Fonte: (LEE, 1998)

Portanto se pode escrever

$$Z_o = Z + \left(\frac{1}{Y} \parallel Z_o \right) \quad (2.11)$$

Resolvendo para Z_o e descartando o valor negativo, chega-se a

$$Z_o = \frac{Z}{2} \left[1 + \sqrt{1 + \frac{4}{ZY}} \right] \quad (2.12)$$

Assumindo $|ZY| \ll 1$ a Equação 2.12 pode ser reduzida à Equação 2.13.

$$Z_o \approx \sqrt{\frac{Z}{Y}} \quad (2.13)$$

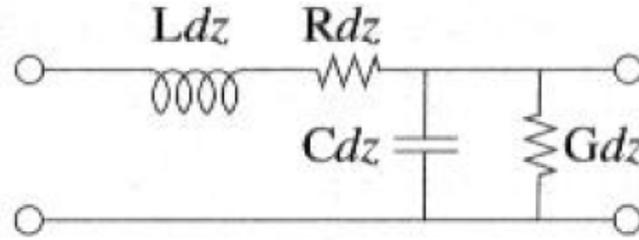
Se Z e Y forem a reatância devido a uma indutância L e uma capacitância C , então $Z = sL$ e $Y = sC$ e a Equação 2.13 reduz-se a

$$Z_o \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.14)$$

Logo, a impedância característica de uma linha de transmissão infinita e sem perdas independe da frequência e é puramente real. Porém, não há dissipação de calor nos elementos reativos: a potência apenas é transmitida indefinidamente através da LT.

Em uma situação mais realista, considerando perdas resistivas e fuga de corrente, um segmento infinitesimal de comprimento dz da LT pode ser modelado conforme ilustra a Figura 10, onde os elementos do circuito têm suas grandezas dispostas por unidade de comprimento.

Figura 10 – Modelo elétrico de segmento infinitesimal de linha de transmissão.



Fonte: (LEE, 1998)

Seguindo o mesmo raciocínio do desenvolvimento da impedância característica da LT infinita sem perdas, pode-se escrever a Equação 2.15.

$$\begin{aligned} Z_o &= Zdz + \left(\frac{1}{Ydz} \parallel Z_o \right) \\ &= Zdz + Z_o \frac{1}{1 + Z_o Y dz} \end{aligned} \quad (2.15)$$

Pode-se expandir o binômio $(1 + Z_o Y dz)^{-1}$ conforme mostra a Equação 2.16 — Ver o apêndice B para mais detalhes.

$$\begin{aligned} \frac{1}{1 + Z_o Y dz} &= 1 - Z_o Y dz + (Z_o Y dz)^2 - (Z_o Y dz)^3 + (Z_o Y dz)^4 - \dots \\ &\approx 1 - Z_o Y dz \end{aligned} \quad (2.16)$$

, onde uma aproximação de primeira ordem foi considerada: uma vez que dz é uma quantidade infinitesimal, $dz^i \ll dz^{i+j}$, com $i, j \in \mathbb{N}^*$. Desta forma, pode-se escrever a Equação 2.17, que se torna verdadeira quando $(Z - Y Z_o^2)$ é igual a zero.

$$\begin{aligned} Z_o &\approx Zdz + Z_o [1 - Y dz Z_o] \\ &\approx Z_o + dz (Z - Y Z_o^2) \Rightarrow dz (Z - Y Z_o^2) \approx 0 \end{aligned} \quad (2.17)$$

Então

$$Z_o \approx \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.18)$$

À medida que R e G diminuem, a impedância de uma LT com perdas deve tender àquela de uma LT ideal. O interessante de se notar da Equação 2.18 é que a impedância que um sinal experimenta ao propagar-se pela LT com perdas tende àquela de uma linha sem perdas (Equação 2.14), à medida que sua frequência aumenta.

Cortando a LT num ponto finito qualquer, descartando a parte infinita e substituindo-a por uma terminação de impedância Z_o , a impedância vista pela entrada continua sendo Z_o e o sinal simplesmente se propaga ao longo da LT até chegar na carga, que é atravessada pelo sinal, sobre o qual continua sendo imposta a mesma razão Z_o entre corrente e tensão. Numa situação mais abrangente onde a LT não é terminada precisamente em sua impedância característica, ao fluir pela carga, a razão entre tensão e corrente do sinal será repentinamente alterada pela impedância estranha. Como ocorre na interface entre dois meios por onde uma onda se propaga, quando o sinal eletromagnético atinge a interface entre a LT e sua terminação, parte atravessa a carga e parte é refletida. O sistema continua sendo linear, no entanto, e a tensão em qualquer ponto do circuito equivale à superposição da tensão incidente com sua parcela refletida.

Sejam E_i e I_i a tensão e corrente incidentes, de forma que

$$Z_o = \frac{E_i}{I_i} \quad (2.19)$$

Aplicando superposição à carga, pode-se escrever

$$Z_L = \frac{E_i + E_r}{I_i - I_r} \quad (2.20)$$

A subtração no denominador de 2.20 vem de se considerar a propagação da parcela de corrente refletida como sendo oposta àquela incidente.

Pode-se reescrever a Equação 2.20 de forma a evidenciar Z_o , da seguinte forma

$$Z_L = \frac{E_i + E_r}{I_i - I_r} = \frac{E_i}{I_i} \left(\frac{1 + E_r/E_i}{1 - I_r/I_i} \right) = Z_o \left(\frac{1 + E_r/E_i}{1 - I_r/I_i} \right) \quad (2.21)$$

A razão entre quantidades incidentes e refletidas é chamada de coeficiente de reflexão Γ , de acordo com a Equação 2.22.

$$\Gamma = \frac{E_r}{E_i} = \frac{I_r}{I_i} \quad (2.22)$$

Pode-se reescrever a Equação 2.21 em função de Γ , e resolvendo para Γ chega-se à Equação 2.23.

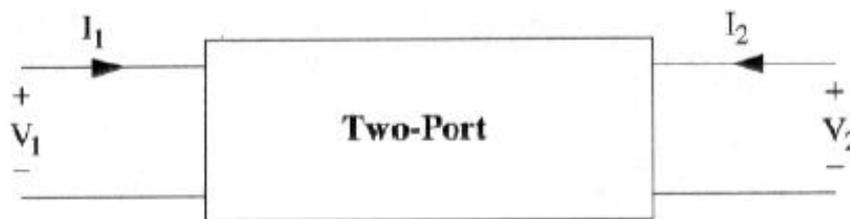
$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (2.23)$$

O coeficiente de reflexão tende a zero à medida que a impedância da terminação tende à impedância característica da LT, otimizando a transferência de potência e minimizando degradação do sinal incidente por interferência com a onda refletida. Se a LT for terminada tanto em circuito aberto quanto em curto circuito, o coeficiente de reflexão assume valor máximo (unitário), e ocorre reflexão total.

2.2.2 Parâmetros S

Em baixas frequências os sistemas de circuitos elétricos geralmente têm suas portas de entrada e saída descritas por tensão, corrente, impedância e admitância. Por exemplo, as Equações 2.24 e 2.25 caracterizam por parâmetros Z a rede de duas portas presente na Figura 11.

Figura 11 – Rede de duas portas descrita em parâmetros Z .



Fonte: (LEE, 1998)

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (2.24)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (2.25)$$

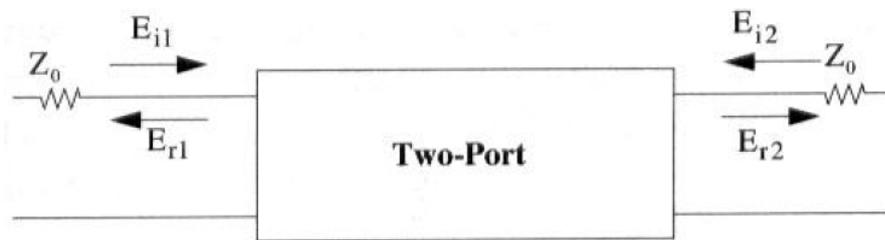
Para caracterizar o sistema deve-se encontrar os parâmetros Z curto circuitando ou deixando em aberto uma porta por vez, anulando alguma corrente ou tensão e utilizando as Equações 2.24 e 2.25 para isolar os termos de impedância.

Em altas frequências quando se observa propagação de ondas, a tensão ou corrente elétrica varia com o comprimento físico, não sendo constante ao longo da linha. Por isso, não se garante com um curto-circuito que a tensão seja a mesma em qualquer ponto, como seria desejado para parâmetros Z ou Y . Faz-se necessário outro conjunto de parâmetros que seja mais adequado à aplicação em altas frequências: os parâmetros S (do inglês, *scattering*), sistema de parâmetros que modela a reflexão de ondas na caracterização elétrica da rede. Estes parâmetros permitem beneficiar-se do fato de que terminações de impedância igual àquela característica da LT não provocam reflexão. Desta forma, diferentemente de outros

conjuntos de parâmetros, os parâmetros S não exigem que se implementem terminações em aberto ou em curto, o que facilita o trato com sistemas de alta frequência. Além disso, as variáveis de entrada e saída são ondas de tensão incidentes e refletidas, em vez de tensões e correntes, pois é difícil de medir valores instantâneos em altas frequências.

A Figura 12 apresenta uma rede caracterizada em parâmetros S, com terminações de entrada e saída com impedância característica Z_o e ondas de tensão E_i incidentes e E_r refletidas.

Figura 12 – Rede de duas portas descrita em parâmetros S.



Fonte: (LEE, 1998)

A rede é descrita pelo sistema de equações 2.26.

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (2.26)$$

Os termos a_n e b_n são dados pelas Equações 2.27 a 2.30.

$$a_1 = \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_o}} \quad (2.27)$$

$$a_2 = \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_o}} \quad (2.28)$$

$$b_1 = \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_o}} \quad (2.29)$$

$$b_2 = \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_o}} \quad (2.30)$$

A normalização dos termos a_n e b_n pela raiz da impedância característica é uma conveniência para que o quadrado destes termos sejam equivalentes à potencia das respectivas ondas de incidência e reflexão.

Anulando a onda incidente na porta de saída anula-se a onda E_{i2} , de forma que se pode calcular os termos S_{11} e S_{21}

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{E_{r1}}{E_{i1}} = \Gamma_1 \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{E_{r2}}{E_{i1}} \end{aligned} \quad (2.31)$$

$S_{11}|_{a_2=0}$ é o coeficiente de reflexão de entrada Γ_1 , que deve ter seu valor mínimo projetado e sintonizado na banda de interesse através de casamento de impedância. S_{21} é o ganho entre a onda incidente na porta de entrada e a onda refletida na porta de saída. O quadrado deste termo equivale ao ganho de potência, que num amplificador deve ser maximizado.

Anulando a onda incidente na porta de entrada anula-se a onda E_{i1} , de forma que se pode calcular os termos S_{22} e S_{12} .

$$\begin{aligned} S_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{E_{r2}}{E_{i2}} = \Gamma_2 \\ S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{E_{r1}}{E_{i2}} \end{aligned} \quad (2.32)$$

$S_{22}|_{a_1=0}$ é o coeficiente de reflexão da saída Γ_2 . Quando a saída do amplificador é projetada para potência, deve-se ter o cuidado de casar a impedância de saída também de forma a minimizar este termo. Quando o projeto da saída é em tensão Γ_2 pode ser negligenciado. S_{12} é o ganho reverso, da saída para a entrada, que deve ser minimizado pois não se quer propagação de sinal da saída para a entrada interferindo com o sinal de interesse e com a sintonia da entrada.

2.2.3 Carta de Smith e Casamento de Impedância

A carta de Smith é uma ferramenta que torna o projeto em potência mais eficiente. Tendo um simulador elétrico que plote impedâncias na carta, se pode alterar valores de componentes da LT ou até mesmo inserir e retirar elementos desta, e observar os efeitos das alterações no projeto em tempo real. Desta forma não se faz necessário desenvolver novas equações de impedância e reflexão e efetuar novas manipulações algébricas toda vez que se experimenta uma topologia diferente. Além disso, na carta qualquer valor de impedância (mesmo infinita) pode ser plotado dentro de uma circunferência unitária.

Seja r_o a impedância característica puramente real de uma LT, e Z_L a impedância da terminação. Normalizando Z_L em relação a r_o obtém-se a impedância de carga normalizada Z_n^L , como mostra a Equação 2.33.

$$\begin{aligned} Z_n^L &= \frac{Z_L}{r_o} = \frac{R_L}{r_o} + j \frac{X_L}{r_o} \\ &= r + jx \end{aligned} \quad (2.33)$$

Seja Γ o coeficiente de reflexão, e suas partes real e imaginária, conforme a Equação 2.34.

$$\Gamma = \Gamma_r + j\Gamma_i \quad (2.34)$$

Reescrevendo a Equação 2.23 em função de Z_n^L , expressa-se Γ em função da carga normalizada, conforme Equação 2.35.

$$\Gamma = \frac{Z_n^L - 1}{Z_n^L + 1} \quad (2.35)$$

Resolvendo para Z_n^L obtém-se 2.36.

$$Z_n^L = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \Rightarrow r + jx = \frac{(1 + \Gamma_r) + j\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r) - j\Gamma_i} \quad (2.36)$$

Utilizando o clássico procedimento de multiplicar o numerador e denominador pelo conjugado do denominador, separa-se a parte real r da parte imaginária x , conforme Equações 2.37 e 2.38.

$$r = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (2.37)$$

$$x = \frac{2\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (2.38)$$

Depois de alguma manipulação algébrica reescreve-se as Equações 2.37 e 2.38 conforme as Equações 2.39 e 2.40. Observa-se da geometria analítica que estas equações representam circunferências no plano complexo Γ , onde Γ_r é eixo real das abscissas e Γ_i o eixo imaginário das ordenadas.

$$\left(\Gamma_r - \frac{r}{1+r} \right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{1+r} \right)^2 \quad (2.39)$$

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x} \right)^2 = \left(\frac{1}{x} \right)^2 \quad (2.40)$$

Sejam as circunferências definidas por valores de r chamadas de circunferências- r , e aquelas definidas por valores de x , circunferências- x . A seguir são feitas observações sobre propriedades de 2.39 e 2.40, que definem a carta de Smith.

Sobre as circunferências- r pode-se dizer:

- São centradas em $(\Gamma_r = \frac{r}{1+r}, 0)$. À medida que r aumenta de zero a infinito, o centro se desloca sobre o eixo real, de 1 a 0;
- Possuem raio equivalente a $\frac{1}{1+r}$. À medida que r diminui de infinito a zero, as circunferências aumentam desde um ponto localizado em $(\Gamma_r = 1, \Gamma_i = 0)$ (terminação em aberto, reflexão total) até uma circunferência de raio máximo unitário, centrada em $(\Gamma_r = 0, \Gamma_i = 0)$ (terminação perfeitamente casada, ponto de reflexão nula). Qualquer ponto fora desta circunferência unitária não faz sentido físico.

Sobre as circunferências- x :

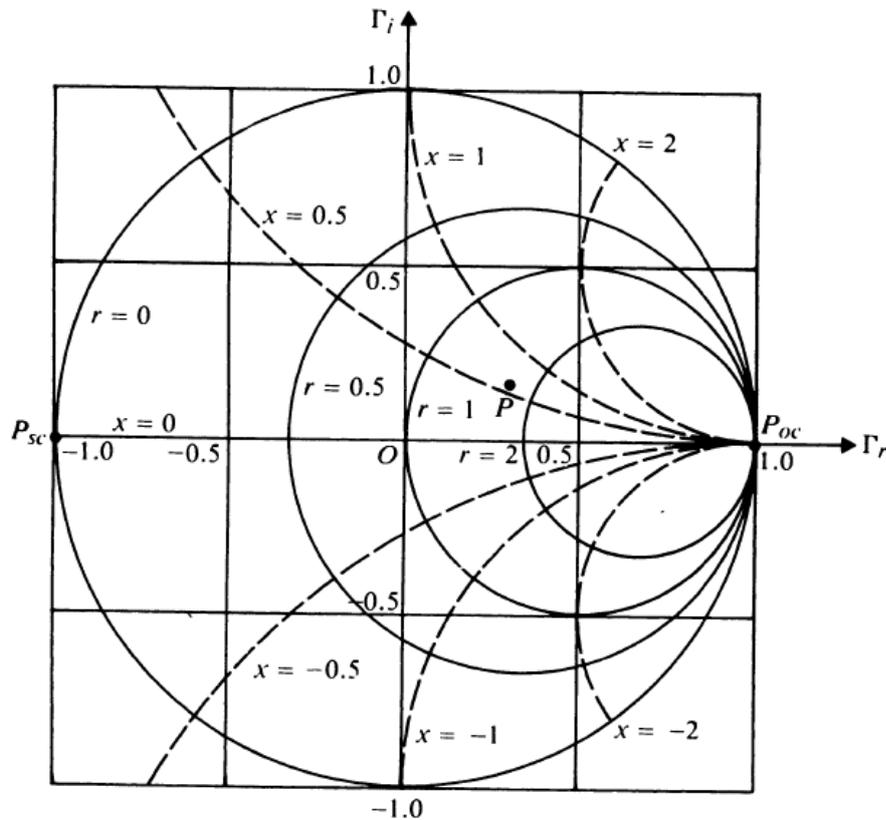
- São centradas em $(\Gamma_r = 1, \Gamma_i = \frac{1}{x})$. À medida que $|x|$ diminui de infinito a zero, o centro se desloca sobre o eixo vertical em $\Gamma_r = 1$, de zero a infinito positivo ou negativo, ao passo que as circunferências de raio $\frac{1}{|x|}$ aumentam desde um ponto em $(\Gamma_r = 1, \Gamma_i = 0)$ até uma circunferência de raio infinito correspondente ao eixo real;
- O semi-plano superior corresponde a valores positivos de x e condiz com reatâncias de natureza indutiva. O semi-plano inferior corresponde a reatâncias capacitivas.

A carta é um plano complexo que relaciona a impedância normalizada da terminação da carga com o coeficiente de reflexão. A parte real de Z_L define circunferências- r e sua parte imaginária define circunferências- x . A interseção entre estas define um valor do coeficiente de reflexão. Nota-se que x varia com a frequência de forma que a interseção entre as circunferências move-se sobre a circunferência- r constante à medida que a circunferência- x expande ou contrai-se com a frequência.

A Figura 13 mostra uma carta mais didática, com poucas circunferências traçadas. A Figura 14 mostra uma carta mais realista e útil na prática.

Todas as circunferências tangenciam o ponto $(\Gamma_r = 1, \Gamma_i = 0)$, equivalente a um circuito aberto, pois pra todo valor de r sempre se pode obter um circuito aberto com alguma frequência entre zero e infinito. No entanto, apenas a circunferência sem resistência alguma ($r = 0$) pode tangenciar o ponto $(\Gamma_r = -1, \Gamma_i = 0)$, equivalente a um curto circuito, pois independente da frequência, a única possibilidade de se obter impedância nula é não havendo resistência.

Projeta-se a rede de casamento de impedância de forma que Γ cruze o centro de reflexão nula da carta em frequência próxima àquela central da banda de interesse,

Figura 13 – Carta de Smith mostrando alguns valores no plano complexo Γ .

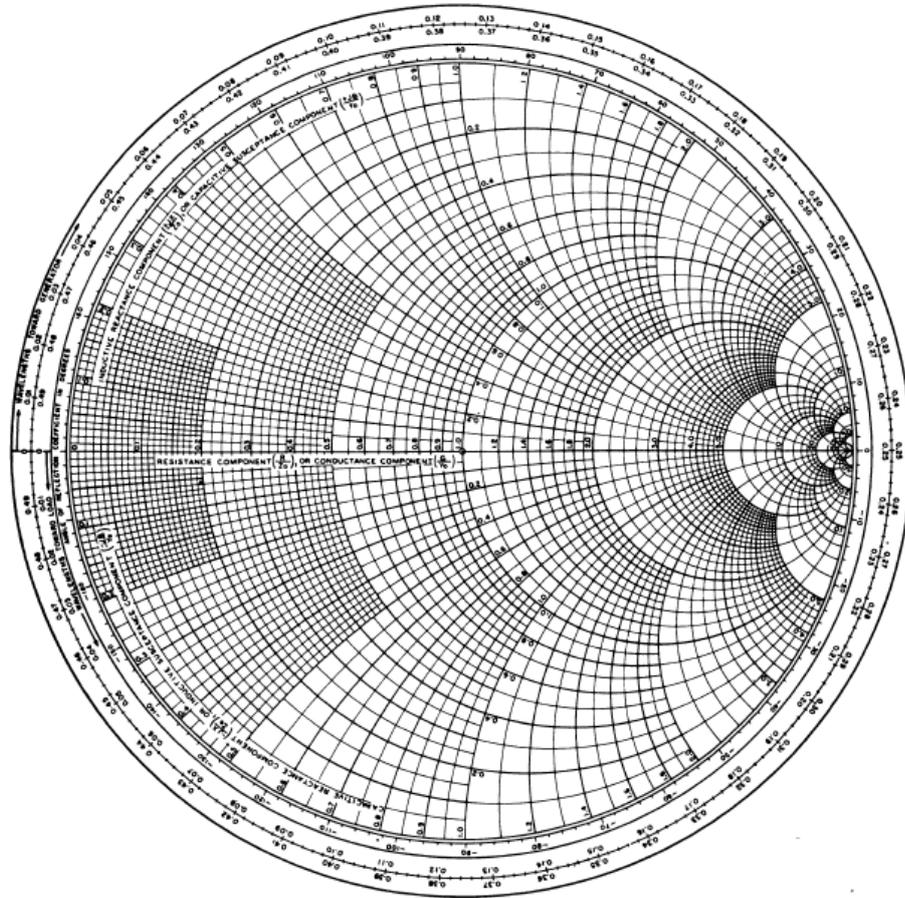
Fonte: (CHENG, 1989)

minimizando a reflexão e sintonizando o circuito na banda, otimizando a transferência de potência do sinal.

2.3 Ruído

O ruído limita o desempenho de sistemas eletrônicos de RF: se não houvesse ruído, o LNA que sucede a antena de um celular poderia ser um amplificador de projeto mais simples. Estaríamos primariamente preocupados em dar ganho no sinal, sem se preocupar tanto com sua qualidade, e o projeto seria mais simples. Porém, na realidade existe ruído e substituindo o LNA de um celular por um amplificador de alto ganho não seria possível estabelecer comunicação telefônica, por exemplo. À medida que se trabalha com sinais de potência mais baixa, maior o impacto do ruído na qualidade do sinal e portanto, o cuidado que se deve ter com a administração do ruído no projeto.

Figura 14 – Carta de Smith utilizável para fazer um projeto.



Fonte: (CHENG, 1989)

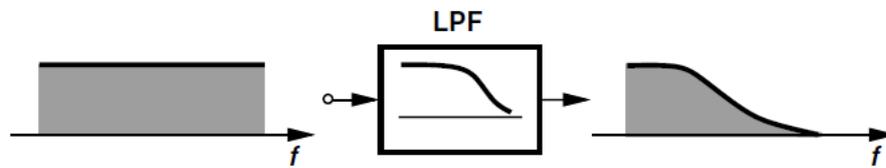
2.3.1 Densidade Espectral de Potência e Filtragem de Ruído

No contexto de eletricidade a natureza aleatória do ruído significa que seus valores instantâneos de tensão e corrente, ao contrário do que ocorre com processos determinísticos, não podem ser previstos. A maneira que se tem de caracterizar o ruído então é através de análise estatística e abordagem em frequência, lidando não com valores instantâneos, mas com valores médios quadráticos e densidade espectral de potência (DEP), por exemplo.

Uma vantagem considerável de se trabalhar com DEP é permitir que muitas operações no domínio da frequência que são aplicadas a sinais determinísticos sejam também aplicadas a sinais aleatórios, pois sua DEP pode ser definida. Por exemplo, pode-se calcular a DEP $S_{out}^n(s)$ do ruído ao ser filtrado por um filtro passa baixas de função de transferência $H(s)$ como mostram a Equação 2.41 e a Figura 15.

$$S_{out}^n(s) = |H(s)|^2 S_{in}^n(s) \quad (2.41)$$

Figura 15 – Efeito de filtro passa baixas em ruído branco.



Fonte: (RAZAVI, 2012)

A maneira mais eficiente de se lidar com ruído é filtrando o que for possível de sua DEP na entrada do circuito tomando o cuidado de atenuar o sinal de interesse junto. Assume-se que as fontes de ruído em circuitos elétricos sejam não correlacionadas de forma que se possa aplicar o princípio da superposição.

2.3.2 Ruído de Dispositivos

Para analisar os efeitos do ruído dos dispositivos de um sistema, pode-se modelar o ruído destes dispositivos por fontes de corrente e tensão. Tal representação permite análise de circuitos tradicional.

2.3.2.1 Ruído Térmico

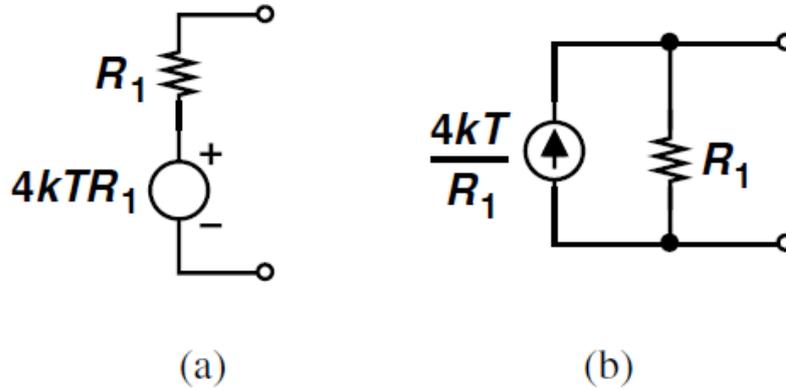
Portadores de carga agitados termicamente constituem corrente elétrica que varia aleatoriamente no condutor que, apresentando resistência, pela Lei de Ohm deve manifestar também tensão aleatória. Como dispositivos puramente reativos não apresentam impedância real (e os dispositivos não ideais manifestam baixa resistência) o ruído térmico destes será considerado desprezível neste trabalho.

2.3.2.1.1 Ruído Térmico do Resistor

Um resistor com ruído térmico pode ser modelado por um resistor livre de ruído em série com uma fonte de tensão de DEP dada pela Equação 2.42 (modelo Thévenin, Figura 16 (a)) ou por fonte de corrente em paralelo, com DEP dada pela Equação 2.43 (modelo Norton, Figura 16 (b)). Como a DEP é dada em média quadrática, a polaridade da fonte não é relevante, mas uma vez definida deve ser mantida constante ao longo da análise. k é a constante de Boltzmann ($k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$) e T é a temperatura absoluta.

$$\overline{V_n^2} = 4kTR_1 \quad (2.42)$$

Figura 16 – (a) Modelo Thévenin e (b) modelo Norton do ruído térmico do resistor.



Fonte: (RAZAVI, 2012)

$$\overline{I_n^2} = \overline{V_n^2}/R_1 = 4kT/R_1 \quad (2.43)$$

2.3.2.1.2 Ruído Térmico do MOSFET

O ruído térmico de um transistor MOS saturado pode ser modelado como mostra a Figura 17 (a): uma fonte de corrente conectada entre os terminais de dreno e fonte com DEP dada pela Equação 2.44, ou (b) como uma fonte de tensão em série com a porta, com DEP conforme Equação 2.45. γ é uma constante que aumenta com o encurtamento do canal — portanto, quanto menor o comprimento de canal do transistor, maior o ruído térmico gerado pelo dispositivo.

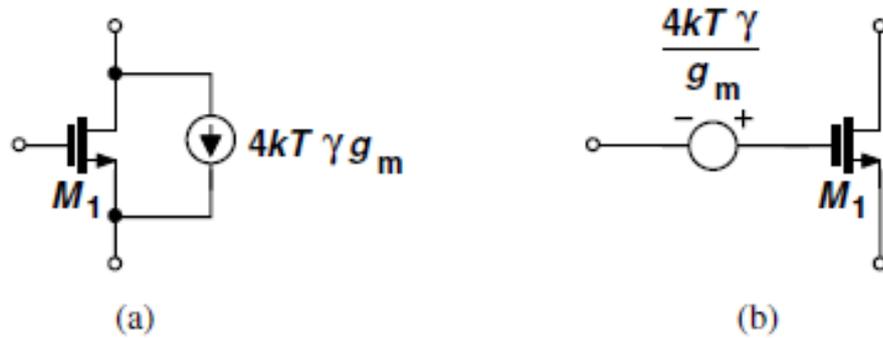
$$\overline{I_n^2} = 4kT\gamma g_m \quad (2.44)$$

$$\overline{V_n^2} = \frac{4kT\gamma}{g_m} \quad (2.45)$$

2.3.2.2 Ruído Flicker ou $1/f$

Segundo (LEE, 1998), o modelo mais bem aceito do ruído flicker apresenta espectro proporcional a $1/f$, que é manifestado por diversos fenômenos, como ruído de radiação galáctica, fenômenos geofísicos e potencial de membranas celulares. Está presente também em vários dispositivos eletrônicos, e nos dispositivos MOS ele pode ser modelado por uma fonte de tensão em série com a porta do dispositivo, ou como uma fonte de corrente entre fonte e dreno, conforme ilustra a Figura 18. Quando modelado por fonte de tensão,

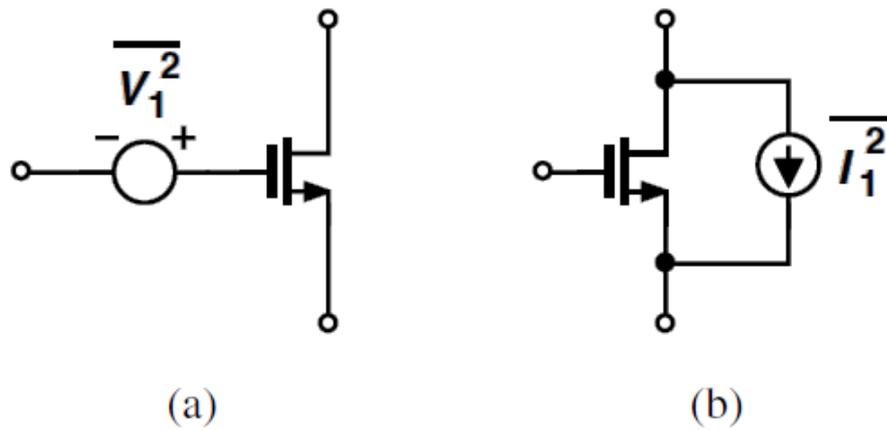
Figura 17 – Ruído térmico de canal de um MOSFET modelado como (a) fonte de corrente, (b) fonte de tensão.



Fonte: (RAZAVI, 2012)

sua DEP é dada pela Equação 2.46, e quando por corrente, pela Equação 2.47. Sendo proporcional ao inverso da frequência, este ruído é mais relevante em baixas frequências. Nas Equações 2.46 e 2.47, K é uma constante dependente do processo de tecnologia adotado.

Figura 18 – Modelo elétrico do DEP do ruído $1/f$ no MOSFET.



Fonte: (RAZAVI, 2012)

$$\overline{V_n^2} = \frac{K}{WLC_{ox}} \frac{1}{f} \tag{2.46}$$

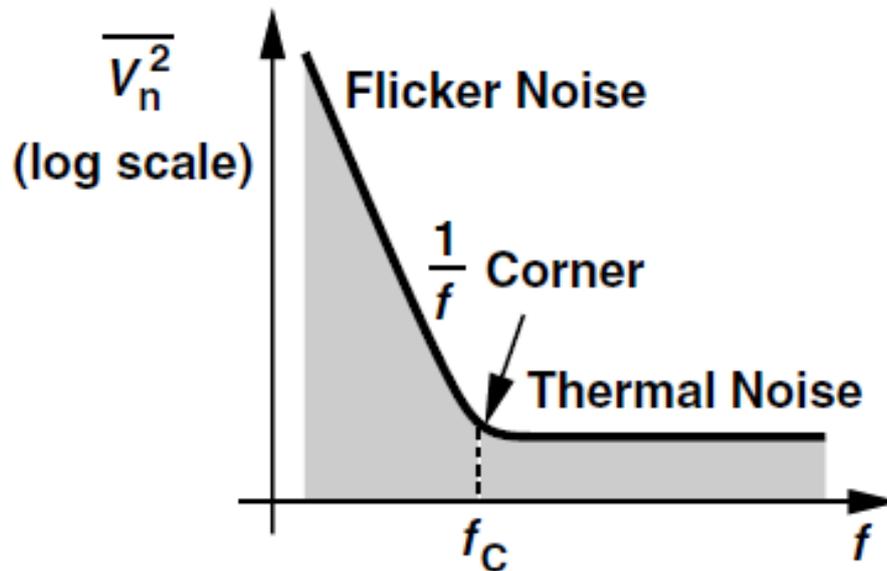
$$\overline{I_n^2} = g_m^2 \frac{K}{WLC_{ox}} \frac{1}{f} \tag{2.47}$$

Como a habilidade de transformação de fontes deixa a análise de circuitos mais eficiente, é interessante notar que o transistor MOS ao impor um ganho de transcondutância sobre uma fonte de DEP de pequeno sinal de tensão V_1 em sua porta, é equivalente a um dispositivo com fonte de DEP de corrente $g_m V_1$ entre fonte e dreno. Desta forma, a Equação 2.48 descreve a relação entre DEP de tensão na porta com DEP de corrente entre dreno e fonte do transistor, seja a natureza do ruído térmica ou $1/f$.

$$\overline{I_n^2} = g_m^2 \overline{V_n^2} \quad (2.48)$$

A Figura 19 ilustra a DEP de um dispositivo MOS considerando o ruído $1/f$ e o ruído térmico. A frequência onde as PSDs de ambas as fontes de ruído se interceptam é chamada de frequência de corner f_c , que pode ser calculada expressando ambas fontes de ruído flicker e térmica como fontes de corrente e igualando suas DEPs. A frequência que torna a igualdade verdadeira equivale à frequência de corner, dada pela Equação 2.49.

Figura 19 – Frequência de corner em DEP de dispositivo MOS com ruído $1/f$ e térmico.



Fonte: (RAZAVI, 2012)

$$f_c = \frac{K}{WLC_{ox}} \frac{g_m}{4kT\gamma} \quad (2.49)$$

2.3.3 Figura de Ruído

O interesse para um receptor é na relação sinal-ruído e não no ruído em si. Mesmo havendo muita potência de ruído, com suficiente potência de sinal se pode ter uma relação sinal ruído (do inglês *signal to noise ratio*, *SNR*) de qualidade.

Para quantificar satisfatoriamente o desempenho de um sistema de RF quanto a ruído pode-se referenciar a DEP do ruído gerado internamente pelo sistema à sua entrada.

A figura de mérito mais popular para caracterização de desempenho de receptores de RF quanto a ruído é o fator de ruído (F), definido conforme a Equação 2.50, ou figura de ruído (do inglês *noise figure*, NF), que é o fator de ruído dado em decibéis, de acordo com a Equação 2.51.

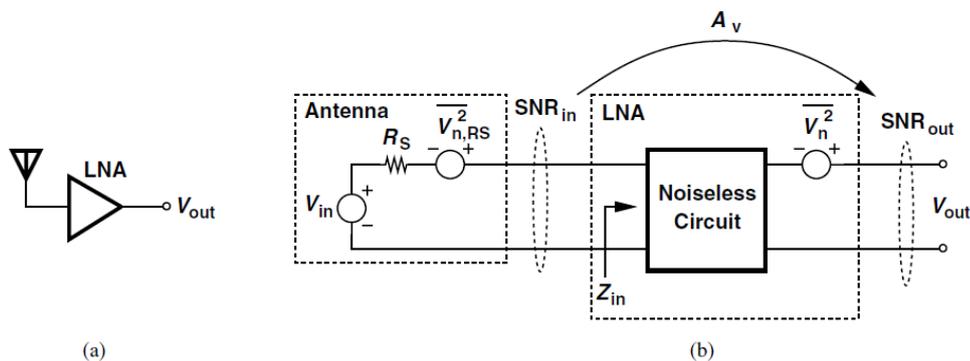
$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (2.50)$$

$$NF = 10 \log \left(\frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \right) \quad (2.51)$$

O fator de ruído de um circuito ideal é unitário ($NF = 0 \text{ dB}$), pois se o sistema não inserir mais ruído no sinal, sua SNR não se degrada durante a propagação, e a SNR na entrada é igual àquela na saída.

A Figura 20 (a) apresenta um sistema formado por uma antena conectada a um LNA. A Figura (b) apresenta o modelo elétrico do sistema, com suas fontes de ruído. R_S é a impedância da antena e $\overline{V_{n,RS}^2}$ é sua fonte de ruído térmico, Z_{in} é a impedância de entrada do LNA e $\overline{V_n^2}$ é o ruído na saída do LNA devido a seus dispositivos internos. A_v é o ganho de tensão. Para calcular a NF do LNA é necessário encontrar a SNR na sua entrada e na saída.

Figura 20 – (a) Antena seguida de LNA (b) Circuito equivalente mostrando fontes de ruído.



Fonte: (RAZAVI, 2012)

Seja α um fator de atenuação do ganho devido ao divisor de tensão composto pela impedância da antena e a impedância de entrada do amplificador. Então α é dado pela Equação 2.52.

$$|\alpha| = \left| \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_S} \right| \quad (2.52)$$

A potência do sinal na entrada é $|\alpha|^2 V_{in}^2$, e a potência do ruído é $|\alpha|^2 \overline{V_{n Rs}^2}$. Desta forma pode-se escrever a Equação 2.53.

$$SNR_{in} = \frac{|\alpha|^2 V_{in}^2}{|\alpha|^2 \overline{V_{n Rs}^2}} \quad (2.53)$$

A potência do sinal na saída equivale a $|\alpha|^2 A_v^2 V_{in}^2$, e o ruído na saída é a soma do ruído térmico de R_S amplificado, com $\overline{V_n^2}$. Têm-se então a Equação 2.54.

$$SNR_{out} = \frac{|\alpha|^2 A_v^2 V_{in}^2}{|\alpha|^2 A_v^2 \overline{V_{n Rs}^2} + \overline{V_n^2}} \quad (2.54)$$

Dividindo membro a membro 2.53 por 2.54 chega-se à Equação 2.55 que dá a figura de ruído do amplificador em função de seu ganho, ruído térmico da impedância da antena, e de seu ruído interno.

$$NF = 1 + \frac{\overline{V_n^2}}{|\alpha|^2 A_v^2 \overline{V_{n Rs}^2}} \quad (2.55)$$

Nota-se que o termo além de $1dB$ cai com o quadrado do ganho do amplificador. Desta forma, para reduzir o ruído de um LNA é importante aumentar o ganho.

2.3.4 Ruído de Estágios Cascadeados

Como vários estágios estão presentes em um receptor de RF, é importante determinar a figura de ruído de um sistema formado por estágios cascadeados. Seja a Figura 21, que apresenta um sistema formado por dois amplificadores cascadeados.

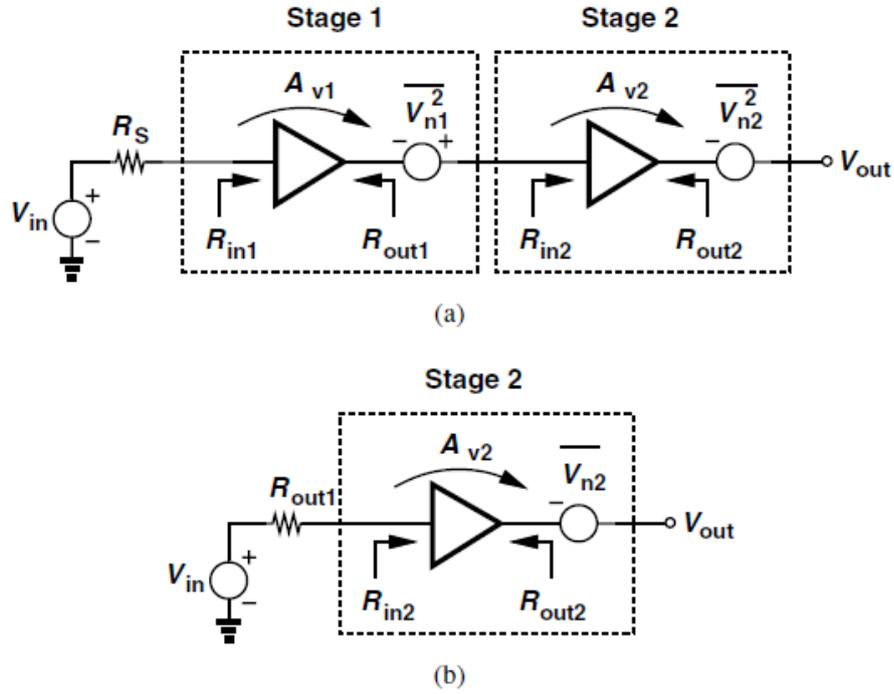
Primeiramente calcula-se a NF do sistema utilizando a Equação 2.55: o ganho de tensão total é dado pela Equação 2.56.

$$A_v = \frac{R_{in1}}{R_{in1} + R_S} A_{v1} \frac{R_{in2}}{R_{in2} + R_{out1}} A_{v2} \quad (2.56)$$

O ruído total na saída é dado pela Equação ??.

$$\overline{V_{n out}^2} = \overline{V_{n2}^2} + \frac{R_{in2}^2}{(R_{in2} + R_{out1})^2} A_{v2}^2 \overline{V_{n1}^2} \quad (2.57)$$

Figura 21 – Ruído em estágios cascateados.



Fonte: (RAZAVI, 2012)

Substituindo 2.56 e 2.57 em 2.55 se obtém 2.58.

$$NF = 1 + \frac{\overline{V_{n1}^2}}{\frac{R_{in1}^2}{(R_{in1}+R_S)^2} A_{v1}^2} \frac{1}{4kTR_S} + \frac{\overline{V_{n2}^2}}{\frac{R_{in1}^2}{(R_{in1}+R_S)^2} A_{v1}^2 \frac{R_{in2}^2}{(R_{in2}+R_{out1})^2} A_{v2}^2} \frac{1}{4kTR_S} \quad (2.58)$$

Os primeiros dois termos de 2.58 representam a figura de ruído do primeiro estágio, NF_1 , com respeito a uma impedância de fonte R_S . O terceiro termo representa o ruído devido ao segundo estágio. Para entender como esse termo pode ser expresso em função da figura de ruído do segundo estágio, calcula-se a NF do segundo estágio com respeito a uma impedância de fonte R_{out1} , conforme a Figura 21 (b). Desta forma se chega à Equação 2.59.

$$NF_2 = 1 + \frac{\overline{V_{n2}^2}}{\frac{R_{in2}^2}{(R_{in2}+R_{out1})^2} A_{v2}^2} \frac{1}{4kTR_{out1}} \quad (2.59)$$

Expressando $\overline{V_{n2}^2}$ em função de NF_2 e substituindo em 2.58, obtém-se 2.60.

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{\frac{R_{in1}^2}{(R_{in1}+R_S)^2} A_{v1}^2 \frac{R_S}{R_{out1}}} \quad (2.60)$$

O denominador de 2.60 representa o ganho de potência disponível do primeiro estágio A_{p1} , definido como a razão entre a potência disponível na sua saída P_{av}^o (potência fornecida quando a saída é casada) e a potência disponível em sua entrada, que é a potência disponível da fonte P_{av}^s (potência que a fonte entrega a uma carga casada). Como a potência sobre uma carga pode ser calculada como a razão entre o quadrado da tensão sobre a carga e sua impedância, e para uma carga casada a tensão sobre si é a metade da tensão que seria fornecida a uma impedância infinita, P_{av}^o e P_{av}^s são dadas pelas Equações 2.61 e 2.62.

$$P_{av}^o = V_{in}^2 \frac{R_{in1}^2}{(R_{in1} + R_S)^2} A_{v1}^2 \frac{1}{4R_{out1}} \quad (2.61)$$

$$P_{av}^s = \frac{V_{in}^2}{4R_S} \quad (2.62)$$

Nota-se que a razão entre 2.61 e 2.62 equivale a A_{p1} . Desta forma se pode expressar 2.60 como 2.63.

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{A_{p1}} \quad (2.63)$$

Para m estágios, a figura de ruído total é dada por 2.64.

$$NF_{tot} = 1 + (NF_1 - 1) + \frac{NF_2 - 1}{A_{p1}} + \dots + \frac{NF_m - 1}{A_{p1} \dots A_{p(m-1)}} \quad (2.64)$$

A Equação 2.64 é conhecida como Fórmula de Friis. É importante notar desta expressão que o ruído total do receptor de RF é principalmente definido pelos primeiros estágios, especialmente o primeiro, cuja contribuição de ruído não é atenuada por qualquer ganho e acaba sendo somada diretamente à figura de ruído total. Por isso é importante que o primeiro estágio seja um LNA, para simultaneamente promover ganho, que atenua o ruído dos estágios seguintes, e inserir o mínimo ruído possível no sistema. Como exemplo numérico, para um sistema com NF total de $8dB$ espera-se que o LNA seja responsável por 2 a 3 dB.

2.4 Não Linearidade

Deseja-se que o comportamento em pequenos sinais de circuitos analógicos e de RF seja o mais próximo possível de linear, a fim de minimizar distorções do sinal. Desta forma, faz-se necessário analisar os efeitos da não linearidade destes sistemas para garantir que o projeto apresente desempenho suficientemente linear. Também é importante quantificar a característica de não linearidade a fim de se poder comparar diferentes circuitos.

A Equação 2.65 apresenta uma aproximação de terceira ordem para característica de entrada-saída de um sistema. O termo α_1 é o coeficiente linear e representa o ganho. Os demais coeficientes modelam distorção.

$$y(t) \approx \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \alpha_3 x^3(t) \quad (2.65)$$

2.4.1 Distorção Harmônica

Se uma senoide é aplicada a um sistema não linear, geralmente a saída manifesta componentes de frequência que são múltiplos inteiros (harmônicas) da frequência de entrada. Na Equação 2.65 se $x(t) = A \cos \omega t$ então

$$\begin{aligned} y(t) &= \alpha_1 A \cos \omega t + \alpha_2 A^2 \cos^2 \omega t + \alpha_3 A^3 \cos^3 \omega t \\ &= \alpha_1 A \cos \omega t + \frac{\alpha_2 A^2}{2} (1 + \cos 2\omega t) + \frac{\alpha_3 A^3}{4} (3 \cos \omega t + \cos 3\omega t) \\ &= \frac{\alpha_2 A^2}{2} + \left(\alpha_1 A + \frac{3\alpha_3 A^3}{4} \right) \cos \omega t + \frac{\alpha_2 A^2}{2} \cos 2\omega t + \frac{\alpha_3 A^3}{4} \cos 3\omega t \end{aligned} \quad (2.66)$$

Na Equação 2.66, o primeiro termo do lado direito é a harmônica de ordem zero, uma quantidade DC. O *offset* DC é decorrente de não linearidades de ordem par — neste caso, de α_2 . O segundo termo é a harmônica de ordem um ou fundamental — componente linear. O terceiro termo é a harmônica de ordem dois e o quarto, a terceira harmônica.

Distorções de ordem par resultam de α_i com i par, e são minimizados em sistemas de simetria ímpar (sistemas diferenciais). Não desaparecem por completo pois a simetria é imperfeita devido a *mismatch* entre os componentes. A partir da segunda harmônica, a distorção de ordem n é proporcional a A^n .

Em muitos sistemas de RF a distorção harmônica não é relevante pois a banda de interesse é estreita e as harmônicas manifestam-se em frequências muito afastadas fora da banda do ganho, aonde são fortemente suprimidas. Em aplicações de banda larga a distorção harmônica é mais relevante.

2.4.2 Intermodulação

Se duas senoides de frequência ω_1 e ω_2 forem aplicadas a um sistema não linear, a saída geralmente exhibe não apenas harmônicas destas, mas também combinações lineares de ω_1 e ω_2 . Este fenômeno é chamado de intermodulação.

Seja $x(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t$ na Equação 2.65. Então

$$y(t) \approx \alpha_1 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t) + \alpha_2 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^2 + \alpha_3 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^3 \quad (2.67)$$

Expandindo o lado direito e descartando os termos DC, harmônicos e componentes de frequência $\omega_1 \pm \omega_2$, obtém-se os seguintes produtos de intermodulação de terceira ordem.

$$\omega = 2\omega_1 \pm \omega_2 : \frac{3\alpha_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3\alpha_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \quad (2.68)$$

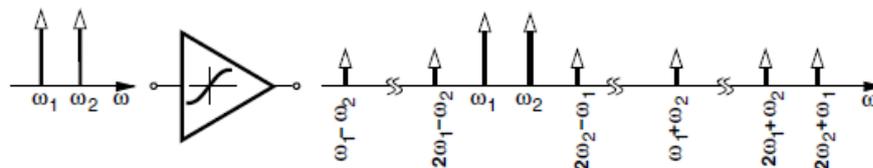
$$\omega = 2\omega_2 \pm \omega_1 : \frac{3\alpha_3 A_1 A_2^2}{4} \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \frac{3\alpha_3 A_1 A_2^2}{4} \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \quad (2.69)$$

E fundamentais

$$\omega = \omega_1, \omega_2 : \left(\alpha_1 A_1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_1^3 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_1 A_2^2 \right) \cos \omega_1 t + \left(\alpha_1 A_2 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_2^3 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_2 A_1^2 \right) \cos \omega_2 t \quad (2.70)$$

A Figura 22 ilustra este resultado no espectro de frequência. Quanto mais afastados das componentes fundamentais estão os tons espúrios, menos potencial para avariar a linearidade do sistema eles apresentam, pois são fortemente filtrados. As componentes de intermodulação (IM) mais relevantes são as mais próximas dos tons fundamentais, isto é: $(2\omega_1 - \omega_2)$ e $(2\omega_2 - \omega_1)$. Estas componentes aparecem tão mais próximas das frequências fundamentais quanto as fundamentais forem próximas entre si, e estando dentro da banda de interesse, não podem ser filtradas. Em aplicações de banda larga este problema é mais sério pois mais componentes interferentes entram no sistema sem serem filtradas.

Figura 22 – Geração de componentes espúrios de intermodulação a partir de dois tons.



Fonte: (RAZAVI, 2012)

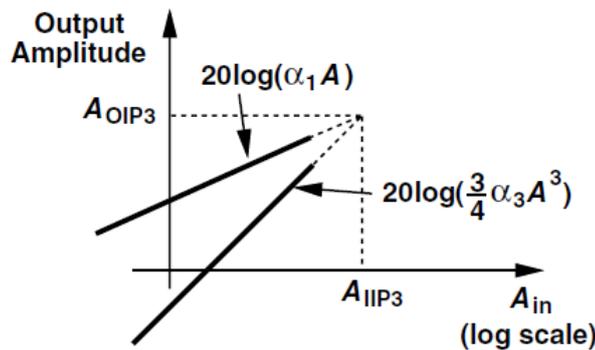
O método adotado para medir ou estimar por simulação a propriedade de intermodulação de terceira ordem consiste em excitar o sistema com dois tons de mesma

amplitude A e observar na saída a potência da componente fundamental — proporcional a $\alpha_1 A$ — e da IM de terceira ordem — proporcional a $\frac{3}{4}\alpha_3 A^3$. Como $\alpha_1 \ll \alpha_3$, para pequenos valores de A a fundamental se destaca. Porém, à medida que se aumenta A , a amplitude das componentes de IM aumenta mais rapidamente. Eventualmente as amplitudes se igualam (ou interceptam) e a amplitude A neste ponto é chamada de IP_3 (intercept point 3) ou IIP_3 (input IP_3). A Figura 23 ilustra este processo, onde em vez de amplitudes se mede potência. A amplitude das componentes de saída neste ponto é o ponto de interceptação de saída (OIP_3).

Numa situação realista o IP_3 se dá em valores de A altos suficientes pra causar supressão de ganho. Faz-se então uma extrapolação da região linear, conforme demonstra a Figura 24.

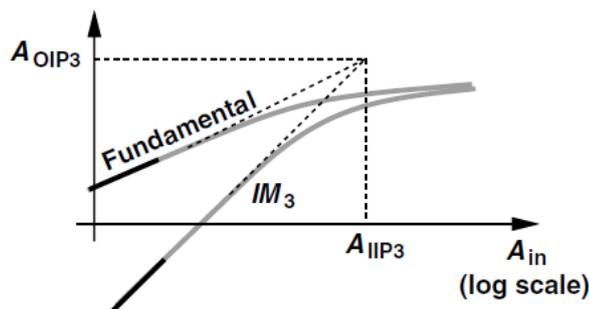
Por fim, nota-se que à medida que o ganho aumenta a curva de primeira ordem se comprime e o IP_3 ocorre para menores valores de A , aumentando a característica de não linearidade do amplificador.

Figura 23 – Definição de IP_3 .



Fonte: (RAZAVI, 2012)

Figura 24 – Definição de IP_3 por extrapolação.



Fonte: (RAZAVI, 2012)

3 Projeto

IEEE 802.11 ah (ou *Wi-Fi HaLow*) é um protocolo de comunicação sem fio publicado em 2017 que utiliza banda centrada em 900MHz para fornecer Wi-Fi com maior alcance, em comparação ao Wi-Fi convencional que opera em 2.4GHz e 5GHz . É um protocolo voltado para aplicações em IoT e exige desta forma baixo consumo de energia para trabalhar com *energy harvesting*.

As especificações são as seguintes.

Banda	863 a 930 MHz
Figura de ruído	$NF < 5\text{ dB}$
Ganho de tensão	$A_v > 12\text{ dB}$
Ganho de potência	$A_p > 15\text{ dB}$
IIP3	-20 dBm
Casamento de impedância de entrada	$S_{11} < -10\text{ dB}$
Potência em sub-mW	$< 1\text{ mW}$
Consumo de corrente em sub-mA	$< 1\text{ mA}$
Nó tecnológico	$130\text{ nm @ }V_{DD} < 1,2\text{ V}$

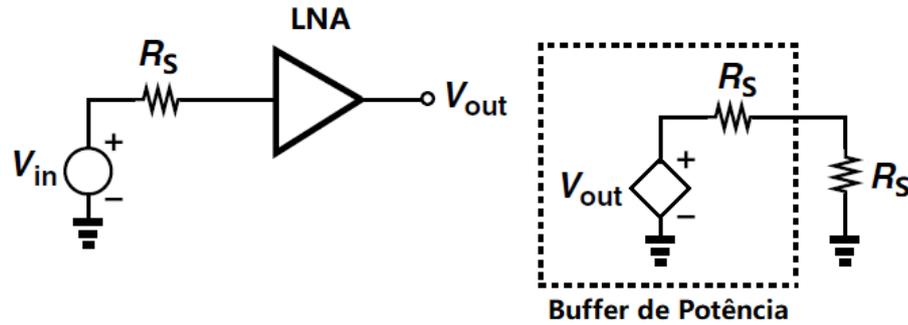
O pico do ganho deve ser centrado próximo de 900 MHz . A especificação de figura de ruído está alta por causa do consumo de corrente que é muito baixo. A especificação de IP_3 está baixa pela mesma razão.

O projeto da entrada, sendo um problema de RF devido à necessidade de casamento de impedância com a antena, será feito em potência. O projeto da saída pode ser feito em tensão, considerando apenas parâmetros concentrados. Um buffer de saída para casamento com $50\ \Omega$ foi utilizado para estimar por simulação o ganho de potência, como mostra a Figura 25. O consumo de potência do circuito não inclui o buffer, que é utilizado apenas para conferir o ganho de potência.

A Figura 26 apresenta a topologia do amplificador: um estágio FC cascode com degeneração indutiva.

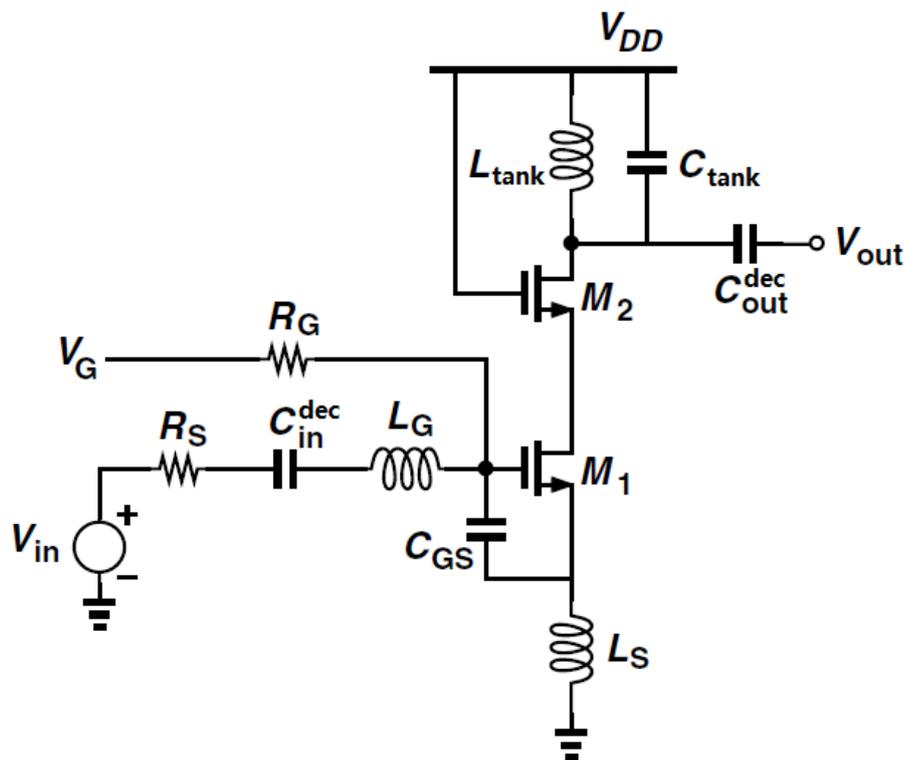
É uma topologia popular, e foi escolhida pois é interessante simultaneamente do ponto de vista prático e didático: ao mesmo tempo que apresenta desempenho apropriado para esta aplicação, é também extensivamente abordada na literatura.

Figura 25 – Buffer de potência empregado para estimar por simulação ganho de potência.



Adaptado de: (RAZAVI, 2012)

Figura 26 – Topologia cascode telescópico com degeneração indutiva.



Adaptado de: (RAZAVI, 2012)

No projeto de amplificadores as diversas dimensões de desempenho são correlacionadas, e geralmente quando se tenta melhorar um aspecto, deteriora-se outros. É prática comum na área de projetos analógicos e de RF referir-se à arte de sacrificar desempenho em certos aspectos para atingir melhor performance em outros, simplesmente de compromisso ou *trade-off*.

O maior desafio do projeto será reduzir o consumo de corrente a menos de $1mA$ a fim de atingir potência em sub-mW. O consumo consideravelmente baixo de corrente exige bastante sacrifício de outros aspectos de desempenho.

Os números obtidos neste capítulo são apenas resultado de projeto à mão, uma aproximação inicial grosseira pra se utilizar como ponto de partida. A complexidade do modelo elétrico do simulador (modelo BSIM4) é muito superior e portanto mais precisa que os cálculos à mão. O valor real dos cálculos não está em meramente se adquirir um número, mas sim no entendimento que as equações proporcionam a respeito do efeito de cada parâmetro de projeto sobre as diversas dimensões de desempenho.

O ambiente de desenvolvimento integrado utilizado para simulações elétricas foi o software Cadence® Virtuoso®. A biblioteca utilizada é a *cmrf8sf*, de tecnologia 130 nm, voltada para aplicações em RF. Os transistores são do modelo *nfet_rf*. Os capacitores são *dualmimcap_inh*, pois este modelo apresenta maior capacitância por área que a tecnologia mim básica pois possui duas camadas de armazenamento de carga ao passo que o mim convencional apresenta apenas uma.

Algo deve ser dito para justificar os indutores: a largura fina das trilhas aumenta a resistência nas espiras causando perdas, e quanto menor a frequência menor o fator de qualidade. A $900MHz$ os indutores integrados apresentam baixo fator de qualidade e ocupam muita área, de forma que deve-se procurar utilizar o menor número de indutores possível. Neste projeto serão necessários pelo menos três indutores: L_G , L_S e L_{tank} . Como será visto neste capítulo, valores altos de indutância favorecem o desempenho do amplificador. Como se quer minimizar o número de indutores, serão utilizados apenas três indutores com a maior indutância possível, com pico de Q em frequência suficientemente além da banda de interesse a fim de que os indutores não passem a manifestar natureza capacitiva. Se encontrou um compromisso aceitável entre área, pico de Q do indutor e indutância, com perímetro externo de $200\mu m$, $10\mu m$ de largura de trilha e 6 voltas, de forma a motivar pico de Q em $2.3GHz$ e indutância $7,43 nH$.

Apesar de ser parasita, a capacitância entre porta e fonte do dispositivo FC de entrada é conveniente. Como será visto, não é interessante que esta capacitância seja simplesmente a menor possível, pois auxilia no casamento da impedância de entrada. Pode-se promover mais liberdade no design do sistema dissociando o projeto desta capacitância do projeto da dimensão W_1 inserindo um capacitor extra em paralelo com a capacitância parasita C_{gs} intrínseca ao transistor. Assim, se pode modificar o valor da capacitância entre porta e fonte sem precisar modificar W e, modificando W , pode-se anular a alteração decorrente em C_{gs} com alteração oposta de C_{GS} .

R_G foi inserido para evitar um curto entre a porta de M_1 e o terra para pequenos sinais. R_G deve ser uma impedância de isolamento por onde circula corrente desprezível de forma a não causar queda de tensão considerável, no que toca a polarização, entre V_G e

a porta. O sistema foi projetado com $R_G = 100 \text{ k}\Omega$ e depois foi feita uma simulação para averiguar até que ponto poder-se-ia reduzir R_G (e em consequência também a área ocupada pelo dispositivo) sem impactar de forma significativa na polarização e consequentemente no desempenho do sistema. Notou-se que abaixo de $20 \text{ k}\Omega$ todos os aspectos de desempenho começam a degradar-se de forma considerável. Então se estabeleceu $R_G = 20 \text{ k}\Omega$.

3.0.1 Capacitores de Desacoplamento de Entrada e Saída

Os capacitores de desacoplamento DC da entrada e da saída (C_{dec}^{in} e C_{dec}^{out}) apresentam idealmente impedância infinita em DC. Eles impedem tanto que o nível DC imprevisível da fonte interfira na polarização do amplificador, quanto este de fornecer corrente e nível DC pra carga, possivelmente elevando o consumo de energia.

Por filtrarem baixas frequências, estes capacitores devem ser projetados de forma a motivar uma frequência de corte que esteja suficientemente aquém da banda de interesse a fim de não interferir no desempenho do circuito. A frequência de corte f_c de um filtro passa altas é dada pela Equação 3.1.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.1)$$

Seja R_S a resistência da antena (50Ω) e f_c uma década abaixo do limite inferior da banda ($860/10 = 86 \text{ MHz}$). Então o valor do capacitor de desacoplamento de entrada é dado pela Equação 3.2.

$$C_{dec}^{in} = \frac{1}{2\pi f_c R_S} = \frac{1}{2\pi 86 \text{ MHz} 50\Omega} \approx 37 \text{ pF} \quad (3.2)$$

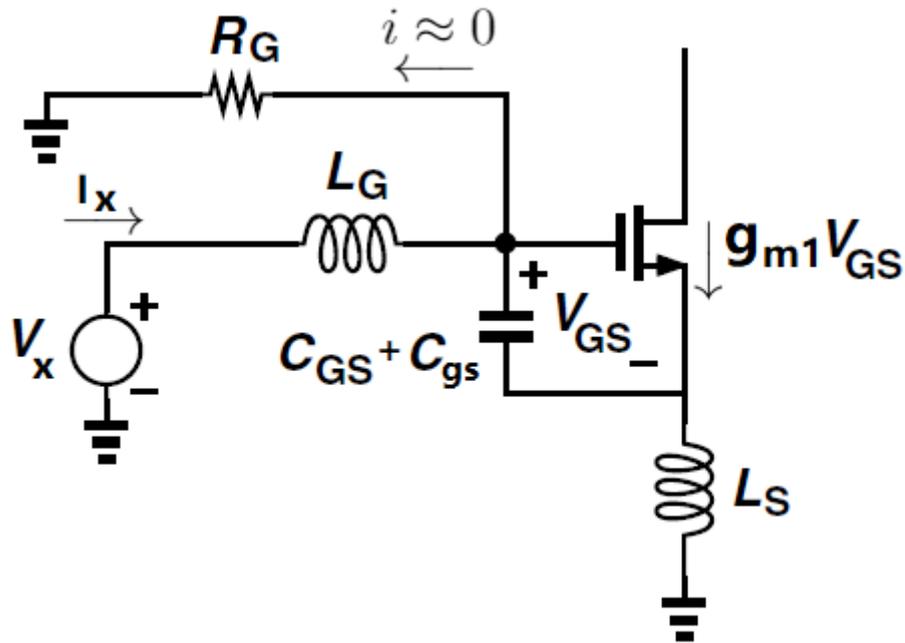
A impedância de saída é maior que 50Ω , de modo que 37 pF é um valor seguro também para se utilizar na saída.

3.0.2 Impedância e Casamento de Entrada

A Figura 27 apresenta o modelo em pequenos sinais para cálculo da impedância de entrada. O capacitor C_{dec}^{in} foi omitido pois foi projetado para não interferir em frequências próximas da banda de interesse.

A corrente que flui por L_S equivale a $I_S = I_X + g_{m1}V_{GS}$. A corrente I_X atravessa $C_{GS} + C_{gs}$, de modo que $I_X = V_{GS}/(1/s(C_{GS} + C_{gs})) = sV_{GS}(C_{GS} + C_{gs})$. Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff no laço de entrada, observa-se que $V_X = sL_S I_S + V_{GS} + sL_G I_X$.

Figura 27 – Impedância de entrada.



Adaptado de: (RAZAVI, 2012)

Resolvendo o sistema de equações para V_X/I_X chega-se à impedância de entrada, dada pela Equação 3.3.

$$Z_{in} = (L_S + L_G) s + \frac{1}{s (C_{GS} + C_{gs})} + \frac{g_{m1} L_S}{C_{GS} + C_{gs}} \quad (3.3)$$

O terceiro termo é real e deve ser projetado para posicionar o caminho geométrico do coeficiente de reflexão no plano Γ sobre a circunferência de resistência constante equivalente a $R_S = 50\Omega$. R_S e L_S são valores já definidos. É necessário definir valores iniciais para g_{m1} e $C_{GS} + C_{gs}$.

É comum assumir que em inversão forte (*overdrive* ≈ 200 mV) $g_m \approx 10 I_D$. À medida que a tensão de *overdrive* diminui e o transistor tende à operação em inversão fraca (*overdrive* menor que cerca de 100 mV), o ganho de transimpedância por corrente aumenta, e considera-se que em inversão fraca $g_m \approx 20 I_D$. Este efeito é desejável, pois se consegue diminuir a potência sem necessariamente perder ganho e degradar a figura de ruído.

O comprometimento com nível de inversão reduz a liberdade do projetista, possivelmente dificultando o cumprimento simultâneo de todos os requisitos de desempenho. A ideia foi iniciar com inversão forte, alcançar desempenho com margem de segurança em todos os aspectos importantes (exceto por consumo de energia que provavelmente seria

alto) e a partir daí sacrificar ganho, figura de ruído e sintonia em favor de redução de potência, diminuindo *overdrive* para enfraquecer o nível de inversão, assim diminuindo consumo de energia e simultaneamente mitigando o detrimento do ganho e da figura de ruído. Como não se desenvolverá o projeto com um nível de inversão bem definido, assume-se um valor de g_m intermediário entre inversão forte e fraca: $g_m = 15 \text{ mA/V}$.

Tendo definido g_m , retorna-se à Equação 3.3, com $g_m = 15 \text{ mA/V}$, $R_S = 50 \Omega$, $L_S = 7,434 \text{ nH}$ e obtém-se $C_{GS} + C_{gs} = 2,23 \text{ pF}$. Como valor inicial se utilizará $C_{GS} = 2 \text{ pF}$.

g_m é a taxa de variação da corrente de dreno em relação a V_{GS} , como mostra a Equação 3.4.

$$\begin{aligned} g_m &= \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \\ &= \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Na Equação 3.4, $C_{ox} = k\varepsilon_0/t_{ox}$, tal que ε_0 é a permissividade elétrica do vácuo ($\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F.m}^{-1}$), k é permissividade relativa do dielétrico de SiO_2 do capacitor MOS e t_{ox} é a espessura do dielétrico.

Os valores $\mu = 440 \text{ cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$, $t_{ox} = 3,03 \text{ nm}$ e $k = 3,9$ foram obtidos do modelo elétrico utilizado pelo simulador. Desta forma, $C_{ox} = 9,03 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$. Substituindo estes valores na Equação 3.4, e resolvendo para W , obtém-se como valor inicial $W \approx 21,6 \mu\text{m}$.

Os ajustes no casamento de impedância foram feitos utilizando o software Cadence® Virtuoso® plotando S_{11} na carta de Smith.

3.0.3 Circuito Ressonante LC Paralelo e Impedância de Saída

O circuito LC paralelo manifesta uma impedância dependente da frequência, conforme Equação 3.5.

$$Z_{tank} = sL \parallel \frac{1}{sC} = \frac{L/C}{sL + 1/sC} \quad (3.5)$$

A ressonância ocorre quando as reatâncias do capacitor e do indutor se igualam e o denominador tende a zero, numa frequência dada pela Equação 3.6. Na frequência de ressonância Z_{tank} assume valor máximo, que tende ao infinito para dispositivos ideais.

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.6)$$

O circuito LC paralelo tem a função da carga R_D num estágio FC : transformar o fluxo de corrente em queda de tensão sobre si de forma a produzir saída em tensão.

Além disso, o circuito apresenta alta impedância apenas numa banda estreita em torno da frequência de oscilação, fora da qual a impedância cai, reduzindo o ganho e atenuando o que está fora da banda de interesse. Como a impedância de saída do cascode é maior que a impedância do circuito tank, Z_{tank} domina a impedância de saída do sistema. Por isso, o pico de ganho do LNA é sintonizado ao pico de impedância do LC paralelo, que deve ser maximizada para promover mais ganho.

O circuito LC idealmente não apresenta resistência relevante, e isso proporciona duas vantagens: não consome parte da tensão de alimentação DC dos transistores, facilitando sua polarização; e não insere ruído térmico — além de não dissipar calor.

No projeto se utilizou o maior valor de L possível com apenas um indutor, pois as simulações no software Cadence[®] Virtuoso[®] revelaram que a magnitude do pico de impedância do LC é proporcional ao valor da indutância. Tendo definido o L, calcula-se o capacitor a partir da Equação 3.6, conforme Equação 3.7.

$$C_{tank} = \frac{1}{4\pi^2 f_o^2 L_{tank}} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (900MHz)^2 \cdot 7,434nH} = 4,2pF \quad (3.7)$$

O pico de impedância não tende ao infinito para dispositivos reais pois estes apresentam fator de qualidade limitado, e isso é especialmente verdade para indutores integrados. Por isso foram feitas simulações para encontrar um valor de Z_{tank} para usar no projeto à mão. Como mostra a Figura 28, obteve-se um pico de impedância de 369Ω em $947MHz$.

É importante notar que as capacitâncias parasitas de M_2 interferem no valor de C_{tank} , conforme ilustra a Figura 29. Este problema é facilmente resolvido ajustando o valor de C_{tank} durante a etapa de simulações e *trade-off*.

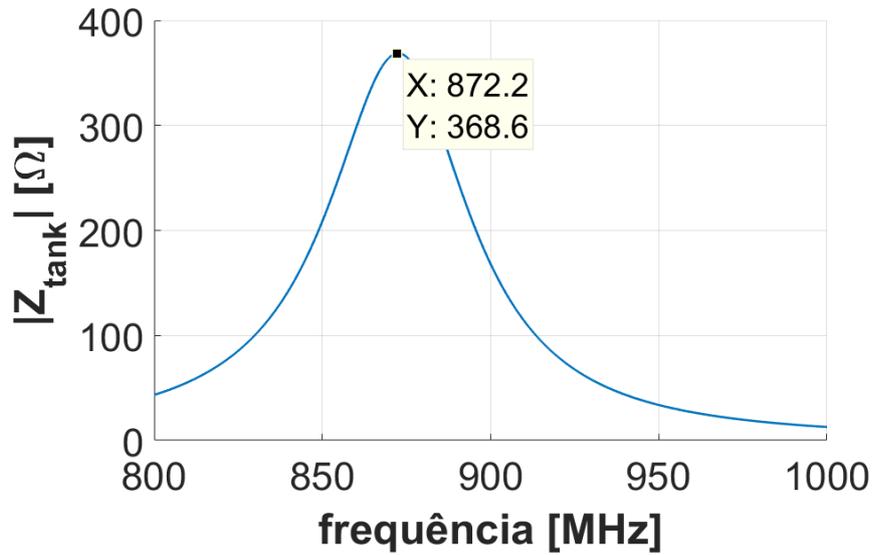
A Equação 3.8 apresenta a impedância de saída do cascode, conforme Equação 2.9, com L_S no lugar de R_S , sem considerar capacitâncias parasitas.

$$Z_{cascode}^{out} = (1 + g_{m2}r_{o2}) [sL_S + r_{o1} (1 + g_{m1}sL_S)] + r_{o2} \quad (3.8)$$

Para encontrar uma estimativa para r_o , um transistor com $W = 22 \mu m$ foi polarizado com $V_{GS} = 600 mV$ e sua tensão V_{DS} foi variada para plotar o gráfico presente na Figura 30, que apresenta I_D . A Figura 31 apresenta sua derivada.

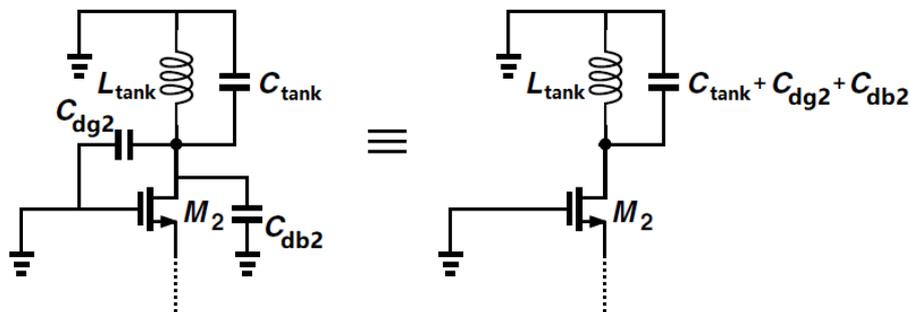
Num gráfico de corrente por tensão, a resistência equivale ao inverso da derivada da corrente em relação à tensão. Assumindo que os transistores sejam polarizados com $V_{DS} \approx 600 mV$, observa-se $\left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{DS}=600 mV} = 787 \mu A/V \Rightarrow r_o = 1/(787 \mu A/V) = 1271 \Omega$.

Figura 28 – Projeto inicial do circuito LC paralelo.



Fonte: Autor

Figura 29 – Capacitâncias parasitas de M_2 interferem no projeto do circuito LC.

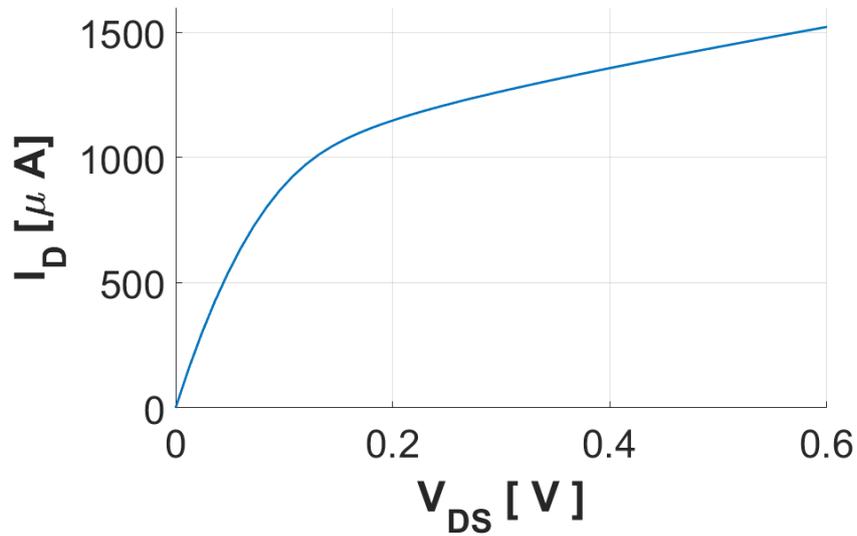


Adaptado de: (RAZAVI, 2012)

Substituindo $r_{o1} = r_{o2} = 1271 \Omega$, $g_{m1} = g_{m2} = 15 \text{ mA/V}$, $s = j\omega_o = j.2\pi 900.10^6 \text{ Hz}$, $L_S = 7,43 \text{ nH}$ na Equação 3.8, obtém-se $|Z_{cascode}^{out}| = 31,7 \text{ k}\Omega$.

A Equação 3.9 apresenta a impedância de saída do LNA, levando em conta as capacitâncias parasitas de M_2 .

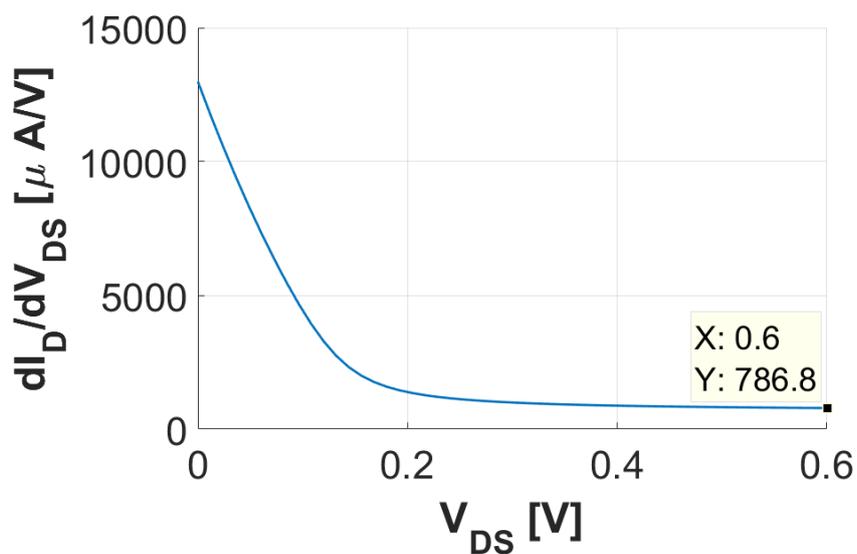
$$Z_{out} = \left[R_{cascode}^{out} \parallel \frac{1}{s(C_{dg2} + C_{db2})} \parallel Z_{tank} \right] \quad (3.9)$$

Figura 30 – Simulação para estimativa de r_o .

Fonte: Autor

Considerando o efeito de $C_{dg2} + C_{db2}$ irrelevante, ou ainda, que C_{tank} foi reduzido para compensar o efeito das capacitâncias parasitas, nota-se que a impedância de saída é dominada por Z_{tank} , uma vez que $|Z_{cascode}^{out}| = 31,7 \text{ k}\Omega \gg Z_{tank} = 369\Omega$.

Figura 31 – Derivada da corrente de dreno.



Fonte: Autor

3.0.4 Ganho de Tensão

O ganho de tensão em dB é dado pela Equação 3.10.

$$A_{v \text{ dB}} \approx 20 \log (g_{m1} |Z_{out}|) \quad (3.10)$$

Colocando g_{m1} em evidência obtém-se 3.11

$$g_{m1} \approx \frac{10^{A_{v \text{ dB}}/20}}{|Z_{out}|} \quad (3.11)$$

Para um ganho de 15 dB e impedância de saída dominada por $Z_{tank} = 369 \Omega$, obtém-se g_{m1} mínimo de $15,2 \text{ mA/V} - 0,2 \text{ mA/V}$ acima do valor assumido no sub-capítulo 3.0.3.

3.0.5 Figura de Ruído

A frequência de corner do ruído $1/f$ do transistor M_1 é dada pela Equação 3.12.

$$f_{c1} = \frac{K}{W_1 L_1 C_{ox}} \frac{g_{m1}}{4kT\gamma} \quad (3.12)$$

De acordo com (LUNDBERG, 2002),

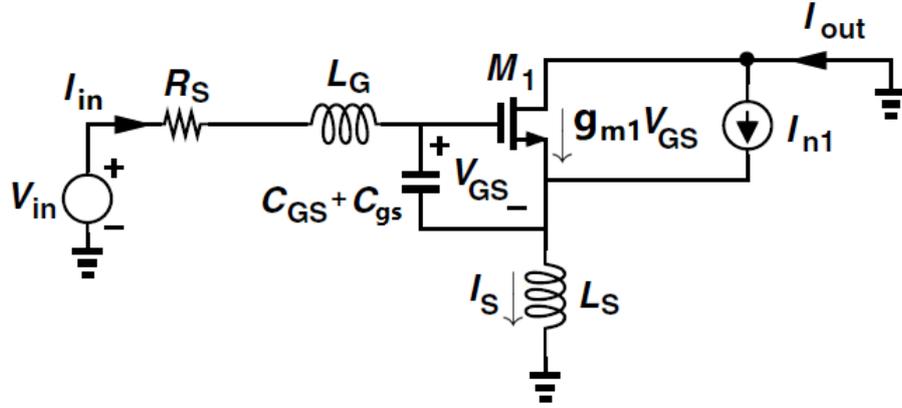
$$\begin{aligned} K &= 5 \cdot 10^{-9} f C^2 / \mu m^2 / C_{ox} \\ &= 5 \cdot 10^{-9} f C^2 / \mu m^2 / 9,03 f F / \mu m^2 \\ &= 0,554 \cdot 10^{-25} J \end{aligned}$$

De acordo com (MANGHISONI L.RATTI, 2006), γ varia de $1/2$ em inversão fraca a $2/3$ em inversão forte. Assume-se o pior caso de tal forma que se utilizará $\gamma = 1/2$.

Voltando à Equação 3.12 e assumindo temperatura ambiente $T = 300 \text{ K}$ tem-se que $f_{c1} = 3,89 \text{ MHz} \ll 860 \text{ MHz}$, de modo que o ruído $1/f$ será negligenciado pois sua DEP não influencia de forma significativa na banda de interesse.

A Figura 32 apresenta o modelo elétrico de pequenos sinais para cálculo da influência do ruído térmico de M_1 .

Figura 32 – Modelo para cálculo do ruído de M1.



Adaptado de: (RAZAVI, 2012)

O comportamento elétrico é governado pelo sistema de equações 3.13.

$$\begin{aligned}
 I_S &= I_{in} + I_{out} \\
 I_{in} &= s(C_{GS} + C_{gs})V_{GS} \\
 I_{out} &= g_{m1}V_{GS} + I_{n1} \\
 V_{in} &= (R_S + sL_G)I_{in} + V_{GS} + sL_S I_S
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

Resolvendo o Sistema 3.13 para V_{in} resulta na Equação 3.14.

$$\begin{aligned}
 V_{in} &= \left[\frac{1}{g_{m1}} \left((C_{GS} + C_{gs})R_S s + (C_{GS} + C_{gs})(L_G + L_S)s^2 + 1 \right) + sL_S \right] I_{out} \\
 &\quad - \frac{1}{g_{m1}} \left((C_{GS} + C_{gs})R_S s + (C_{GS} + C_{gs})(L_G + L_S)s^2 + 1 \right) I_{n1}
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

Em $s = j\omega_o$, $(C_{GS} + C_{gs})$ e $(L_G + L_S)$ entram em ressonância de forma que $(C_{GS} + C_{gs})(L_G + L_S)(j\omega_o)^2 + 1 \approx 0$. Portanto, em torno do centro da banda 3.14 se reduz a

$$V_{in} = j\omega_o \left(\frac{(C_{GS} + C_{gs})R_S}{g_{m1}} + L_S \right) I_{out} - j\omega_o \frac{(C_{GS} + C_{gs})R_S}{g_{m1}} I_{n1} \tag{3.15}$$

Fazendo $V_{in} = 0$ se encontra a corrente de saída devido ao ruído de M_1 , conforme Equação 3.16, onde se considerou a entrada casada com a antena de forma a simplificar a expressão.

$$\begin{aligned} |I_{out}|_{n1} &= \frac{1}{1 + \frac{g_{m1}L_S}{(C_{GS}+C_{gs})R_S}} |I_{n1}| \\ &\approx \frac{1}{1 + \frac{R_S}{R_S}} |I_{n1}| \\ &\approx \frac{1}{2} |I_{n1}| \end{aligned} \quad (3.16)$$

A DEP da corrente de saída devido ao ruído térmico de M_1 é dada pela Equação 3.17.

$$\begin{aligned} \overline{I_{n\ out}^2}|_{M1} &= \frac{1}{4} 4kT\gamma g_{m1} \\ &= kT\gamma g_{m1} \end{aligned} \quad (3.17)$$

A razão $\left| \frac{I_{out}}{V_{in}} \right|$ é a transcondutância G_m do sistema. Fazendo $I_{n1} = 0$ e resolvendo para G_m tem-se a Equação 3.18, onde novamente se considerou a entrada casada.

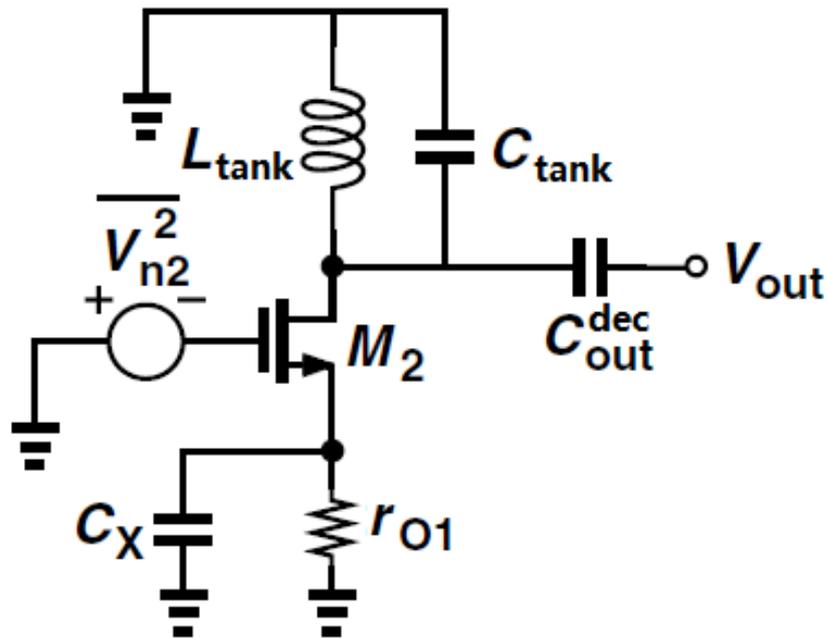
$$\begin{aligned} G_m &\approx \frac{1}{w_o \left(\frac{(C_{GS}+C_{gs})R_S}{g_{m1}} + L_S \right)} \\ &\approx \frac{g_{m1}}{2w_o R_S (C_{GS} + C_{gs})} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Dividindo $\overline{I_{n\ out}^2}|_{M1}$ pelo quadrado de G_m se obtém a parcela de DEP de ruído de entrada devido a M_1 , de acordo com a Equação 3.19.

$$\overline{V_{n\ in}^2}|_{M1} = 4kT\gamma w_o^2 \frac{R_S^2 (C_{GS} + C_{gs})^2}{g_{m1}} \quad (3.19)$$

Apesar de 3.17 revelar que a DEP do ruído na saída devido a M_1 ser proporcional a g_{m1} , em última instância o que importa é o ruído referenciado à entrada, que é proporcional ao inverso de g_{m1} . Nota-se que o efeito do ruído de M_1 sobe com o quadrado de $(C_{GS} + C_{gs})$.

A Figura 33 apresenta o modelo de pequenos sinais para cálculo do ruído térmico de M_2 . Este circuito atua como um estágio FC com degeneração, de modo que a tensão na saída devido ao ruído de M_2 é dada pela Equação 3.20.

Figura 33 – Modelo para cálculo do ruído de M_2 .

Adaptado de: (RAZAVI, 2012)

$$\begin{aligned}
 \frac{V_{out}|_{M_2}}{V_{n2}} &= \frac{Z_{tank}}{\frac{1}{g_{m2}} + (Z_{Cx} || r_{o1})} \\
 &= \frac{\frac{1}{sL_{tank}} + sC_{tank}}{\frac{1}{g_{M_2}} + \frac{1}{r_{o1}} + sC_x} \\
 &= \frac{1 + L_{tank}C_{tank}s^2}{L_{tank} \left(\frac{1}{g_{M_2}} + \frac{1}{r_{o1}} \right) s + L_{tank}C_x s^2}
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

Como o circuito LC paralelo é projetado para oscilar em $s = j\omega_o$, próximo do centro da banda tem-se que $1 + L_{tank}C_{tank}(j\omega_o)^2 \approx 0$ de forma que o ruído de M_2 se torna desprezível.

Posto que R_G já está definido, que o ruído $1/f$ de ambos os transistores é desprezível, assim como o ruído térmico de M_2 , a única fonte de ruído que ainda deve ser observada no projeto é o ruído térmico de M_1 . Portanto, conforme Equação 3.19, para diminuir o ruído deve-se aumentar g_{m1} e, mais importante, diminuir $(C_{GS} + C_{gs})$.

3.0.6 Resultados Iniciais

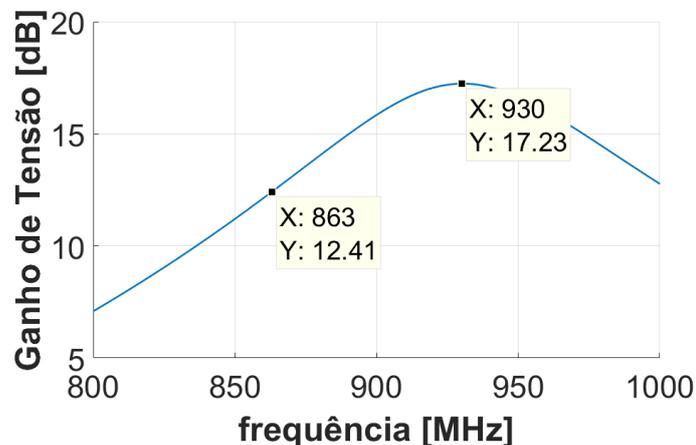
Com valores iniciais para as variáveis de projeto e com as equações pertinentes desenvolvidas, procede-se às simulações elétricas e se observa o seguinte desempenho inicial. Nota-se da Figura 39 que a ordem de grandeza do ganho reverso de potência simulado é

muito maior do que valores esperados que ficariam geralmente entre -40 dB e -60 dB . Este resultado foi obtido pois o buffer utilizado é ideal. É importante que este ganho seja desprezível para garantir que não haja propagação reversa de potência que pode interferir na estimativa por simulação do casamento de impedância.

O consumo de corrente ficou em $1,44\text{ mA}$, com $g_{m1} = 11,7\text{ mA/V}$. Deve-se reduzir V_{GS} , levando ao enfraquecimento do nível de inversão de M_1 , o que aumenta sua transimpedância e reduz a corrente de dreno.

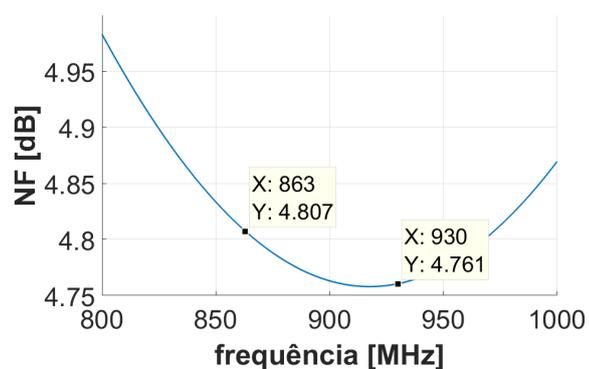
Nota-se que o coeficiente de reflexão (Figura 37), o ganho (Figura 34) e a impedância de saída (Figura 40) não estão adequadamente sintonizados na banda. O ganho é sintonizado junto com a impedância de saída ao alterar C_{tank} . O coeficiente de reflexão é sintonizado modificando primeiramente C_{GS} e W_1 . Caso não seja suficiente, aumenta-se algum dos indutores. O desempenho quanto a ruído (Figura 35) atingiu a especificação. O caminho geométrico de S_{11} na carta de Smith (Figura 36) deve ser deslocado para cima (aumentar característica indutiva) e para a direita (aumentar impedância real) para sintonizar o coeficiente de reflexão. O ganho de potência (Figura 38) não está sintonizado e não atingiu a especificação.

Figura 34 – Ganho de tensão.



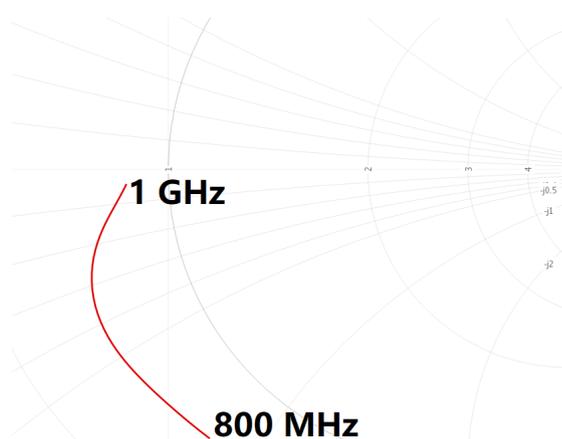
Fonte: Autor

Figura 35 – Figura de ruído.



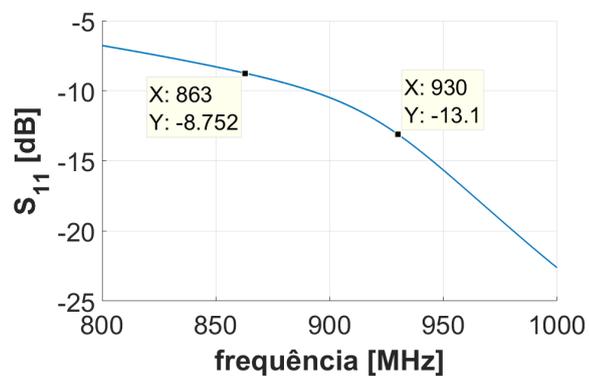
Fonte: Autor

Figura 36 – Carta de Smith.



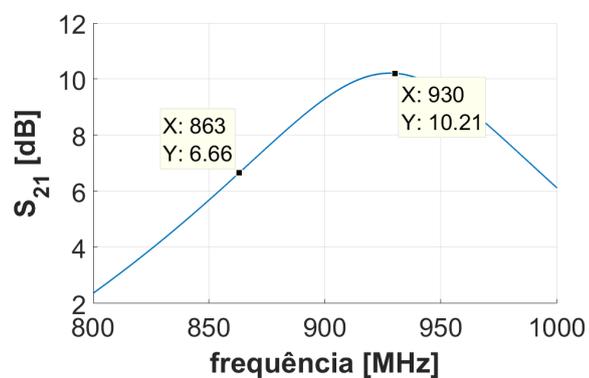
Fonte: Autor

Figura 37 – Coeficiente de reflexão.



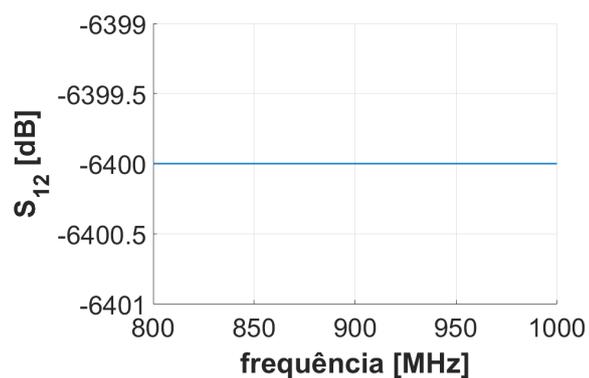
Fonte: Autor

Figura 38 – Ganho de potência.



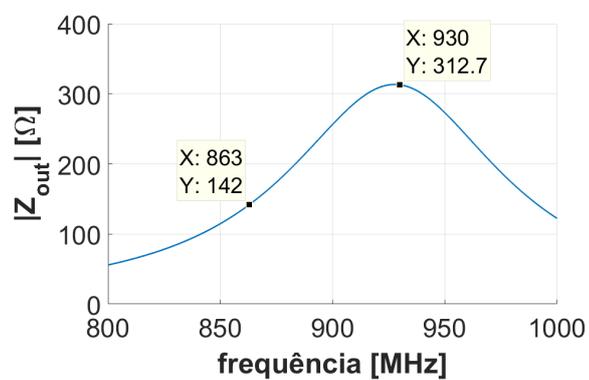
Fonte: Autor

Figura 39 – Ganho reverso de potência.



Fonte: Autor

Figura 40 – Impedância de saída.



Fonte: Autor

4 Resultados e Discussões

A partir da performance inicial atingida, ajustes foram feitos no compromisso entre as dimensões de desempenho, especialmente no que toca deterioração de ganho, figura de ruído e sintonia do coeficiente de reflexão no sentido de favorecer a redução do consumo de energia através da diminuição da corrente de dreno dos transistores.

Redução de W_1 diminui o consumo de corrente, porém prejudica o ganho e consequentemente, a figura de ruído. Por outro lado, a redução do capacitor externo C_{GS} pode mitigar o aumento da figura de ruído. A liberdade que se tem para modificar W_1 e C_{GS} é limitada pelo casamento de impedância.

Pode-se diminuir V_G e fazer o consumo de corrente cair quadraticamente. O enfraquecimento do nível de inversão de M_1 ajuda a mitigar a queda do ganho. A consequente redução de ganho e aumento da figura de ruído podem ser mitigados aumentando W , cujo impacto sobre o casamento de impedância pode ser contrabalanceado por redução de C_{GS} .

A princípio não foi possível atingir simultaneamente consumo em sub- mW e sintonia do coeficiente de reflexão. Como nota-se da Figura 36, para melhorar a qualidade do casamento da impedância de entrada o caminho geométrico de S_{11} deve ser deslocado para cima (aumento da característica indutiva) e para a direita (aumento de $Re[Z_{in}]$). Observando a Equação 3.3 nota-se que a diminuição de C_{GS} implica em aumento de $Re[Z_{in}]$, mas estimula a característica capacitiva da impedância, pois aumenta o termo $\frac{1}{s(C_{GS}+C_{gs})}$, fazendo o caminho geométrico de S_{11} descer. Aumento de W_1 eleva g_{m1} , e consequentemente $Re[Z_{in}]$; porém ao mesmo tempo aumenta C_{gs} , diminuindo $Re[Z_{in}]$. Nota-se por simulação que, de fato, modificar W_1 ou $(C_{GS} + C_{gs})$ não contribui de forma significativa para a sintonia do casamento de entrada. Resta a possibilidade de aumentar os indutores e, nesse sentido, nota-se da Equação 3.3 que L_S deve ser mais significativo no casamento, pois simultaneamente eleva $Re[Z_{in}]$ e aumenta a característica indutiva de Z_{in} , ao passo que L_G não influencia na parte real. Por isso optou-se por aumentar o número de voltas de L_S , de 6 para 7, e se obteve $L_S = 8,915 \text{ nH}$, com pico de Q em 2,35 GHz.

O desempenho atingido foi o seguinte: pico do ganho de tensão 16,38 dB (Figura 41), coeficiente de reflexão no pior caso $-17,6 \text{ dB}$ (Figura 44), figura de ruído no pior caso 4,75 dB (Figura 42), IP_3 positivo de 3,20 dBm (Figura 48. Teste de IP_3 com dois tons de 899 MHz e 901 MHz), consumo de corrente de 833 μA (Figura 49), consumo de energia de 999 μW . Nota-se da Figura 43 que o caminho geométrico do coeficiente de reflexão foi deslocado para a direita e para cima, em comparação com a Figura 36, e da Figura 44, que a sintonia do coeficiente está adequada. Da Figura 47 nota-se que o ganho reverso de tensão ficou abaixo de -35 dB . O ganho de potência especificado foi de 15 dB, e o

atingido foi de 9,42 dB no pico e 7,83 dB no pior caso. Da Figura 46 se observa que pico da impedância de saída foi sintonizado. Não foi possível atingir a especificação de ganho de potência com consumo de corrente menor que 1 mA. Para atingir todos os aspectos de desempenho simultaneamente ter-se-ia que utilizar outra topologia de amplificador, pois atingiu-se um limite de performance com a topologia básica utilizada: não se pode aumentar o ganho de potência sem aumentar o consumo de energia, que já está no limite. O protocolo não especifica ganho de potência, mas sendo necessário um ganho maior, o baixo ganho de potência do LNA pode ser compensado em estágios seguintes do receptor de RF.

A Tabela 1 apresenta os valores utilizados ao final do projeto. A Tabela 2 mostra a comparação entre a especificação e o desempenho atingido.

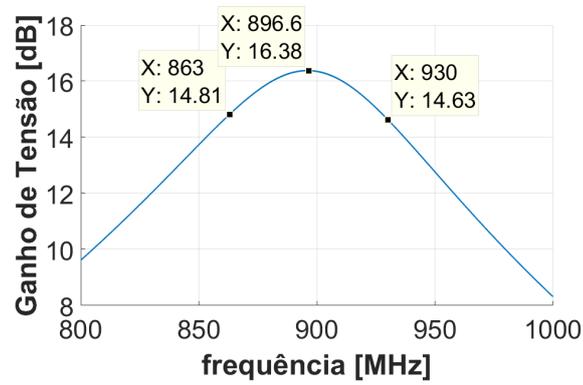
Tabela 1 – Parâmetros finais de projeto.

R_G	20,0 k Ω
V_G	485 mV
C_{GS}	2,50 pF
W_1	43,0 μ m
W_2	100 μ m
C_{dec}^{in}	37,0 pF
C_{dec}^{out}	37,0 pF
C_{tank}	4,42 pF
L_G	7,43 nH
L_{tank}	7,43 nH
L_S	8,92 nH

Tabela 2 – Especificação versus desempenho atingido.

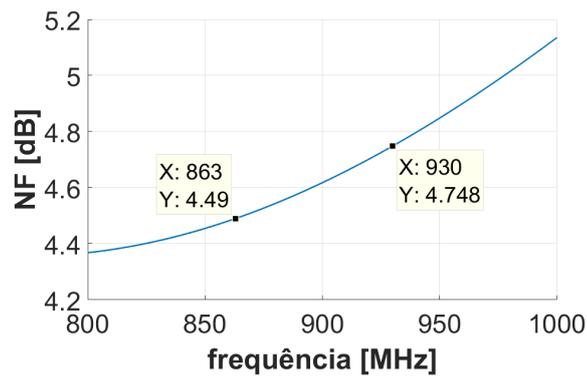
Especificação	Desempenho Atingido
$NF < 5$ dB	$NF \leq 4,75$ dB
$A_v > 12$ dB	$A_v \geq 14,6$ dB
$A_p > 15$ dB	$A_p \geq 7,83$ dB
$S_{11} < -10$ dB	$S_{11} \leq -17,6$ dB
$IP_3 > -20$ dBm	$IP_3 = 3,20$ dBm
$I_D < 1$ mA	$I_D = 833$ μ A
$Pot\acute{e}ncia < 1$ mW	$Pot\acute{e}ncia = 999$ μ W

Figura 41 – Ganho de tensão.



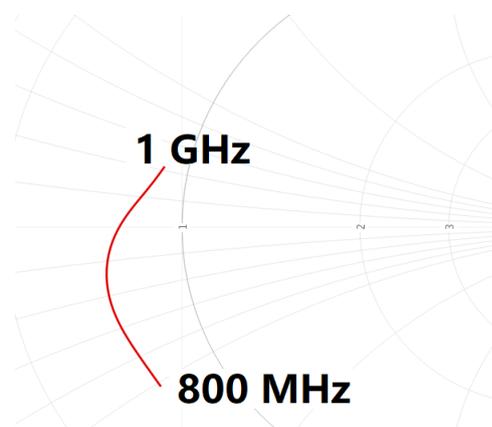
Fonte: Autor

Figura 42 – Figura de ruído.



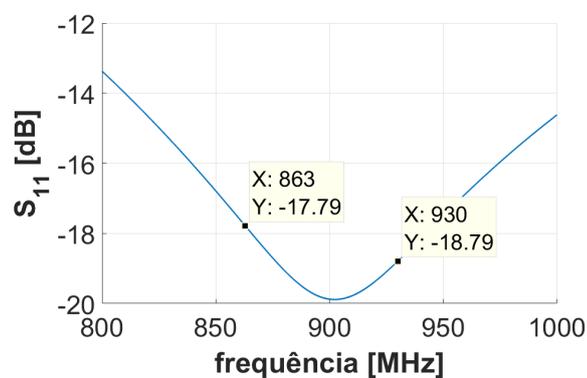
Fonte: Autor

Figura 43 – Carta de Smith.



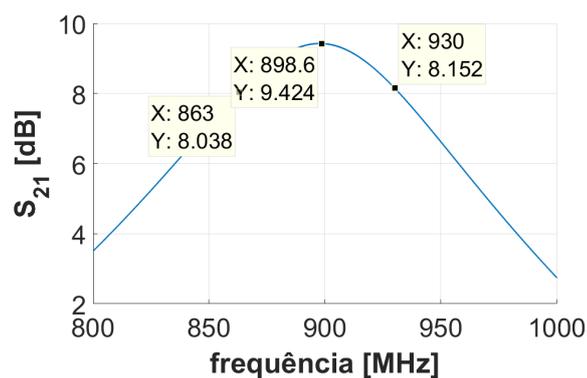
Fonte: Autor

Figura 44 – Coeficiente de reflexão.



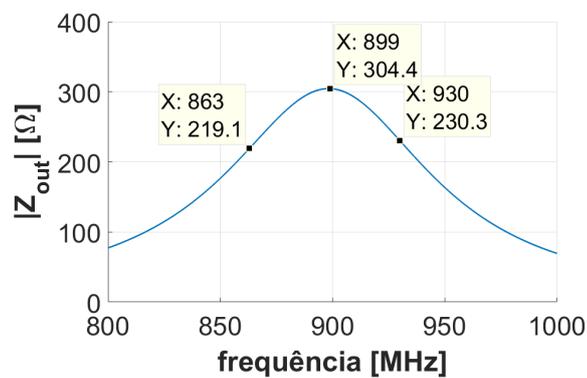
Fonte: Autor

Figura 45 – Ganho de potência.



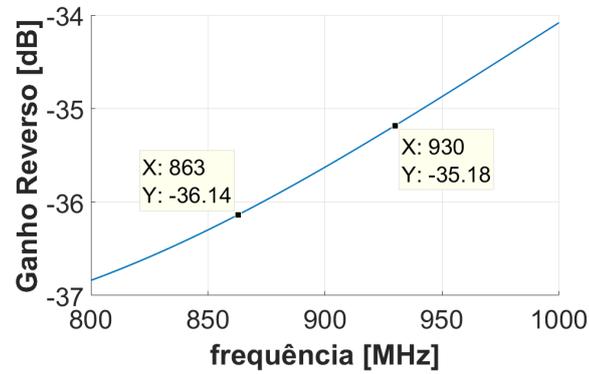
Fonte: Autor

Figura 46 – Impedância de saída.



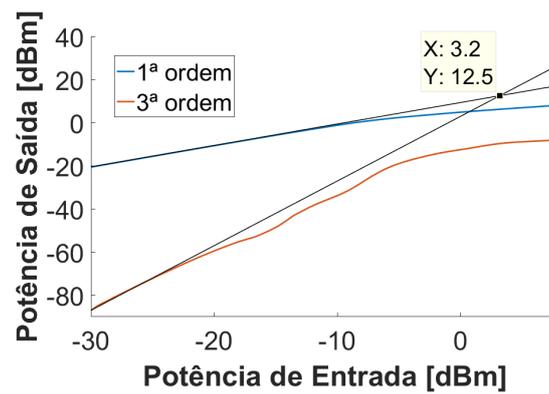
Fonte: Autor

Figura 47 – Ganho de tensão reverso.



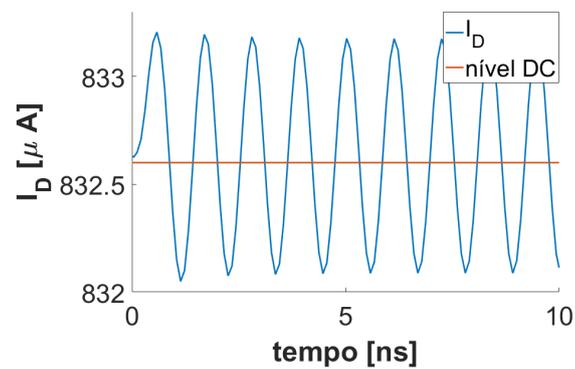
Fonte: Autor

Figura 48 – IP_3 .



Fonte: Autor

Figura 49 – Consumo de corrente.



Fonte: Autor

5 Conclusões

Foi proposto um LNA de baixa potência em conformidade com o protocolo *IEEE 802.11 ah* voltado para IoT.

O modelo quadrático de inversão forte utilizado no projeto à mão apresenta complexidade suficiente para descrever o comportamento elétrico do transistor com precisão suficiente apenas para uma aproximação grosseira. Simulações elétricas que fazem uso de um modelo mais complexo são necessárias para ajuste fino do projeto.

O fator de qualidade de indutores integrados é reduzido em comparação àqueles discretos pois a pequena seção transversal das trilhas de metal aumenta a resistência associada ao dispositivo. Além disso a indutância é diretamente proporcional à área do indutor, que acaba sendo grande para fornecer a indutância necessária, consumindo área do chip e aumentando consideravelmente o custo de produção.

A entrada do LNA é uma interface entre o chip e o ambiente exterior, e no projeto do casamento de impedância de entrada do amplificador a eletrônica se encontra com a teoria de ondas eletromagnéticas.

À medida que as frequências de interesse aumentam, menor deve ser a área do circuito para que o projeto possa considerar parâmetros concentrados e não se tenha que fazer o projeto considerando comportamento ondulatorio, como reflexão e propagação de ondas. No caso deste trabalho as frequências são baixas o suficiente para considerar parâmetros concentrados dentro do chip, mas não na trilha de PCB na entrada do LNA.

A carta de Smith facilita o projeto do casamento de impedância, principalmente quando se utiliza um software que plote a carta: se pode observar o resultado de uma alteração do casamento quase que em tempo real, mesmo que se retire ou insira algum componente no circuito de casamento.

Quando o projeto da saída é feito para ganho de tensão, um buffer de saída para medir ganho de potência é necessário.

Mais importante do que ganho, é fundamental no projeto do LNA que se minimize a figura de ruído, pois conforme se observa pela fórmula de Friis, a figura de ruído do LNA domina o desempenho em ruído do sistema de RF por estar logo na entrada do receptor.

Aplicações em banda estreita facilitam o projeto da figura de ruído pois a quantidade de ruído que entra numa banda estreita é menor do que em banda larga. Também diminui o problema de intermodulação pois filtra de forma mais eficiente as componentes interferentes na entrada.

Para aprimorar a sintonia do casamento de entrada o indutor L_S teve de ser aumentado. Optou-se por aumentar L_S em vez de L_G pois a influência de L_S sobre o casamento de impedância é mais proeminente.

O maior desafio deste projeto foi diminuir a corrente de dreno dos transistores para reduzir o consumo de energia abaixo de 1 mW . Neste sentido a tensão de gate do dispositivo MOS de entrada do cascode foi diminuída, enfraquecendo o nível de inversão do transistor e aumentando seu ganho de transcondutância. O aumento de g_m com o enfraquecimento do nível de inversão ajuda a mitigar o sacrifício de ganho e figura de ruído associado à diminuição do consumo de energia.

O desempenho do amplificador respeitou os requisitos de sintonia na banda, figura de ruído ($NF \leq 4,75\text{ dB}$), ganho de tensão $A_v \geq 14,6\text{ dB}$, $IP_3 = 3,20\text{ dBm}$, casamento de impedância $S_{11} \leq -17,6\text{ dB}$, consumo de corrente $I_D = 833\text{ }\mu\text{A}$ e potência abaixo de 1 mW .

A topologia cascode tradicional sofre de um compromisso tal entre as dimensões de desempenho, que para atingir operação em sub- mW , a performance quanto a ganho de tensão, ganho de potência, figura de ruído e casamento de impedância é prejudicada. Nota-se especialmente que o ganho de potência é prejudicado à medida que o consumo de energia é reduzido. Atingiu-se um limite de desempenho com a topologia utilizada, e o ganho de potência foi sacrificado em favor de baixo consumo de energia, uma vez que sendo o projeto voltado para aplicações em IoT, se faz absolutamente necessário baixo consumo. O protocolo não especifica ganho de potência, mas sendo necessário um ganho maior, o baixo ganho de potência do LNA pode ser compensado em estágios seguintes do receptor de RF.

Referências Bibliográficas

CHENG, D. K. Field and wave electromagnetics 2nd ed. *Tsinghua University Press*, v. 1, n. 5, p. 485–505, 1989. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 31.

LEE, T. H. The design of cmos radio-frequency integrated circuits. 1st ed. *Cambridge University Press*, v. 1, n. 4, p. 114–140, 1998. Citado 5 vezes nas páginas 22, 23, 25, 26 e 33.

LUNDBERG, K. H. Noise sources in bulk cmos. v. 1, n. 7, p. 7, 2002. Citado na página 52.

MANGHISONI L.RATTI, V. V. G. M. Noise characterization of 130 nm and 90 nm cmos technologies for analog front-end electronics. v. 1, n. 6, p. 2, 2006. Citado na página 52.

RAZAVI, B. Radio frequency integrated circuits — design and construction. 2nd ed. *Prentice Hall*, v. 1, n. 3, p. 1–321, 2012. Citado 14 vezes nas páginas 12, 32, 33, 34, 35, 36, 38, 41, 42, 44, 47, 50, 53 e 55.

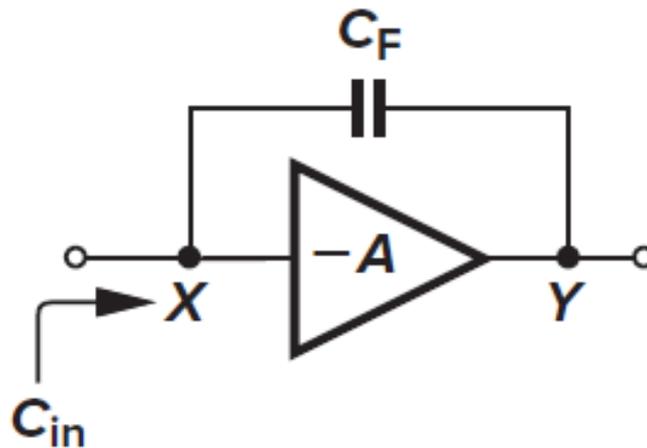
RAZAVI, B. Design of analog cmos integrated circuits. 2nd ed. *McGraw-Hill*, v. 1, n. 2, p. 45–267, 2017. Citado 6 vezes nas páginas 15, 16, 17, 18, 20 e 68.

Apêndices

APÊNDICE A – Efeito Miller

Seja a Figura 50. O efeito Miller ocorre quando um amplificador inversor de ganho $-A$ é realimentado por uma capacitância C_F que conecta seu nó de saída Y ao nó de entrada X .

Figura 50 – Amplificador inversor realimentado capacitivamente.



Fonte: (RAZAVI, 2017)

O efeito que se observa em X é uma capacitância de entrada C_{in} equivalente a $(1 + A) C_F$. Este aumento na capacitância de entrada reduz significativamente a banda do amplificador, pois o capacitor age como um filtro passa baixa.

APÊNDICE B – Expansão Binomial

Seja $\{x \in \mathbb{C} \mid |x| < 1\}$. Então

$$(1+x)^n = \sum_{k=0}^{\infty} \binom{n}{k} x^k \quad (\text{B.1})$$

, onde se considera que os coeficientes para $k > n$ são nulos.

Com $n = -1$, B.1 se reduz à seguinte forma

$$(1+x)^{-1} = 1 - x + x^2 - x^3 + x^4 - \dots = \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k x^k \quad (\text{B.2})$$