

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

BRUNO KELSEY REZENDE SENA

MODELOS DE CONSUMO DE POTÊNCIA E ESPECIFICAÇÃO DE DESEMPENHO
DOS BLOCOS DE UM RECEPTOR DE RÁDIO FREQUÊNCIA.

CURITIBA

2018

BRUNO KELSEY REZENDE SENA

MODELOS DE CONSUMO DE POTÊNCIA E ESPECIFICAÇÃO DE DESEMPENHO
DOS BLOCOS DE UM RECEPTOR DE RÁDIO FREQUÊNCIA.

Trabalho de conclusão de curso de graduação, apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica com Ênfase em Sistemas Eletrônicos Embarcados da Universidade Federal do Paraná como requisito à obtenção do grau de Engenheiro Eletricista, Setor de Tecnologia da Universidade Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Luis Henrique A. Lolis, Dr.

CURITIBA

2018

TERMO DE APROVAÇÃO
BRUNO KELSEY REZENDE SENA

**MODELOS DE CONSUMO DE POTÊNCIA E ESPECIFICAÇÃO DE DESEMPENHO
DOS BLOCOS DE UM RECEPTOR DE RÁDIO FREQUÊNCIA.**

Trabalho de conclusão de curso, aprovado como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista no Curso de Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná, pela seguinte banca examinadora:

Prof. Luis Henrique A. Lolis, Dr.
Departamento de Engenharia Elétrica
UFPR

Prof. MSc. Bruno Pohlott Ricobom
Departamento de Engenharia Elétrica
UFPR

Prof. Sibilla Batista da Luz França, Dra.
Departamento de Engenharia Elétrica
UFPR

Curitiba, 26 de Junho de 2018.

*Este trabalho é dedicado às crianças adultas que,
quando pequenas, sonharam em se tornar cientistas.*

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus, pela vida, pela saúde e por me presentear com momentos tão felizes como esse.

Ao meu orientador, professor Luis Lolis, pela paciência na orientação, pelos ensinamentos e incentivo que tornaram possível a realização desse trabalho.

A todos os envolvidos do Departamento de Engenharia Elétrica, da Universidade Federal do Paraná, por me proporcionarem esse período de aprendizado tão enriquecedor para minha carreira. Agradeço também aos colegas do curso, pelos momentos de companheirismo, conselhos e estímulos. Aos grandes professores pelas aulas inspiradoras, ensinamentos e experiências compartilhadas.

A minha querida mãe, Ivone Rezende e a toda família, pela proteção, pelo carinho e apoio. Obrigado por serem meu exemplo de dedicação, força e por sempre estarem por perto, dando-me o suporte necessário para ir em busca dos meus sonhos. Aos meus amados sobrinhos e sobrinhas, que trazem a alegria para nossa casa e nos inspiram a buscar um mundo melhor.

A minha amada, Michely Castro, que além de grande companheira é uma maravilhosa amiga. Agradeço por dividir comigo horas de estudo, compartilhar as alegrias e angústias, pela disposição em me ajudar a fazer o melhor.

Aos grandes amigos, pela compreensão nos momentos de ausência e pelas sábias palavras de estímulos vindas nas horas mais importantes.

Hoje, por mais uma etapa concluída, paro para dizer a todos vocês, muito obrigado pela compreensão, pelo estímulo nas horas de desânimo, pelas palavras de bondade e simpatia, pelas alegrias que compartilhamos.

“Quem tem amigos não caminha descalço”

(Desconhecido)

RESUMO

Este trabalho visa apresentar a criação de modelos de consumo de potência, um para o LNA (Low Noise Amplifier) p_{lna} e um para o *Mixer* p_{mixer} , sendo estes blocos constituintes de um receptor de rádio frequência. A partir da observação de uma quantidade razoável de dados (87 amostras LNA e 91 amostras *Mixer*), buscou-se encontrar um modelo que pudesse descrever o comportamento padrão da potência consumida por tais blocos mediante a parâmetros de especificação, como Ganho (G), Figura de Ruído (NF) e o Ponto de Interceptação de 3ª Ordem ($IIP3$). O método para criação do modelo, se dá por meio da aplicação da regressão linear múltipla às amostras encontradas na literatura. Com os métodos em mãos aplicou-se os modelos de consumo em um algoritmo de otimização para dimensionamento dos receptores de RF, realizando a distribuição de parâmetros de influência a fim de obter o menor consumo de energia. Dentro do espaço de dados restantes encontrou-se modelos de consumo que descrevem o comportamento dos blocos LNA e *Mixer* em relação à potência. Após aplicar os dados no otimizador, observou-se que o comportamento dos blocos se mostrou próximo ao comportamento esperado.

Palavras-chave: Modelo de Consumo de potência, Receptor de RF, LTE, *Mixer*, LNA.

ABSTRACT

This work presents a power consumption model, a model for the Low Noise Amplifier (LNA) p_{lna} and other for the Mixer p_{mixer} , these blocks are part of a radio frequency receiver. Starting from a data collection (87 samples of LNA and 91 samples of Mixer) were selected. So, we tried to find a model that could describe the standard behavior of the power consumed by these blocks, related to specification parameters, the parameters are Gain (G), Noise Figure (NF) and Input Third Order Intercept Point (IIP3). The method for creating the model is given through the application of multiple linear regression to data obtained in the literature. With the methods ready, the consumption models were applied in an optimization algorithm to optimally distribute the block specifications in a RF receiver in order to reduce power consumption. After a pre-filter the remaining data provided a consumption model that describes the behavior of LNA and Mixer blocks in relation to power. After applying the data in the optimizer, it was observed that the behavior of the blocks were close to the expected behavior.

Key-words: System level design, power consumption model, RF receiver, LTE, Mixer, LNA.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 2.1 – Exemplificação das modulações OFDMA e SC-FDMA.	19
FIGURA 2.2 – Alocação de blocos e banda passante para a LTE.	20
FIGURA 2.3 – Ocupação do espectro de um sistema de espectro OFDM.	20
FIGURA 2.4 – Constelação de um sinal QPSK.	21
FIGURA 2.5 – Constelação 64-QAM mostrando os códigos em decimais, os símbolos estão dispersos mantendo-se uma diferença de 1 bit entre o código e seus vizinhos.	22
FIGURA 2.6 – Relação R_b por SNR para 2X2 MIMO <i>Downlink</i> e bw 5 MHz	24
FIGURA 2.7 – Relação BER por SNR para 2X2 MIMO <i>Downlink</i> e bw 5 MHz . .	25
FIGURA 2.8 – Arquitetura heteródino de um rádio receptor.	26
FIGURA 2.9 – Diagrama de blocos de um receptor de conversão direta.	27
FIGURA 2.10 – IIP3, para um sistema ou dispositivo não linear.	32
FIGURA 2.11 – Diagrama de dispersão.	37
FIGURA 2.12 – Modelo estatístico de uma regressão linear simples.	38
FIGURA 2.13 – Tabela com a relação das figuras de mérito	41
FIGURA 3.1 – Fluxograma do processo de otimização.	46
FIGURA 3.2 – Fluxograma para escolha dos componentes	48
FIGURA 4.1 – Potência Medida e Potência Calculada LNA ERM > 200%.	54
FIGURA 4.2 – Potência Medida e Potência Calculada LNA ERM < 12%.	54
FIGURA 4.3 – Potência Medida e Potência Calculada <i>MIXER</i> ERM > 90%.	57
FIGURA 4.4 – Potência Medida e Potência Calculada <i>MIXER</i> ERM < 12%.	58

FIGURA 4.5 – Potência do sinal útil, do ruído e da relação sinal ruído por bloco para (a) teste de sensibilidade e (b) $IIP3$	63
FIGURA 4.6 – Degradação do SNR , degradação do SNR_{deg} e potência estimada do bloco (a). Parâmetros de desempenho do bloco (b).	63
FIGURA A.1 – Regressão para componentes LNA reais.	75

LISTA DE TABELAS

2.1	Características LTE	23
2.2	Restrições para os parâmetros dos Blocos	43
3.1	Seleção de Componentes LNA que serão utilizados	48
3.2	Seleção dos <i>Mixers</i> que serão utilizados	50
4.1	Coefficientes de Regressão para o LNA	56
4.2	Coefficientes de Regressão para o Mixer	60
4.3	Restrições para os parâmetros dos Blocos	60
4.4	Tabela comparativa de consumo de potência com modelos utilizados por Stroski (2016) e o modelo proposto pelo autor	62
A.1	Referências Artigos LNA	68
A.2	Referências Misturador	72

LISTA DE QUADROS

2.1	Especificações LTE e Performance do Sistema	25
4.1	Correlação entre Parâmetros do LNA	56
4.2	Correlação entre Parâmetros do <i>Mixer</i>	59
4.3	Consumo em mW para otimização do modelo proposto	61

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
ADC	Conversores Analógicos Digitais
ASK	Chaveamento por Amplitude
BBA	Amplificadores em Banda Base
BER	Taxa de Erro Binária
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
BW	Banda Equivalente
CG	Common-Gate Stage
CS	Common-Source Stage
F	Fator de Ruído
FC	Frequência Central
FDD	Figura de Desempenho
FDM	Figura de Mérito
FI	Frequência Intermediária
FPGA	<i>Field Programable Gate Array</i>
FSK	Chaveamento por Frequência
G	Ganho
IIP3	Ponto de Interseção de Terceira Ordem
IM3	Intermodulação de Terceira Ordem
IP	Protocolo de Internet
IP2	Ponto de Interseção de Segunda Ordem
LNA	Amplificador de Baixo Ruído
LPF	Filtros passa Baixa
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
NF	Figura de Ruído
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>
OL	Oscilador Local
PLL	Malha de Captura de Fase
PSK	Chaveamento por Fase
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	Chaveamento de fase por quadratura
RF	Rádio Frequência
SC-FDMA	<i>Single Carrier - Frequency Division Multiple Access</i>
SNDR	Relação sinal-ruído mais distorção
SNR	Relação Sinal-Ruído
TDD	<i>Time-division duplex</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	CONTEXTO E MOTIVAÇÃO	16
1.2	OBJETIVOS	17
1.2.1	Objetivo Geral	17
1.2.2	Objetivos Específicos	18
1.3	ESTRUTURA DO DOCUMENTO	18
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	19
2.1	NORMA LTE	19
2.1.1	Modulação OFDM	20
2.1.2	Modulação QPSK	21
2.1.3	Modulação QAM	22
2.1.4	Características LTE	23
2.2	RECEPTOR DE RÁDIO FREQUÊNCIA	26
2.2.1	A Arquitetura de Conversão Direta	27
2.3	PARÂMETROS DE DESEMPENHO INDIVIDUAIS E EM CASCATA DOS BLOCOS RF E ESPECIFICAÇÃO DO SISTEMA	28
2.3.1	Sensibilidade e Figura de ruído	29
2.3.2	Linearidade e IIP3	32
2.3.3	Método da distribuição das degradações	34
2.4	REGRESSÃO LINEAR	36
2.4.1	<i>Correlação</i>	37

	14
2.4.2	<i>Modelo estatístico de uma regressão linear simples</i> 38
2.4.3	<i>Modelo estatístico de uma regressão linear múltipla</i> 40
2.4.3.1	<i>Coefficiente de regressão linear múltipla</i> 40
2.5	MÉTODO DE VALIDAÇÃO E MODELO DE CONSUMO 40
2.5.1	Circuitos RF FoM, coeficientes de potência e limite dos parâmetros . 42
2.5.2	Distribuição uniforme para SNRdeg, SNDRdeg e G 43
3	METODOLOGIA 44
3.1	PROPOSTA DE OTIMIZAÇÃO DO DIMENSIONAMENTO SISTÊMICO . 44
3.2	ESCOLHA DOS COMPONENTES 46
4	RESULTADO E DISCUSSÃO 53
4.1	EXTRAÇÃO DO MODELO DE CONSUMO 53
4.1.1	Modelo do LNA 53
4.1.2	Modelo <i>Mixer</i> 57
4.1.3	Limites dos componentes 60
4.1.4	Otimização com o novo modelo de consumo 61
5	CONCLUSÃO 64
REFERÊNCIAS 66
ANEXO A REFERÊNCIAS ARTIGOS PARA COLETA DE DADOS 68
A.1	REFERÊNCIAS LNA 68
A.2	REFERÊNCIAS MIXER 72

1 INTRODUÇÃO

Com o crescimento do mercado de sistemas de comunicação sem fio nos últimos anos. Novas tecnologias surgiram e novas tecnologias inventadas, tem-se então como principal preocupação dos receptores de RF encontrar o melhor desempenho a nível de circuito, onde o *design* do nível do sistema, pouco evoluía. Na transmissão digital sem fio, inicia-se um projeto de receptor de RF definindo o desempenho mínimo do receptor em termos de sensibilidade e características de intermodulação.

Métodos tradicionais de projeto, permanecem baseados na experiência do projetista do sistema e em equações de desempenho em cascata, como a fórmula de Friss (FRISS, 1944) para calcular a Figura de Ruído (NF) e o ponto de interceptação de terceira ordem em cascata ($IIP3$) para linearidade. Os engenheiros circuitos buscam normalmente o melhor desempenho. Este trabalho busca o menor consumo de energia, que atendam o desempenho mínimo necessário pelos blocos.

Para obter a otimização, é necessário encontrar uma distribuição ideal para o ganho (G), NF e $IIP3$ dos blocos de construção sobre a cadeia receptora. Esta distribuição depende de como o desempenho do bloco está relacionado ao seu consumo de energia, ou seja, o modelo de potência do bloco.

Tem-se então um dos elementos que se faz necessário para estabelecer uma comunicação de rádio frequência (RF) o receptor RF (QIZHENG, 2006). Este além de demodular o sinal recebido, também deve realizar outros processos como amplificar, filtrar e converter o sinal que se encontra na frequência portadora para a banda base (QIZHENG, 2006).

Algumas das principais características observadas em circuitos RF são a

degradação da relação sinal ruído, traduzida pela NF, a aparição de distorções e a degradação do SNDR, traduzido pelo IIP3, e as características de ganho, os blocos tem o desempenho individual e o desempenho em cascata que deve bater com a norma Gu (2005). A partir disso, separando a degradação da qualidade do sinal bloco a bloco de acordo com dada distribuição (LOLIS, 2011) pode-se desejar que um determinado bloco degrade mais ou menos o sinal e dessa forma pode-se melhorar ou piorar o desempenho local de um bloco buscando otimizar o sistema completo.

Para escolher a melhor distribuição de degradação, o otimizador precisa conhecer o consumo dos blocos constituintes, assim, estuda-se um modelo de consumo para o projeto tendo como referência principal Brederlow et al. (2001, 3.1-3.2). Tem-se a preocupação com a escolha de figuras de desempenho para circuitos de sinais mistos, como LNA e misturadores. Ressaltando o objetivo de apresentar parâmetros para o desenvolvimento de projetos, ajudando projetistas e desenvolvedores a avaliarem a viabilidade para novas aplicações avançadas.

A linha de tendência escolhida no *roadmap* (BREDERLOW et al., 2001) foi a representação de uma figura de mérito pela tecnologia utilizada ano a ano, extrapolando uma previsão até o ano de 2016 (BREDERLOW et al., 2001).

1.1 CONTEXTO E MOTIVAÇÃO

Sistemas de comunicação estão cada vez mais presentes e se mostram essenciais para nosso desenvolvimento tecnológico. Geralmente é trabalho de um engenheiro de sistema, tendo este conhecimento no desempenho de cada circuito, desenvolver modelos de blocos de RF tanto para receptores quanto para transmissores.

Pela necessidade do controle de poluição, e menor consumo de energia, tem-se a necessidade de pesquisa e desenvolvimento de equipamentos consumidores de

energia que tenham menor consumo energético pelo desempenho de suas características. Segundo Feng et al. (2011) 3% de todo consumo de energia se dá através do ICT (*information and communication technology*), sendo este também o responsável por aproximadamente 2% da emissão de CO₂ mundial.

Introduz-se então o desafio da criação de equipamentos com otimização da eficiência energética. No trabalho proposto pretende-se então o estudo dos blocos para então verificar quais fornecem o menor consumo de potência em relação às características dos blocos de um receptor RF.

Para que a menor potência possível seja dispensada respeitando o desempenho mínimo estipulado, faz-se essencial o estudo de seus blocos constituintes, sendo que alguns serão detalhados no presente trabalho.

Como existem diversos circuitos dos blocos, e cada um foi projetado para um determinado fim, nos leva a acreditar que a simulação do modelo de consumo através de simulações paramétricas possam ser mais realistas do que o modelo de consumo através de resultados de medida.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo Geral

Desenvolver modelos de consumo dos blocos LNA e *Mixer* através de resultados de medida do estado da arte e regressão linear. A aplicá-los na especificação de um receptor RF baseada em otimização de consumo para a norma LTE

1.2.2 Objetivos Específicos

- Criar uma base de dados de circuitos LNA e *Mixer*, levantando o desempenho dos blocos bem como seu consumo;
- aplicar regressão linear na base de dados para criar um modelo de consumo para cada bloco (LNA e *Mixer*);
- aplicar o algoritmo de especificação de receptores RF (LOLIS, 2011) usando os modelos de consumo criados e focando na norma LTE.;

1.3 ESTRUTURA DO DOCUMENTO

No capítulo 1 é apresentada a introdução do trabalho, a qual contém a problematização da pesquisa. Abordando também, a justificativa, o objetivo, a importância e as referências de outros trabalhos utilizados para embasar este estudo.

O capítulo 2 inicia com um breve resumo sobre as características de básicas do sistema de um receptor de rádio frequência, e algumas normas utilizadas.

É possível encontrar as informações referentes à matriz de dados utilizada nesta pesquisa, tratando a proposta de otimização do dimensionamento do sistema, bem como sua organização e tratamento, a metodologia desenvolvida, descritos no capítulo 3.

No capítulo 4, estão descritos os resultados e discussões sobre as informações obtidas através da aplicação da regressão linear sobre as amostras de componentes do LNA e *Mixer*.

As conclusões relacionadas e sugestões para trabalhos futuros podem ser encontradas no capítulo 5.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

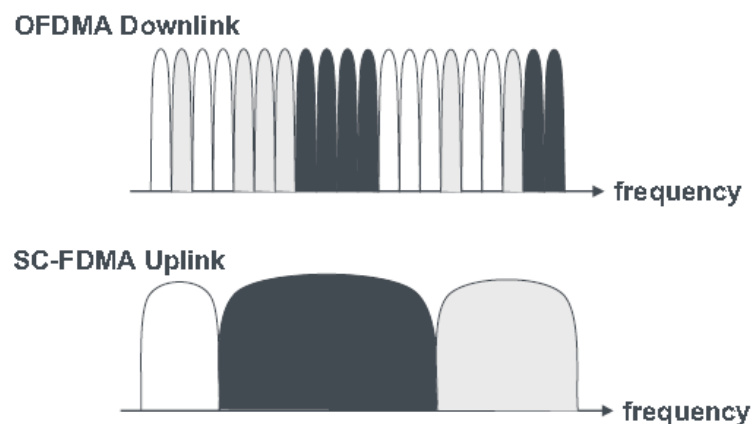
2.1 NORMA LTE

A organização do ramo das telecomunicações 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*) desenvolve padrões para atendimento à demanda em serviços de telefonia celular. E uma das últimas padronizações do grupo é sobre a tecnologia LTE (*Long Term Evolution*) (SESIA; TOUFIK; BAKER, 2009).

É importante descrever a diferença entre *Downlink* e *Uplink* para sistemas de comunicação. *Downlink* é definido como o sinal que sai da estação rádio base para o usuário e *Uplink* é o sinal enviado pelo usuário até a estação rádio base.

A organização 3GPP, definiu para a norma LTE, modulações diferentes para *uplink* e *downlink*, sendo elas SC-FDMA (*Single Carrier - Frequency Division Multiple Access*) e OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) respectivamente, visto na Figura 2.1.

FIGURA 2.1 – Exemplificação das modulações OFDMA e SC-FDMA.

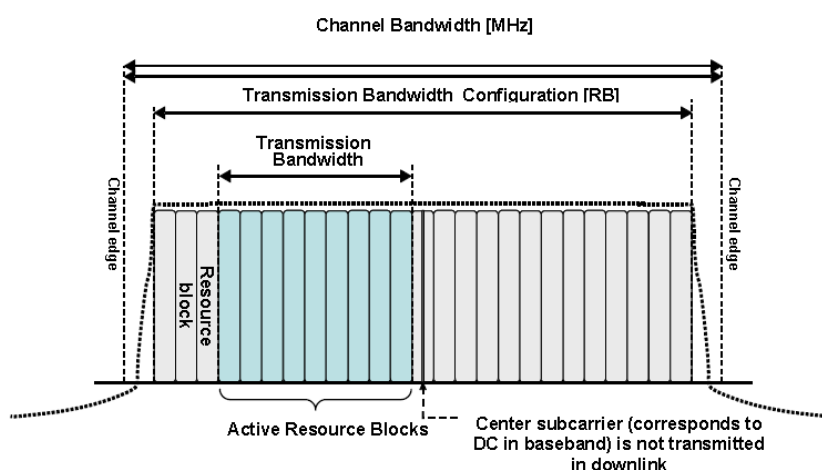


Fonte: (SESIA; TOUFIK; BAKER, 2009)

A Figura 2.2 ilustra espectro do sinal LTE. O conceito básico por trás da

tecnologia considerada de quarta geração é a multiplexação de frequências portadoras, as subportadoras, com bandas definidas individuais iguais e uma banda de transmissão mais larga contendo vários desses módulos (*resource blocks*) de transmissão. O LTE suporta FDD (*Frequency-division duplex*) e TDD (*Time-division duplex*).

FIGURA 2.2 – Alocação de blocos e banda passante para a LTE.

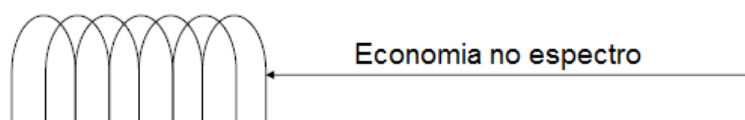


Fonte: (ETSI, 2011)

2.1.1 Modulação OFDM

Para se poder trabalhar com uma alta taxa de transmissão e largura de banda sem sofrer com efeitos do *fading* seletivo no canal, uma das mais utilizadas é a modulação OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) (DAVID, 2007). Tem-se várias subportadoras em frequências diferentes no processo de modulação OFDM. A Figura 2.3, apresenta o espectro do modulação OFDM, pode-se observar então que as múltiplas subportadores são ortogonais, e que esse tipo de modulação ocupa uma menos banda (SESIA; TOUFIK; BAKER, 2009).

FIGURA 2.3 – Ocupação do espectro de um sistema de espectro OFDM.



Fonte: (SESIA; TOUFIK; BAKER, 2009)

Para evitar que ocorra interferência entre as mesmas, elas são ortogonais entre si. Pode-se, utilizando um filtro casado, selecionar e isolar uma banda subportadora específica mesmo tratando-se de sobreposição (BAPTISTA, 2008).

A modulação dessas subportadoras podem ser das mais diversas (M-PSK e M-QAM) com a transmissão paralela de dados e uma baixa taxa de transmissão de dados por subportadoras (PINTO; ALBUQUERQUE, Junho 2002).

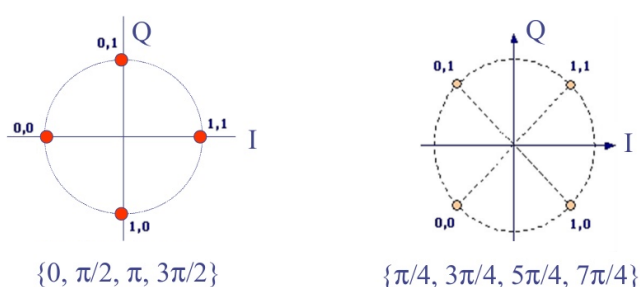
A quantidade de portadoras, suas larguras de banda, sensibilidade e outros referenciais são devidamente tabelados pela norma e organizados pela nomenclatura E-UTRA (*Evolved Universal Terrestrial Radio Access*) (SESIA; TOUFIK; BAKER, 2009).

2.1.2 Modulação QPSK

A modulação em QPSK (Chaveamento de fase por quadratura) pode ser visto como dois sistemas BPSK independentes (uma utilizando o canal I e outra utilizando o canal Q) sendo que os canais tem o mesmo desempenho porém uma maior eficiência espectral (HAYKIN, 2007).

Os quatro símbolos de QPSK escrevem então um seno ou um cosseno, aplicando propriedades trigonométricas é possível representar a modulação QPSK por sinais ortogonais. Desta forma é possível mostrar a modulação QPSK por uma Constelação apresentada na Figura 2.4.

FIGURA 2.4 – Constelação de um sinal QPSK.



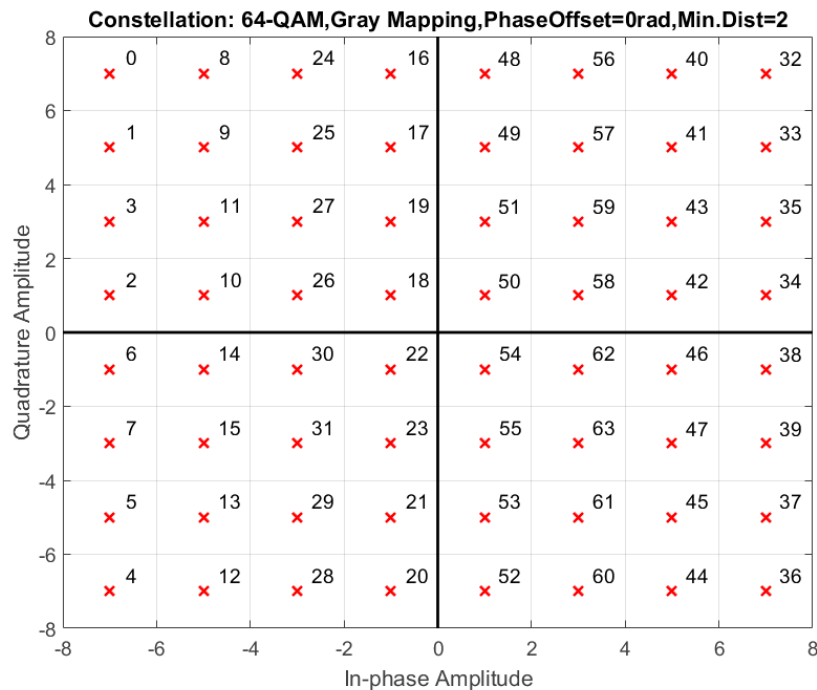
Fonte: Adaptado de (TELECO, 2017)

2.1.3 Modulação QAM

A modulação QAM (*quadrature amplitude modulation*, modulação por amplitude e fase) mistura as modulações em amplitude e em quadratura para aumentar o número de símbolos que podem ser codificados de maneira que o número de símbolos M deve ser potência de 2. Exemplos de modulação QAM são 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM.

A representação desses símbolos no plano complexo (chamada de constelação) pode ser vista na Figura 2.5. A distância entre os símbolos deve ser sempre a mesma e sua codificação deve ser feita de tal maneira que dois símbolos adjacentes tenham a diferença de 1 bit apenas para que seja possível identificar e corrigir erros na recepção. A imagem foi gerada pelo *software* MATLAB.

FIGURA 2.5 – Constelação 64-QAM mostrando os códigos em decimais, os símbolos estão dispersos mantendo-se uma diferença de 1 bit entre o código e seus vizinhos.



Fonte: Imagem gerada pelo *software* MATLAB.

2.1.4 Características LTE

Com uma transmissão de várias portadoras de informação, o *LTE* acaba sendo visivelmente mais veloz que a tecnologia anterior (3ª geração), e podendo atingir um *throughput* (taxa de transmissão) bastante alto.

A norma faz uso também de diferentes modulações: QPSK, 16-QAM, 64-QMA e taxas de código: 1/8, 1/5, 1/4, 1/3, 1/2, 2/3, 3/4 e 4/5 (SESIA; TOUFIK; BAKER, 2009).

Como o LTE pode operar em várias faixas e bandas, existe a necessidade de ter uma sensibilidade de referência, que gera parâmetros de *NF* e *IIP3* com maior restrição. Escolheu-se então um caso específico para esse fim, as características são então apresentadas na Tabela 2.1.

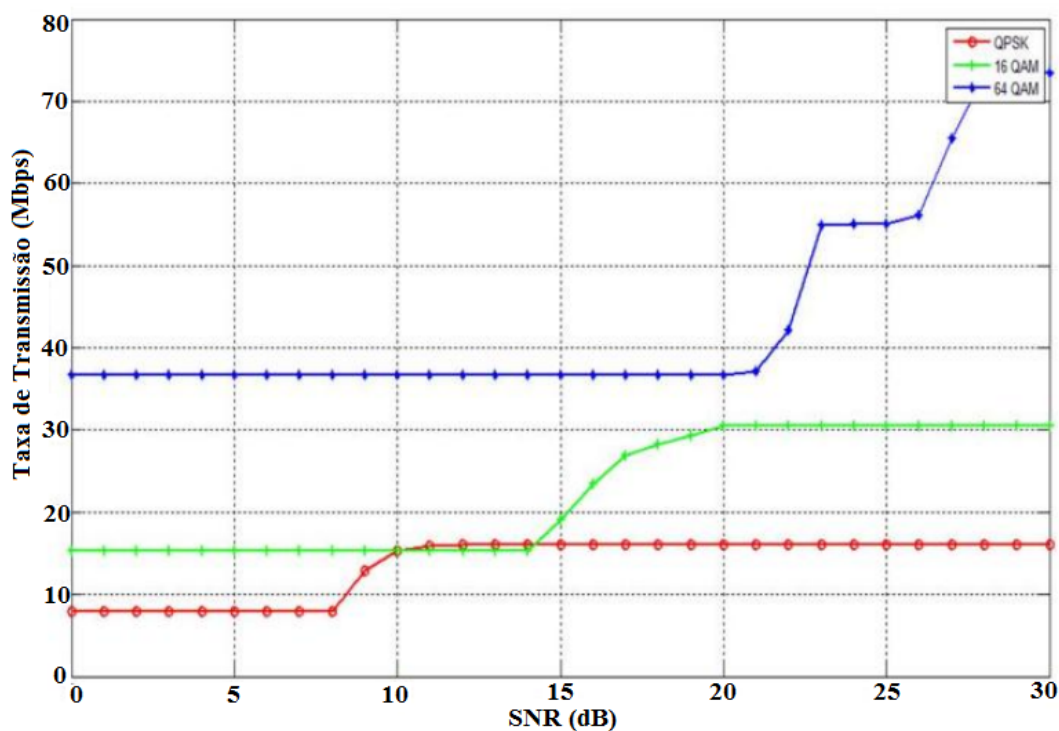
TABELA 2.1 – Características LTE

Características	LTE
Pico de taxa de transmissão <i>Down Link</i> (DL)	300Mbps
Pico de taxa de transmissão <i>Up Link</i> (UL)	75Mbps
Largura de banda de transmissão (DL)	20MHz
Largura de banda de transmissão (UL)	20MHz
Pico de eficiência de espectro (bps/Hz) <i>Down Link</i>	15
Pico de eficiência de espectro (bps/Hz) <i>Up Link</i>	3.75
Largura de banda escalável	>20MHz
Mobilidade de baixa velocidade	(<15km/h)
Mobilidade de alto desempenho	(120km/h)
Mobilidade de manutenção de <i>links</i>	(350km/h)
Capacidade (usuários ativos por célula)	200 em 5MHz

Fonte: (SHAHID; MOHAMMAD, 2013)

Como a sensibilidade, definida pela norma do LTE varia de acordo com a taxa desejada Mohamed et al. (2014) realizaram estudos sobre a taxa de transmissão de dados na norma LTE, a Figura 2.6 apresenta os resultados obtidos para simulação para modulação QPSK, 16-QAM e 64-QAM e largura de banda (BW = 5MHz). Como a modulação escolhida para o trabalho é a QPSK, a taxa de bits (R_b) será de 9 Mbsp e a SNR será 2 dB.

FIGURA 2.6 – Relação R_b por SNR para 2X2 MIMO Downlink e bw 5 MHz



Fonte: (MOHAMED et al., 2014)

De acordo com a norma (ETSI, 2011) para largura de banda de 5 MHz a sensibilidade para norma LTE é $-98dBm$, sendo também a potência mínima para o sinal da entrada do receptor.

Outros parâmetros que serão utilizados no circuito são apresentados no Quadro 2.1

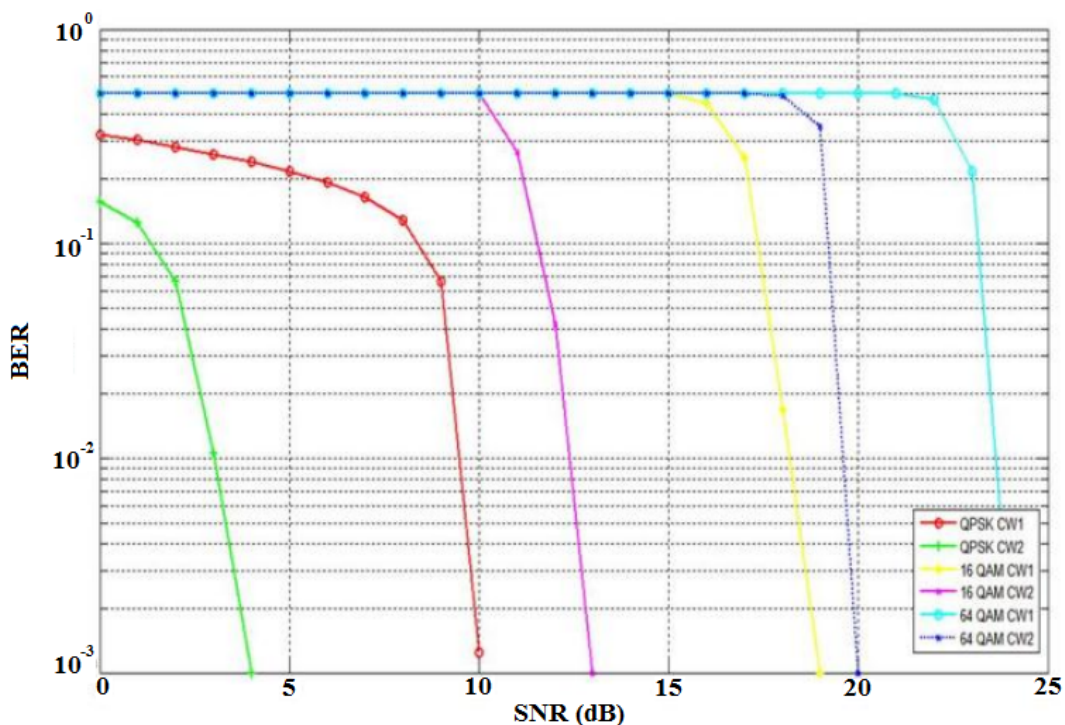
Quadro 2.1 – Especificações LTE e Performance do Sistema

Especificações do LTE			
$P_S = -98$ dBm		$SNR_{min} = 2$ dB	
$M = 3$ dB		$BW = 5$ MHz	
			$P_1 = -39$ dBm
			$P_{inmax} = -68$ dBm
Performance do Sistema			
$P_{inADC} = -0,1$ dBm		$G_{max} = 67,9$ dB	
$NF_{RX} = 7$ dB		$IIP3_{RX} = -19$ dBm	
Parâmetros utilizados no circuito			
Densidade espectral de ruído de -174 dBm		$V_{pp} = 1V$	
Impedância da antena de 50Ω		$Sens_{min} = -98$ dBm	

Fonte: O Autor

No mesmo trabalho Mohamed et al. (2014), apresentaram resultados da BER e SNR, para diferentes modulações. A Figura 2.7 apresenta BER pela SNR, e observa-se que a modulação QPSK alcança uma taxa de erro de aproximadamente 5% com SNR=2dB.

FIGURA 2.7 – Relação BER por SNR para 2X2 MIMO Downlink e bw 5 MHz



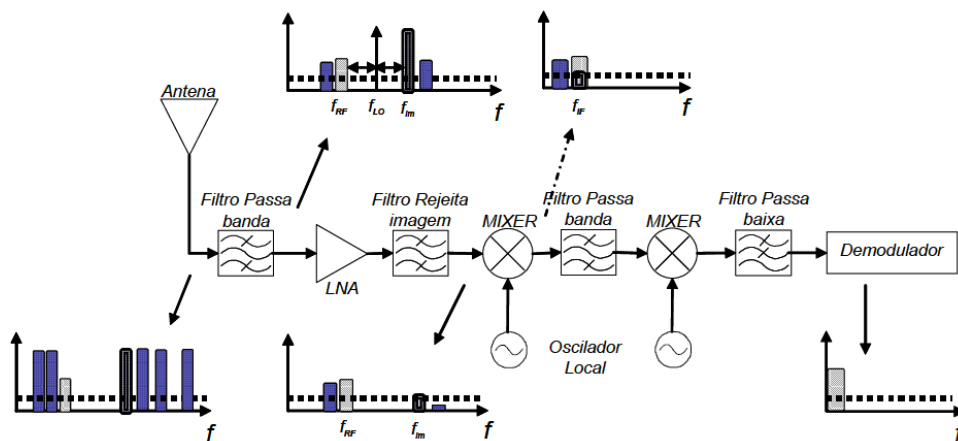
Fonte: (MOHAMED et al., 2014)

2.2 RECEPTOR DE RÁDIO FREQUÊNCIA

O foco do trabalho é o receptor de RF, sendo esse um projeto complexo pois há uma entrada com sinais com baixa potência e com muita interferência, ou seja, além do sinal desejado outros são captados pela antena e esses sinais são filtrados e eliminados por um primeiro filtro apresentado na Figura 2.8.

Na figura 2.8 é mostrada a arquitetura de receptor conhecida como heteródina (HAYKIN, 2007) (ZAPATA, 2007). O sinal é amplificado para que possa ser atribuído aos demais estágios, e misturado com um oscilador local produzindo uma translação em frequência de dados, tendo como resultado uma frequência mais baixa chamada de frequência intermediária (FI). Nesse sinal estão contidas informações da portadora original que será amplificado e posteriormente demodulado.

FIGURA 2.8 – Arquitetura heteródina de um rádio receptor.



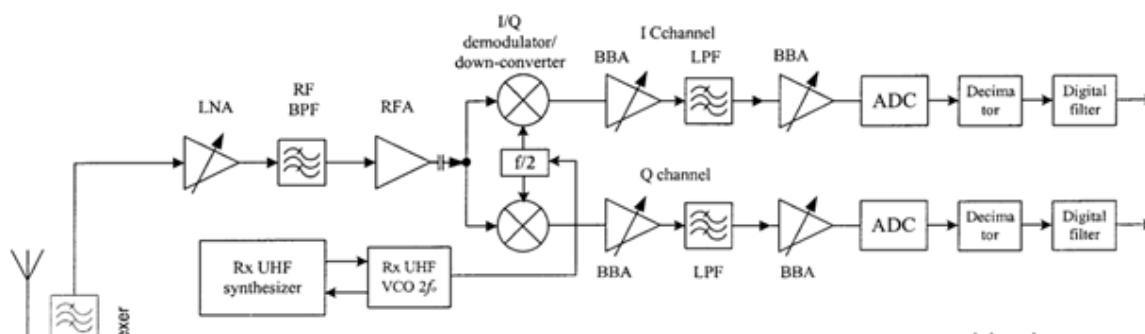
Fonte: (ZAPATA, 2007)

A arquitetura que será testada é a de conversão direta, que representa o sistema com o menor número de componentes na recepção portanto sua simulação é mais simples.

2.2.1 A Arquitetura de Conversão Direta

A arquitetura de receptor de conversão direta apresentada na Figura 2.9 representa a maneira mais simples de implementar um receptor de rádio frequência. A arquitetura também é chamada de Zero-IF (não apresenta frequências intermediárias).

FIGURA 2.9 – Diagrama de blocos de um receptor de conversão direta.



Fonte: (QIZHENG, 2006)

A arquitetura do receptor consiste nos seguintes blocos (QIZHENG, 2006): Antena, Filtro de antena ou *Duplexer* (no caso de comunicação *Full Duplex*), serve para isolar os sinais que estão fora da banda passante da norma.

Amplificador de Baixo Ruído LNA (*Low Noise Amplifier*), tem como função principal receber o sinal da antena e proporcionar ganho suficiente para os demais estágios do receptor e deve acrescentar baixo ruído ao sistema, outra característica importante é suportar uma larga banda de sinal sem distorções (QIZHENG, 2006).

Eventualmente mais um filtro e mais um amplificador depois do LNA, um circuito síntese de frequência em quadratura (geralmente uma Malha de Captura de Fase (PLL) (*Phase Locked Loop*) que contém o oscilador local (OL) (*Local Oscillator*), dois misturadores recebem um sinal de entrada em RF *input*, esse sinal será convertido em uma determinada frequência f_{RF} , então ele mistura esse sinal com a f_{LO} , uma onda periódica. Produz-se então a frequência intermediária FI (LEE, 2001).

Amplificadores em banda base (BBA) (*Base Band Amplifier*), que tem por principal função terminar a amplificação e aplicar o controle automático de ganho antes da digitalização, filtros passa baixa de *anti-aliasing* (LPF) (*Low Pass Filter*) e Conversores Analógicos Digitais (ADC) (*Analog to Digital Converter*) que realiza a transição entre domínio do tempo discreto e tempo contínuo, bem como onde ocorre a quantização do sinal, formando assim o sinal digital.

No entanto, no momento de implementar o circuito, existem uma série de dificuldades técnicas que devem ser suplantadas. Tais dificuldades devem ser modeladas e simuladas para definir a especificação sistêmica dos blocos da arquitetura.

2.3 PARÂMETROS DE DESEMPENHO INDIVIDUAIS E EM CASCATA DOS BLOCOS RF E ESPECIFICAÇÃO DO SISTEMA

Neste trabalho organiza-se a notação da seguinte forma: as equações que forem escritas em minúsculo se dão em linear, e as demais variáveis em maiúsculo se dão em dB, exceto a definição de figura de ruído em dB que é NF e fator de ruído que é F.

Algumas características chave na concepção de receptores RF são a sensibilidade de recepção, características de intermodulação e seletividade de canal (QIZHENG, 2006). A sensibilidade de um receptor está atrelada ao excesso da figura de ruído do receptor. A linearidade se relaciona a intermodulação. As características do filtro de canal e ruído de fase do oscilador local, dominam o canal de seletividade, sendo este o perfil de interferências em detrimento da distância do sinal (QIZHENG, 2006).

Os parâmetros que serão otimizados serão o ganho, o ruído e a linearidade, sendo esses apresentados em maiores detalhes à seguir.

2.3.1 Sensibilidade e Figura de ruído

A sensibilidade dos sistemas de comunicações é fortemente afetada pelo ruído inserido no meio. Uma medida usual do desempenho de ruído é o Fator de Ruído (F) apresentado (2.1). Esse fator é definido pela relação entre a razão sinal-ruído de entrada (2.2), e a relação sinal-ruído de saída (2.3) (LEE, 2001) (QIZHENG, 2006).

A relação sinal-ruído (SNR) é importante pois determina diretamente a taxa de erro binária (BER) – (*Bit Error Rate*) (QIZHENG, 2006).

$$F = \frac{snr_i}{snr_o}, \quad (2.1)$$

$$snr_i = \frac{p_{si}}{p_{ni}}, \quad (2.2)$$

$$snr_o = \frac{p_{so}}{p_{no}}, \quad (2.3)$$

onde, p_{si} é a potência do sinal desejado na entrada, p_{ni} é a potência de ruído na entrada, p_{so} é a potência do sinal desejado na saída e p_{no} é a potência de ruído na saída.

Em um caso ideal snr_i e snr_o seriam iguais, porém componentes ativos sempre acrescentam ruído ao sistema. Assim (2.4) é a proporção em decibels (dB), da degradação do sinal-ruído introduzido pelo sistema, quanto maior a degradação maior a figura de ruído (LEE, 2001) (QIZHENG, 2006).

$$NF = 10 \cdot \log_{10} \frac{snr_i}{snr_o} = 10 \cdot \log_{10} \left(1 + \frac{p_{nbi}}{p_{ni}} \right) \text{ dB}, \quad (2.4)$$

onde p_{nbi} é o ruído gerado pelo bloco b_i

O sistema banda base precisa de uma determinada qualidade, dada em SNR para que se respeite o *Bit-error-Rate* (BER). Substituindo snr_i pela razão entre a

potência do sinal de entrada e a potência do ruído de entrada, tem-se:

$$F_{rx} = \frac{p_{si}/p_{ni}}{snr_o}. \quad (2.5)$$

A potência de ruído p_{ni} é calculada utilizando-se um ruído térmico em uma banda equivalente bw (2.6).

$$p_{Ni} = kT_0 \cdot bw \cdot R, \quad (2.6)$$

onde k é a constante de Boltzmann, T_0 é 290 Kelvin (QIZHENG, 2006), bw é a banda passante ocupada por um canal de comunicação em Hz e R é a impedância da antena em Ω . Então de (2.1) pode-se entender que a sensibilidade (linear) de entrada do receptor pode ser descrito por (2.7).

$$P_s = kT_0 \cdot bw \cdot F_{rx} \cdot snr_o. \quad (2.7)$$

Assumindo que o mínimo SNR necessário para se obter valores desejados da taxa de erro binária correspondente ao nível de sensibilidade é SNR_{min} , calcula-se que a potência de sensibilidade do receptor, em dBm, é (QIZHENG, 2006):

$$S_{min} = 10 \cdot \log_{10}(P_s) = -174 + 10 \cdot \log_{10}(bw) + NF_{rx} + SNR_{min}. \quad (2.8)$$

$$10 \cdot \log_{10}(kT_0 \cdot 1000) = -174 \text{ dBm/Hz}. \quad (2.9)$$

$$NF_{rx} = 10 \cdot \log_{10}(F_{rx}). \quad (2.10)$$

$$SNR_{min} = 10 \cdot \log_{10}(S/N)_{min}. \quad (2.11)$$

onde NF_{rx} é a figura de ruído total do receptor em dB (QIZHENG, 2006). Ainda pode-se rearranjar (2.8) para obter o valor total da figura de ruído do sistema diretamente:

$$NF_{rx} = 174 + S_{min} - 10 \cdot \log_{10}(bw) - SNR_{min}. \quad (2.12)$$

Assim SNR_{min} da-se como a mínima SNR requerida pelo padrão, no caso do presente estudo o LTE. Como o receptor tem mais que um estágio, o SNR degrada-se progressivamente até atingir SNR_{min} . Caso existam interferências, o sinal mínimo desejado para ser utilizado na demodulação pode ser M dB acima de p_s . Usualmente tem-se $M = 3dB$ (LOLIS, 2011).

Como um receptor não é formado apenas por um único bloco, é interessante conhecer a figura de ruído em cascata dos blocos individuais do sistema. Assumindo que a impedância de cada estágio é casada com a impedância do estágio seguinte, pode-se dizer que a potência disponível em um enésimo estágio do receptor (2.13) (QIZHENG, 2006):

$$P_{N_{rx}} = F_{rx} \cdot kT_0 \cdot bw \cdot \prod_{j=1}^n g_j, \quad (2.13)$$

onde F_{rx} é o fator de ruído total do sistema, e o produtório leva em consideração o ganho g_j em cascata dos blocos anteriores (QIZHENG, 2006). Pode-se ainda dividir o fator de ruído total em: fator de ruído do primeiro bloco e somá-lo ao fator de ruído dos outros blocos até o enésimo bloco, então tem-se:

$$P_{N_{rx}} = F_1 \cdot kT_0 \cdot bw \cdot + \sum_{i=2}^n (F_i - 1) \cdot kT_0 \cdot \prod_{j=1}^n g_j \cdot bw, \quad (2.14)$$

igualando (2.13) e (2.14) chega-se a equação do fator de ruído em cascata.

Quando é desejado encontrar o ruído em um sistema de blocos em cascata utiliza-se (2.15) de Friis (QIZHENG, 2006).

$$NF_{rx} = 10 \log_{10} \left(10^{\frac{NF_1}{10}} + \sum_{i=2}^n \frac{10^{\frac{NF_i}{10}} - 1}{\prod_{k=1}^{i-1} 10^{\frac{G_k}{10}}} \right) [dB]. \quad (2.15)$$

O ruído predominante no sistema se dá pelo primeiro bloco F_1 , o ganho do primeiro bloco g_1 mascara as figuras de ruído dos blocos seguintes. Pois o ganho divide todos os demais estágios de ruído (ZAPATA, 2007).

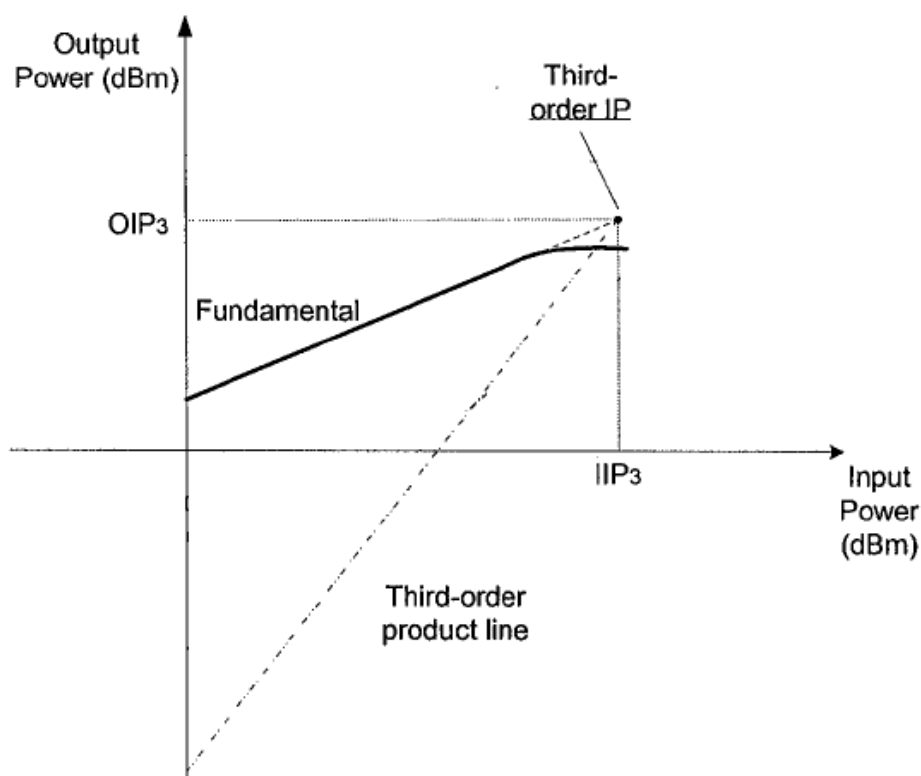
2.3.2 Linearidade e IIP3

Não só o ruído térmico degrada a qualidade do sinal para um sistema RF. Define-se então uma relação mais abrangente, SNDR (*Signal to Noise plus Distortion Ratio* – relação sinal-ruído mais distorção). Uma das fontes de problema é a intermodulação de terceira ordem IM3 (Third Order InterModulation Distortion)

O IIP3 é um fenômeno de não linearidade mas não é o único, em alguns casos pode-se verificar o IP2 também, este é o ponto de interseção de segunda ordem (QIZHENG, 2006).

O OIP3 é o ponto onde a potência do sinal de entrada elevado ao cubo multiplicado pelo coeficiente de terceira ordem dá a mesma potência na saída que o sinal de entrada multiplicado pelo ganho linear Figura 2.10.

FIGURA 2.10 – IIP3, para um sistema ou dispositivo não linear.



Fonte: (QIZHENG, 2006)

Esse ponto mede componentes de intermodulação de terceira ordem, que caem na banda do sinal útil (QIZHENG, 2006).

Uma aproximação para o estudo da não linearidade pode ser dada pelo polinômio (2.16) (RAZAVI, 2011).

$$y(t) \approx \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \alpha_3 x^3(t), \quad (2.16)$$

onde $x(t)$ é um sinal de entrada que tem relação com os coeficientes de ganhos α_1 , α_2 e α_3 não lineares e $y(t)$ é o sinal de saída com o ganho total.

Assim o IIP_3 de um sistema pode ser resumido por (2.17) (QIZHENG, 2006).

$$IIP_3 = \frac{1}{2} (3I_{in} - IM_3), \quad (2.17)$$

onde I_{in} é a potência da interferência na entrada do receptor e IM_3 é o nível de distorção de intermodulação de terceira ordem. De acordo com (2.17), a não linearidade do circuito gera produtos de intermodulação de terceira ordem IM_3 . O nível dessa intermodulação depende de um limite máximo estipulado pelo sistema.

Em presença de interferência, a potência do sinal requisto é $S_{d,i}$, e a máxima distorção permissível (2.18)

$$D_{max,in} = S_{d,i} - SNR_{min}. \quad (2.18)$$

A distorção que se pode adicionar é a diferença entre $D_{max,in}$ e a potência de ruído proveniente da NF_{rx} :

$$D_a = 10 \cdot \log_{10} \left(10^{\frac{D_{max}}{10}} - 10^{\frac{NF_{rx}}{10}} \right). \quad (2.19)$$

Pode-se então considerar que se somente o IIP_3 gera a distorção ainda permitida que $IM_3 = D_a$. O cálculo do IIP_3 em cascata é (QIZHENG, 2006):

$$IIP3_{rx} = -10 \log_{10} \left(\frac{1}{10^{\frac{IIP3_1}{10}}} + \sum_{i=2}^n \frac{\prod_{k=1}^{i-1} 10^{\frac{G_k}{10}}}{10^{\frac{IIP3_i}{10}}} \right) [dBm]. \quad (2.20)$$

2.3.3 Método da distribuição das degradações

Apesar desse método permitir comparar o resultado do $IIP3$ e do NF em cascata de diversos blocos, e comparar com o NF e o $IIP3$ equivalente necessários para o sistema, esse método não dá direções de como escolher os valores dos componentes individualmente. Esse resultado normalmente vem do estado da arte e do que se espera de cada bloco (LOLIS, 2011).

No entanto, esse método comumente leva a sistemas sobredimensionados com grandes margens na especificação. Foi proposto um método, que visa definir uma distribuição da degradação da qualidade do canal até o valor limite, e então calcula os parâmetros dos blocos individualmente, garantindo a qualidade final sem margens (LOLIS, 2011).

Nesse método proposto, o primeiro parâmetro que se leva em consideração é o ganho máximo do receptor. A partir do ganho máximo e posteriormente do ruído máximo e distorção máxima define-se através de uma distribuição entre os blocos qual é o permitido para cada um.

A potência de entrada (transformada em tensão ao quadrado) levando em consideração a impedância da antena (2.21) (LOLIS, 2011).

$$V_{in}^2 = P_{in} \cdot |Z_{ant}|, \quad (2.21)$$

o segundo ponto para definir o ganho total é a tensão pico a pico no final da cadeia:

$$V_{max}^2 = V_{max\ pp}^2. \quad (2.22)$$

Assim, para calcular o ganho máximo do receptor:

$$G_{max}^2 = \frac{V_{max}}{V_{in}} \quad (2.23)$$

Segundo RAZAVI (2011) é importante salientar desde o princípio a diferença entre o ganho de tensão e ganho de potência. Há casos em que não se preocupa com o casamento de impedância de saída, e esses então retratam ganho de tensão (quando se apresenta o casamento de impedância o ganho de potência é aplicado). Ganhos de tensão e potência são expressos em decibels (dB) como mostram (2.24) e (2.25).

$$A_V|dB = 20 \log \frac{V_{out}}{V_{in}}, \quad (2.24)$$

$$A_P|dB = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_{out}}{P_{in}}, \quad (2.25)$$

em nosso trabalho utilizaremos A_v .

O próximo passo deve ser definir a máxima degradação da SNR permitida:

$$SNR_{degTOTdB} = NF_{rx} = \sum_{i=1}^n SNR_{deg_i} [dB], \quad (2.26)$$

onde SNR_{deg_i} é a degradação de SNR do bloco i .

Através de 2.27 podemos calcular o SNR na saída de cada bloco i :

$$snr_i = P_s - 10 \log_{10}(kT_0 \cdot bw) - 30 + \sum_{k=1}^i SNR_{deg_k} [dB]. \quad (2.27)$$

O ruído gerado por um bloco, referenciado à sua entrada, depende da relação sinal sobre ruído na sua saída e na saída do bloco anterior:

$$p_{n_{bi}} = p_s \prod_{k=1}^{i-1} g_k^2 \left(\frac{1}{snr_i} - \frac{1}{snr_{i-1}} \right) [mW]. \quad (2.28)$$

Finalmente, temos a figura de ruído referenciada à sua entrada:

$$NF_i = 10 \log_{10} \left(\frac{p_{n_{bi}}}{kT_0 \cdot bw \times 10^3} + 1 \right) [dB]. \quad (2.29)$$

O terceiro passo é fazer uma análise de não linearidade: IIP3 e SNDR. No teste de IIP3 a potência do sinal de interesse pode ser definida por M_{dB} sobre o

nível de sensibilidade, isso significa que a SNR inicial é M_{dB} sobre o definido no teste de sensibilidade e essa margem adicional de SNR é degradada por produtos de intermodulação que definem o SNDR:

$$SNDR_{deg_i} = SNR_{deg} + \lambda_i [\text{dB}], \quad (2.30)$$

onde λ_i é a degradação incremental à partir de SNR_{deg} para $SNDR_{deg}$, e que é limitado por M :

$$\sum_{i=1}^n \lambda_i = M [\text{dB}]. \quad (2.31)$$

O $SNDR$ na saída do i -ésimo bloco fica:

$$SNDR_i = P_s - 10 \log_{10}(kt \cdot bw) - 30 + \sum_{k=1}^i (SNDR_{deg_k} + \lambda_k) [\text{dB}]. \quad (2.32)$$

A distorção de não linearidade gerado pelo i -ésimo bloco é obtida calculando o valor da potência de ruído mais distorção no i -ésimo bloco, que depende do $SNDR$ da saída do bloco i e do anterior, e depois subtraindo a potência de ruído $p_{n_{bi}}$:

$$p_{d_{bi}} = p_s \cdot 10^{\frac{M}{10}} \prod_{k=1}^{i-1} g_k^2 \left(\frac{1}{s ndr_i} - \frac{1}{s ndr_{i-1}} \right) - p_{n_{bi}} [\text{mW}]. \quad (2.33)$$

Uma vez que $P_{d_{bi}}$ é definido, pode-se estimar as especificações de IIP3. Considerando (2.17), (2.33) e que $p_{d_{bi}}$ é totalmente preenchida por intermodulação de terceira ordem, ou seja, $p_{d_{bi}} = 10^{(IM3_{bi}/10)}$, tem-se o IIP3 do i -ésimo bloco:

$$IIP3_i = 5 \log_{10} \left(\frac{(p_I \prod_{k=1}^{i-1} g_k^2)^3}{p_{d_{bi}}} \right) [\text{dBm}]. \quad (2.34)$$

onde p_I é a potência da interferência para teste de IIP3 em mW.

2.4 REGRESSÃO LINEAR

Quando se deseja conhecer relações entre fenômenos que dependem de um ou mais parâmetros, é comum utilizar métodos de regressão. Se a questão envolver

apenas duas variáveis utiliza-se regressão linear simples, caso existam mais que dois parâmetros, resolve-se o problema pelo método da regressão múltipla (MARQUES, 2015).

Se existe uma variável casual Y , dependente das variáveis X_1, X_2, \dots, X_n :

$$Y = f(X) + \varepsilon, \quad (2.35)$$

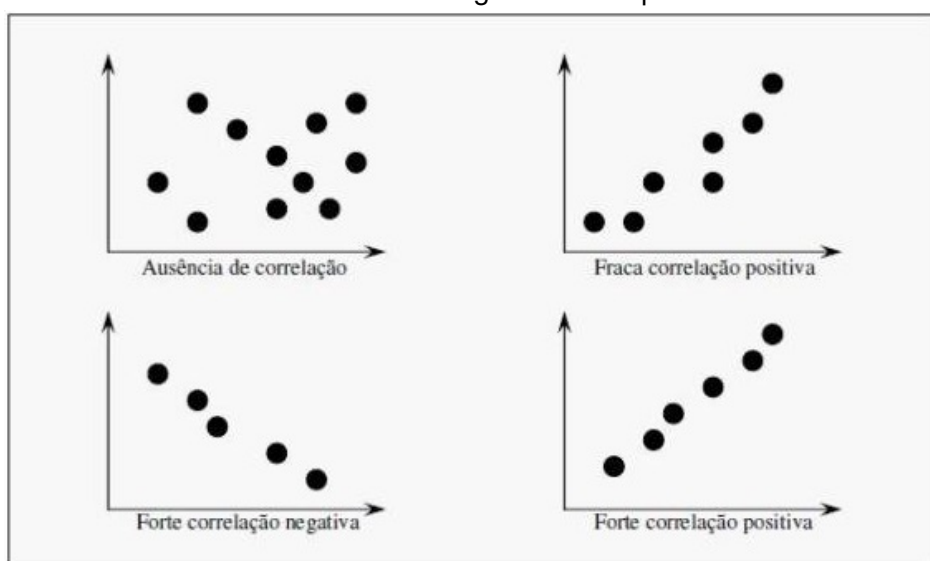
onde $f(X)$ é a função de regressão dependente da variável explicativa, Y é a variável resposta e ε é a parte aleatória da variação de Y (MARQUES, 2015).

2.4.1 Correlação

Antes de escrever sobre os tipos de Regressão, alguns conceitos utilizados no trabalho devem ser apresentados, entre eles a correlação.

Quando deseja-se saber o grau de relação entre duas ou mais variáveis de forma linear utilizamos a correlação (MARQUES, 2015), para melhor visualização a Figura 2.11 apresenta diagramas de dispersão explicitando a força de correlação.

FIGURA 2.11 – Diagrama de dispersão.



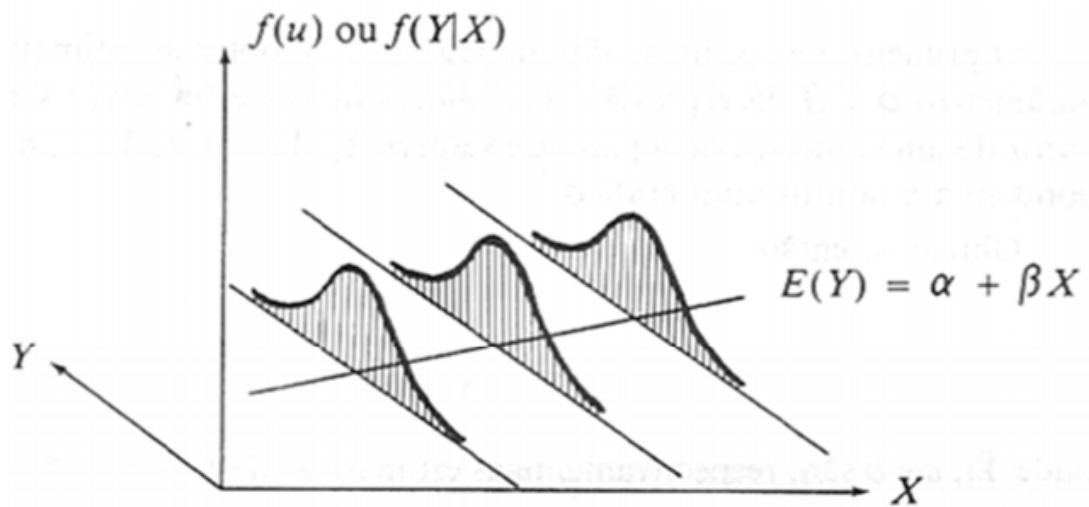
Fonte: (SILVA, 2014)

O grau de relacionamento linear pode ser dado por (2.36).

$$r = \frac{\sum XY - \frac{\sum X \sum Y}{n}}{\sqrt{\sum X^2 - \frac{(\sum X)^2}{n}} \sqrt{\sum Y^2 - \frac{(\sum Y)^2}{n}}}. \quad (2.36)$$

2.4.2 Modelo estatístico de uma regressão linear simples

FIGURA 2.12 – Modelo estatístico de uma regressão linear simples.



Fonte: (HOFFMANN et al., 2016)

Segundo Hoffmann et al. (2016) pode-se estabelecer que o modelo estatístico de uma regressão linear simples é dado por (2.37):

$$Y = \alpha + \beta(X) + \mu \quad (2.37)$$

Tendo α e β como parâmetros, X é a variável explanatória e Y é a variável dependente.

Segundo Marques (2015) algumas suposições devem ser feitas:

1. Deve-se existir uma relação linear entre X e Y .
2. A variável X deve possuir valores fixos, portanto, não podendo ser aleatória.
3. μ deve ter média 0.

4. A variância de μ é sempre σ^2 , ou seja, $V(\mu) = \sigma^2$.
5. Os erros devem ser independentes e ter distribuição normal.

Encontram-se inicialmente os parâmetros α e β em uma análise de regressão linear, utilizando (2.37), as estimativas serão chamadas de a e b .

O modelo de regressão estimada pode ser dado por (2.38),

$$\hat{Y} = a + b \cdot X \quad (2.38)$$

onde \hat{Y} , a e b estimam respectivamente $E(Y) = \alpha + \beta X$, α e β .

O método dos mínimos quadrados foi utilizado para definir essas estimativas. Assim (2.39) consiste neste método que visa adotar como estimativa dos parâmetros que diminuem a soma dos quadrados dos desvios (MARQUES, 2015).

$$Q = \sum_{i=1}^n e_i^2 = \sum_{i=1}^n [Y_i - (a + bX_i)]^2 \quad (2.39)$$

Quando suas derivadas parciais em relação a a e b forem zero, sendo elas apresentadas em (2.40) e (2.41) respectivamente, a função Q terá valor mínimo (HOFFMANN et al., 2016).

$$\frac{\partial Q}{\partial a} = -2 \sum [Y_i - (a + bX_i)] = 0 \quad (2.40)$$

$$\frac{\partial Q}{\partial b} = 2 \sum [Y_i - (a + bX_i)] \cdot (-X_i) = 0 \quad (2.41)$$

Simplificando (2.40) e (2.41) obtém-se o sistema de *equações normais*:

$$\sum Y_i = na + b \sum X_i \quad (2.42)$$

$$\sum X_i Y_i = a \sum X_i + b \sum X_i^2 \quad (2.43)$$

Onde n é o número de amostras. Pode-se realizar mais simplificações, porém para o presente trabalho (2.42) e (2.43) são satisfatórias para encontrar os valores de a e b .

2.4.3 Modelo estatístico de uma regressão linear múltipla

De forma análoga a regressão linear simples, a regressão linear múltipla é dada quando o valor de uma variável dependente pode ser descrita como uma função linear de dois ou mais parâmetros (HOFFMANN et al., 2016).

Tendo-se Y como a variável resposta e X_1, X_2, \dots, X_k para ($k > 1$) como variáveis explanatórias, o modelo de uma regressão linear múltipla pode ser expressado por 2.44

$$Y_j = \alpha + \sum_{i=1}^k \beta_i X_{ij} + \varepsilon_j \quad (2.44)$$

2.4.3.1 Coeficiente de regressão linear múltipla

Determinando-se o coeficiente de regressão linear múltipla, e assim pode-se estipular quantitativamente o grau de afinidade entre os fatores envolvidos, o mesmo pode ser definido pela equação 2.45 (MARQUES, 2015).

$$R = \sqrt{\frac{b_1 S_{1y} + b_2 S_{2y} + \dots + b_k S_{ky}}{S_{yy}}} \quad (2.45)$$

Onde

$$S_{yy} = \sum X_i Y - \frac{\sum X_i \sum Y}{n}$$

2.5 MÉTODO DE VALIDAÇÃO E MODELO DE CONSUMO

Para que o otimizador seja validado, necessita-se de modelos de consumo. Dois modelos de consumo serão apresentados para validação. O modelo de consumo

1 (MC1) proposto por Brederlow et al. (2001) e o modelo de consumo 2 (MC2) proposto por Sheng, Emira e Sánchez-Sinencio (2006). MC1 define a potência de consumo para qualquer amplificador, porém seu modelo é voltado para o LNA. Todos os bloco são modelados por (2.46), exceto o bloco ADC (STROSKI, 2016).

$$p_i = \frac{10^{\frac{G_i}{10}} 10^{\frac{(IIP3_i - 30)}{10}} f_{c_i}}{\left(10^{\frac{NF_i}{10}} - 1\right) FoM_i} [W], \quad (2.46)$$

onde f_c é a frequência de operação em Hz, e FoM é a figura de mérito em Hz. A FoM é um parâmetro de performance que depende da tecnologia, topologia e frequência de operação do dispositivo. Para estimar o modelo de consumo dado por (2.46) como um modelo linear, considera-se a FoM uma contante. A potência de consumo do ADC pode ser definida por (2.47) (STROSKI, 2016).

$$p_{ADC} = \frac{2^{ENOB} f_s}{FoM_{ADC}} [W], \quad (2.47)$$

onde f_s é a frequência de amostragem do ADC em Hz, $ENOB$ é o numero efetivo de bits, dependente da faixa dinâmica do ADC e FoM_{ADC} é a FoM do ADC dado por $1/J$, sendo este considerado uma constante (STROSKI, 2016).

A Figura 2.13 apresenta a tabela que relaciona as FoM relatadas anteriormente.

FIGURA 2.13 – Tabela com a relação das figuras de mérito

FoM	Tecnologia					
	130 nm	90 nm	65 nm	45 nm	32 nm	22 nm
FoM_{LNA} (GHz)	10	15	25	30-40	40-50	50-70
FoM_{VCO} ($[1/J] \times 10^{22}$)	5	6	7	8-9	10-11	12-14
FoM_{PA} ($[W \times GHz^2] \times 10^4$)	6	12	24	40-50	80-90	100-130
FoM_{ADC} ($[1/J] \times 10^{12}$)	0.4	0.8	1.0-1.2	1.6-2.5	2.5-5.0	4-10

Fonte: Adaptada de (BREDELOW et al., 2001)

O MC2 é apresentado em (2.48)

$$p_i = \frac{p_{C,i} V_{IIP3,i}^2}{V_{n_i}^2} [\text{W}], \quad (2.48)$$

onde $p_{C,i}$ é o coeficiente de potência do bloco, $V_{IIP3,i}^2$ é o bloco com ponto de interceptação de terceira ordem em V_{RMS}^2 e V_{RMS}^2 é o bloco gerado pela figura de ruído da banda de interesse, com referência de entrada $V_{\text{RMS}}^2/\text{Hz}$. No modelo linear $V_{\text{RMS}}^2/\text{Hz}$ é considerado uma constante (STROSKI, 2016).

2.5.1 Circuitos RF FoM, coeficientes de potência e limite dos parâmetros

Os blocos utilizados no presente estudo são filtro de RF (RFF), LNA, *Mixer*, BBF, VGA e ADC, os blocos *FoMs*.

Para o MC1 são apresentados na Figura 2.13. Para validação considera-se a tecnologia de construção em 130 nm CMOS, $FoM_{\text{LNA}} = 10$ GHz. Os demais blocos não são apresentados por Brederlow et al. (2001), então utiliza-se a mesma *FoM* para os demais blocos. A frequência de operação utilizada será de 2,5 GHz, com $BW = 100$ MHz, para o ADC tem-se $FoM_{\text{ADC}} = 0.4 \times 10^{12}$ 1/J, com $f_s = 50$ MHz.

A potência de consumo utilizado pelo MC2, é apresentado por Sheng, Emira e Sánchez-Sinencio (2006), tem-se $P_{C,\text{LNA}} = 6.818 \times 10^{-20}$ and $P_{C,\text{Mixer}} = 5.476 \times 10^{-18}$. O Filtro BB tem seu ganho em conjunto com o VGA, para testar o mesmo receptor para os dois modelos de consumo considera-se o filtro tendo ganho 0. Os coeficientes de potência são $P_{C,\text{BBFilter}} = P_{\text{VGA}} = 9.595/2 \times 10^{-18}$.

Os parâmetros máximos e mínimos são apresentados na Tabela 2.2, todos os parâmetros são expressos em dB, exceto o *IIP3* que se dá em dBm.

TABELA 2.2 – Restrições para os parâmetros dos Blocos

	RFF	LNA	MIX	BBF	VGA	ADC
G_{\min}	-2	0	-5	0	0	0
G_{\max}	-2	25	20	0	40	0
NF_{\min}	2	2	5	20	5	40
NF_{\max}	2	3	20	40	60	70
$IIP3_{\min}$	-	-20	-10	10	15	20
$IIP3_{\max}$	-	0	11	35	40	45

Fonte: (GU, 2005)

2.5.2 Distribuição uniforme para SNRdeg, SNDRdeg e G

Stroski (2016), realizou otimizações para MC1 e MC2 respeitando as restrições impostas no Quadro 2.2, tendo como objetivo otimizar o consumo do sistema. Para validar seu trabalho Stroski (2016), realizou simulação para 3 caso distintos. No primeiro caso foi realizada uma distribuição uniforme para SNR_{deg_i} e λ_i , no segundo caso tem-se uma distribuição de decaimento linear para SNR_{deg_i} e λ_i , por fim no terceiro caso existe a distribuição de decaimento linear para SNR_{deg_i} e incremento para λ_i . Esses mesmos quadros serão aplicados para validar o modelo proposto.

3 METODOLOGIA

3.1 PROPOSTA DE OTIMIZAÇÃO DO DIMENSIONAMENTO SISTÊMICO

Segundo LOLIS (2011) existem diversas combinações para G_k , NF_i e $IIP3_i$. No presente trabalho além destes, outros parâmetros foram adicionados como frequência de operação (f_u) (GHz), frequência central (f_c) (GHz), bw (GHz), frequência mínima de operação (f_{min}) (GHz), frequência máxima de operação f_{max} (GHz) e a tecnologia de construção do componente ($Tech$) (μ m).

Lolis et al. (2009) propôs um método para evitar sobredimensionamentos, baseado na configuração de distribuições para G , SNR e $SNDR$ para cada bloco, até encontrar o SNR_{min} utilizando-se de testes que envolvem linearidade e sensibilidade, como apresentado na sessão 2.3.3.

Para encontrar-se a melhor combinação das distribuições derivadas de tais parâmetros, será necessário algum método de otimização (STROSKI, 2016). Busca-se através do método a otimização do consumo de potência, com objetivo de minimizar o consumo de potência total do receptor P_{rx} :

$$P_{rx} = \sum_{i=1}^n P_i [W]. \quad (3.1)$$

Dada as definições anteriores, apresenta-se a função da potência de consumo proposta por este trabalho:

$$\begin{aligned} P_i &= f_{i1}(NF_i, IIP3_i, G_i, Tech, f_{min_i}, f_{max_i}, BW_i, f_u, f_c) \\ &= f_{i2}(SNR_{deg_i}, \lambda_i, G_i) [W] \end{aligned} \quad (3.2)$$

A escolha de variáveis para otimização são G_i , SNR_{deg_i} e λ_i , pois seus limites são de facilmente definidos por somatórios e os mesmos não podem exceder os limites

impostos por (2.26) e (2.31). Utilizando-se a degradação de sinal como variável de otimização, observa-se qual foi o bloco que teve maior e menor impacto no consumo de energia (LOLIS et al., 2009).

LOLIS (2011) propôs um algoritmo que calcula os parâmetros individuais de cada bloco, NF_i se relaciona com SNR_{deg_1} por (2.26) e (2.29), enquanto $IIP3_i$ se relaciona com λ_i , vistos em (2.30) e (2.34). Como estes parâmetros não podem ser escolhidos de forma aleatória, deve-se respeitar algumas restrições:

$$NF_{i_{\min}} \leq NF_i \leq NF_{i_{\max}}, \quad (3.3)$$

$$IIP3_{i_{\min}} \leq IIP3_i \leq IIP3_{i_{\max}}, \quad (3.4)$$

$$G_{i_{\min}} \leq G_i \leq G_{i_{\max}}. \quad (3.5)$$

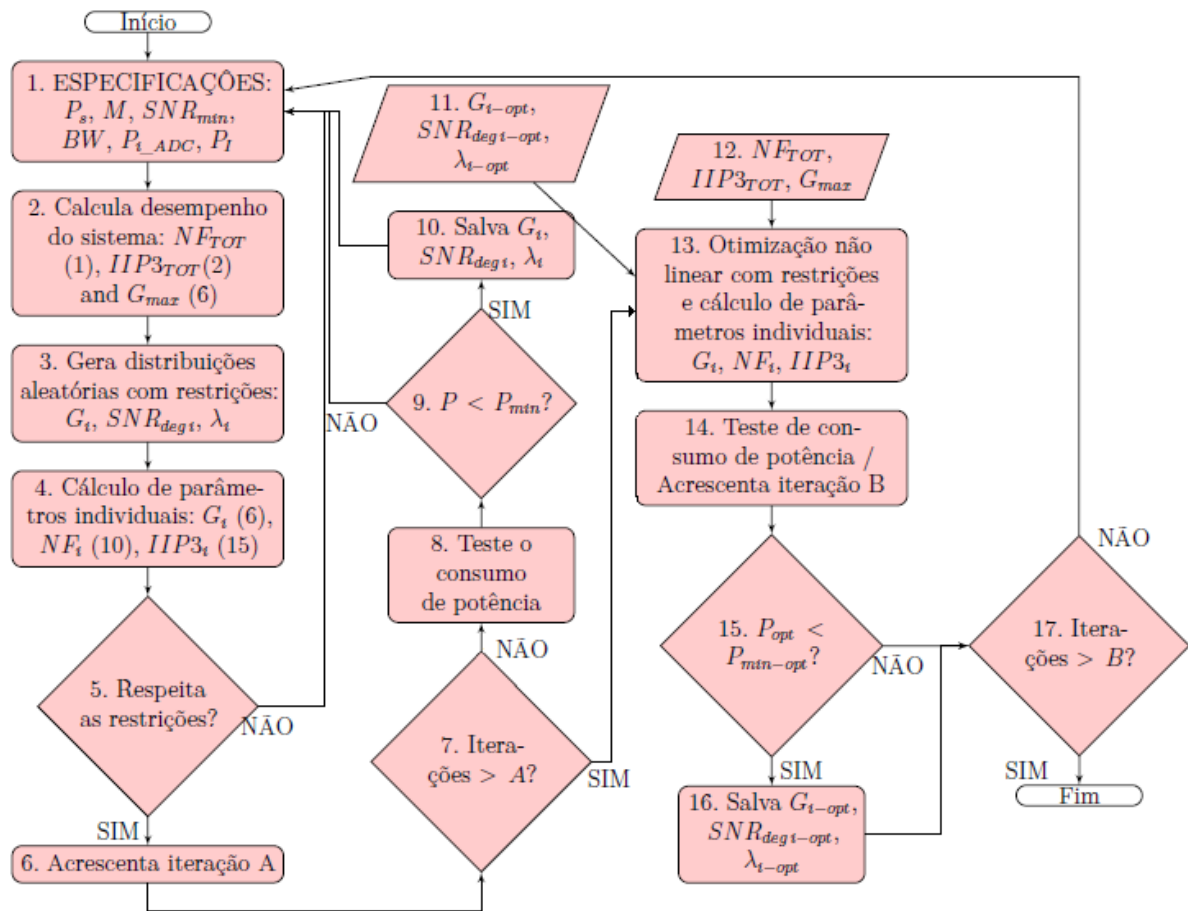
A Figura 3.1 apresenta o algoritmo de otimização proposto por Stroski (2016), As duas primeiras etapas do algoritmo, é calculado o desempenho geral do receptor, partindo dos limites especificados em (2.23), (2.26) e (2.31). O próximo passo G_i , SNR_{deg_i} e λ_i são gerados de forma randômica, e normalizados para que continuem respeitando os limites impostos em (2.23), (2.26) e (2.31).

No quarto passo, são calculados os parâmetros individuais de cada bloco, por (2.29), (2.34), e então no quinto estágio são comparadas com os limites dados por (3.3), (3.4) e (3.5). Na sequência para que o iteração seja incrementada blocos validos devem ter sido gerados. Enquanto as iterações forem menores do que 'A' (passo 7), o passo de 1 a 10 são mantidos. O passo 8 verifica se o consumo de potência é válido, o passo 9 compara se a potência de consumo obtida é menor que a anterior, caso seja salva o valores de G_i , SNR_{deg_i} e λ_i .

Assim que o passo 7 é finalizado, o melhor candidato é aplicado em uma otimização não-linear realizado pelo *software* MATLAB, apresentados nos passo 11

a 13. Novamente, a potência de consumo é validada no passo 14, então o passo 15 compara se a potência otimizada é menor que a potência mínima otimizada, por um número total 'B' de iterações. Como saída do algoritmo tem-se $P_{\min-opt}$, G_{i-opt} , $SNR_{deg i-opt}$ e λ_{i-opt} .

FIGURA 3.1 – Fluxograma do processo de otimização.



Fonte: Adaptada de (STROSKI, 2016)

3.2 ESCOLHA DOS COMPONENTES

O modelo de pesquisa baseou-se no trabalho de Murmann (2016)¹ que trás a pesquisa sobre o desempenho dos ADCs desde 1997. A pesquisa prévia sobre tópicos do receptor RF provindas de artigos do IEEE (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos), com prioridade para artigos de revistas e jornais e trabalhando com faixas

¹ Disponível em: <http://web.stanford.edu/~murmman/adcsurvey.html>.

de frequência definidas a priori é de grande valia para próxima etapa do projeto que é a simulação do sinal LTE.

Para que seja realizada a modelagem dos blocos, é necessário se basear em dados de componentes reais, ou componentes que já foram simulados buscando o estado da artes para esses componentes. A metodologia empregada para esta etapa do projeto foi a leitura de artigos publicados no IEEE.

Após esse estudo, viu-se a necessidade da escolha de componentes já fabricados para realizar a validação dos componentes do estado da arte, selecionou-se então 50 amostras, porém uma informação que se faz importante para a estrutura do modelo que é a tecnologia de confecção do dispositivo não foi encontrada. Tentou-se buscar alguma tecnologia aproximada, porém os resultados não foram satisfatórios.

Após o primeiro filtro, dentre os artigos pré selecionados, foi necessário atender também a norma do sinal LTE, busca-se atender a norma que trata do sinal LTE utilizado no Brasil, operando na faixa de 2,5 GHz. A frequência de 2,5 GHz foi licitada em 2012 pela ANATEL, sendo esta frequência adquirida pelas empresas Vivo, Tim, Claro, Oi, Sky e *Sunrise* (TELECO, 2015).

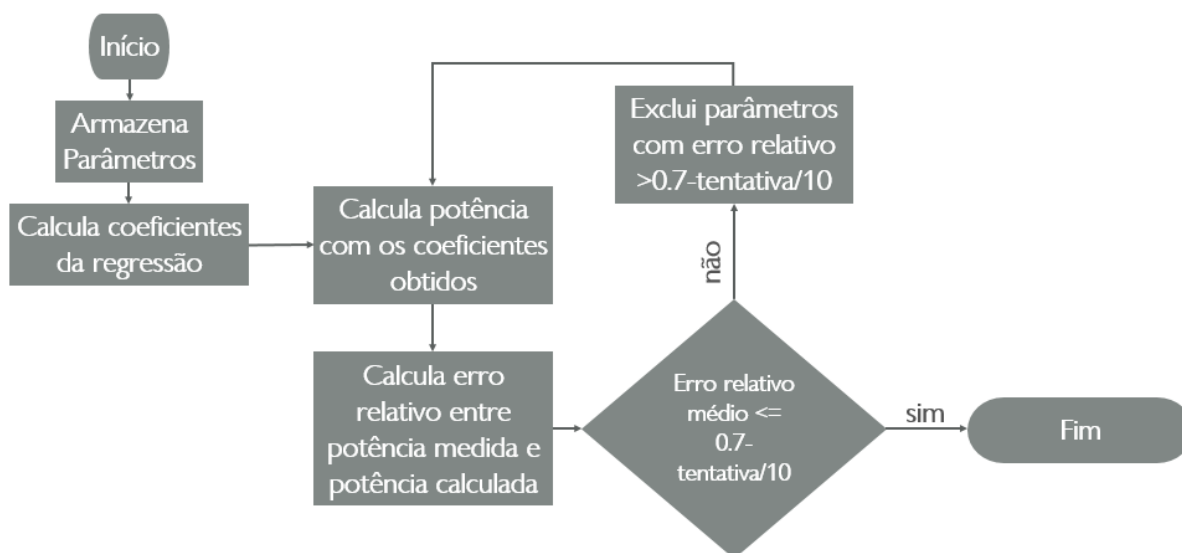
Após atender os requisitos acima, restaram aproximadamente 90 componentes para cada bloco pesquisado (LNA e *Mixer*). Em seguida estudou-se os dados para verificar a existência de regularidades entre elementos. Realizou-se a interpolação dos dados pelos métodos dos mínimos quadrados, porém constatou-se relações contra intuitivas, devido ao fato de que cada desenvolvedor pode ter se preocupado com determinada característica visando um projeto específico, assim os dados são muito dispersos entre si.

Optou-se então pela utilização da regressão múltipla linear para obter uma equação que apresentasse uma melhor tendência para os blocos, e comparar a potên-

cia medida dos elementos com a potência calculada através dos coeficientes obtidos.

Realizou-se mais um filtro de seleção, buscando componentes que tivessem um, a Figura 3.2 apresenta o fluxograma que dita como o filtro foi realizado.

FIGURA 3.2 – Fluxograma para escolha dos componentes



Fonte: (O Autor)

Os componentes com maior quantidade de material para estudo encontrados na literatura foram o LNA e o Misturador. Após realizadas todas as seleções restaram ao todo 37 blocos de LNA apresentados na Tabela 3.1, e 31 blocos de *Mixer* apresentados na Tabela 3.2.

TABELA 3.1 – Seleção de Componentes LNA que serão utilizados

<i>Ref.</i>	<i>Tecn</i> (μm)	f_u (GHz)	f_c (GHz)	BW (GHz)	f_{min} (GHz)	f_{max} (GHz)	G (dB)	$IIP3$ (dBm)	NF (dB)	P (mW)
[1]	0,65	2,70	2,70	5,00	0,20	5,20	6,60	0,00	3,50	14,00
[2]	0,65	4,50	4,50	0,60	4,20	4,80	15,00	8,00	4,00	10,80
[3]	0,65	5,00	5,00	6,00	2,00	8	12,00	12,00	2,50	18,00
[4]	0,65	5,80	5,80	0,00	5,80	5,80	18,00	-11,00	8,40	9,24
[4]	0,65	5,80	5,80	0,00	5,80	5,80	16,70	-11,00	7,80	8,92

TABELA 3.1 - Seleção de Componentes LNA que serão utilizados (Continuação)

<i>Ref.</i>	<i>Tecn</i> (μm)	f_u (GHz)	f_c (GHz)	BW (GHz)	f_{min} (GHz)	f_{max} (GHz)	G (dB)	$IIP3$ (dBm)	NF (dB)	P (mW)
[5]	0,65	2,50	2,60	4,80	0,20	5,00	22,00	-4,00	15,50	11,90
[6]	0,09	1,00	3,05	5,90	0,10	6,00	14,30	7,00	2,80	12,40
[6]	0,09	0,50	3,05	5,90	0,10	6,00	15,40	8,60	4,00	12,40
[6]	0,09	2,00	3,05	5,90	0,10	6,00	14,70	9,40	2,70	12,40
[7]	0,09	3,40	3,40	5,20	0,80	6,00	10,00	-3,50	3,50	12,50
[8]	0,09	2,44	2,00	1,20	1,40	2,60	13,30	10,90	2,80	17,40
[8]	0,09	2,44	1,80	1,60	1,00	2,60	17,20	19,00	1,80	21,70
[8]	0,09	2,05	1,65	1,30	1,00	2,30	19,90	17,50	2,10	21,70
[8]	0,09	1,92	1,55	1,10	1,00	2,10	20,70	17,60	2,20	21,70
[9]	0,09	2,40	2,35	0,30	2,20	2,50	22,10	-10,83	2,56	12,90
[10]	0,09	5,50	5,50	1,40	4,80	6,20	15,00	-5,60	2,80	11,10
[11]	0,09	0,55	0,55	1,10	0,00	1,10	10,00	-1,50	1,43	18,00
[12]	0,09	0,88	0,88	0,03	0,87	0,89	14,50	7,90	1,00	11,62
[13]	0,09	5,50	5,33	1,35	4,65	6,00	13,30	-3,00	2,90	9,72
[14]	0,09	0,70	0,70	0,60	0,40	1,00	16,00	17,00	5,30	16,80
[15]	0,13	3,10	3,30	2,60	2,00	4,60	9,50	-0,80	3,50	16,50
[16]	0,13	0,90	0,90	0,10	0,85	0,95	14,00	-5,70	1,95	12,00
[17]	0,13	2,10	2,10	0,20	2,00	2,20	13,00	10,50	3,00	12,60
[18]	0,13	1,45	1,45	1,30	0,80	2,10	14,50	16,00	2,60	17,40
[19]	0,13	5,20	5,00	0,80	4,60	5,40	16,20	-12,50	2,16	10,30
[20]	0,18	5,00	4,00	2,00	3,00	5,00	16,70	-4,00	4,30	13,00
[21]	0,18	5,20	5,15	1,30	4,50	5,80	10,06	-0,40	3,73	13,50
[21]	0,18	3,50	3,45	0,70	3,10	3,80	11,70	-2,10	4,03	13,50

TABELA 3.1 - Seleção de Componentes LNA que serão utilizados (Continuação)

<i>Ref.</i>	<i>Tecn</i> (μm)	f_u (GHz)	f_c (GHz)	<i>BW</i> (GHz)	f_{min} (GHz)	f_{max} (GHz)	<i>G</i> (dB)	<i>IIP3</i> (dBm)	<i>NF</i> (dB)	<i>P</i> (mW)
[21]	0,18	2,40	1,85	1,50	1,10	2,60	11,79	-3,00	3,89	13,50
[22]	0,18	5,20	5,45	1,10	4,90	6,00	16,50	-4,00	1,11	12,40
[23]	0,18	0,68	0,68	1,15	0,10	1,25	16,00	9,50	2,90	24,40
[24]	0,18	2,00	2,00	0,01	1,99	2,00	13,70	10,20	1,68	21,24
[25]	0,18	6,50	6,50	7,00	3,00	10,00	11,50	-0,20	2,30	18,00
[26]	0,18	5,50	6,85	7,50	3,10	10,60	12,00	2,50	3,80	18,00
[27]	0,18	0,47	0,70	0,40	0,50	0,90	16,40	0,00	2,10	14,40
[28]	0,18	1,00	0,83	1,26	0,20	1,46	12,10	0,00	4,90	18,00

A Tabela 3.2 trata da escolha dos componentes misturadores que serão utilizados para simulação.

TABELA 3.2 – Seleção dos *Mixers* que serão utilizados

	<i>Tecn</i> (μm)	f_u (GHz)	f_c (GHz)	<i>BW</i> (GHz)	f_{min} (GHz)	f_{max} (GHz)	<i>G</i> (dB)	<i>IIP3</i> (dBm)	<i>NF</i> (dB)	<i>P</i> (mW)
[1]	0,065	2,10	2,20	0,20	2,1	2,3	12,00	6,00	17,50	6,00
[2]	0,065	5,75	5,75	9,50	1	10,5	14,50	-10,00	6,50	14,40
[3]	0,065	0,67	0,68	0,42	0,47	0,89	26,60	18,60	11,80	17,20
[4]	0,090	3,20	3,15	5,70	0,3	6	7,20	7,90	14,70	3,80
[5]	0,090	3,20	3,25	5,50	0,5	6	7,20	8,30	14,60	3,80
[6]	0,130	5,00	5,80	0,40	5,6	6	-1,60	3,00	7,40	10,00
[7]	0,130	4,00	4,00	2,00	3,0	5,0	-4,20	10,20	12,80	5,10
[8]	0,130	5,00	5,00	4,00	3,0	7,0	8,20	-3,20	13,50	5,80
[9]	0,130	5,00	5,00	0,20	4,9	5,1	11,00	12,15	12,70	8,60

TABELA 3.2 - Seleção dos *Mixers* que serão utilizados (Continuação)

	<i>Tecn</i> (μm)	f_u (GHz)	f_c (GHz)	BW (GHz)	f_{min} (GHz)	f_{max} (GHz)	G (dB)	$IIP3$ (dBm)	NF (dB)	P (mW)
[10]	0,130	7,50	6,85	7,50	3,1	10,6	14,30	-3,00	14,00	5,57
[11]	0,130	2,40	2,40	0,20	2,3	2,5	11,40	4,40	13,20	8,00
[12]	0,130	3,20	3,25	4,50	1	5,5	17,50	0,84	3,90	34,50
[13]	0,130	0,93	1,00	0,20	0,9	1,1	10,30	12,40	11,50	8,00
[14]	0,130	3,10	3,35	5,30	0,7	6	7,00	3,20	13,20	5,80
[15]	0,180	5,80	5,80	0,40	5,6	6	7,00	-2,94	14,30	6,69
[16]	0,180	5,80	5,80	0,40	5,6	6	10,40	-10,66	13,60	11,78
[17]	0,180	5,60	5,90	5,60	3,1	8,7	3,00	5,00	7,00	10,40
[18]	0,180	5,25	5,25	0,50	5	5,5	8,89	-11,66	24,00	6,57
[19]	0,180	5,25	5,25	0,10	5,2	5,3	8,89	-11,66	24,00	6,57
[20]	0,180	2,10	2,05	0,30	1,9	2,2	16,60	12,12	13,50	9,00
[21]	0,180	4,00	4,00	2,00	3	5,0	8,70	-2,60	14,60	9,40
[22]	0,180	5,20	4,00	2,00	3,0	5,0	6,50	11,60	12,00	11,00
[23]	0,180	3,90	3,95	1,70	3,1	4,8	11,50	-8,20	13,20	11,30
[24]	0,180	2,40	2,40	0,80	2,0	2,8	2,62	8,00	9,20	10,80
[25]	0,180	2,40	2,40	0,40	2,2	2,6	17,50	-8,00	10,50	18,00
[26]	0,180	2,10	2,10	0,20	2	2,2	15,00	15,00	14,00	8,00
[27]	0,180	2,10	2,20	0,20	2,1	2,3	15,00	15,00	14,00	8,00
[28]	0,250	1,80	1,70	0,20	1,6	1,8	22,50	2,00	10,90	22,50
[29]	0,350	4,00	3,95	1,70	3,1	4,8	12,00	0,00	7,70	18,00
[30]	0,350	3,90	3,95	1,70	3,1	4,8	13,00	0,70	8,20	18,00
[31]	0,800	0,50	0,51	0,96	0,03	0,99	12,00	21,90	9,21	9,96

Fonte: O Autor

Pode-se observar que os componentes selecionados, em sua grande maioria estão dentro da frequência desejada, a tecnologia de uso foi de 65 a 180 *nm* para o LNA e 65 a 800 *nm*. Os demais parâmetros são dados em dB, pois é a unidade de medida utilizada para futuros cálculos. As referências são tratadas na Tabela A.1 e na Tabela A.2, podendo ser encontradas no anexo A.

4 RESULTADO E DISCUSSÃO

4.1 EXTRAÇÃO DO MODELO DE CONSUMO

Salienta-se que a análise realizada é vinculada aos valores obtidos das tabelas 3.1 e 3.2. Devido a extensão do trabalho, se faz necessário mostrar de forma simples as etapas principais do projeto para obtenção dos resultados.

1. Escolha dos componentes LNA e MIXER
2. Filtro de seleção dos componentes vide Figura 3.2
3. Aplicação da Regressão Múltipla Linear aos componentes restantes, para encontrar o modelo de consumo proposto.
4. Aplicação da otimização utilizada por Stroski (2016) utilizando o modelo proposto.

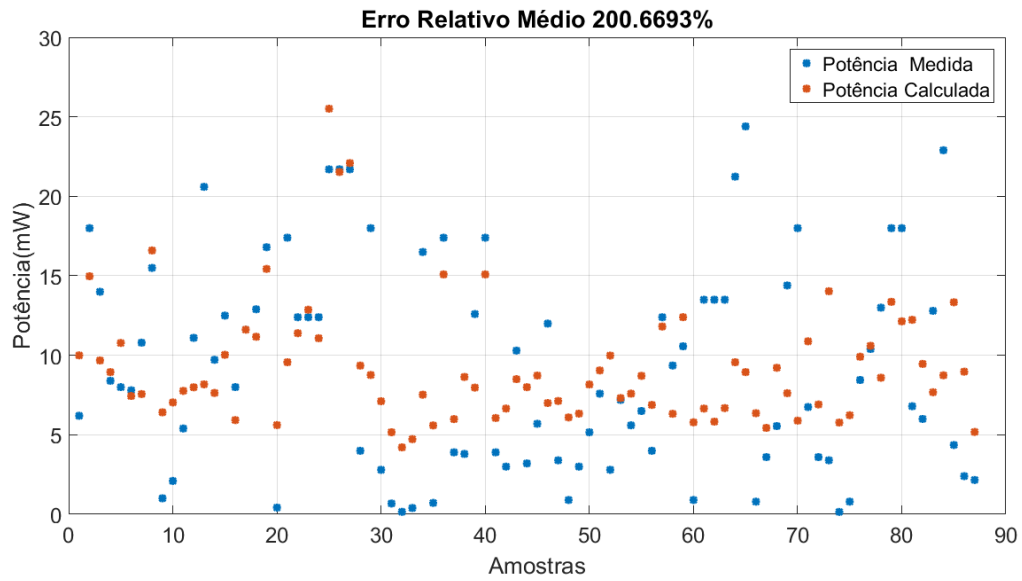
4.1.1 Modelo do LNA

Como já esperado, ao se utilizar todos os dados selecionados ocorreria um erro expressivo entre a p_m (potência medida) e a p_c (potência calculada) partindo dos coeficientes obtidos pela regressão múltipla linear (RML).

A Figura 4.1 apresenta a p_m (potência medida) e a p_c (potência calculada) após realizar-se o primeiro *loop* para exclusão de blocos que geravam um alta distorção entre as amostras do bloco LNA. Essas amostras provindas da primeira seleção, sem aplicar o algoritmo que calcula o erro médio relativo entre a p_m e p_c .

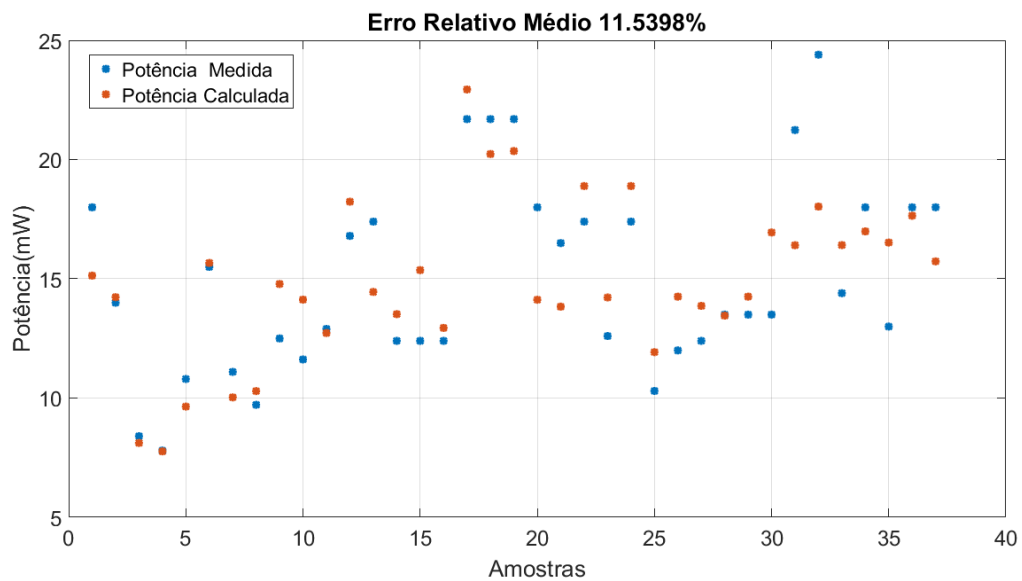
É possível ver como p_m e p_c apresentam um erro relativo médio muito alto, que neste primeiro caso é maior que 200%.

FIGURA 4.1 – Potência Medida e Potência Calculada LNA ERM > 200%



Após a aplicação do algoritmo para redução do ERM, restaram 37 amostras para gerar um modelo de consumo que possa representar os blocos do estado da arte para o componente LNA, os dados restantes com suas respectivas p_m e p_c podem ser vistos na Figura 4.2 observa-se que após algumas iterações foi possível diminuir o erro relativo médio (ERM) para um nível menor que 12%.

FIGURA 4.2 – Potência Medida e Potência Calculada LNA ERM < 12%



Outra informação importante para a construção do modelo de consumo, e uma informação necessária para testes da regressão, é a correlação entre os parâmetros de cada bloco. Para facilitar a leitura dos dados, optou-se por omitir os elementos com correlação igual a 1, e os elementos que representam a matriz superior da correlação.

O Quadro 4.1 apresenta essa correlação, percebe-se que para o LNA. A primeira análise para para matriz de correlação são entre variáveis que estão fortemente associadas.

A maior correlação positiva fica entre f_u e f_c , como são dois parâmetros com valores muito próximos esse grau de afinidade era esperado. Assim como f_c , f_{max} tem alta relação com a frequência de uso, constatando que os componentes restantes tem sua faixa de uso próxima a f_{max} .

Analisa-se agora a maior correlação positiva ou negativa para os principais parâmetro.

Quem tem maior influência sobre a $Tech$ é o g com correlação entre eles de $-0,246$, um bom grau de correlação deveria ser em módulo maior que 0,5, porém apenas os parâmetros de frequência tem esse fator entre si.

Quem tem maior influência sobre o g é a potência com $0,281$ de correlação, mesmo com um baixo valor, era esperado que a potência tenha maior influência sobre o g .

Para o $iip3$ o g representa a maior influência com $0,273$.

E mais uma vez a p tem a maior correlação com outro parâmetro o $1 \setminus (nf - 1)$, no caso uma forma adaptada da figura de ruído.

os parâmetros que tem maior influência com a potência de consumo P são: *Tecnologia* com correlação de $-0,138$, $bw = 0,202$, $g = 0,281$, $iip3 = 0,196$ e $1 \setminus (nf - 1) = 0,459$, sendo essa uma observação já esperada.

Quadro 4.1 – Correlação entre Parâmetros do LNA

	p (mW)	$Tech$ (μm)	f_u (GHz)	f_c (GHz)	bw (GHz)	f_{min} (GHz)	f_{max} (GHz)	g <i>linear</i>	$iip3$ <i>linear</i>
$Tech$	-0,138								
f_u (GHz)	-0,002	-0,057							
f_c (GHz)	-0,001	-0,079	0,972						
bw (GHz)	0,202	-0,107	0,303	0,400					
f_{min} (GHz)	-0,124	-0,020	0,859	0,830	-0,179				
f_{max} (GHz)	0,085	-0,105	0,859	0,921	0,726	0,547			
g <i>linear</i>	0,281	-0,246	-0,046	-0,063	-0,112	0,0005	-0,095		
$iip3$ <i>linear</i>	0,196	0,043	-0,203	-0,213	-0,226	-0,090	-0,256	0,273	
$1 \setminus (nf - 1)$ <i>lin.</i>	0,459	-0,169	-0,216	-0,253	-0,089	-0,217	-0,228	0,242	0,132

Fonte: O Autor

A Tabela 4.1 apresenta os coeficientes obtidos para o bloco do LNA.

TABELA 4.1 – Coeficientes de Regressão para o LNA

$LCcoef = 0,0091$	$l1 = 0,038$	$l2 = 1,4 \cdot 10^{-12}$	$l3 = 0$	$l4 = 2 \cdot 10^{-12}$
-------------------	--------------	---------------------------	----------	-------------------------

$l5 = 0$	$l6 = -2,2 \cdot 10^{-12}$	$l7 = 8,1 \cdot 10^{-6}$	$l8 = 0,00039$	$l9 = 0,107$
----------	----------------------------	--------------------------	----------------	--------------

Fonte: O Autor

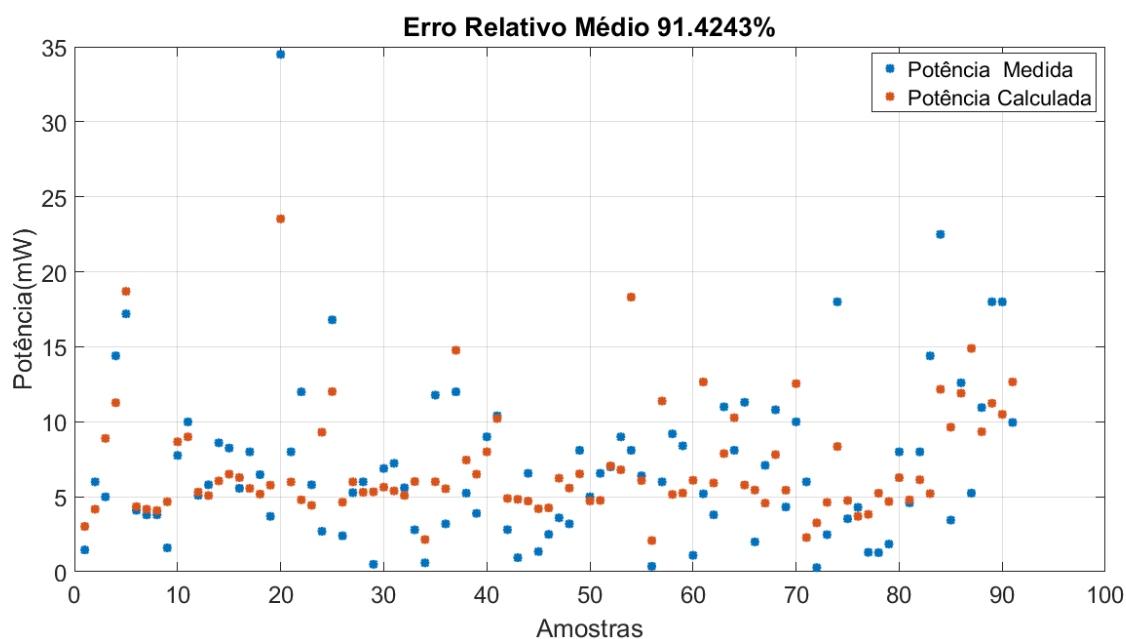
Com os coeficientes obtidos é então possível utilizar (2.44), para obtenção dos modelos de consumo propostos pelo trabalho. O modelo para o LNA p_{lna} é apresentado em (4.1).

$$\begin{aligned}
 p_{lna} = & LCcoef + l1 \cdot Tech + l2 \cdot f_u + l3 \cdot f_c + l4 \cdot bw \\
 & + l5 \cdot f_{min} + l6 \cdot f_{max} + l7 \cdot g + l8 \cdot iip3 + l9 \cdot \frac{1}{(nf - 1)}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

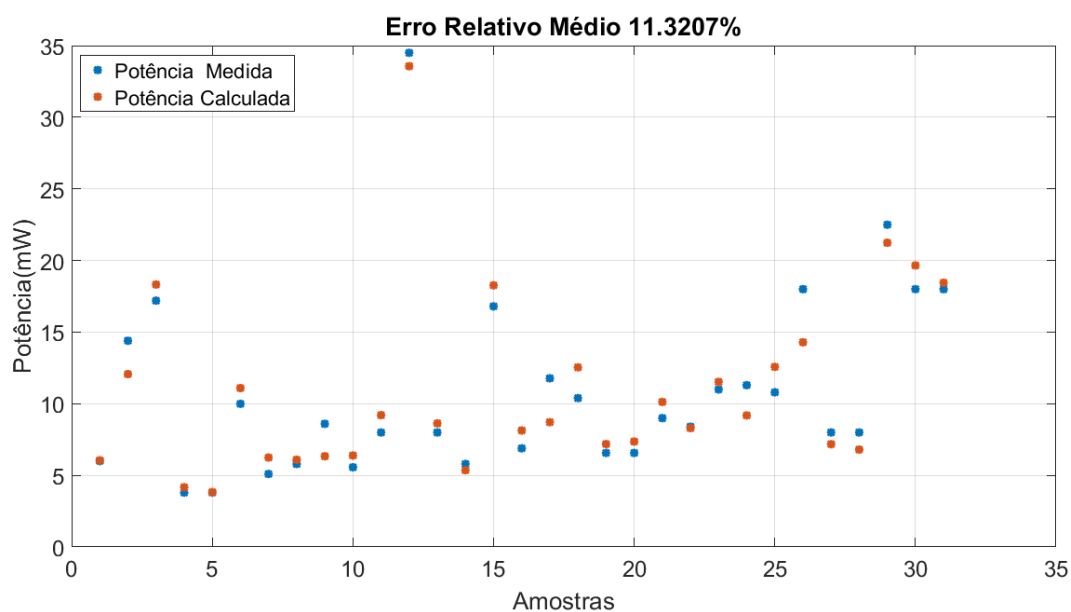
4.1.2 Modelo *Mixer*

Da mesma forma que para o LNA, é preciso realizar o filtro de ERM para o *Mixer*, a Figura 4.3 apresenta a p_m (potência medida) e a p_c (potência calculada) após realizada a regressão com 91 amostras do bloco *Mixer*. Essas amostras provindas da primeira seleção sem aplicar os filtros, é possível ver como p_m e p_c apresentam um erro relativo médio muito alto que neste primeiro caso é maior que 90%, mesmo não sendo tão alto quando o erro do LNA, ainda é um erro muito alto para se trabalhar e validar um modelo de consumo.

FIGURA 4.3 – Potência Medida e Potência Calculada *MIXER* ERM > 90%



Após passar pelo mesmo filtro que o LNA para redução do erro relativo médio, tem-se na Figura 4.4 a representação das 31 amostras restantes para o *Mixer*, podendo-se então aplicar a RMC para encontrar os coeficientes de correlação e com eles construir o modelo de consumo proposto, o erro como no LNA é menor que 12%.

FIGURA 4.4 – Potência Medida e Potência Calculada *MIXER* ERM < 12%

Fonte: O Autor

O Quadro 4.2 apresenta a correlação entre os parâmetros do *Mixer*, pode-se ver que para o mesmo tem-se:

A maior correlação positiva fica entre f_u e f_c com correlação de 0,980 da mesma forma que para o LNA, esse forte grau de afinidade deve a proximidade dos valores entre f_u e f_c .

Analisa-se agora a maior correlação positiva ou negativa para os principais parâmetro do *Mixer*.

Quem tem maior influência sobre a *Tech* é a figura de ruído normalizada $1/(nf - 1) = 0,459$, com correlação entre eles de 0,459, um bom grau de correlação ficando próximo de 0,5.

Quem tem maior influência sobre o g é a potência com 0,362 de correlação, mesmo com valor abaixo de 0,5, o g sofre maior influência da potência de consumo no *Mixer* do que no LNA.

Para o $iip3$ tem-se novamente a p representando a maior influência, com 0,672, um valor superior a 0,5 mostrando um alto grau de influência.

Diferente do LNA a maior correlação $1\sqrt{nf - 1}$, no caso uma forma adaptada da figura de ruído é a *Tech* com 0,459 de correlação.

Os valores de correlação apresentam maior tendência para o *Mixer* do que para o LNA, tendo-se a ideia de que o bloco do mixer tem uma maior influência no consumo do que o LNA, para o presente estudo.

os parâmetros que tem maior influência com a potência de consumo p no bloco *Mixer* são: *Tecnologia* com correlação de $-0,131$, $g = 0,362$, $iip3 = 0,602$ e $f_c = -0,121$, tendo novamente o ganho e IIP3 dentre os parâmetros que mais influenciam o comportamento de um dos blocos que constitui o receptor de rádio frequência.

Quadro 4.2 – Correlação entre Parâmetros do *Mixer*

	p (mW)	<i>Tech</i> (μm)	f_u (GHz)	f_c (GHz)	bw (GHz)	f_{min} (GHz)	f_{max} (GHz)	g <i>linear</i>	$iip3$ <i>linear</i>
<i>Tech</i>	-0,131								
f_u (GHz)	-0,094	-0,082							
f_c (GHz)	-0,121	-0,079	0,980						
bw (GHz)	-0,097	-0,187	0,438	0,480					
f_{min} (GHz)	-0,049	0,073	0,687	0,674	-0,325				
f_{max} (GHz)	-0,128	-0,147	0,861	0,895	0,821	0,273			
g <i>linear</i>	0,362	-0,0803	-0,305	-0,320	-0,136	0,230	-0,278		
$iip3$ <i>linear</i>	0,602	0,135	-0,010	-0,015	0,046	-0,055	0,014	0,122	
$1\sqrt{nf - 1}$ <i>lin.</i>	0,097	0,459	-0,334	-0,345	-0,158	-0,239	-0,305	0,227	-0,071

Fonte: O Autor

Partindo dos componentes selecionados e apresentados nas Tabela 3.2, aplicou-se o método de RMC para obtenção dos coeficientes, tais coeficientes serão utilizadas para o cálculo da potência de consumo do bloco.

A Tabela 4.2 apresenta os coeficientes para o modelo de consumo do *Mixer*.

TABELA 4.2 – Coeficientes de Regressão para o Mixer

$MCcoef = 0,0051$	$m1 = 0,0244$	$m2 = 3,29 \cdot 10^{-12}$	$m3 = 0$	$m4 = 0$
$m5 = -1,44 \cdot 10^{-12}$	$m6 = -2,34 \cdot 10^{-12}$	$m7 = 4,14 \cdot 10^{-5}$	$m8 = 0,039$	$m9 = -0,13$

Fonte: O Autor

O modelo consumo para o *Mixer* p_{mixer} é apresentado na em (4.2)

$$p_{mixer} = MCcoef + m1 \cdot Tech + m2 \cdot f_u + m3 \cdot f_c + m4 \cdot bw + m5 \cdot f_{min} + m6 \cdot f_{max} + m7 \cdot g + m8 \cdot iip3 + m9 \cdot \frac{1}{(nf - 1)} \quad (4.2)$$

4.1.3 Limites dos componentes

Agora que o modelo de consumo foi apresentado, pode-se aplicar o mesmo no algoritmo de otimização proposto por LOLIS (2011), seu funcionamento é apresentado na Figura 3.1.

A otimização deve respeitar alguns limites, os parâmetros máximos e mínimos são apresentados na Tabela 4.3, todos os parâmetros são expressos em dB, exceto o *IIP3* que se dá em dBm. Como os modelos de consumo apresentados do trabalho foram feitos para o LNA e *Mixer*, os demais limites continuam respeitando os dados apresentados na Tabela 2.2.

TABELA 4.3 – Restrições para os parâmetros dos Blocos

	RFF	LNA	MIX	BBF	VGA	ADC
G_{min}	-2	6,6	-4,2	0	0	0
G_{max}	-2	22,1	26,6	0	40	0
NF_{min}	2	1	3,9	20	5	40
NF_{max}	2	5,3	24	40	60	70
$IIP3_{min}$	-	-12,5	-13	10	15	20
$IIP3_{max}$	-	19	21,9	35	40	45

Fonte: O Autor

4.1.4 Otimização com o novo modelo de consumo

Para validação de otimização foi utilizado-se o mesmo algoritmo que (STROSKI, 2016), o mesmo tem como função objetivo minimizar, o consumo de potência do receptor de rádio frequência limitando os valores máximos definidos por (3.2), (3.3) e (3.4). Além destes foram utilizados os limites impostos pela Tabela 4.3.

Os resultados obtidos para os parâmetros por blocos após a otimização podem ser observados no Quadro 4.3.

Quadro 4.3 – Consumo em mW para otimização do modelo proposto

	Filtro RF	LNA	Mixer	Filtro BB	VGA	ADC	TOTAL
Modelo Proposto 1 Otimizado por Stroski (2016)							
$SNR_{deg}(dB)$	2,00	2,53	0,82	0,22	0,92	0,39	6,89
$\lambda_i(dB)$	0,00	0,12	1,40	0,27	0,78	0,19	3,00
$G_i(dB)$	-2,00	12,16	11,10	0,00	24,58	0,00	45,84
$NF_i(dB)$	2,00	2,53	8,53	13,95	20,61	42,11	6,89
$IIP3_i(dBm)$	16,69	-12,0	-4,94	13,74	8,43	24,23	-19,05
$P(mW)$	0,00	0,33	0,17	0,01	0,18	1,60	2,28
Modelo Proposto 2 Otimizado por Stroski (2016)							
$SNR_{deg}(dB)$	2,00	1,00	1,80	1,22	0,95	0,02	7,00
$SNDR_{deg}(dB)$	0,00	0,04	0,88	1,08	0,98	0,02	3,00
$G_i(dB)$	-2,00	18,85	20,19	0,00	19,17	0,00	56,22
$NF_i(dB)$	2,00	1,00	17,06	36,97	36,97	40,00	7,00
$IIP3_i(dBm)$	16,69	-8,52	2,80	23,19	23,19	45,00	-18,99
$P(mW)$	0,00	9,25	52,39	50,13	50,13	3,20	165,11
Modelo Proposto pelo Autor com otimização							
$SNR_{deg}(dB)$	2,00	2,07	0,82	0,54	0,66	0,84	6,94
$SNDR_{deg}(dB)$	0,00	0,04	0,73	0,17	1,83	0,16	3,00
$G_i(dB)$	-2,00	22,10	11,83	0,00	19,26	0,00	51,19
$NF_i(dB)$	2,00	2,07	17,44	28,04	29,54	50,58	6,94
$IIP3_i(dBm)$	16,69	-9,10	6,66	24,81	16,50	27,79	-19,03
$P(mW)$	0,00	13,09	7,19	0,00	0,04	0,80	21,13

Fonte: O Autor

Observa-se que todos os valores para os parâmetros encontrados após a

otimização permanecem dentro dos limites estipulados na Tabela 4.3.

Classicamente considera-se que a maior linearidade deve estar presente nos primeiros blocos, portanto a distribuição visa minimizar os parâmetros de ruído nos primeiros blocos e a linearidade dos últimos.

No presente trabalho não foi possível realizar os testes para os 3 casos analisados por Stroski (2016), essa análise poderá ser realizada em um próximo trabalho, o mesmo apresentando o modelo de consumo para os demais blocos.

A Tabela 4.4 apresenta a comparação do consumo de potência para diferentes modelos de consumo, observa-se que o modelo proposto apresenta apenas a potência total gasta com a otimização, não sendo possível verificar a redução em relação a média.

TABELA 4.4 – Tabela comparativa de consumo de potência com modelos utilizados por Stroski (2016) e o modelo proposto pelo autor

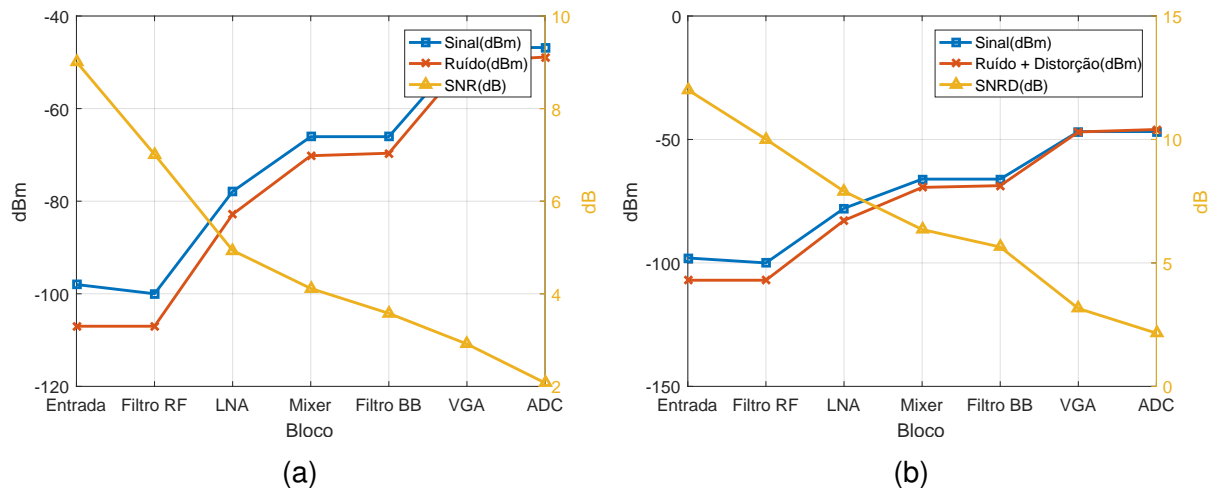
	Modelo 1	Modelo 2	Modelo Proposto
Uniforme	15,37 mW	447,6 mW	-
$1 - x$ para SNR_{deg} e $SNRD_{deg}$	6,72 mW	341,29 mW	-
$1 - x$ para SNR_{deg} e x para $SNRD_{deg}$	11,64 mW	325,86 mW	-
Média	11,24 mW	371,58 mW	-
Com Otimização	2,28 mW	165,11 mW	21,13 mW
Redução em relação a Média	83 %	48,8 %	-

Fonte: Adaptado de Stroski (2016)

As Figuras 4.5a e 4.5b são gráficos que mostram que o SNR e o SNDR, permaneceram dentro da norma estipulada antes de realizar a otimização. Existe uma observação contra intuitiva onde tem-se um dos primeiros blocos LNA com alto ganho

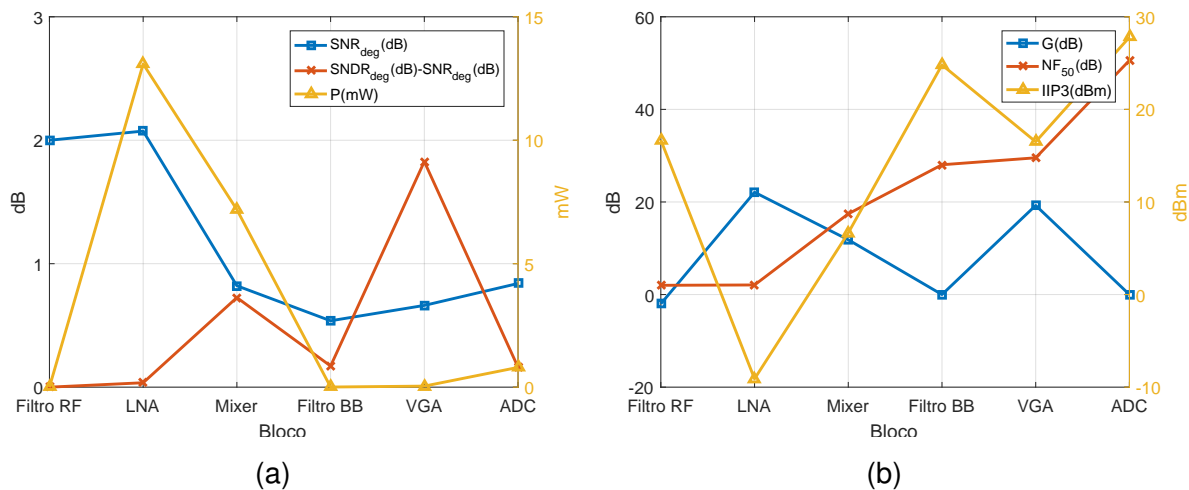
de entrada.

FIGURA 4.5 – Potência do sinal útil, do ruído e da relação sinal ruído por bloco para (a) teste de sensibilidade e (b) $IIP3$



Fonte: O Autor

FIGURA 4.6 – Degradação do SNR , degradação do SNR_{deg} e potência estimada do bloco (a). Parâmetros de desempenho do bloco (b).



Fonte: O Autor

5 CONCLUSÃO

Preocupando-se com uma maneira de otimização dos modelos de consumo de potência, de um receptor de rádio frequência, a proposta desse trabalho é determinar um modelo de consumo que represente a potência de consumo de um receptor de RF em função de seus indicadores.

Inicialmente, esperava-se que o modelo fosse explicado pelos seguintes parâmetros: Ganho g , Figura de Ruído nf e linearidade $IIP3$. Porém após realizados os testes de regressão linear múltipla constatou-se que apenas esses parâmetros não seriam suficientes para análise do comportamento do consumo para os blocos (LNA e *Mixer*). Optou-se então por trabalhar com outros indicadores que têm influência sobre o consumo do bloco: $Tech$, f_{min} , f_{max} , bw , f_u e f_c .

Adotando tais parâmetros foi possível encontrar um modelo de consumo que dentro das amostras utilizadas, mostravam um erro relativo entre a potência calculada e a potência medida inferior a 12% partido de tais amostras, obteve-se os coeficientes que são utilizados no modelo de consumo do LNA p_{lna} e no modelo de consumo do *Mixer* p_{mixer} .

Após essa primeira etapa, aplicou-se o modelo de consumo em um algoritmo de otimização para especificação de receptores de RF, tendo como objetivo encontrar o bloco que atende as especificações pré estabelecidas e proporcionam o menor ganho.

Para uma próximo trabalho fica observa-se a necessidade da coleta de dados para os demais blocos do receptor RF não abordados no presente trabalho, para que com os dados seja criado modelos de consumo com o mesmo embasamento, podendo assim conhecer a resposta de degradação do receptor como um todo para o mesmo

modelo de consumo.

Pode-se também complementar o trabalho realizando a validação com casos já existentes como Stroski (2016) realizou.

REFERÊNCIAS

- BAPTISTA, M. C. P. *Identificação e Caracterização da Modulação dos Sinais Digitais em RF*. [S.l.]: Dissertação (Mestrado) - Universidade de Aveiro, Portugal., 2008. Citado na página 21.
- BREDERLOW, R. et al. A mixed-signal design roadmap. *IEEE Council on Electronic Design and Automation*, 18, Issue: 6, IEEE, p. 34–46, 2001. Citado 3 vezes nas páginas 16, 41 e 42.
- DAVID, R. P. *Técnica de Estimação de Canal Utilizando Símbolos Pilotos em Sistemas OFDM*. [S.l.]: Publicação Acadêmica - Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro - PUC-RIO, Rio de Janeiro., 2007. Citado na página 20.
- ETSI. *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception (3GPP TS 36.101 version 10.3.0 Release 10)*. [S.l.]: European Telecommunications Standards Institute, 2011. <http://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136100_136199/136101/10.03.00_60/ts_136101v100300p.pdf>. Acesso em 08 jun. 2018. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 24.
- FENG, W.-S. et al. Low power design for rf circuits. In: IEEE. *Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC), 2011*. [S.l.], 2011. v. 1, p. 657–660. Citado na página 17.
- FRIIS, H. T. Noise figures of radio receivers. *Proceedings of the IRE*, IEEE, v. 32, n. 7, p. 419–422, 1944. Citado na página 15.
- GU, Q. *RF system design of transceivers for wireless communications*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2005. Citado 2 vezes nas páginas 16 e 43.
- HAYKIN, S. *Sistemas de Comunicação - 4ª ed.* [S.l.]: Bookman, 2007. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 26.
- HOFFMANN, R. et al. *Análise de regressão: uma introdução à econometria*. [S.l.]: O autor, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 38, 39 e 40.
- LEE, T. H. *The Design Of Cmos Radio-Frequency Integrated Circuits – 1ª ed.* [S.l.]: Cambridge University Press 1998, 2001. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 29.
- LOLIS, L. et al. System design of bandpass sampling rf receivers. In: *2009 16th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems-(ICECS 2009)*. [S.l.: s.n.], 2009. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 45.
- LOLIS, L. H. A. *Agile Bandpass Sampling RF Receivers for low power Applications*. [S.l.]: Thèse (Docteur en Microélectronique) - École Doctorale des Sciences Physiques et de L'ingénieur, Bordeaux, France, 2011. Citado 7 vezes nas páginas 16, 18, 31, 34, 44, 45 e 60.
- MARQUES, J. M. *Notas de aula de análise multivariada aplicada à pesquisa*. [S.l.]: Curitiba: UFPR, 2015. Citado 4 vezes nas páginas 37, 38, 39 e 40.

- MOHAMED, M. et al. Performance analysis of lte-advanced physical layer. *IJCSI/ International Journal of Computer Science*, v. 11, n. 1, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.
- PINTO, E. L.; ALBUQUERQUE, C. P. A técnica de transmissão ofdm. *Revista Científica Periódica - Telecomunicações*, Revista Científica Periódica, v. 5, Junho 2002. Citado na página 21.
- QIZHENG, G. *RF System Design of Transceivers for Wireless Communications – 1ª ed.* [S.l.]: Springer, 2006. Citado 8 vezes nas páginas 15, 27, 28, 29, 30, 31, 32 e 33.
- RAZAVI, B. *RF Microelectronics – 2ª ed.* [S.l.]: Prentice Hall, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 35.
- SESIA, S.; TOUFIK, I.; BAKER, M. *LTE - The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice.* [S.l.]: Wiley, 2009. ISBN 9780470978641. Citado 4 vezes nas páginas 19, 20, 21 e 23.
- SHAHID, S.; MOHAMMAD, S. *Designing of LTE-Advanced Downlink Transceiver on a Physical Layer.* 2013. Citado na página 23.
- SHENG, W.; EMIRA, A.; SÁNCHEZ-SINENCIO, E. Cmos rf receiver system design: A systematic approach. *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS PART 1 REGULAR PAPERS*, IEEE, v. 53, n. 5, p. 1023, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 42.
- SILVA, J. G. d. *Correlações.* 2014. <<https://segredosdaestatistica.wordpress.com/semanas/semana-5-correlacoes/>>. Acesso em 15 maio 2018. Citado na página 37.
- STROSKI, P. N. *Dimensionamento Sistêmico Otimizado de Receptores de Rádiofrequência Baseado em Modelos de Consumo de Potência.* [S.l.]: Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Paraná, Brasil., 2016. Citado 11 vezes nas páginas 10, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 53, 61, 62 e 65.
- TELECO. *4G: Frequências e licitações.* 2015. <http://www.teleco.com.br/4g_freq.asp>. Acesso em 15 set. 2018. Citado na página 47.
- _____. *Tecnologia PLC I: Modulação.* 2017. <http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialplcalt1/pagina_4.asp>. Acesso em 15 abril 2018. Citado na página 21.
- ZAPATA, C. *Ferramenta para modelagem de sistemas de comunicação.* [S.l.]: Tese (Mestrado em Microeletrônica). – Escola Politécnica Universidade de São Paulo (USP), São Paulo., 2007. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 31.

ANEXO A – REFERÊNCIAS ARTIGOS PARA COLETA DE DADOS

A.1 REFERÊNCIAS LNA

TABELA A.1 – Referências Artigos LNA

Referências	
[1]	Blaakmeer, S.C. ; IC Design Group, Twente Univ., Enschede ; Klumperink, E.A.M. ; Leenaerts, D.M.W. ; Nauta, B.; "Wideband Balun-LNA With Simultaneous Output Balancing, Noise-Canceling and Distortion-Canceling"; Solid-State Circuits, IEEE Journal of (Volume:43 , Issue: 6) RFIC Virtual Journal, IEEE.
[2]	Chironi, V. ; Dept. of Innovation Eng., Univ. of Salento, Lecce, Italy ; D'Amico, S. ; De Matteis, M. ; Baschiroto, A.; "A dual-band balun LNA resilient to 5–6 GHz WLAN blockers for IR-UWB in 65nm CMOS"; IC Design & Technology (ICICDT), 2013 International Conference on.
[3]	Lee, S. ; NXP Semicond., Eindhoven ; Bergervoet, J. ; Harish, K.S. ; Leenaerts, D. more authors.; "A Broadband Receive Chain in 65nm CMOS"; Solid-State Circuits Conference, 2007. ISSCC 2007. Digest of Technical Papers. IEEE International.
[4]	Ming-Hsien Tsai ; Dept. of Electr. Eng., Nat. Tsing Hua Univ., Hsinchu, Taiwan ; Hsu, S.S.H. ; Tan, K.K.W.; "A low noise amplifier co-designed with ESD protection circuit in 65-nm CMOS"; Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International.
[5]	Popuri, S. ; Josef Ressel Center for Integrated CMOS RF Syst. & Circuits Design, Carinthia Univ. of Appl. Sci., Villach, Austria ; Xiang, X. ; Sturm, J.. "A wideband resistive feedback balun LNA in 65 nm CMOS technology"; Microelectronics (Austrochip), 22nd Austrian Workshop on.
[6]	Geis, A. ; Rolain, Y. ; Vandersteen, G. ; Craninckx, J.; "A 0.045mm ² 0.1–6GHz reconfigurable multi-band, multi-gain LNA for SDR"; Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), 2010 IEEE.
[7]	Bagheri, Rahim ; Dept. of Electr. Eng., California Univ., Los Angeles, CA ; Mirzaei, A. ; Chehrizi, S. ; Heidari, M.E. more authors;"An 800-MHz–6-GHz Software-Defined Wireless Receiver in 90-nm CMOS"; Solid-State Circuits, IEEE Journal of (Volume:41 , Issue: 12) .

TABELA A.1 - Continuação

Referências

- [8] Becerra-Alvarez, E.C. ; Inst. de Microelectron. de Sevilla, Univ. de Sevilla, Sevilla, Spain ; Sandoval-Ibarra, F. ; de la Rosa, J.M.; "Adaptive CMOS LNAs for beyond-3G RF receivers - A multi-standard GSM/WCDMA/BT/WLAN case study"; Circuits and Systems, 2009. ISCAS 2009. IEEE International Symposium on.
-
- [9] C. P. Chang, J.-A. Hou, J. Su, C.-W. Chen, T.-S. Liou, S.-C. Wong, and Y.-H. Wang, "A high gain and low supply voltage LNA for the direct conversion application with 4-KV HBM ESD protection in 90-nm RF CMOS," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. , vol. 16, no. 11, pp. 612– 614, Nov. 2006.
-
- [10] D. Linten, L. Aspemyr, W. Jeamsaksiri, J. Ramos, A. Mercha, S. Jenei, S. Thijs, R. Garcia, H. Jacobsson, P. Wambacq, S. Donnay, and S. Decoutere, "Low-power 5 GHz LNA and VCO in 90 nm RF CMOS," in VLSI Symp. Tech. Dig. ,Jun. 2004, pp. 372–375.
-
- [11] El-Nozahi, M. ; Dept. of Electr. & Comput. Eng., Texas A&M Univ., College Station, TX, USA ; Helmy, A.A. ; Sanchez-Sinencio, E. ; Entesari, K.; "An Inductor-Less noise-Cancelling Broadband Low Noise Amplifier With Composite Transistor Pair in 90 nm CMOS Technology". Solid-State Circuits, IEEE Journal of (Volume:46, Issue: 5)
-
- [12] Griffith, D. ; Texas Instruments, Dallas, TX.; "A +7.9dBm IIP3 LNA for CDMA2000 in a 90nm digital CMOS process"; Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2006 IEEE.
-
- [13] Linten, D. ; IMEC, Leuven, Belgium ; Thijs, S. ; Natarajan, M.I. ; Wambacq, P. more authors, "A 5-GHz fully integrated ESD-protected low-noise amplifier in 90-nm RF CMOS", Solid-State Circuits, IEEE Journal of (Volume:40 , Issue: 7).
-
- [14] Vidjokovic, M. ; Tech. Univ. of Eindhoven, Eindhoven ; Sanduleanu, M. ; van der Tang, J. ; Baltus, P. more authors;"A 1.2 V, Inductorless, Broadband LNA in 90 nm CMOS LP ";Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2007 IEEE.
-
- [15] Bevilacqua, A. ; Dipt. di Ingegneria dell'Informazione, Univ. di Padova ; Sandner, C. ; Gerosa, A. ; Neviani, A.; "A fully integrated differential CMOS LNA for 3-5-GHz ultrawideband wireless receivers"; Microwave and Wireless Components Letters, IEEE (Volume:16 , Issue: 3)
-

TABELA A.1 - Continuação

Referências

- [16] Datta, S. ; Electron. & Electr. Commun. Eng. Dept., IIT Kharagpur, Kharagpur, India ; Datta, K. ; Dutta, A. ; Bhattacharyya, T.K., "Fully Concurrent Dual-Band LNA perating in 900 MHz/2.4 GHz Bands for Multi-standard Wireless Receiver with Sub-2dB Noise Figure", Emerging Trends in Engineering and Technology (ICETET), 2010 3rd nternational conference on.
-
- [17] J. Jussila and P. Sivonen, "A 1.2-V highly linear balanced noise-can-celling LNA in 0.13-um CMOS," IEEE J. Solid-State Circuits , vol. 43, no. 3, pp. 579–587, Mar. 2008.
-
- [18] Wei-Hung Chen ; Univ. of California, Berkeley ; Gang Liu ; Zdravko, B. ; Niknejad, A.M.; "A Highly Linear Broadband CMOS LNA Employing Noise and Distortion Cancellation"; Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2007 IEEE .
-
- [19] Yuan-Wen Hsiao ; Inst. of Electron., Nat. Chiao-Tung Univ., Hsinchu ; Ming-Dou Ker, "A 5-GHz Differential Low-Noise Amplifier With High Pin-to-Pin ESD Robustness in a 130-nm CMOS Process", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on (Volume:57 , Issue: 5).
-
- [20] Alavi-Rad, H. ; Dept. of Electr. Eng., Islamic Azad Univ., Langaroud, Iran ; Ziabakhsh, S. ; Ziabakhsh, S. ; Yagoub, M.C.E.; "A 0.9V CMOS 3-5 Ghz broadband flat gain low-noise amplifier for ultra-wide band receivers"; Electrical and Computer Engineering, Canadian Journal of (Volume:36 , Issue: 2) .
-
- [21] Chih-Yuan Kao ; Dept. of Commun. Eng., Yuan Ze Univ., Jhongli ; Yueh-Ting Chiang ; Jeng-Rern Yang; "A concurrent multi-band low-noise amplifier for WLAN/WiMAX applications"; Electro/Information Technology, 2008. EIT 2008. IEEE International Conference on
-
- [22] Kwangseok Han ; Korea Adv. Inst. of Sci. & Technol., Daejeon, South Korea; Gil, J. ; Seong-Sik Song ; Jeonghu Han, more authors; "Complete high-frequency thermal noise modeling of short-channel MOSFETs and design of 5.2-GHz low noise amplifier". Solid-State Circuits, IEEE Journal of (Volume:40 , Issue: 3)
-
- [23] Rongwen Xu ; Key Lab. of RF Circuits & Syst., Hangzhou Dianzi Univ., Hangzhou, China ; Lingling Sun ; Jincai Wen; "A highly linear wideband CMOS LNA adopting current amplification and distortion cancellation."; Solid-State and Integrated-Circuit Technology, 2008. ICSICT 2008. 9th International Conference on .
-
- [24] Tae-Sung Kim ; Sch. of Inf. & Commun. Eng., Sungkyunkwan Univ., Suwon ; Byung-Sung Kim, "Linearization of differential CMOS low noise amplifier using cross-coupled post distortion canceller," in IEEE RFIC Symp. Dig. , Jun. 2008, pp. 83–86.
-

TABELA A.1 - Continuação

Referências

- [25] Yo-Sheng Lin ; Dept. of Electr. Eng., Nat. Chi Nan Univ., Puli, Taiwan ; Chien-Chin Wang ; Guan-Lin Lee ; Chih-Chung Chen; "High-Performance Wideband Low-Noise Amplifier Using Enhanced π -Match Input Network"; Microwave and Wireless Components Letters, IEEE (Volume:24 , Issue: 3)
-
- [26] Yousef, K. ; Elecectronics & Commun. Eng. Dept., E-JUST, Alex, Egypt ; Jia, H. ; Pokharel, R. ; Allam, A. more authors.; "A 0.18 μm CMOS current reuse ultra-wideband low noise amplifier (UWB-LNA) with minimized group delay variations"; European Microwave Integrated Circuit Conference (EuMIC), 2014 9th.
-
- [27] Yueh-Hua Yu ; Dept. of Electr. Eng., Nat. Taiwan Univ., Taipei, Taiwan ; Yong-Sian Yang ; Yi-Jan Chen; "A Compact Wideband CMOS Low Noise Amplifier With Gain Flatness Enhancement "; Solid-State Circuits, IEEE Journal of (Volume:45 , Issue: 3)
-
- [28] Zhigong Wang ; Div. of Circuits & Syst., Nanyang Technol. Univ., Singapore, Singapore ; Kiat Seng Yeo ; Kaixue Ma ; Zhigong Wang.; "An inductorless and capacitorless LNA with noise and distortion cancelation"; Computer Research and Development (ICCRD), 2011 3rd International Conference on (Volume:3).
-

A.2 REFERÊNCIAS MIXER

TABELA A.2 – Referências Misturador

Referências	
[1]	Vahidfar, M.B. ; Univ. degli studi di Pavia, Pavia ; Shoaiei, O., "A High IIP2 Mixer Enhanced by a New Calibration Technique for Zero-IF Receivers", Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on (Volume:55 , Issue: 3).
[2]	Hampel, S.K. ; Inst. for Radiofreq. & Microwave Eng., Leibniz Univ. Hannover, Hannover, Germany ; Schmitz, O. ; Tiebout, M. ; Rolfes, I., "Inductorless Low-Voltage and Low-Power Wideband Mixer for Multistandard Receivers", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on (Volume:58 , Issue: 5).
[3]	Schweiger, K. ; Inst. of Electrodynamics, Microwave & Circuit Eng., Vienna Univ. of Technol., Vienna, Austria ; Zimmermann, H., "Highly linear down-conversion mixer in 65nm CMOS for a high supply voltage of 2.5V", Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems (DDECS), 2010 IEEE 13th International Symposium on.
[4]	Keping Wang ; VIRTUS, IC Design Center of Excellence, Nanyang Technological University, 639798, Singapore ; Kaixue Ma ; Wanxin Ye ; Kiat Seng Yeo more authors, "A low voltage low power highly linear CMOS quadrature mixer using transconductance cancellation technique", Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International.
[5]	Keping Wang ; Wireless Sensing Lab., Univ. of Washington, Seattle, WA, USA ; Xuemei Lei, "CMOS low-power bandwidth-improved derivative superposition mixer using parasitic NPN BJTs", Electronics Letters (Volume:49 , Issue: 25).
[6]	Tsung-Yu Yang ; Dept. of Electr. Eng., National Central Univ., Chungli ; Hsin-Lung Tu ; Hwann-Kaeo Chiou, "Low-voltage high-linear and isolation transformer based mixer for direct conversion receiver", Circuits and Systems, 2006. ISCAS 2006. Proceedings. 2006 IEEE International Symposium on.
[7]	Hua Shen ; Beijing Inst. of Technol., Beijing ; Li-wu Yang ; Xin Lv, "A 0.13 μm CMOS low-voltage high-linearity mixer for UWB receiver", Microwave and Millimeter Wave Technology, 2007. ICMMT '07. International Conference on.
[8]	Choi, K. ; Carnegie Mellon Univ., Pittsburgh ; Dong Hun Shin ; Yue, C.P., "A 1.2-V, 5.8-mW, Ultra-Wideband Folded Mixer in 0.13- μm CMOS", Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2007 IEEE.
[9]	Theodoratos, G. ; Nat. Tech. Univ. of Athens, Athens ; Papananos, Y. ; Vitzilaios, G., "A Low-Voltage 5-GHz Downconversion Mixer Employing A Second Harmonic Injection Linearization Technique", Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on (Volume:54 , Issue: 11).

TABELA A.2 - Continuação

Referências

-
- [10] Jeong-Bae Seo ; Hanyang Univ., Seoul ; Kun-Man Park ; Jong-Ha Kim ; Jin-Hong Park, more authors, "A Low-Noise UWB CMOS Mixer Using Switched Biasing Technique", Radio-Frequency Integration Technology, 2007. RFIT 007. IEEE International Workshop on.
-
- [11] Jehyung Yoon ; Pohang Univ. of Sci. & Technol., Gyeongbuk ; Huijung Kim ; Changjoon Park ; Jinho Yang, more authors, "A New RF CMOS Gilbert Mixer With Improved Noise Figure and Linearity" Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on (Volume:56 , Issue: 3).
-
- [12] Ho, S.S.K. ; Dept. of Electr. & Comput. Eng., Queen's Univ., Kingston, ON, Canada ; Saavedra, C.E., "A CMOS Broadband Low-Noise Mixer With Noise Cancellation", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on (Volume:58 , Issue: 5).
-
- [13] Song Hu ; State Key Lab. of ASIC & Syst., Fudan Univ., Shanghai, China ; Yumei Huang ; Zhiliang Hong, "An improved mixer with high-precision automatic sweet-spot biasing and active-inductor-based harmonic suppression", Radio-Frequency Integration Technology (RFIT), 2011 IEEE International Symposium on.
-
- [14] Dawei Zhao ; Nat. Mobile Commun. Res. Lab., Southeast Univ., Nanjing, China ; Fengyi Huang ; Xusheng Tang ; Xiaopeng Sun, "A 0.7–6 GHz low-voltage broadband folded mixer in 0.13-um CMOS", Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 2012 International Conference on (Volume:1).
-
- [15] Xuezhen Wang ; Dept. of Electr. & Comput. Eng., Iowa State Univ., Iowa City, IA, USA ; Weber, R., "A novel low-voltage low-power 5.8 GHz CMOS down-conversion mixer design", Radio and Wireless Conference, 2003. RAWCON '03. Proceedings.
-
- [16] Xuezhen Wang ; Dept. of Electr. & Comput. Eng., Iowa State Univ., Ames, IA, USA ; Weber, R. ; Degang Chen, "A novel 1.5 V CMFB CMOS down-conversion mixer design for IEEE 802.11 A WLAN systems", Circuits and Systems, 2004. ISCAS '04. Proceedings of the 2004 International Symposium on (Volume:4).
-
- [17] Safarian, A.Q. ; Univ. of California, Irvine, CA, USA ; Yazdi, A. ; Heydari, P., "Design and analysis of an ultrawide-band distributed CMOS mixer", Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, IEEE Transactions on (Volume:13 , Issue: 5).
-
- [18] Ming-Feng Huang ; Dept. of Electr. Eng., Nat. Chung-Cheng Univ., Chia-Yi ; Shuenn-Yuh Lee ; Kuo, C.J., "A 5.25 GHz Even Harmonic Mixer for Low Voltage Direct Conversion Receivers", Asian Solid-State Circuits Conference, 2005.
-

TABELA A.2 - Continuação

Referências

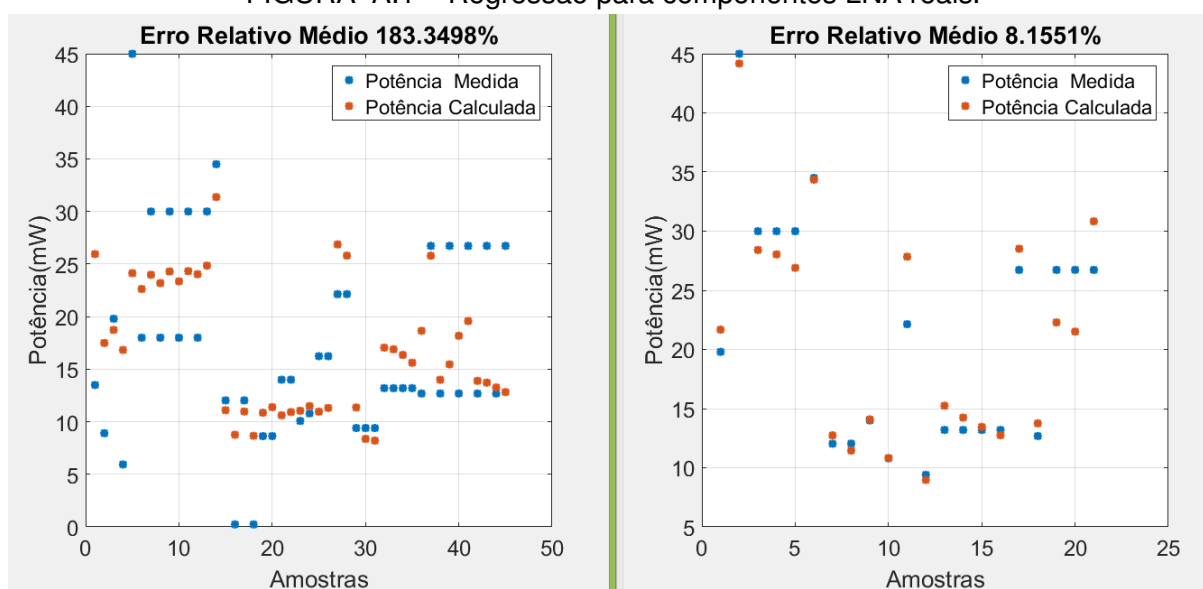
- [19] Ming-Feng Huang ; Dept. of Electr. Eng., Nat. Chung Cheng Univ., Chia-Yi, Taiwan ; Kuo, C.J. ; Shuenn-Yuh Lee, "A 5.25-GHz CMOS folded-cascode even-harmonic mixer for low-voltage applications", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* (Volume:54 , Issue: 2).
-
- [20] Alam, S.K. ; Dept. of Electr. & Comput. Eng., Ohio State Univ., Columbus, OH ; DeGroat, J., "A 2 GHz high IIP3 down-conversion mixer in 0.18- μm CMOS", *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, 2006. Digest of Papers. 2006 Topical Meeting on.
-
- [21] Wang, H.-Y. ; Dept. of Electr. Eng., Nat. Cheng Kung Univ., Tainan ; Wei, K.-F. ; Lin, J.-S. ; Chuang, H.-R., "A 1.2-V low LO-power 3–5 GHz broadband CMOS folded-switching mixer for UWB receiver", *Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, 2008. RFIC 2008. IEEE.
-
- [22] Wen-Shan Hxiao ; Grad. Inst. of Integrated Circuit Design, Nat. Changhua Univ. of Educ., Changhua, Taiwan ; Zhi-Ming Lin, "A 1-V 11.6-dBm IIP3 up-conversion mixer for UWB wireless system", *Circuits and Systems*, 2009. MWSCAS '09. 52nd IEEE International Midwest Symposium on.
-
- [23] Yang Gao ; RF&OEIC Res. Inst., Southeast Univ., Nanjing, China ; Fengyi Huang ; Jia Cheng ; Lianhong Wu, "A 3.1-4.8 GHz wideband mixer for MB-OFDM UWB receivers with improved noise performance", *Information, Computing and Telecommunication*, 2009. YC-ICT '09. IEEE Youth Conference on.
-
- [24] Ziabakhsh, S. ; Roudsar & Amlash Branch, Dept. of Electr. Eng., Islamic Azad Univ., Roudsar, Iran ; Cheraghi, G. ; Alavi-Rad, H., "A CMOS down-conversion mixer with high linearity and low noise figure in 0.18- μm technology ", *Circuits and Systems for Communications (ECCSC)*, 2010 5th European Conference on .
-
- [25] Wah Ching Lee ; Dept. of Electron. & Inf. Eng., Polytech. Univ. of Hong Kong, Kowloon, China ; Yi Shen ; Chiu Hoi Kuo ; Kim Fung Tsang, more authors, "A high conversion gain CMOS current bleeding mixer for 2.4 G wireless communication", *Wireless Mobile and Computing (CCWMC 2011)*, IET International Communication Conference on.
-
- [26] Mollaalipour, M. ; Integrated Circuits Res. Lab. (ICRL), Babol Univ. of Technol., Babol, Iran ; Naimi, H.M., "Volterra series analysis of down-conversion CMOS mixer with high IIP2 and IIP3", *Synthesis, Modeling, Analysis and Simulation Methods and Applications to Circuit Design (SMACD)*, 2012 International Conference on
-
- [27] Mollaalipour, M. ; Electr. & Comput. Eng. Dept., Babol Univ. of Technol., Babol, Iran ; Miari-Naimi, H., "An Improved High Linearity Active CMOS Mixer: Design and Volterra Series Analysis", *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on* (Volume:60 , Issue: 8).
-

TABELA A.2 - Continuação

Referências

- [28] Antunes, F.J. ; Inst. of Inf. Technol. & Syst. Eng., Fed. Univ. of Itajuba ; Pimenta, T.C. ; Moreno, R.L.", A $0.25\mu m$ CMOS Downconverter Mixer for 1.6GHz", TENCON 2006. 2006 IEEE Region 10 Conference.
- [29] Douss, S. ; Lab. d"Electron. et des Technol. de l"Inf., Nat. Sch. of Eng. of Sfax, Sfax, Tunisia ; Touati, F. ; Loulou, M., "Douss, S. ; Lab. d"Electron. et des Technol. de l"Inf., Nat. Sch. of Eng. of Sfax, Sfax, Tunisia ; Touati, F. ; Loulou, M.", Signal Processing and Communications, 2007. ICSPC 2007. IEEE International Conference on.
- [30] Douss, S. ; Sultan Qaboos Univ., Muscat ; Loulou, M. ; Touati, F., "A 3.1–4.8 GHz new CMOS mixer topology for IEEE 802.15.3a UWB standard receivers", Circuits and Systems, 2007. MWSCAS 2007. 50th Midwest Symposium on.
- [31] El-Shewekh, E.W. ; El-Saba, M.H., "Wide frequency range (30 M-1 GHz) low noise figure, low power, active CMOS mixer", Microelectronics, 2003. ICM 2003. Proceedings of the 15th International Conference on.

FIGURA A.1 – Regressão para componentes LNA reais.



Fonte: O Autor