CATALINA ZAPATA

**FERRAMENTA PARA MODELAGEM DE SISTEMAS DE
COMUNICAÇÃO**

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção do
Título de Mestre em Engenharia Elétrica

São Paulo
2007

CATALINA ZAPATA

**FERRAMENTA PARA MODELAGEM DE SISTEMAS DE
COMUNICAÇÃO**

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção do
Título de Mestre em Engenharia Elétrica

Área de Concentração:
Microeletrônica

Orientador:
Dr. Wilhelmus A. M. Van Noije

São Paulo
2007

Este exemplar foi revisado e alterado em relação à versão original, sob responsabilidade do autor e com anuência de seu orientador.

São Paulo, 27 de Agosto de 2007.

Catalina Zapata

Wilhelmus A. M. Van Noije

FICHA CATALOGRÁFICA

Zapata, Catalina

**Ferramenta para modelagem de sistemas de comunicação /
C. Zapata. -- São Paulo, 2007.
84 p.**

**Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade
de São Paulo. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrô-
nicos.**

**1.Sistemas de comunicação 2.Simulink 3.Matlab 4.Trans-
missores 5.Receptores 6.Circuitos de RF I.Universidade de São
Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de
Sistemas Eletrônicos II.t.**

SUMÁRIO

RESUMO	10
ABSTRACT	11
Capítulo 1 - Introdução.....	12
1.1 Motivação	13
1.2 Objetivos	14
1.3 Organização da dissertação	15
Capítulo 2 - Aspectos teóricos dos circuitos de RF.....	16
2.1. Não linearidade.....	17
2.1.1 Distorção harmônica	17
2.1.2 Distorção de intermodulação.....	18
2.1.3 Compressão de ganho	20
2.2 Cálculo da distorção	20
2.2.1 Ponto de compressão de um decibel (P_{1dB}).....	20
2.2.2 Ponto de interseção de terceira ordem (IP_3)	22
2.2.3 Ponto de interseção de segunda ordem (IP_2).....	23
2.3 Ruídos.....	24
2.3.1 Ruído térmico	24
2.3.2 Ruído Flicker.....	25
2.3.3 Ruído de fase	26
2.4 Cálculos típicos dos Sistemas de Comunicação de RF	27
2.4.1 Fator de ruído	28
2.4.2 Sensibilidade	28
2.4.3 Faixa dinâmica.....	29
2.5 Blocos em Cascata.....	30
2.6 Desempenho do sistema	32
Capítulo 3 - Sistemas de comunicação de RF	34
3.1 Sistemas de Transmissão.....	35
3.1.1 Transmissão por conversão direta.....	35
3.1.2 Transmissão por dupla conversão	36
3.2 Sistemas de Recepção	37
3.2.1 Arquitetura Heterodina.....	37
3.2.2 Arquitetura Homodina	40

3.2.3	<i>Arquiteturas Baixa IF e Wide-band</i>	42
3.2.4	<i>Arquiteturas com Rejeição de imagem</i>	42
3.2.5	<i>Receptores Digitais</i>	43
3.3	Simulink	44
3.4	Modelo comportamental baseado em blocos	45
3.4.1	<i>Bloco de não linearidade</i>	45
3.4.2	<i>LNA</i>	48
3.4.3	<i>MIXER</i>	49
3.4.4	<i>OSCILADOR LOCAL</i>	51
3.4.5	<i>FILTROS</i>	52
3.4.6	<i>Modelos para o ruído</i>	54
3.5	Metodologia para derivar os parâmetros NF e IIP ₃ do Receptor	55
3.5.1	<i>Cálculo da Figura de ruído requerida pelo receptor</i>	56
3.5.2	<i>Cálculo do IP₃ requerido pelo receptor</i>	56
3.5.3	<i>Exploração em nível de sistema</i>	58
Capítulo 4	- Implementação e Resultados	60
4.1	Análise de Blocos	61
4.2	Caso de estudo: “Especificação Bluetooth na camada de rádio”	63
4.2.1	<i>Especificações do sistema Bluetooth</i>	64
4.2.2	<i>Seleção de Arquiteturas</i>	64
4.2.3	<i>Das especificações do sistema as especificações do circuito</i>	69
4.2.4	<i>Medidas no Receptor</i>	70
Capítulo 5	– Conclusão e trabalhos futuros	75
5.1	Trabalhos futuros	76
Referências bibliográficas		77
Apêndice A		81
Apêndice B	– Código da interface gráfica	82

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1. Sistema Transceptor de RF.	13
Figura 2.1. Distorção harmônica.	18
Figura 2.2. Distorção de intermodulação.....	19
Figura 2.3. Interferência do produto IMD_3 na banda de interesse.....	20
Figura 2.4. Ponto de compressão de ganho.	21
Figura 2.5. Ponto de interseção de terceira ordem: (a) ganho de tensão (escala linear); (b) ganho em potência (escala logarítmica).	22
Figura 2.6. Modelo do ruído de entrada para um receptor.	25
Figura 2.7. Densidade espectral de potência do ruído $1/f$	26
Figura 2.8. Espectro do Oscilador Local.	26
Figura 2.9. Efeito do ruído de fase.	27
Figura 2.10. Potência máxima na saída do IMD_3	29
Figura 2.11. Faixa Dinâmica da potência de saída em função da potência de entrada.	30
Figura 2.12. Sistema composto por blocos em cascata.	31
Figura 2.13. Curvas das taxas de erro em função da SNR para vários tipos de demoduladores.	33
Figura 3.1. Sistema de comunicação de RF.....	35
Figura 3.2. Transmissor de Conversão Direta.	36
Figura 3.3. Transmissor com dupla Conversão.	37
Figura 3.4. Receptor Heterodino.	38
Figura 3.5. Compromisso do Q no filtro e a f_{IF} : (a) valor de f_{IF} baixo; (b) valor de f_{IF} alto.	40
Figura 3.6. Receptor Homodino.	40
Figura 3.7. Sinal do f_{LO} de uma senoidal (a), e de um exponencial complexo (b).	43
Figura 3.8. Receptor Digital.	44
Figura 3.9. Interface gráfica de usuário para obter os dados da simulação.	47
Figura 3.10. Modelo do polinômio de não linearidade extraído do Simulink.	48
Figura 3.11. Modelo comportamental em Simulink do LNA.	49
Figura 3.12. Resposta do mixer para os sinais de entrada f_{RF} e f_{LO}	50
Figura 3.13. Modelo comportamental do Mixer em Simulink.	51
Figura 3.14. Modelo comportamental do Oscilador Local extraído de Simulink.	52
Figura 3.15. Magnitude dos filtros Butterworth (a) e Chebishev (b)	53
Figura 3.16. Efeito da figura de ruído na SNR_{out}	54
Figura 3.17. Modelo comportamental do ruído $1/f$	55
Figura 3.18. Potência de canais adjacentes dentro de uma banda.	57
Figura 3.19. Interface gráfica de usuário para calcular o NF e IIP_3 de um Receptor.	58
Figura 3.20. Metodologia <i>TOP-DOWN</i> para o projeto de um sistema de comunicação.	59
Figura 4.1. Biblioteca dos blocos RF disponíveis em Simulink.	61
Figura 4.2. Análise de não linearidade: (a) para um ton; (b) para dois tons.	62
Figura 4.3. Análise do Fator de ruído dos blocos LNA e MIXER em cascata (a); análise do ruído total em função do ruído do <i>MIXER</i> (b) e em função do ganho do <i>LNA</i> (c).	63
Figura 4.4. Transmissor Bluetooth implementado em Simulink.	65
Figura 4.5. Sinais no transmissor: (a) sinal de entrada do filtro gaussiano; (b) sinal de saída do filtro, e (c) sinal modulado.	66
Figura 4.6. Resposta do filtro gaussiano dada pela equação (67).	67
Figura 4.7. Diagrama de blocos do Receptor.	68
Figura 4.8. Diagrama de blocos do demodulador em Simulink.	69
Figura 4.9. Distribuição do Ruído no Receptor.	69

Figura 4.10. Sistema Transceptor Bluetooth.	71
Figura 4.11. Resultado do BER com relação à potência de entrada e com relação à SNR.	72
Figura 4.12. IIP_3 do Receptor Bluetooth.	73
Figura 4.13. Compromisso no nível de entrada ao sistema: (a) potência baixa e (b) potência alta.	74

Dedicado a las mujeres de mi vida

Las que se me fueron: *Yolanda, Dilia, Josefa y Vilma.*

Y las que me quedan: *Patri, Durby, Yami, Tata y Claudia.*

También a mi hermanito, *Juan Carlos.* Y mi novio, *Angel.*

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador professor Wilhelmus, junto com o professor João pelo apoio e pela oportunidade de desenvolver este trabalho.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), pelos recursos econômicos dados através da bolsa de mestrado.

Ao Laboratório de Sistemas Integráveis (LSI) e seu pessoal:

Angélica, por agüentar morar comigo; Cris, por corrigir os erros do meu português ruim; Pablo, pela interseção desta pobre diaba; Armando e Hugo, pela ajuda e jantares; Fernando, Sergio, David, Ayrton, Cícero, Jairo, Ricardo, Tesoro e Jaime por alguns favores.

À Claudia, quem faz realidade todos meus sonhos e Angel, meu namorado quem me faz a vida mais feliz.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma ferramenta para a simulação de sistemas de comunicação utilizando modelos em alto nível para cada um dos blocos empregados. A ferramenta é baseada em modelos comportamentais de blocos de Radio Frequência (RF), o que reduz custos, tempo de simulação e permite um rápido diagnóstico de problemas precoces no projeto de um sistema de comunicação sem fio.

O desenvolvimento de blocos, como o LNA (Low Noise Amplifier), o MIXER, o LO (Oscillator Local) e o PA (Power Amplifier), facilita a implementação de qualquer arquitetura de Transmissão e de Recepção. Para isso foram levados em consideração efeitos de ruído, não linearidade e ganho no modelo dos blocos. Com isto se espera que a ferramenta ajude no projeto de circuitos integrados de um sistema de blocos em cascata, onde o usuário possa selecionar, configurar e simular o sistema. Na utilização da ferramenta é indispensável um conhecimento prévio das características e especificações em nível de sistema. Assim, se poderão fazer mudanças nos parâmetros de blocos, que permitirá então analisar compromissos existentes entre ruído, ganho e distorção do sinal através de todo o caminho, antes mesmo de se ter uma resposta definitiva.

A ferramenta de simulação é implementada em Simulink, que é um pacote (toolbox) de Matlab, amplamente utilizado no desenvolvimento de algoritmos e blocos de comunicação. A interação e ambiente gráfico da ferramenta facilitam o uso pelas pessoas envolvidas direta e indiretamente com o projeto de circuitos.

Finalmente, para verificar a ferramenta desenvolvida foi feito um estudo de caso, onde se modelou e simulou o padrão Bluetooth.

ABSTRACT

This work presents a tool for the simulation of Communication Systems using macromodels for each block used. The tool is based on behavioral models of Radio Frequency (RF) blocks, which minimize cost, simulation time and allows a fast determination of problems in the early phases of the design of a Wireless Communication System.

The development of blocks like the LNA (Low Noise Amplifier), the MIXER, the LO (Local Oscillator) and the PA (Power Amplifier), helps to implement any architecture for transmission and reception. For that, the effects of noise, non-linearity and gain in the behavioral model of the blocks were considered. With this, it is expected that the tool will help the design of integrated circuits of a system with cascade blocks, where the user can select, set up and simulate the system. In order to use the tool, previous knowledge of the characteristics and specifications of the system is necessary. In this way, it will be possible to change the parameters of blocks, allowing the analysis of tradeoffs between noise, gain and distortion of the signal through the system, before having a definite answer.

The tool is implemented in Simulink, which is a toolbox of Matlab, normally used in the development of communication blocks and algorithms. The graphic environment of the tool allows a straightforward use for people involved directly or indirectly with the Circuit Design.

Finally, in order to verify the developed tool, a case study was performed where the Bluetooth standard was modeled and simulated.

Capítulo 1 - Introdução

No projeto de circuitos eletrônicos é de vital importância o uso de simuladores especializados que facilitem o trabalho dos projetistas. Sua eficácia já foi comprovada através dos simuladores SPICETM, ELDO (Mentor Graphics) ou SPECTRE (Cadence), programas comumente usados para o projeto de circuitos eletrônicos em nível esquemático (resistor, capacitor, indutor e transistor) e que permitem a definição dos diferentes parâmetros dos dispositivos eletrônicos necessários para desempenhar uma função de acordo com uma especificação predeterminada.

Tais simuladores têm poupado tempo nas empresas de desenvolvimento tecnológico e nos grupos de pesquisa, mas o uso deles pode ser limitado pelo tamanho do circuito que se deseja fabricar. Considere-se, por exemplo, um sistema transmissor-receptor (*transceptor*) de Rádio Frequência (*RF*), como mostrado na Figura 1.1, cuja operação depende de vários projetos vinculados indiretamente, ou seja, o funcionamento de cada bloco tem que considerar as características dos blocos anteriores e posteriores a ele. Neste caso não seria viável fazer uso destas ferramentas primeiro pelo tempo que levaria a simulação e segundo pelo tamanho do circuito. Isto não quer dizer que seja impossível de se realizar, pelo contrario esta etapa de simulação é indispensável, porém é mais prático contar com uma ferramenta de alto nível seguindo uma metodologia do tipo “*TOP-DOWN*”, ou seja, com nível de abstração alto, a qual pode ajudar ao projetista encarregado de desenvolver o sistema.

Na Figura 1.1 mostra-se um *transceptor* e seus blocos típicos de *RF* (*Oscilador Local OL*, *Mixer*, *Amplificadores* e *Filtros*). Na fase de projeto TOP-DOWN estes blocos são representados por modelos comportamentais que simulam seu aspecto funcional de entrada e saída.

Figura 1.1. Sistema Transceptor de RF.

Criar modelos comportamentais dos blocos de *RF* com uma ferramenta versátil como Matlab/Simulink facilita a montagem e configuração de um sistema de comunicação de acordo com as especificações que se necessitem. Isto possibilita prever comportamentos no sistema conforme as mudanças aplicadas aos blocos, além de permitir analisar os compromissos que existem entre os parâmetros do sistema assim como testar o desempenho do mesmo. Tudo isso de forma rápida e com um tempo de simulação menor do que levaria um simulador em nível de transistores.

1.1 Motivação

Na atualidade a sociedade impõe exigências à tecnologia, e a cada dia ela oferece possibilidades antes não imaginadas. As pessoas que trabalham com o desenvolvimento tecnológico buscam estratégias que facilitem as suas pesquisas e na área das comunicações de *RF*, por exemplo, tem se desenvolvido vários tipos de sistemas de comunicação no transcurso dos últimos anos. Começou-se com os sistemas analógicos e neste momento se está trabalhando sobre uma mistura analógico e digital, enquanto nos últimos anos pesquisas

focam em uma forma praticamente digital que trará uma melhor qualidade na recepção da informação [1].

As ferramentas computacionais tem sido a chave neste desenvolvimento, devido a que tem contribuído com excelentes programas para a simulação de circuitos passivos e ativos, que por sua vez representam o nível mais baixo do sistema de comunicação de *RF*. Mesmo com tudo isso, há necessidade de criar blocos baseados em modelos comportamentais ou funcionais que facilitem aos projetistas a seleção, configuração e simulação dos sistemas.

Para projetistas que desenvolvem transceptores e que precisam projetá-los em pouco tempo é essencial o uso de modelos comportamentais em alto nível para os blocos de *RF* [2], já que eles ajudam a determinar a melhor arquitetura de um sistema e as características de cada componente, convertendo-se em uma boa estratégia usada no projeto de transceptores de *RF*.

Nos sistemas de comunicação existe um conjunto de fatores que interagem para melhorar ou piorar seu desempenho. Alguns destes fatores relacionam o sinal de interesse com o ruído, e outros estão relacionados com às características dos dispositivos eletrônicos, além de fatores externos difíceis de controlar, por isso é importante a implementação de ferramentas computacionais que permitam analisar o sistema como um todo, a fim de ter um conhecimento dos fenômenos que se apresentam nos blocos do transceptor e quais mais afetam seu desempenho. As ferramentas propostas e oferecidas pelo mercado não são facilmente acessíveis e nem se adaptam a todas as necessidades que se tem. Durante o desenvolvimento de uma ferramenta dedicada é mais fatível priorizar parâmetros de interesse, por exemplo, a não linearidade dos dispositivos. Além disso, se deixa aberta a possibilidade de melhorar, alterar e agregar mais funções à ferramenta.

1.2 Objetivos

A necessidade de uma ferramenta CAD especializada e apropriada para ajudar a projetar sistemas transceptores de *RF* estará sendo preenchida através do cumprimento dos seguintes objetivos:

- ✓ Desenvolver a modelagem e a simulação de um sistema transceptor *RF* usando Matlab/Simulink, que permita analisar o comportamento individual e coletivo dos blocos.
- ✓ Examinar através desta ferramenta os compromissos que existem no projeto do

sistema receptor, e determinar qual destes representa um gargalo.

- ✓ Realizar uma análise do nível de ruído e não-linearidade tolerada por um sistema, enquanto cada projetista modela o circuito em ambientes diferentes.
- ✓ Avaliar comportamentos em tempo e frequência dos modelos utilizados, realizando mudanças nos parâmetros dos blocos.
- ✓ Modelar diferentes cenários em condições totais ou parciais.

1.3 Organização da dissertação

O presente trabalho compõe-se de quatro capítulos, além deste introdutório. No segundo capítulo apresentam-se aspectos teóricos dos circuitos de *RF*, bem como os parâmetros mais representativos do sistema de comunicação. No terceiro capítulo faz-se uma revisão das arquiteturas de transmissores e receptores, os requerimentos e as especificações para a modelagem de transceptores de *RF*, todas as características importantes a serem consideradas no modelo comportamental de cada bloco e finalmente descreve a implementação em cada fase. No quarto capítulo, mostra-se a aplicação e os resultados da modelagem além de desenvolvimento de um caso de estudo. No quinto e último capítulo são apresentadas as conclusões assim como as recomendações para futuros trabalhos.

Capítulo 2 - Aspectos teóricos dos circuitos de RF

O desenvolvimento aprimorado da tecnologia CMOS (*Complementary Metal Oxide Silicon*) tem dado origem a múltiplos circuitos integrados (*CIs*) que tem sido base fundamental no avanço atual dos sistemas de comunicação sem fio. A popularidade e baixo custo destes *CIs* tem permitido também a possibilidade de integração de sistemas digitais com os analógicos, trazendo benefícios como o desenvolvimento de sistemas de comunicação implementados num mesmo chip *System-on-Chip (SoC)*.

A construção de um *SoC*, por exemplo, um *transceptor* de *RF* tem requerido muitos anos de pesquisa e vários projetos tem sido publicados com variações na arquitetura do sistema assim como na tecnologia usada na fabricação deles [3][4][5][6], do mesmo modo tem sido apresentadas vantagens e desvantagem num sistema com relação a outro.

Lembrando que um sistema de comunicação contém muitos componentes ativos como diodos e transistores e passivos como resistores, capacitores e indutores, sendo usados para construir amplificadores, mixer's, osciladores e filtros. Para cada um destes componentes é necessário conhecer as suas características de desempenho como ganho, ruído etc. Entre as principais características dos circuitos de *RF* estão as *não linearidades* e os *ruídos*, considerados como sinais indesejados. Tais efeitos fazem com que um *CI* de *RF* não tenha o comportamento ideal desejado. Os projetistas de circuitos de *RF* tentam otimizar seus circuitos, de forma que seja útil ao maior número de sistemas disponíveis, porém é relativamente difícil conseguir tais resultados.

2.1. Não linearidade

Em muitos sistemas a linearidade é definida como uma característica que permite ter na saída de um sistema, o mesmo espectro do sinal de entrada. Mas isso não ocorre em nenhum tipo de circuito ativo. A não linearidade num circuito pode introduzir componentes indesejados no sinal de saída, chegando ao ponto deles interferir com o sinal de interesse. Os fenômenos mais comuns de não linearidade são as *distorções harmônicas* e de *intermodulação* assim como a *compressão de ganho*. O efeito da não linearidade num sistema onde a saída atual depende da entrada atual, ou seja, sem memória, pode ser representado através da função de transferência mostrada em (1) [7]:

$$y(t) = \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \alpha_3 x^3(t) + \dots + \alpha_i x^i(t) \quad (1)$$

onde, $x(t)$ e $y(t)$ são os sinais de entrada e saída respectivamente, e os coeficientes $\alpha_1, \alpha_2, \dots$ e α_i relacionam o ganho linear do sistema e as não linearidades, respectivamente.

2.1.1 Distorção harmônica

A distorção harmônica é produzida quando o sinal de entrada satura um dispositivo, ou quando num dispositivo não linear se aplica um sinal de um ton, obtendo-se na saída alguns componentes em frequências múltiplas inteiras do ton de entrada. Se o sinal de entrada num sistema com função de transferência dada por (1) for $x(t) = A \cos(2\pi ft)$ o sinal na saída estará dado pela equação (2).

$$\begin{aligned} y(t) &= \alpha_1 A \cos(2\pi ft) + \alpha_2 A^2 \cos^2(2\pi ft) + \alpha_3 A^3 \cos^3(2\pi ft) + \dots \\ &= \frac{\alpha_2 A^2}{2} + \left(\alpha_1 A + \frac{3\alpha_3 A^3}{4} \right) \cos(2\pi ft) + \frac{\alpha_2 A^2}{2} \cos(2\pi(2f)t) + \frac{\alpha_3 A^3}{4} \cos(2\pi(3f)t) + \dots \quad (2) \end{aligned}$$

O segundo termo desta equação, que corresponde ao sinal desejado, deveria ser o ganho linear vezes a entrada, mas está sendo alterado pela amplitude e o ganho da terceira harmônica a qual se incrementa mais rápido porque envolve o termo A^3 . Também aparece uma componente de CC resultante dos termos de ordem par. Na Figura 2.1 pode-se ver a saída do sistema não linear com componentes harmônicos do sinal de entrada, nas frequências $2f$ e $3f$.

A distorção harmônica DH é definida como a taxa da amplitude do harmônico i , A_{DH_i} e a amplitude da frequência fundamental A_{f_0} [8].

$$DH_i = \frac{A_{DH_i}}{A_{f_0}} \quad (3)$$

Figura 2.1. Distorção harmônica.

Define-se como zona de pequenos sinais aquela onde a variação do sinal não é afetada pelos harmônicos de ordem superior. Assim para a componente fundamental, a zona de pequenos sinais ocorre quando $\frac{3\alpha_3 A^3}{4} \ll \alpha_1 A$. Mesmo operando com nível muito reduzido existem harmônicos na saída. Na operação em pequenos sinais, a taxa de crescimento dos harmônicos depende da sua ordem, de forma que o componente fundamental cresce com A , a segunda com A^2 e a terceira com A^3 , o que corresponde a crescimentos de $1dB$, $2dB$ e $3dB$ na saída, para cada $1dB$ na entrada. Assim, embora os vários harmônicos de ordem superior tenham uma amplitude mais baixa que o fundamental, a sua taxa de crescimento é maior.

2.1.2 Distorção de intermodulação

É o resultado da interação de dois ou mais tons com diferentes frequências no interior de um dispositivo não linear, produzindo na saída os harmônicos dos tons de entrada além dos produtos de intermodulação em frequências soma e diferença dos múltiplos dos componentes originais de entrada, tal que $f_{out} = mf_1 \pm nf_2$, onde m e n são números inteiros iguais ou maiores que a unidade, e a soma deles determina a ordem da intermodulação (IMD). Seja a entrada $x(t) = A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t)$ no sistema não linear representado por (1) a saída estará dada por (4).

$$y(t) = \alpha_1 (A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t)) + \alpha_2 (A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t))^2 + \\ + \alpha_3 (A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t))^3 \dots \quad (4)$$

Desconsiderando a componente de CC, assim como os harmônicos e usando as funções trigonométricas obtém-se:

Componentes fundamentais

$$\left(\alpha_1 A_1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_1^3 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_1 A_2^2 \right) \cos(2\pi f_1 t) + \left(\alpha_1 A_2 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_2^3 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_1^2 A_2 \right) \cos(2\pi f_2 t)$$

Produtos de intermodulação de 2ª ordem

$$\frac{\alpha_2 A_1^2}{2} \cos(2\pi(2f_1)t) + \frac{\alpha_2 A_2^2}{2} \cos(2\pi(2f_2)t) + \frac{\alpha_2 A_1 A_2}{2} \cos(2\pi(f_1 - f_2)t) + \frac{\alpha_2 A_1 A_2}{2} \cos(2\pi(f_1 + f_2)t)$$

Produtos de intermodulação de 3ª ordem, IMD_3 .

$$\begin{aligned} & \frac{3}{4} \alpha_3 A_1^2 A_2 \cos(2\pi(2f_1 + f_2)t) + \frac{3}{4} \alpha_3 A_1^2 A_2 \cos(2\pi(2f_1 - f_2)t) \\ & \frac{3}{4} \alpha_3 A_1 A_2^2 \cos(2\pi(2f_2 + f_1)t) + \frac{3}{4} \alpha_3 A_1 A_2^2 \cos(2\pi(2f_2 - f_1)t). \end{aligned} \quad (5)$$

Na Figura 2.2 são mostrados os componentes fundamentais e seus harmônicos associados f_1 , f_2 , $2f_1$, $2f_2$, além dos produtos de IMD_3 de terceira ordem $2f_1 - f_2$ e $2f_2 - f_1$.

Figura 2.2. Distorção de intermodulação.

A aparição destes produtos de IMD_3 em determinadas condições podem aparecer dentro da banda desejada conforme mostrado na Figura 2.3. Nesta figura o sinal desejado vem acompanhado de duas interferências, que produzirão uma distorção de intermodulação, na saída do dispositivo, e afetará o sinal de interesse dificultando sua separação.

A distorção de intermodulação IMD é definida como a taxa da amplitude do produto de intermodulação i , A_{IMDi} e a amplitude da frequência fundamental A_{f_0} . (6)

$$IMD_i = \frac{A_{IMDi}}{A_{fo}} \quad (6)$$

Figura 2.3. Interferência do produto IMD_3 na banda de interesse.

2.1.3 Compressão de ganho

A não linearidade reduz o ganho do sistema, isto pode ser visto avaliando a equação (2), onde o comportamento do componente fundamental na saída depende dos termos superiores de ordem ímpar, neste caso, a presença do termo $\frac{3}{4}\alpha_3 A^3$. Caso o circuito apresente uma característica de compressão, ou seja, o ganho na saída decresce com elevada amplitude de entrada, o termo de 3ª ordem deve ter sinal contrário à fundamental. Entretanto, um dispositivo pode exibir uma característica de expansão de ganho, situação em que o termo de 3ª ordem tem o mesmo sinal que a fundamental. O ponto que quantifica o efeito de compressão é chamado ponto de compressão de um decibel (P_{1dB}).

2.2 Cálculo da distorção

O cálculo da distorção de cada circuito de RF é caracterizado por alguns parâmetros de medida como o P_{1dB} e os pontos de interseção de intermodulação IP . Os valores destes pontos são fornecidos pelos fabricantes de CIs , permitindo ter uma aproximação da linearidade do circuito.

2.2.1 Ponto de compressão de um decibel (P_{1dB})

O ponto de compressão de um decibel é um ponto de referência onde a potência de saída do sinal real, é um decibel menor em relação à potência de saída do sinal considerando o

dispositivo como ideal, daí o seu nome. Este ponto pode ser encontrado através da seguinte hipótese: Seja a tensão do sinal de saída real, V_{real} , e a tensão de saída ideal, V_{ideal} ,

$$20 \log \left(\frac{V_{real}}{V_{ideal}} \right) = -1dB \quad (7)$$

Da equação (2) vemos que a saída real e a ideal estão dadas por:

$$\log \left(\frac{\alpha_1 A_{1dB} + \frac{3}{4} \alpha_3 A_{1dB}^3}{\alpha_1 A_{1dB}} \right) = \frac{-1dB}{20} \quad (8)$$

Substituindo os valores tem-se:

$$\left(\frac{\alpha_1 A_{1dB} + \frac{3}{4} \alpha_3 A_{1dB}^3}{\alpha_1 A_{1dB}} \right) = 0.8913 \quad (9)$$

Resolvendo para A_{1dB} :

$$A_{1dB} = \sqrt{0.145 \frac{\alpha_1}{\alpha_3}} \quad (10)$$

A Figura 2.4 mostra que quando o sinal de entrada passa do ponto de compressão, (A_{1dB}), a saída não será mais amplificado pelo ganho do circuito, em vez disso será comprimido e parte da informação sofrerá uma distorção que conterá harmônicas.

Figura 2.4. Ponto de compressão de ganho.

2.2.2 Ponto de interseção de terceira ordem (IP_3)

O ponto de interseção de terceira ordem é um ponto onde a reta teórica da amplitude do sinal fundamental $\alpha_1 A$, na equação (5), se cruza com a amplitude da intermodulação de terceira ordem, IMD_3 , $\frac{3}{4}\alpha_3 A_1^2 A_2$. Supondo que as amplitudes dos tons de entrada A_1 e A_2 são iguais, a tensão teórica onde estes dois pontos se igualam é dada pela equação (11).

$$\left(\frac{\frac{3}{4}\alpha_3 A_{IP_3}^3}{\alpha_1 A_{IP_3}} \right) = 1 \quad (11)$$

Resolvendo para A_{IP_3}

$$A_{IP_3} = \sqrt{\frac{4\alpha_1}{3\alpha_3}} \quad (12)$$

A Figura 2.5 representa graficamente o IP_3 na esquerda em escala linear e na direita em escala logarítmica.

Figura 2.5. Ponto de interseção de terceira ordem: (a) ganho de tensão (escala linear); (b) ganho em potência (escala logarítmica).

2.2.3 Ponto de interseção de segunda ordem (IP_2)

O ponto de interseção de segunda ordem é definido de forma similar ao IP_3 . É também um parâmetro importante especialmente em receptores de conversão direta, já que o resultado deste sinal aparecerá diretamente sobre a banda do sinal desejado, tornando difícil uma separação. O ponto onde a tensão do sinal fundamental ($\alpha_1 A$) se cruza com a tensão do produto $IMD_2 (\alpha_2 A_1 A_2)$, assumindo que as amplitudes dos tons de entrada A_1 e A_2 são iguais, é definido pelas equações (13) e (14).

$$\frac{\alpha_2 A_{IP_2}^2}{\alpha_1 A_{IP_2}} = 1 \quad (13)$$

Resolvendo para A_{IP_2}

$$A_{IP_2} = \frac{\alpha_1}{\alpha_2} \quad (14)$$

Os sistemas não lineares com memória são normalmente difíceis de simular com uma única função de entrada e saída, e muitas vezes é preciso apelar à integração de equações diferenciais que definem o sistema.

Para determinar da forma mais geral os parâmetros de não linearidade que caracterizam os dispositivos de RF , alguns projetistas fazem uso das séries de Volterra solucionando o sistema de equações que rege o circuito e apresentando modelos compactos para a não linearidade [9],[10]. O problema é que resolver equações diferenciais não lineares e com condições de contorno, pode ser, em geral, muito complicado exigindo um alto desenvolvimento descritivo e matemático do comportamento do circuito além de demandar muito tempo. Isso devido a que atualmente ainda não existe um método sistemático ou automatizado. É preferido então utilizar um modelo não linear de entrada e saída explícito e sem iterações como a série de Taylor definida na equação (1).

2.3 Ruídos

Todo sinal aleatório que não contém informação útil é considerado como ruído, e sob o ponto de vista da teoria da informação é um objeto a eliminar porque o resultado dele deteriora ou anula a comunicação entre um transmissor e um receptor [11].

Um circuito de RF tem fontes de ruído internas e externas, em consequência parte do nível de ruído na saída dele está associado aos seus componentes. No caso de sistemas de comunicação o ruído é modelado como um processo aleatório que é adicionado ao sinal original, degradando as possibilidades de recuperação da mensagem.

Uma das causas de geração de ruído nos sistemas de comunicação de *RF* está relacionada aos fenômenos nos dispositivos semicondutores. Embora o valor eficaz do ruído possa ser definido, a amplitude instantânea só pode ser estimada em termos probabilísticos, uma vez que a sua ocorrência é aleatória, em conformidade, a adição do ruído gerado por mais de uma fonte (caso do sistema de comunicação de *RF*), é efetuada em termos de potência.

2.3.1 Ruído térmico

O ruído térmico provém da agitação térmica dos elétrons num condutor na ausência ou presença de corrente. A energia presente nessa agitação de elétrons se manifesta geralmente num aumento da temperatura. Segundo um estudo realizado em 1928 [12][13], existe uma tensão não periódica em todos os condutores cuja amplitude está relacionada com a temperatura. A densidade espectral de potência deste ruído em todo o espectro pode se expressar como:

$$G_v(f) = 2kTR \text{ (V}^2/\text{Hz)} \quad (15)$$

onde K é a constante de Boltzmann que é igual a $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$, T é a temperatura absoluta em Kelvin na qual se encontra a resistência R . Numa largura de banda B a potência de ruído térmico será:

$$\overline{V_n^2} = 4kTRB \text{ (V}^2\text{)} \quad (16)$$

Em um sistema de comunicação este ruído está presente na antena, e nos elementos passivos e ativos usados na implementação dos circuitos de *RF*. O ruído na entrada do

receptor, por exemplo, é originado pela radiação, que é modelada como uma resistência R_s associada à antena do sistema.

A Figura 2.6 mostra que a potência de ruído $P_{ruído}$ que aparece na entrada do receptor se determina como um divisor de tensão entre a resistência de entrada do receptor R_{in} e a resistência da antena.

Figura 2.6. Modelo do ruído de entrada para um receptor.

$$P_{ruído} = \frac{\overline{V_{in}^2}}{R_{in}} = \frac{R_{in} R_s}{(R_{in} + R_s)^2} 4kTB \quad (17)$$

Igualando as impedâncias de entrada e saída, para ter uma máxima transferência de potência entre os circuitos, ou seja, $R_s = R_{in}$, temos:

$$P_{ruído} = kTB \quad (18)$$

2.3.2 Ruído Flicker

É conhecido também como ruído $1/f$. Os modelos deste ruído, foram baseados em mecanismos físicos e desenvolvidos inicialmente por Bernamont e McWhorter nos anos 1937 e 1955 para os tubos a vácuo e para os semicondutores, respectivamente [14].

A origem deste ruído é variada, mas a causa principal é atribuída especialmente à contaminação e defeitos do cristal com que se implementa um dispositivo semicondutor, especificamente na energia atípica que se cria na interfase do silício e o óxido, chamando a atenção a sua dependência com a tecnologia [15].

Conforme mostrado na Figura 2.7, o ruído $1/f$ apresenta uma densidade espectral de potência que é inversamente proporcional à frequência, isto faz que seja mais crítico em componentes DC do que em outras frequências.

Figura 2.7. Densidade espectral de potência do ruído 1/f.

O modelo matemático que representa este ruído em transistores MOSFET's, (*BSIM3*), utilizado no programa SPICE para simular circuitos elétricos, é dado pela equação (19):

$$\overline{V_i^2} = \frac{K_f}{WLC_{ox}f} \quad (19)$$

onde K_f é uma constante que depende do processo. W , L estão relacionados à área do transistor, C_{ox} e à capacitância de óxido de porta por unidade de área no transistor e f é a frequência de operação, respectivamente [16].

2.3.3 Ruído de fase

Um oscilador ideal apresenta um espectro como o mostrado na Figura 2.8(a), mas um oscilador real na sua saída provoca saltos aleatórios na fase, resultando um espectro conforme a Figura 2.8(b).

Figura 2.8. Espectro do Oscilador Local.

Para compreender a importância do ruído de fase num receptor sem fio, supõe-se que cheguem ao receptor dois sinais, um sinal desejado de pequena potência e um sinal não desejado com um nível de potência maior. Quando os dois sinais são misturados com a saída do Oscilador Local (LO), para fazer um traslado de frequência, o sinal de saída será formado pela superposição de dois espectros e o sinal desejado sofrerá uma considerável degradação conforme visto na Figura 2.9

O efeito do ruído de fase num transmissor é um pouco diferente. Considere um receptor que deve detectar um sinal numa frequência f_2 e um circuito transmissor próximo dele gerando outro sinal na frequência f_1 . Caso o transmissor tenha um oscilador com ruído de fase considerável, o seu sinal de saída apresentará um espectro de potência que acaba por corromper o sinal que deve ser detectado pelo receptor [17].

Figura 2.9. Efeito do ruído de fase.

2.4 Cálculos típicos dos Sistemas de Comunicação de RF

As especificações que definem os blocos de RF são levadas ao sistema mediante o cálculo em cascata dos parâmetros. Tipicamente, o objetivo é projetar um sistema para que atenda os requerimentos padrões de transmissão e recepção, por exemplo, Bluetooth, IEEE 802a/b/g, GSM, DECT, etc. que mediante a escolha individual dos blocos permita obter uma figura de ruído e sensibilidade fixada pelo padrão.

2.4.1 Fator de ruído

Fator de ruído é um fator que reflete a quantidade de ruído adicionado ao sinal por um dispositivo. Sua fórmula é dada por (20) onde SNR_{in} e SNR_{out} são a relação Sinal a Ruído medidas na entrada e saída, respectivamente. Nessa equação quando o valor do SNR_{in} é grande indica que o nível da potência do sinal com relação ao ruído é muito maior, enquanto o SNR_{out} sempre diminui devido ao ruído adicionado pelo dispositivo. Quando expresso em decibel muda-se o nome para figura de ruído.

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \rightarrow SNR = \frac{P_{sinal}}{P_{ruído}} \quad (20)$$

onde P_{sinal} e $P_{ruído}$ são a potência do sinal e do ruído, respectivamente.

2.4.2 Sensibilidade

A *Sensibilidade* de um sistema de comunicação de RF é o nível mínimo de sinal que o receptor pode detectar. Calcula-se a partir da figura de ruído como mostra a equação (21):

$$NF = \frac{P_{sinal} / P_{ruído}}{SNR_{out}} \quad (21)$$

onde NF é a figura de ruído em dB, SNR_{out} é relação sinal a ruído na saída do circuito, $P_{ruído}$ é a potência de ruído, chamado também de ruído de fundo ou térmico, tendo que:

$$P_{ruído} = 10 \log_{10} \left(\frac{kTB}{10^{-3}} \right) \quad (22)$$

Calculando P_{sinal} mínima de (21) obtém-se a equação (23).

$$P_{sinal_min(dBm)} = P_{ruído(dBm)} + NF_{(dB)} + SNR_{min(dB)} \quad (23)$$

Conforme visto nesta equação, a potência mínima do sinal de entrada deve ser maior que o ruído térmico mais a figura de ruído e mais o SNR_{min} , a partir dessa potência mínima no sinal de entrada poderá recuperar-se a informação.

2.4.3 Faixa dinâmica

A faixa dinâmica está definida pelos níveis em que o sinal de entrada pode variar sem correr risco de perder a informação. Esses níveis do sinal de entrada aplicados ao sistema de comunicação estão limitados pelas seguintes condições:

- A *potência máxima do IMD_3* , ou seja, o maior nível na amplitude dos tons na entrada para os quais os produtos de intermodulação de terceira ordem na saída do circuito não exceda o ruído de fundo (Figura 2.10). O sinal desejado (S_d) na entrada do sistema está acompanhado por duas interferências (f_1, f_2), e a potência máxima P_{sinal_max} desses sinais para produzir um IMD_3 é dada pela equação (24).

$$P_{sinal_max} = \frac{2P_{IP3(dB)} + F_{(dB)}}{3} \quad (24)$$

sendo $F = P_{ruído(dBm)} + NF_{(dB)}$. Esta equação está detalhada no apêndice A.

Figura 2.10. Potência máxima na saída do IMD_3 .

- A *potência mínima do sinal de entrada*, ou seja, o menor nível do sinal necessário na entrada, tal que a relação sinal a ruído seja superior a SNR_{min} é conforme mostrado na equação (23).

A diferença entre a potência máxima de entrada P_{sinal_max} e a potência mínima de entrada P_{sinal_min} representa a faixa dinâmica do sistema (25) conforme mostrado na Figura 2.11.

$$SFDR = \frac{2(P_{IP3} - F)}{3} - SNR_{min} \quad (25)$$

Figura 2.11. Faixa Dinâmica da potência de saída em função da potência de entrada.

2.5 Blocos em Cascata

As características e o desempenho de um sistema de comunicação de *RF* dependem dos parâmetros dos blocos que o conformam e da conexão que vincula estes. Visando isto, é desejável no projeto de *CIs* padronizar as impedâncias de entrada e de saída dos dispositivos. Na Figura 2.12 mostra-se um sistema em cascata no qual o sinal passa de um bloco para outro, e neste percurso sofre algumas mudanças de acordo com os parâmetros do bloco pelo que está atravessando. Por isso eles devem estar, sempre que possível, com a mesma impedância de modo que toda a potência disponível na saída de um, seja transferida para o circuito seguinte. Assumindo-se esta particularidade são feitos os cálculos do sistema.

- **Ganho total do sistema:**

O ganho total do sistema em dB é calculado somando os ganhos dos blocos individuais. Admitisse que os blocos possuem a mesma impedância de entrada e saída, já que este parâmetro influencia o resultado final. O ganho do sistema é limitado pelo ponto de compressão além do IP_3 .

Figura 2.12. Sistema composto por blocos em cascata.

- **Figura de Ruído do sistema**

O cálculo da Figura de Ruído em um sistema composto por blocos em cascata é feito através da equação de Friis¹ [18], que mostra que o primeiro estágio domina o ruído total no sistema, conforme a equação (26).

$$F_t = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_N - 1}{\prod_{i=1}^{N-1} G_i} \quad (26)$$

onde, F_i e G_i são o fator de ruído e o ganho do estágio i , respectivamente. Nesta equação fica claro que o ganho (G_1) do primeiro bloco pode melhorar o desempenho do sistema, enquanto a figura de ruído do primeiro bloco (F_1) é responsável pelo aporte isolado de boa parte do ruído total no sistema. A figura de ruído total e o ganho total do sistema podem variar dependendo do casamento entre as impedâncias dos blocos.

Um método comum para calcular a figura de ruído em cascata é encontrar a contribuição de ruído de cada bloco referido ao fator de ruído na entrada, adicionar essa contribuição e logo convertê-lo a figura de ruído. Note que na equação (26) os valores de G_i , e F_i , não estão em dB.

- **IP_3 total do sistema**

Este ponto é calculado cumulativamente, referenciado à entrada ou à saída (IIP_3 , OIP_3) do circuito. Somando o valor parcial do IP_3 de cada bloco obtém-se o valor total conforme a equação (27).

¹ Esta relação pode ser matematicamente derivada usando a definição de fator de ruído, $F = \frac{N_o}{N_i G}$ (onde N_o e

N_i são a potência de ruído na saída e na entrada respectivamente, G é o ganho) e calculando a contribuição de ruído na saída de cada dispositivo. Outro método é usando o ruído térmico de entrada equivalente e sua relação com o fator de ruído.

$$\frac{1}{A_{IP3}^2} \approx \frac{1}{A_{IP3,1}^2} + \frac{G_1^2}{A_{IP3,2}^2} + \frac{G_1^2 G_2^2}{A_{IP3,3}^2} + \dots + \frac{\prod_{i=1}^{N-1} G_i}{A_{IP3,N-1}^2} \quad (27)$$

onde, $A_{IP3,i}$ representa o ponto de interseção de terceira ordem em tensão. Nesta equação o último estágio é o bloco dominante e poderia aumentar o IP_3 total devido ao ganho dos estágios anteriores.

- **IP_2 total do sistema**

O cálculo do IP_2 é realizado de forma similar ao IP_3 , e pode ser dado conforme a equação (28), onde $A_{IP2,i}$ representa o ponto de interseção de segunda ordem em tensão.

$$\frac{1}{A_{IP2}^2} \approx \frac{1}{A_{IP2,1}^2} + \frac{G_1^2}{A_{IP2,2}^2} + \frac{G_1^2 G_2^2}{A_{IP2,3}^2} + \dots + \frac{\prod_{i=1}^{N-1} G_i}{A_{IP2,N-1}^2} \quad (28)$$

2.6 Desempenho do sistema

Um parâmetro que caracteriza o desempenho de um sistema de comunicação analógico é a *Relação Sinal a Ruído (SNR)*, definida como a diferença de potência entre o sinal recebido e o ruído, que por sua vez se relaciona com a Taxa de Erro de Bit, *Bit Error Rate (BER)*, medida utilizada em sistemas de comunicação digital [19].

Mesmo que a *SNR* não esteja explicitamente definida nas especificações no nível de sistemas, pode ser determinada a partir de uma *BER* tolerável definida em cada padrão de comunicação. A Figura 2.13 mostra 4 tipos de demodulações comumente usadas em receptores, nela pode-se ver a relação entre a *SNR* e o *BER*. Um valor típico de *BER* é 10^{-3} , e conforme mostrado nessa figura, o melhor desempenho para o sistema, seria obtido com uma modulação PSK, já que precisaria de uma *SNR*, de aproximadamente 10 dB.

Figura 2.13. Curvas das taxas de erro em função da SNR para vários tipos de demoduladores.

Capítulo 3 - Sistemas de comunicação de RF

Para se estabelecer uma comunicação é necessária a intervenção de três elementos. O *transmissor*, o *canal* (ou meio de comunicação) e o *receptor*. Estes elementos estão representados na Figura 3.1.

O canal é o elemento físico de enlace entre o transmissor e o receptor, no caso de um sistema *RF*, está composto das ondas eletromagnéticas que viajam pelo ar, e que são sensíveis a muitos ruídos e obstáculos que existem no meio ambiente.

Nesse canal de comunicação se apresentam vários problemas que tem um impacto negativo no sinal que chega ao receptor. Um exemplo destes problemas é a perda de propagação, dada pela separação entre o transmissor e o receptor. Mas esses aspectos não são objeto de estudo neste trabalho e nem foram considerados para a modelagem, porém, existe muita literatura relacionada aos efeitos e modelos de canais de comunicação sem fio, tal como [20].

Figura 3.1. Sistema de comunicação de RF.

3.1 Sistemas de Transmissão

O sistema de transmissão está composto basicamente pelo *modulador*, dispositivo que muda a amplitude, a fase ou a frequência do sinal em banda base, a qual pode ser digital ou analógica. O *mixer*, que se encarrega de trasladar o sinal para uma frequência maior (*upconversion*). O *amplificador de potência (PA)* que proporciona potência ao sinal, na saída para a antena. Os *filtros* cuja função é selecionar as bandas do sinal desejado. O *Oscilador Local (LO)* encarregado de gerar o sinal de referência tanto no Transmissor (*Tx*) como no Receptor (*Rx*).

As arquiteturas que existem para implementar *Tx's* e *Rx's* são diversas, o que representa compromissos no custo do sistema, a dissipação de potência, o tamanho, as taxas de transmissão, as frequências de operação, etc, por isso é importante ter claro o que se deseja obter do sistema de comunicação [21].

3.1.1 Transmissão por conversão direta

Na Figura 3.2 é apresentada a arquitetura de um transmissor tipo conversão direta, nela o sinal de saída do modulador $g(t)$, é multiplicado por meio do mixer com um sinal do tipo $\cos(2\pi f_{RF}t)$, chamado portadora, que é gerado pelo Oscilador Local. O sinal na saída do

mixer vai diretamente para uma frequência RF que é igual à mesma frequência da portadora. A seguir, o filtro passa banda permite eliminar sinais espúrios e harmônicos que surgem no processo de traslado da frequência. Finalmente, o bloco amplificador de potência faz com que o sinal seja irradiado pela antena. Neste processo de transmissão pode haver uma fuga do sinal de saída na antena, para o oscilador, produzindo uma automistura do sinal com ele próprio causando um alargamento no espectro e criando um nível DC que pode afetar o funcionamento dos blocos seguintes. Para minimizar este efeito técnicas de isolamento no circuito são usadas.

Figura 3.2. Transmissor de Conversão Direta.

3.1.2 Transmissão por dupla conversão

Numa arquitetura de transmissor por dupla conversão o sinal é levado para RF por meio de dois traslados de frequência conforme mostrado na Figura 3.3 , com isso controla-se o efeito de automistura apresentado no sistema anterior (Fig. 3.2), porque possui dois osciladores que trabalham em frequências diferentes ao sinal de saída. Porém exige um número maior de componentes aumentando assim seu tamanho.

Figura 3.3. Transmissor com dupla Conversão.

3.2 Sistemas de Recepção

São constituídos basicamente pelos mesmos elementos que o transmissor. Um *amplificador de baixo ruído* (Low Noise Amplifier, LNA), um *mixer* que neste caso faz o traslado do sinal de *RF* para uma frequência menor (*downconversion*), um *demodulador* encarregado de recuperar a informação do sinal que chega, além dos *filtros* e o *Oscilador Local*.

O projeto dos receptores é complexo já que na entrada do sistema é recebido um sinal fraco rodeado de interferências, que na maioria dos casos têm níveis de potência maior. A seguir serão apresentadas as arquiteturas utilizadas no projeto de *Rx*'s.

3.2.1 Arquitetura Heterodina

A maioria dos receptores comerciais utiliza alguma variante desta arquitetura, que é conhecida também pelo nome de Superheterodina [22]. Uma estrutura típica desta arquitetura é mostrada na Figura 3.4, e seu funcionamento pode ser entendido pelo diagrama espectral de sinais apresentado conjuntamente.

A antena capta, além do sinal de *RF* de interesse, diversos outros sinais. Os sinais que não pertencem à banda de frequência de comunicação do sistema são eliminados por um filtro

passa-banda de alto Q (*fator de Qualidade*) colocado logo após a antena. Posteriormente, os sinais de interesse são amplificados pelo *LNA* para terem um nível que permita serem posteriormente processados pelos demais estágios, e com um mínimo possível de ruído adicionado que não degrade sua inteligibilidade. O *mixer* faz, através do produto dos sinais presentes na sua entrada com o sinal do *OL*, uma translação da informação contida na frequência do sinal de f_{RF} para uma frequência intermediária f_{FI} . O processo é repetido até deslocar o sinal à banda base onde pode ser demodulado. Mesmo sendo uma das arquiteturas mais usadas a característica é ter vários estágios antes da recuperação do sinal, passando a frequência do sinal a uma ou várias frequências intermediárias.

As principais vantagens deste tipo de receptor consistem em sua alta *seletividade*, qualidade que permite escolher o sinal desejado entre vários sinais que chegam à antena e a *sensibilidade*, característica que permite processar um sinal muito fraco.

Uma de suas desvantagens é o pouco nível de integração devido aos filtros a mais que necessita em cada frequência intermediária, f_{FI} , o que faz incrementar o custo, o tamanho e o consumo de potência. Outro problema é a frequência imagem, f_{im} , frequência que está simetricamente oposta à banda de interesse. Exemplos usando esta arquitetura podem ser encontrados em [23],[24],[25],[26] e [27].

Figura 3.4. Receptor Heterodino.

- **Problema da frequência imagem**

Durante o processo de *downconversion* o sinal desejado em f_{RF} e o sinal na frequência imagem f_{im} , são trasladados à mesma frequência intermediária f_{IF} , o que faz o sinal desejado ser danificado.

Por definição:

$$f_{IF} = f_{RF} - f_{LO} \quad (29)$$

onde f_{LO} é a frequência do Oscilador Local. A f_{im} está espaçada $2f_{IF}$ da f_{RF} , ou seja,

$$f_{im} = f_{RF} - 2f_{IF} \quad (30)$$

Para demonstrar matematicamente, modela-se o mixer como o processo equivalente a uma multiplicação (31).

$$V_{IF}(t) = A_{RF} \cos(2\pi f_{RF} t) * A_{LO} \cos(2\pi f_{LO} t) \quad (31)$$

onde, o primeiro termo representa o sinal desejado e o segundo o sinal do oscilador local.

Por simplicidade se assume que $A_{RF}=A_{LO}=A$, o que resulta em:

$$V_{IF} = \frac{1}{2} A^2 (\cos(f_{RF} + f_{LO})t + \cos(f_{RF} - f_{LO})t) \quad (32)$$

$$= \frac{1}{2} A^2 (\cos(f_{RF} + f_{LO})t + \cos(f_{IF})t) \quad (33)$$

O Segundo termo é o de interesse e pode ser selecionado com um filtro passa baixa. No caso que o sinal de interesse chegasse acompanhado do sinal na frequência imagem, que é dada por $V_{im} = A_{im} \cos(2\pi f_{im} t)$ na saída do mixer se terá:

$$V_{IF}(t) = A_{im} \cos(2\pi f_{im} t) \bullet A_{LO} \cos(2\pi f_{LO} t) \quad (34)$$

Eliminando o termo f_{RF} em (29) e (30), e fazendo $A_{im}=A_{LO}=A$, o sinal em f_{im} poderá ser escrito como $f_{im} = f_{LO} - f_{IF}$, substituindo em (34) obtém-se:

$$V_{IF} = \frac{1}{2} A^2 (\cos(f_{LO} - f_{IF} + f_{LO})t + \cos(f_{LO} - f_{IF} - f_{LO})t) \quad (35)$$

$$= \frac{1}{2} A^2 (\cos(2f_{LO} - f_{IF})t + \cos(f_{IF})t) \quad (36)$$

Comparando as equações (33) e (36) pode-se ver que o segundo termo está na frequência intermediária f_{IF} .

Para eliminar o problema da f_{im} é utilizado um filtro rejeita imagem antes do *Mixer*, conforme a Figura 3.4. Porém, na implementação deste filtro há um compromisso na escolha da f_{FI} . Na Figura 3.5 pode-se ver que uma f_{IF} baixa facilita a implementação do filtro, com

uma boa seletividade e exigindo um pequeno valor do Q , porém com baixa rejeição da f_{im} . Mas a escolha de uma f_{IF} alta permite alta remoção de f_{im} , porém com pouca seletividade, exigindo um alto Q do filtro para a seleção da frequência desejada F_d .

Figura 3.5. Compromisso do Q no filtro e a f_{IF} : (a) valor de f_{IF} baixo; (b) valor de f_{IF} alto.

3.2.2 Arquitetura Homodina

Na arquitetura homodina a filosofia é deslocar o sinal de entrada f_{RF} para a banda base em um só passo conforme mostrado na Figura 3.6. Esta arquitetura é conhecida também com o nome de conversão direta, ou frequência intermediária zero. Este nome é porque tem f_{FI} igual à zero, já que o sinal f_{RF} que chega encontra-se na mesma frequência que o sinal f_{LO} , em consequência na saída do mixer tem-se um sinal $(f_{RF} + f_{LO})$ e um componente em DC ($f_{RF} - f_{LO}$). Sendo este último de interesse. A recuperação do sinal é feita por meio de um filtro passa baixa (FPB). Na atualidade o filtro passa-baixa está dentro do sistema, *on-chip*.

Figura 3.6. Receptor Homodino.

Sua vantagem com relação a outras arquiteturas está no alto nível de integração, porque elimina a f_{IF} , portanto não são necessários filtros adicionais. No entanto aumenta alguns efeitos como o *DC-offset* e o *flicker noise* que não são tão sérios nos receptores heterodinos. Maior informação relacionada a esta arquitetura pode ser encontrada em [28], [29] e [30].

Embora esta arquitetura seja mais atraente para integração dos blocos num mesmo chip, como mencionado, ela apresenta as seguintes desvantagens:

- ***DC offset***

O *DC offset* é um nível de tensão *CC* que aparece na banda base, e faz com que um circuito fique saturado. Talvez seja o problema mais sério, porque esta tensão de *offset* pode corromper o sinal desejado além de saturar os estágios posteriores. O *DC-offset* surge devido ao fenômeno de automistura do oscilador local, ou devido a alguma interferência do canal. Para exemplificar, sabe-se que o isolamento entre o *LNA*, *LO* e o *MIXER* não são perfeitos, uma quantidade de realimentação existe entre eles. Este sinal de realimentação é misturado com o *LO*, produzindo uma componente de *DC* na saída. Este problema não existe na arquitetura heterodina devido à ação dos filtros.

Um método apropriado para eliminar as componentes de *DC* consiste em técnicas de processamento digital de sinais, outra forma é selecionar um tipo de modulação livre de componente *DC*, por exemplo, uma modulação em frequência a FSK [31].

- ***Ruído 1/f***

Normalmente o ganho da circuitaria de RF não é muito grande e o nível de sinal presente na entrada do circuito de banda base ainda é muito pequeno. Assim, os ruídos dos estágios de banda base não podem ser desprezados e, predominantemente, são ruídos $1/f$. Por isso, procura-se projetar o estágio de RF com o maior ganho possível. Uma técnica para reduzir estes fenômenos da arquitetura tem sido apresentada em [32].

3.2.3 Arquiteturas Baixa IF e Wide-band

A idéia destas arquiteturas combina as vantagens das duas anteriores, ou seja, no primeiro caso o sinal é trasladado a uma f_{FI} , que é próxima ao DC , sendo uma ou duas vezes a largura de banda do canal, aliviando assim o problema de DC -offset e do $1/f$. Assim como a homodina tem a vantagem do alto nível de integração, a diferença é que em alguns casos a eleição de uma f_{IF} não muito baixa dificulta a implementação do filtro passa baixa. Sistemas fazendo uso desta arquitetura podem ser encontrados em [33] e [34].

No segundo caso, na Arquitetura *Wide-band*, utiliza-se duas conversões de sinais. A primeira conversão desloca todos os sinais de RF da banda do sistema para uma frequência intermediária mais baixa, e na segunda conversão é que há seleção do canal e sua conversão para banda base [35].

3.2.4 Arquiteturas com Rejeição de imagem

Este tipo de arquitetura faz uso do sinal exponencial complexo em vez de um sinal senoidal no LO , para misturar com o sinal desejado. O sinal senoidal tem dois componentes em frequência, enquanto o sinal exponencial complexo tem só um componente, conforme mostrado em (37) e (38).

$$\cos(2\pi f_{LO}t) \leftrightarrow \frac{1}{2} [\delta(f - f_{LO}) + \delta(f + f_{LO})] \quad (37)$$

$$e^{-j2\pi f_{LO}t} \leftrightarrow \delta(f + f_{LO}) \quad (38)$$

A Figura 3.7(a) apresenta o espectro de um *Oscilador Local* f_{LO} composto por um sinal senoidal, após ser misturado com os sinais nas frequências f_{RF} e f_{im} . Por outro lado, na Figura 3.7(b) mostra-se o espectro do *Oscilador Local* composto por um sinal exponencial após ser misturado com um sinal na frequência f_{RF} .

Figura 3.7. Sinal do f_{LO} de uma senoidal (a), e de um exponencial complexo (b).

Para a implementação do sinal exponencial complexo da equação (38) basta realizar a seguinte operação:

$$e^{-j2\pi f_{LO}t} = \cos(2\pi f_{LO}t) - j\sin(2\pi f_{LO}t) \quad (39)$$

Rejeição de imagem é uma técnica utilizada nas arquiteturas de Hartley [36] e Weaver [37], eliminando a necessidade de utilizar o filtro de rejeição de imagem, pois esta é obtida por cancelamento ativo, usando as propriedades da variação de fase de um sinal, que resulta da sua multiplicação por uma função coseno e um seno que compõem o sinal complexo.

3.2.5 Receptores Digitais

Com o avanço das técnicas de processamento digital, atualmente as operações de decodificação, amplificação, modulação de código, demodulação de dados, etc. associadas à banda base, são realizadas digitalmente. No fim desta evolução espera-se chegar a arquitetura *Software Defined Radio* [38]. Com esta tecnologia podem se solucionar problemas relacionados aos diferentes padrões de comunicação, já que o mesmo hardware pode ser reprogramado para suportar diferentes bandas de frequências, diferentes tipos de modulação, etc.

Na Figura 3.8, mostra-se uma possível configuração para um receptor digital, nela usa-se um conversor analógico-digital. Informação adicional relacionada com este tema pode ser encontrada em [39].

Figura 3.8. Receptor Digital.

Para os engenheiros projetar sistemas de transmissão e recepção, a simulação com programas desenvolvidos em alto nível é um dos passos fundamentais. Vários destes programas hoje têm nas suas bibliotecas um conjunto de blocos com modelos diferentes e complexos de cada elemento do sistema de comunicação. Seguindo o rumo destas ferramentas desenvolvidas no mercado, tem-se decidido utilizar o Simulink como programa para implementar os blocos. O tipo de simulação levada a cabo para as análises é no tempo, e para maior compreensão as respostas podem ser transformadas no domínio da frequência.

3.3 Simulink

O Simulink é um programa usado para a simulação e análise de uma variedade de sistemas físicos e matemáticos, tanto lineares como não lineares, contínuos ou discretos. É uma ferramenta dentro do ambiente MatlabTM. Uma das suas maiores vantagens do Simulink é a simplicidade do seu ambiente gráfico, o que facilita a criação e montagem dos sistemas.

- ***Acelerador do Simulink***

Para aumentar a velocidade de um modelo em Simulink pode se instalar um componente chamado “Accelerator”, o que permite gerar automaticamente algumas versões melhoradas dos modelos, que deverá aumentar em até 10 vezes a velocidade de processamento [40]. Pode ser usado em qualquer tipo de modelos, já que o acelerador trabalha gerando e compilando um código C. Esta opção não diminui o desempenho do sistema em nenhum aspecto.

- **Geração do código C em simulink**

Uma vez criado um modelo em Simulink, pode ser invocado o gerador de código C que permite converter o diagrama de blocos implementado ao código C. Este código permite ao modelo interagir com outras plataformas.

3.4 Modelo comportamental baseado em blocos

As ferramentas de software baseadas em modelos comportamentais estão sendo utilizadas para a criação de sistemas de comunicação de *RF* (*GenesysTM*, *VisSimTM*, *SerenadeTM*), devido ao fato que facilitam a avaliação das especificações de um projeto, já que os modelos têm um alto nível de abstração, permitindo um tempo de prova razoável em cada iteração [41], [42].

Levando em consideração o fato dos sistemas de comunicação serem construídos por grupos multidisciplinares, integrar cada bloco projetado de forma independente e obter um bom resultado é a chave do sucesso. Por isso procura-se que antes, durante e depois de se projetar cada um dos blocos do sistema seja possível prever seu desempenho, para serem localizados e solucionados problemas num ciclo prematuro do projeto do chip, onde ainda é viável uma correção. O uso destas ferramentas de alto nível possibilita também avaliar várias alternativas de arquitetura para o sistema de comunicação a fim de otimizar o seu desempenho e custo.

Durante o desenvolvimento da ferramenta foram levados em consideração os parâmetros mais significativos para os modelos comportamentais de cada bloco de *RF* (*LNA*, *Mixer*, *Oscilador Local*, *filtros*), segundo [43]. Uma vez estabelecido o conjunto de blocos, poderão ser configurados os *Rx*'s conforme a especificação ou requerimento desejado.

3.4.1 Bloco de não linearidade

O modelo da não linearidade em cada bloco é feito através de um polinômio representativo da equação (1). Os coeficientes do polinômio α_1, α_2 e α_3 estão relacionados ao ganho e aos pontos de intermodulação de segunda e terceira ordem IIP_2 , IIP_3 , respectivamente. Esses pontos são normalmente especificados em termos de dBm, ou seja,

com relação a uma potência absoluta de 1mW. Para relacionar as unidades de dBm com a tensão do sinal representado por A na equação (2), faz-se referência a uma resistência R (tipicamente de 50Ω), e se representa o valor da tensão no ponto de interseção como A_{ip} , obtendo:

$$IP_i = \left(\frac{A_{ip}}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{1}{R} \quad (40)$$

Resolvendo para A_{ip}

$$A_{ip} = \sqrt{2(10^{(IP_i-30)/10})R} \quad (41)$$

Parâmetros da Modelagem α_1 , α_2 e α_3

- No polinômio da não linearidade (1), o coeficiente α_1 está diretamente relacionado ao ganho linear do bloco.
- O coeficiente α_3 do polinômio pode ser achado a partir da definição do IP_3 na seção (2.2.2), conforme a seguinte equação:

$$\alpha_1 A_{ip3} = \frac{3}{4} \alpha_3 A_{ip3}^3, \text{ resolvendo dará } \alpha_3 = \frac{4\alpha_1}{3A_{ip3}^2} \quad (42)$$

- De forma similar, o coeficiente α_2 do polinômio é achado a partir da definição do IP_2 na seção (2.2.3), obtendo:

$$\alpha_1 A_{ip2} = \alpha_2 A_{ip2}^2, \text{ resolvendo dará } \alpha_2 = \frac{\alpha_1}{A_{ip2}} \quad (43)$$

As especificações chaves que determinam o comportamento de cada bloco são fornecidas pelo usuário através da interface gráfica de cada bloco conforme mostrado na Figura 3.9.

The image shows a MATLAB/Simulink dialog box titled "Block Parameters: Amp. de Baixo Ruído". The dialog has a blue title bar with a question mark icon and a close button. The main content area is divided into two sections: "LNA (mask)" and "Parameters". The "LNA (mask)" section contains the text "Amplificador de Baixo Ruído.". The "Parameters" section contains several input fields with the following values: Gain (dB) is 10, IIP3 (dBm) is -3, IIP2 (dBm) is -5, P1dB (dBm) is -13, Fator de Ruído (dB) is 2, and Temperatura (C) is 27. At the bottom of the dialog are four buttons: "OK", "Cancel", "Help", and "Apply".

Parameter	Value
Gain (dB)	10
IIP3 (dBm)	-3
IIP2 (dBm)	-5
P1dB (dBm)	-13
Fator de Ruído (dB)	2
Temperatura (C)	27

Figura 3.9. Interface gráfica de usuário para obter os dados da simulação.

Os diferentes componentes para modelar a não linearidade são obtidos das fontes e bibliotecas próprias do simulink. Na Figura 3.10 mostra-se o conjunto de sub-blocos que representa ao polinômio usado para esta modelagem. Basicamente é a soma, do sinal de entrada multiplicando o ganho linear, além das funções quadrática e cúbica, que multiplicam os coeficientes calculados nas equações (42) e (43).

Figura 3.10. Modelo do polinômio de não linearidade extraído do Simulink.

3.4.2 LNA

O Amplificador de baixo ruído é um dos primeiros blocos em um sistema de recepção, sua principal função é amplificar o sinal recebido antes que os estágios sucessivos adicionem ruído, com a premissa de que o ruído acrescentado por ele mesmo é muito pequeno. Assim, deve ter um ganho de potência elevado e um ruído baixo. No modelo, assume-se que as impedâncias de entrada e saída estão adaptadas a antena e ao bloco seguinte, através de uma resistência de 50Ω. Uma metodologia de projeto para LNA foi apresentada por [44].

- **Modelo**

O modelo comportamental deste bloco pode ser implementado com um alto nível de abstração, ou seja, sem uma análise de circuitos e nem as equações de elementos ativos ou passivos serão consideradas num primeiro momento. Devido a que sua principal função é amplificar, estará composto por um ganho na entrada que será computado de acordo ao valor do ganho especificado pelo usuário. Por ter componentes ativos está presente também a não linearidade, modelada com o bloco descrito na seção prévia. Para representar o fator de ruído é usado um bloco de ruído branco. O bloco de ruído térmico relaciona a largura de banda do sinal e também temperatura.

Finalmente um bloco de saturação configurado de acordo ao valor do P_{1dB} , fornecido pelo usuário que garante o comportamento desejado. Na Figura 3.11 mostra-se o modelo comportamental desenvolvido em simulink para o LNA.

Figura 3.11. Modelo comportamental em Simulink do LNA.

3.4.3 MIXER

O mixer é considerado um bloco complexo para modelar. Isto se deve à não-linearidade, pois contém dois sinais de entrada, o que favorece o aparecimento de muito ruído na saída. Uma diferença entre o mixer para *upconversion* no Tx e o mixer para *downconversion* no Rx, é a frequência no sinal de saída. É por isso que os ruídos presentes na saída deles afetam de forma diferente o sistema, por exemplo, na saída do mixer na recepção tem mais impacto o ruído $1/f$ devido à baixa frequência, enquanto na transmissão seu efeito não é tão destrutivo.

O mixer na recepção Figura 3.12, tem duas entradas: o sinal RF , f_{RF} , que vem do LNA, e o sinal LO , f_{LO} , que vem do Oscilador Local. Na saída encontra-se um conjunto de frequências que são as somas e diferenças das frequências múltiplas dos dois sinais de entrada, ou seja:

$$f_{saída} = mf_{RF} \pm nf_{LO} \quad (44)$$

Os sinais na saída do mixer estarão constituídos por *harmônicos* e produtos de *IMD* dos sinais de entrada, é dizer, sinais com diferente frequência mas que conservam os esquemas de modulação, o que faz o sinal original ter uma perda de energia, já que a potência

do sinal de entrada é distribuída nas versões das diferentes frequências, conforme mostrado na Figura 3.12.

Figura 3.12. Resposta do mixer para os sinais de entrada f_{RF} e f_{LO} .

De forma similar ao *LNA*, no modelo do mixer não será levada em conta a arquitetura do mixer, embora existam várias. Circuitos misturadores tipicamente estão baseados na célula de Gilbert e são implementados com elementos ativos, o que permite que tenham um ganho de conversão definido como a relação entre a potência do sinal f_{IF} e a potência do sinal de f_{RF} [45].

- **Modelo**

A função básica de um mixer é fazer um traslado em frequência o que pode ser expresso pela multiplicação de dois sinais no domínio do tempo. Para o modelo será considerado um mixer ativo e por isso apresentará um ganho. Na implementação utiliza-se um bloco multiplicador dos sinais de entrada, além da não linearidade, o ruído térmico, o fator de ruído, o bloco de saturação e adicionalmente o ruído $1/f$ que representa o Flicker noise, conforme mostrado na Figura 3.13. Similarmente ao *LNA*, no *mixer* os parâmetros de não linearidade, ganho, fator de ruído e temperatura são fornecidos pelo usuário.

Figura 3.13. Modelo comportamental do Mixer em Simulink.

3.4.4 OSCILADOR LOCAL

O *oscilador local* é um circuito que gera um sinal periódico a partir do qual obtém-se a frequência portadora para sintonizar um canal, este sinal gerado é conseqüentemente aplicado ao mixer para fazer um traslado em frequência. Idealmente, os osciladores deveriam gerar sinais sem ruído de fase, nem variações ocasionadas pela temperatura, ou à tensão de alimentação, mas infelizmente os osciladores nunca conseguem chegar nesse ponto [47].

Nos sistemas de comunicação atuais são usados Osciladores Controlados por tensão (*VCO*), ou seja, cuja frequência de oscilação depende do valor de uma tensão de controle. No caso do *VCO*, se requer uma sensibilidade de frequência, pois o oscilador deve ser capaz de alterar a frequência central em função do sinal de entrada.

- **Modelo**

O modelo comportamental do *Oscilador Local* constitui-se basicamente de um gerador de sinais, que opcionalmente pode ter uma defasagem de 90° para o componente em quadratura. O ruído de fase é representado por um Offset da frequência central conforme a equação [48]:

$$P_n = A \cos[2\pi f_c t + \phi_n(t)] \quad (45)$$

onde, f_c é a frequência central do sinal e $\phi_n(t)$ é assumido como um ruído branco com densidade espectral de potência constante. Os dados de frequência central e ruído de fase são fornecidos ao programa pelo usuário através de uma interface gráfica. Os sub-blocos que constituem o *Oscilador Local* são mostrados na Figura 3.14

Figura 3.14. Modelo comportamental do Oscilador Local extraído de Simulink.

Na saída deste modelo é obtido o componente em fase e o componente em quadratura mostrados nas equações (46) e (47) respectivamente.

$$x(t)_I = A \cos(2\pi f_c t) \quad 46$$

$$x(t)_Q = A \sin(2\pi f_c t) \quad 47$$

3.4.5 FILTROS

Diferentemente dos blocos anteriores o filtro tem uma resposta que se aproxima à esperada, isto faz o modelo um pouco mais simples. Eles são projetados para selecionar as bandas desejadas rejeitando as bandas que não são de interesse. Com a hipótese de ter um ganho igual a um, vários tipos de filtros são usados para se aproximar a resposta de um filtro ideal, por exemplo, Butterworth e Chebyshev [49]. A resposta em magnitude destes filtros pode ser observada na Figura 3.15, na qual, N representa a ordem do filtro e w/w_p a banda de passagem.

Figura 3.15. Magnitude dos filtros Butterworth (a) e Chebyshev (b) .

- **Modelo**

O modelo do filtro é implementado usando a biblioteca de blocos do simulink. Pode ser utilizado um bloco de função de transferência, especificando os coeficientes dos polinômios no numerador e no denominador conforme a seguinte equação:

$$H(s) = \frac{a_1 s^{n-1} + a_2 s^{n-2} + \dots + a_n}{b_1 s^{m-1} + b_2 s^{m-2} + \dots + b_m} \quad (48)$$

Pode também ser usado o bloco de filtros analógicos encontrado no toolbox de comunicações dentro do Simulink, nele há modelos de filtros Butterworth, Chebyshev Tipo I e II e Elípticos. Pode-se definir entre passa-baixa, passa-altas, passa-faixa ou rejeita-faixa. O

usuário seleciona as frequências de corte e a ordem do filtro por meio de uma interface gráfica.

3.4.6 Modelos para o ruído

- **Modelo do fator de ruído**

O fator de ruído é adicionado como a diferença entre a potência de ruído que chega com o sinal de entrada e a potência de ruído estimado com o sinal de saída. Essa estimação é feita através da interface gráfica do modelo cada vez que se configura o bloco.

Por definição em (20), o fator de Ruído é:

$$NF_{(dB)} = 10 \log(SNR_{in}) - 10 \log(SNR_{out}) \quad (49)$$

O valor de interesse é a SNR_{out} porque a SNR_{in} e o NF são conhecidos pelo projetista, reordenando a equação (49) fica:

$$SNR_{out(dB)} = SNR_{in(dB)} - NF_{(dB)} \quad (50)$$

Com SNR_{out} definido da seguinte forma:

$$SNR_{out} = 10 \log\left(\frac{P_{signal_out}}{P_{ruído_out}}\right) \quad (51)$$

Assim,

$$P_{ruído_out} = \frac{P_{signal_out}}{10^{SNR_{out}/10}} \quad (52)$$

Conforme mostra-se na Figura 3.16, o NF diminui a relação Sinal a Ruído na Saída do bloco.

Figura 3.16. Efeito da figura de ruído na SNR_{out} .

O Simulink conta com um bloco de ruído branco, que sendo configurado com uma potência de ruído proporcional à fornecida pelo usuário, adicionará a quantidade de ruído certo ao sinal.

- **Modelo do Flicker Noise**

O modelo do $1/f$ é feito a partir de um método que sintetiza um filtro de acordo com a função de transferência, isto é, tendo a densidade espectral de potência (PSD) deste ruído usa-se a função de Yule-Walker [50] para determinar os coeficientes b_k e a_k do filtro que se aproxima a essa PSD . Após ter gerado o filtro é passado um ruído branco que vai ter um nível adequado fornecido a partir de um ganho, conforme mostra a Figura 3.17. De forma resumida, temos:

(1) Tem-se a PSD do Flicker noise $\rightarrow S(f) = \frac{1}{f}$

(2) Achar coeficientes do filtro dado que a resposta do filtro é $\rightarrow H(f) = \frac{1}{\sqrt{f}}$

(3) Passar ruído branco através do filtro achado no passo (2)

Figura 3.17. Modelo comportamental do ruído $1/f$.

3.5 Metodologia para derivar os parâmetros NF e IIP_3 do Receptor

Os sistemas de comunicação sem fio impõem condições mínimas para alguns parâmetros como a *sensibilidade* e a SNR numa demodulação. A partir destas especificações os projetistas têm que implementar seus circuitos.

Assumindo que os parâmetros chaves para o projeto do receptor são o ganho (G), a figura de ruído (NF) e o ponto de interseção de terceira ordem (IIP_3), se deriva uma metodologia para seu cálculo no sistema, o que permitirá aos projetistas atingir a especificação escolhida de forma rápida. Para tal efeito assume-se que todos os dados são interpretados em dB e dBm.

3.5.1 Cálculo da Figura de ruído requerida pelo receptor

Para encontrar a figura de ruído requerida pelo sistema receptor é preciso usar a definição dada na seção (2.4.1), refazendo:

$$NF_{rec} = SNR_{in_rec} - SNR_{out_rec} \quad (53)$$

$$SNR_{in_rec} = P_{min_sin_ent} - P_{min_rui_ent} \quad (54)$$

O termo SNR_{in_rec} da equação (51), é encontrado a partir da potência mínima do sinal e do ruído na entrada no receptor, $P_{min_sin_ent}$ e $P_{min_rui_ent}$, ou seja, a sensibilidade e o ruído térmico respectivamente, esta informação é conhecida pelo projetista.

O valor do termo SNR_{out_rec} é definido como a relação sinal a ruído mínima na entrada do demodulador que garante uma taxa de erro (BER) mínima exigida pela técnica de demodulação utilizada [51], que certamente é um dado também conhecido pelo projetista do sistema.

3.5.2 Cálculo do IP_3 requerido pelo receptor

Um IP_3 de valor elevado significa um produto de intermodulação pequeno gerado pela interferência, o mais conveniente é que o valor máximo da intermodulação da interferência não ultrapasse a potência mínima do sinal detectável (*sensibilidade*) pelo receptor. Para calcular o IP_3 requerido pelo sistema são estabelecidas duas condições: a primeira, é que na entrada se tem o sinal mínimo detectado e a segunda, é que a intermodulação de terceira ordem é máxima.

Admite-se que as interferências vêm dos canais adjacentes (sinais que estão em frequências que são múltiplas do sinal de interesse). Este dado é fornecido pela especificação que se deseja implementar mediante um formato típico que define a potência máxima desses canais conforme mostrado na Figura 3.18. O sinal desejado na frequência f_d está acompanhado das interferências f_{i_1} e f_{i_2} , que aparecem com os níveis máximos de potência permitidos.

Figura 3.18. Potência de canais adjacentes dentro de uma banda.

Na seção (2.1.2) foi quantificada a distorção de intermodulação, que reformulada em decibéis fica como:

$$IMD_3 = A_{IMD3} - A_{fo} \quad (55)$$

No caso de serem dois ou três sinais de interferência a potência se pondera para um valor médio, e este valor se define como P_i . Assumindo que:

$$IIP_{3_rec} = P_i - \frac{IMD_3}{2} \quad (56)$$

Da condição inicial tem-se que A_{IMD3} tem o nível máximo da intermodulação de terceira ordem, conseqüentemente o sinal fundamental também tem o nível máximo de potência, ordenando a equação (55):

$$A_{IMD3_max} = A_{fo_max} + IMD_3 \quad (57)$$

O sinal de interferência máxima na saída do receptor está dado pelo nível da interferência na entrada P_i mais o ganho do receptor G_{rec} . Reformulando a equação (57) chega-se a seguinte intermodulação de terceira ordem:

$$A_{IMD3_max} = P_i + G_{rec} + 2(P_i - IIP_{3_rec}) \quad (58)$$

Levando em consideração que a relação sinal a ruído na saída do receptor SNR_{out_rec} , é dada pela equação (59), onde $P_{min_sin_ent}$ é a potência mínima no sinal de entrada. E que por sua vez a SNR_{out_rec} é a SNR de entrada ao demodulador. Obtém-se finalmente uma relação do $IIP_{3_out_rec}$ requerido pelo sistema com a relação sinal a ruído requerida pelo modulador SNR_{out_rec} , conforme mostra a equação (60).

$$SNR_{out_rec} = P_{min_sin_ent} + G_{rec} - A_{IMD3_max} \quad (59)$$

$$IIP_{3_rec} = \frac{SNR_{out_rec} - P_{min_sin_ent} + 3P_i}{2} \quad (60)$$

Uma vez calculados os valores de NF e IIP_3 requeridos pelo sistema, nas equações (51) e (58), deverão ser distribuídos nos blocos do receptor. Na Figura 3.19 mostra-se a interface

gráfica do programa desenvolvido que permite fazer os cálculos anteriores e cujo código foi incluído no apêndice B.

Figura 3.19. Interface gráfica de usuário para calcular o NF e IIP_3 de um Receptor.

3.5.3 Exploração em nível de sistema

Após serem derivados os parâmetros do sistema a partir da especificação, a arquitetura e as configurações individuais dos blocos devem ser determinados. Critérios devem ser estabelecidos pelo projetista para selecionar a arquitetura. Enquanto se ajusta a atribuição do ganho, a figura de ruído e a não linearidade a cada um dos blocos do receptor, para cumprir os requerimentos do sistema, calculados na seção anterior.

Usualmente os projetistas configuram os blocos distribuindo valores até encontrar conjuntos de números adequados, ou fazem pequenas mudanças a projetos anteriores. Tentando ajustar e chegar num bom resultado, o projetista pode demorar algum tempo. Por isso valores razoáveis e possíveis de se implementar no nível de circuito, conforme o estado da arte, são sugeridos nesta metodologia.

A Tabela 1 apresenta um compêndio de valores máximos e mínimos encontrados para alguns parâmetros do LNA e o MIXER, blocos chaves do receptor.

Tabela 1. Valores típicos de parâmetros de circuitos *RF*.

	LNA			MIXER		
	<i>Ganho (dB)</i>	<i>NF (dB)</i>	<i>IIP₃ (dBm)</i>	<i>Ganho (dB)</i>	<i>NF (dB)</i>	<i>IIP₃ (dBm)</i>
MÍN	5,78	0,9	-10,7	1	4,4	-13,4
MÁX	33	4,5	10	23	20	30
MÉDIO	16,24	2,34	1,09	12,15	12,48	2,43

No filtro passa-faixa (ou duplexer) que está na entrada do receptor é comum ter uma figura de ruído com valores entre 2 e 3 dB. Enquanto nos filtros em banda base tipicamente são reportados valores da NF entre 3 dB e 10 dB, devido ao fato de estarem nos últimos blocos do receptor, o ruído é amortecido pelos ganhos dos blocos antecessores.

O processo para o projeto em nível de sistema do receptor finalmente é dado na Figura 3.20, onde o último passo não foi coberto pela ferramenta.

Figura 3.20. Metodologia *TOP-DOWN* para o projeto de um sistema de comunicação.

Existe uma baixa credibilidade nas simulações de sistemas em alto nível, já que muitos detalhes são omitidos, fenômenos nos circuitos relacionados à potência, materiais, etc. Mesmo assim elas permitem ter uma boa aproximação da resposta do sistema. Com isso facilita-se ver de forma geral os compromissos nos blocos.

Capítulo 4 - Implementação e Resultados

A finalidade na simulação em alto nível é analisar o sistema do ponto de vista de funcionamento e aplicações, e não de implementação física. Devido a isto a configuração do sistema de comunicação é feita por meio dos blocos implementados anteriormente e postos a disposição numa biblioteca em Simulink, vide a Figura 4.1.

As arquiteturas usadas para configurar sistemas receptores não têm nenhuma restrição, cabe ao usuário determinar o parâmetro de maior peso na hora de escolher o que é melhor para o desempenho que está procurando. Problemas que podem degradar o desempenho do sistema de comunicação RF, alguns deles como o fator de ruído, o IIP_3 , o IIP_2 e o ponto de compressão, foram tomados como parâmetros de entrada ao sistema, o que ajuda a determinar os níveis do sinal na saída de cada bloco e no sistema completo.

Figura 4.1. Biblioteca dos blocos RF disponíveis em Simulink.

4.1 Análise de Blocos

Os blocos da biblioteca de *RF* podem ser analisados individualmente ou em cascata. Na Figura 4.2(a), por exemplo, tem-se um caso hipotético do LNA simulado com sua respectiva resposta em frequência. Neste caso particular pode-se ver só harmônicas de um tom de entrada com frequência de 1 MHz. Na Figura 4.2(b) mostra-se o mesmo LNA, mas com dois tons na sua entrada nas frequências 1MHz e 1.5MHz, gerando não só harmônicos como também a intermodulação de segunda e de terceira ordem, que são manipulados conforme os dados fornecidos pelo usuário.

A simulação do LNA neste nível permite ver rapidamente como o sinal de saída é afetado pelas potências das harmônicas, além dos componentes dos produtos de intermodulação.

Figura 4.2. Análise de não linearidade: (a) para um ton; (b) para dois tons.

- ***Blocos em Cascata***

Na Figura 4.3(a), são configurados dois blocos e faz-se uma análise do fator de ruído total na saída de um LNA e um Mixer em cascata. E assim variando-se o fator de ruído do mixer $[F_{mix}]$ de zero a 10 dB, e o ganho do LNA $[G_{lna}]$ de 5 a 9 dB, é obtido um fator de ruído total conforme a Figura 4.3(b). Por outro lado, variando-se o ganho do LNA de zero a 10 dB, e o fator de ruído do Mixer de 12 a 16 dB, observa-se uma resposta no fator de ruído total no sistema conforme a Figura 4.3(c). Estas análises permitem determinar os níveis de ruído tolerados pelo sistema, conforme os requerimentos.

Figura 4.3. Análise do Fator de ruído dos blocos LNA e MIXER em cascata (a); análise do ruído total em função do ruído do *MIXER* (b) e em função do ganho do *LNA* (c).

4.2 Caso de estudo: “Especificação Bluetooth na camada de rádio”

Uma simulação em nível de sistema é feita para a especificação Bluetooth [52] (O Bluetooth é um padrão atual de interconexão sem-fio). Este padrão utiliza a banda 2,400 - 2,4835 GHz de ISM², e está dividida em 79 canais com cada um de 1MHz, devido a uma banda de guarda inferior e superior de 2 e 3,5MHz, respectivamente.

² Industrial, Scientific and Medical, frequência regulada pela Agencia nacional de telecomunicações do Brasil (ANATEL).

$$f = 2,402_{\text{GHz}} + K_{\text{MHz}} \text{ com } K=0 \text{ até } 78 \quad (61)$$

Com a implementação deste caso particular procurou-se dar uma visão geral da especificação e avaliar a modelagem além da metodologia proposta no capítulo anterior.

A partir das especificações são calculados os parâmetros em nível de sistema, logo após as arquiteturas do transmissor e do receptor são estabelecidas e finalmente uma margem de valores possíveis e adequados para os blocos do sistema receptor, são propostos a fim de facilitar o projeto.

4.2.1 Especificações do sistema Bluetooth

Ruído

O nível de sensibilidade do receptor definido na especificação Bluetooth para atingir uma taxa de erro de 0,1% deve ser de -70dBm, ou melhor. Usando-se um demodulador diferencial é necessária uma SNR de 20 dB. Tendo definido na seção 3.5.1 a NF e considerando a largura de banda de 1 MHz, temos que:

$$NF_{(dB)} = -70_{(dBm)} - (-114_{(dBm)}) - 20_{(dB)} \Rightarrow 24_{(dB)} \quad (62)$$

isto quer dizer que a figura de ruído do sistema tem que ser menor do que 24 dB.

Linearidade

O desempenho da linearidade nos canais adjacentes de 1MHz e 2MHz segundo o padrão deve ser medido com um sinal de 10dB acima do nível de sensibilidade de referência, ou seja, aplicando um sinal com uma potência de -60 dBm. Conforme a seção 3.5.2 o ponto IIP_3 deve ser:

$$IIP_3 \geq \frac{20_{dB} - (-70_{dBm}) + 3(-60_{dBm})}{2} \Rightarrow -45_{dBm} \quad (63)$$

4.2.2 Seleção de Arquiteturas

Arquitetura do Transmissor

A arquitetura escolhida para o sistema transmissor é Conversão Direta. O modelo desenvolvido em Simulink é dado na Figura 4.4, nela os bits gerados em banda base a uma

taxa de 1 Mbps que são convertidos em sinais com valores (1) e (-1) e enviados a um filtro Gaussiano, para desta forma obter um sinal de transição mais suave do que os bits originais e por consequência uma redução na largura de banda. Logo após o sinal é modulado em frequência com o *VCO* que está centrado a 2.45 GHz e com uma sensibilidade de 160 kHz.

Figura 4.4. Transmissor Bluetooth implementado em Simulink.

Na Figura 4.5 mostra-se os bits a serem transmitidos, a saída do filtro Gaussiano, onde pode-se ver como a mudança de nível acontece mais devagar após a filtragem, e por último a modulação FSK na qual a frequência da onda varia em função dos bits de entrada, para um bit (1), a frequência é maior enquanto o bit (-1) tem uma frequência menor.

Figura 4.5. Sinais no transmissor: (a) sinal de entrada do filtro gaussiano; (b) sinal de saída do filtro, e (c) sinal modulado.

Modulação GFSK

O padrão de modulação num sistema Bluetooth é GFSK. Assim, para explicar como a modulação GFSK é implementada, uma breve introdução de como ocorre a modulação FSK é dada. O sinal FSK modulado $s(t)$ pode ser representado a partir da seguinte equação:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2Es}{T}} \cos(2\pi f_c t + \frac{a_n h(t - nT)}{T} + \phi) \text{ onde } nT \leq t \leq (n+1)T \quad (64)$$

onde:

Es representa a energia do sinal

T é a duração do símbolo (1 microssegundo para o Bluetooth)

f_c é a frequência da portadora (no Bluetooth deste caso é 2,45GHz)

h é o índice de modulação ou sensibilidade (0,32 +/- 1% para o Bluetooth)

a_n seriam os símbolos transmitidos

ϕ é um deslocamento de fase constante

Na modulação FSK o sinal comuta entre duas frequências, o índice h indicará o quão distante estarão essas frequências. O valor a_n oscila entre os valores $+1$ e -1 . Já a modulação GFSK é somente uma modulação FSK aonde a entrada é passada por um filtro Gaussiano antes de ser modulado. A magnitude da função gaussiana está dada por:

$$|H(jw)| = e^{-\alpha^2 f^2} \quad (65)$$

onde $\alpha = \frac{\sqrt{\ln 2}}{\sqrt{2}B}$, com B sendo a largura de banda a 3dB do filtro, ou seja, 500 kHz. Fazendo uma aproximação de segunda-ordem por meio da série de Taylor na equação (65), o quadrado da magnitude da função gaussiana pode ser expressa como:

$$|H(jw)|^2 = \frac{1}{e^{w^2}} \approx \frac{1}{1 + w^2 + \frac{w^4}{2}} \Rightarrow H(s)H(-s) \approx \frac{2}{s^4 - 2s^2 + 2} \quad (66)$$

De onde se obtém a resposta em frequência:

$$H(s) \approx \frac{\sqrt{2}}{1,756 * 10^{-14} s^2 + 2,912 * 10^{-7} s + \sqrt{2}} \quad (67)$$

Uma vez obtida a função de transferência do filtro, é levada para um bloco em simulink, onde os valores dos polinômios no numerador e no denominador são configurados. A resposta desta função está dada na Figura 4.6.

Figura 4.6. Resposta do filtro gaussiano dada pela equação (67).

Arquitetura do Receptor

A arquitetura Low-IF é escolhida para o receptor, com frequência intermediária de 2 MHz, porque permite atingir uma boa SNR, sem os problemas de ruído $1/f$ e $DC-Offset$ que geralmente são comuns na conversão direta. O diagrama de blocos do receptor é mostrado na Figura 4.7. O sinal é filtrado quando chega ao receptor, e logo amplificado pelo LNA. Depois de amplificado o sinal é misturado com técnicas de cancelamento de imagem em quadratura com o LO que está numa frequência de 2,452 GHz para baixar a frequência do sinal a uma $IF=2$ MHz. No bloco seguinte o sinal é filtrado de novo para eliminar às frequências indesejadas, após é levado para o demodulador. Neste último passo começa um processo que relaciona outras camadas do protocolo de comunicação em banda base e não em RF.

Figura 4.7. Diagrama de blocos do Receptor.

Técnicas de Demodulação

Existem diferentes formas para fazer uma demodulação do sinal GFSK, uma delas é por discriminação de frequência, onde a variação da mesma afeta a amplitude do sinal agindo como um conversor FM-to-AM. Outras formas são utilizando um detector baseado em PLL preferido pela imunidade ao ruído, e a discriminação por deslocamento de fase, onde a fase do sinal é extraída com um bloco co-tangente e depois é derivada recuperando-se assim a informação.

A técnica escolhida para a demodulação neste trabalho baseou-se na referência [53] onde são utilizados dois filtros passa-faixa centrados em 2 MHz para eliminar harmônicos, $DC-offset$ e ruído $1/f$, logo após são utilizados dois diferenciadores seguidos de dois multiplicadores em quadratura para detectar a amplitude do sinal diferenciado a qual por meio de um comparador

permite fazer a recuperação da informação. O diagrama de blocos em simulink que representa o modelo é mostrado na Figura 4.8.

Figura 4.8. Diagrama de blocos do demodulador em Simulink.

4.2.3 Das especificações do sistema as especificações do circuito

Estabelecidas as especificações em nível de sistema $NF < 24$ dB, $IIP_3 \geq -45$ dBm e escolhidas as arquiteturas para o transmissor e o receptor, é hora de distribuir os parâmetros adequados a cada bloco do sistema, levando-se em consideração que o receptor terá um filtro de RF (que normalmente é o duplexer F_{RF}), um *LNA*, um *Mixer*, um filtro passa-baixa (F_{BB}) e por último o demodulador conforme a Figura 4.7.

Adotando especificações reportadas na literatura [54], estudos e análises dos valores típicos nos parâmetros, são configurados os blocos do receptor. Sendo atribuída a figura de ruído conforme apresentado na Figura 4.9.

Figura 4.9. Distribuição do Ruído no Receptor.

O ganho e o IIP_3 também foram distribuídos conforme mostra a Tabela 2. Na última coluna está o resultado total teórico dos blocos em cascata e pode se ver que está cumprindo com os requerimentos em nível do sistema. O valor do IIP_3 nos filtros passivos são assumidos com valores altos, por exemplo, 100 dBm devido a isso não foi estabelecido.

Tabela 2. Especificação de cada bloco do Receptor.

Especificação	Componente					TOTAL
	FRF	LNA	MIXER	FBB	DEMOD.	
<i>Figura de ruído (dB)</i>	2	3	14	6	8	9,07
<i>Ganho (dB)</i>	-2	9	17	-6	23	41
<i>IIP_3 (dBm)</i>	-	-10	-10	-	-	-20,77

4.2.4 Medidas no Receptor

As medidas feitas, por meio da simulação, no receptor foram com o intuito de verificar a aproximação da modelagem com as medidas reportadas na bibliografia utilizada. Entre os critérios mais importantes usados para avaliar o desempenho do sistema de recepção é o BER (que consiste em comparar os dados transmitidos e os recebidos, concretamente o número total de erros dividido pelo número total de bits recebidos) e a não linearidade. O desempenho do demodulador assim como o desempenho da linearidade teve respostas conforme as esperadas, isto é, aproximada com os dados reportados.

Na Figura 4.10 pode ser visto o transceptor Bluetooth completo implementado em Simulink, nele encontra-se o *transmissor* e o *receptor* composto de seus respectivos blocos e cumprindo as especificações estabelecidas na seção 4.3.1. Os resultados obtidos a partir do modelo são: os níveis de ruído através do sistema assim como o comportamento de não linearidade, tanto em tempo quanto em frequência.

Figura 4.10. Sistema Transceptor Bluetooth.

Sensibilidade

A sensibilidade permite determinar o nível mínimo de potência que o sistema consegue detectar cumprindo com a taxa de erro máxima tolerável que é 0,1% para Bluetooth. Esta prova foi feita avaliando sinais com diferentes níveis de potência e o resultado é mostrado na parte superior da Figura 4.11. A prova de desempenho no demodulador é mostrada na parte inferior, onde a taxa de erro é alcançada com uma SNR de 20 dB.

Figura 4.11. Resultado do BER com relação à potência de entrada e com relação à SNR.

Intermodulação

O desempenho de intermodulação foi feito transmitindo dois tons dentro da banda de interesse na entrada do receptor, exatamente nas frequências $f_1=2,451$ GHz e $f_2=2,452$ GHz que criam produtos de IMD_3 cumprindo a seguinte condição $f_0 = 2f_1 - f_2$, onde f_0 é a frequência do sinal desejado, ou seja, 2,45 GHz.

Na Figura 4.12 as linhas estendidas mostram os cálculos extrapolados da potência de entrada P_{in} e da potência de intermodulação de terceira ordem P_{IMD3} , a partir dos resultados das simulações. O sistema receptor apresenta um IIP_3 de -10 dBm, que é próximo do resultado reportado na bibliografia utilizada.

Figura 4.12. IIP_3 do Receptor Bluetooth.

A Figura 4.13 mostra os espectros de dois sinais na saída do LNA, no primeiro a potência do sinal (-40 dBm) está afetando o produto de IMD_3 , mas não de uma forma significativa. Enquanto o segundo, a potência tem um nível maior (-20 dBm) o que aumenta também a não linearidade no bloco, ficando isto visível ao projetista. É assim que qualquer BER maior que 0,1% indica um problema de desempenho para o sistema receptor na presença de distorção de IMD_3 .

Figura 4.13. Compromisso no nível de entrada ao sistema: (a) potência baixa e (b) potência alta.

Finalmente, os blocos ao serem simulados em alto nível com vários parâmetros proporcionam uma resposta diferente do sistema ajudando assim a definir a configuração que satisfaça a especificação. Os resultados das simulações com esta ferramenta não ultrapassam os dois minutos para blocos isolados. Nas simulações de BER o tempo de simulação aumenta porque são necessários como mínimo pelo menos mil bits para o cálculo.

Capítulo 5 – Conclusão e trabalhos futuros

Este trabalho apresentou uma ferramenta de auxílio ao projeto de circuitos de *RF* implementados com blocos em cascata dentro de um sistema de comunicação. Mesmo que existem ferramentas CAD específicas para desenvolver este trabalho a dificuldade de licenças e o código fechado de tais programas minimiza as possibilidades de ter acesso.

Um método simples para modelar circuitos de RF em alto nível, que pode ser usado para configurar sistemas de recepção, aproximando à realidade e levando menos tempo que um simulador de baixo nível foi mostrado. Todos os modelos dos circuitos implementados são independentes da arquitetura, pois em baixo nível a mesma função pode ser achada com diferentes esquemas.

É importante que o projetista obtenha habilidades tanto no nível de circuito assim como no nível de sistema. E com esta ferramenta obtém-se um conhecimento generalizado do sistema e de cada bloco, assim como a sua interação em conjunto. Os comportamentos incluídos em cada circuito são o comportamento nominal (ou seja, amplificar se for amplificador), o comportamento do ruído e a distorção.

Uma das idéias principais deste trabalho é fornecer os requerimentos de uma especificação ao programa e obter os valores significativos de figura de ruído e IIP_3 , o que agiliza o processo na fabricação de sistemas transceptores. Logo após estimando os parâmetros de cada um dos blocos de RF e configurando-os é possível ter uma aproximação, como ponto de partida do sistema que satisfaz as especificações desejadas.

A descrição do funcionamento de transmissores e receptores de rádio frequência foi apresentada e um teste foi feito através de um caso de estudo. A avaliação dos modelos em Simulink foi feita configurando um receptor Bluetooth com os parâmetros em nível de sistema disponíveis de uma bibliografia. Comparando o desempenho do sistema simulado com os resultados de teste da bibliografia é possível ver a aproximação. A biblioteca disponível em Simulink com os blocos desenvolvidos permite explorar rapidamente vários tipos de arquiteturas e fazer uma otimização dos parâmetros em nível do sistema, balanceando os compromissos e atingindo o objetivo a um baixo custo.

Os resultados obtidos podem ser considerados satisfatórios, embora outras contribuições nos modelos possam ser acrescentadas num futuro para melhorar ainda mais a ferramenta.

5.1 Trabalhos futuros

A área da simulação de sistemas de comunicação ainda está em crescimento, empresas de renome internacional (Mentor Graphics, Cadence, ADS, etc.) estão desenvolvendo a cada dia novos blocos de RF baseados em macromodelos, que podem ser facilmente implementados em grandes projetos. A idéia é que no final consiga-se modelar todo um sistema integrado de circuitos analógicos e digitais com um mesmo software.

O nosso laboratório pode começar a partir desta ferramenta a criação de um método de projeto totalmente automatizado. Com a experiência de blocos de RF fabricados, e com o desenvolvimento de programas que permitam a otimização de parâmetros, o cálculo da área do circuito e o consumo de potência de cada bloco, poder-se-ia garantir o desenvolvimento seguro de um projeto. Que num futuro com a mesma ferramenta consiga-se gerar circuitos em alto, baixo nível e, além disso, obter-se o layout do sistema.

Um tema interessante a levar-se em consideração para a simulação do sistema de comunicação seria o meio de Comunicação ou Canal. Já que existem vários efeitos produzidos como o multi-percurso e o desvanecimento do sinal.

Referências bibliográficas

- [1] Lathi, B. P. **Modern Digital and Analog Communication Systems**. Oxford University Press, 1998.
- [2] Wambacq, P. **CAD for RF Circuits**. Design, Automation and Test in Europe. Conference and Exhibition. Proceedings, pp. 520 – 527. March 2001
- [3] Mehta, J. L. **Transceiver architectures for wireless IC's**. rfdesign, February, 2001.
- [4] Abidi, A. A. **Direct-Conversion Radio Transceivers for Digital Communications**. IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 30, no. 12, pp. 1399-1410, Dec. 1995.
- [5] Araki, K. et al. **Implementation and performance of a multi-band transceiver for software defined radio**. Radio and Wireless Conference, pp. 207 – 210. Sept. 2004
- [6] Feng, M. et al. **Device technologies for RF front-end circuits in next-generation wireless communications**. Proceedings of the IEEE, pp. 354 – 375. Feb 2004.
- [7] Razavi, B. **RF microelectronics**. Prentice Hall, London. UK. 1998.
- [8] Wambacq, P and Sansen W. **Distortion Analysis of Analog Integrated Circuits**. Kluwer Academic Publishers, 1998.
- [9] Vassiliou, I. **A frequency-domain, Volterra series-based behavioral simulation tool for RF systems**. in Proc. Custom Integrated Circuits Conf. pp. 251–254. 1999
- [10] Wambacq, P. **Compact modeling of nonlinear distortion in analog communication circuits**. in Proc. Design, Automation, Test in Eur. Conf., pp. 350–354. Mar. 2000.
- [11] Shanmugam, K. S. **Digital and Analog Communication System**. John Wiley & Sons, 1979.
- [12] Johnson, J. B. **Thermal agitation of electricity in conduction**. Physical Review, vol. 32, pp. 97-109, 1928.
- [13] Nyquist, H. **Termal agitation of electric charge in conductors**. Physical Review, vol. 32, pp.110-112, 1928.
- [14] Keshner, M. S. **1/f noise**. Proceedings of the IEEE, Vol. 70, No. 3, March 1982.
- [15] Hung, K. K. **Flicker noise characteristics of advanced MOS technologies**. Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, IEEE Transactions on Volume 20, Issue 6, pp 763 – 767. Jun 2001
- [16] Buckingham, M. J. **Noise in Electronic Devices and System**. John Wiley & Sons, 1985.
- [17] Gómez, A. A. M. **Estudo e projeto de um sintetizador de frequência para RF em**

tecnologia CMOS de 0,35 μ m. Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2004.

- [18] Friis, H. T. **Noise Figura of Radio Receivers.** Proceedings of the IRE, vol. 32, pp. 419–422, July 1944.
- [19] Proakis, J. G. **Digital Communications.** McGraw Hill, 3^a edition, 1995.
- [20] Rappaport, T. S. **Wireless Communications Principles and Practice.** Prentice-Hall, Upper Saddle River, 1996.
- [21] Dixon, R. C. **Radio Receiver Design.** Marcel Dekker. 1998.
- [22] Lee, T. H. **The design of Cmos Radio-Frequency integrated Circuits.** Cambridge University Press. 1998.
- [23] Armstrong, E. H. French patent no. 107.057, December 1918.
- [24] Stetzler, T. et al. **A 2.7-4.5 V Single Chip GSM Transceiver RF Integrated Circuit.** IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 30, No. 12, 1995.
- [25] Fenk, J. **Highly Integrated RF-IC's for GSM and DECT Systems - A Status Review.** IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No. 12, 1997.
- [26] Razavi, B. **A 5.2-GHz CMOS Receiver with 62-dB Image Rejection.** IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 36, No. 5, 2001.
- [27] Ahola, R. **A Single Chip CMOS Transceiver for 802.11 a/b/g WLANs.** International Solid-State Circuit Conference, 2004.
- [28] Abidi, A. A. **Direct-Conversion Radio Transceivers for Digital Communications.** IEEE Transactions of Solid-State Circuits, Vol. 30, No. 12, pp. 1399-1410. 1995.
- [29] Razavi, B. **Design Considerations for Direct-Conversion Receivers.** IEEE Transactions on Circuits and Systems-II, Vol. 44, No. 6, 1997.
- [30] Won Namgoong and Meng, T. H. **Direct-Conversion RF Receiver Design.** IEEE Transactions on Communications, Vol. 49, No. 3, pp. 518-529, 2001.
- [31] Mikkelsen, J. H et al. **Feasibility study of DC offset filtering for UTRA-FDD/WCDMA Direct conversion receiver.** Proceedings IEEE 17th. NORCHIP Conference, 1999.
- [32] Cao, M; Zheng, Y and Garg, H. K. **A Novel Algorithm for DC Offset and Flicker Noise Cancellation in Direct Conversion Receivers.** International Conference on Communications and Systems, pp, 441-445, 2004.
- [33] Sevenhans, J. et al. **An Analog Radio Front-End Chip-Set for a 1.9GHz Mobile Radio Telephone Application.** Proceedings of Integrated Solid-States Circuit

- Conference, pp. 44-45. 1994.
- [34] Crols, J and Steyaert, M. S. J. **Low-IF Topologies for High-Performance Analog Front Ends of Fully Integrated Receivers**. IEEE Transactions on Circuits and Systems - II, Vol. 45, No. 3. 1998.
 - [35] Rudell, J. C. et al. **A 1.9GHz Wide-Band IF Double Conversion CMOS Receiver for Cordless Telephone Applications**. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 32, No. 12, pp. 2071–2088, December 1997.
 - [36] Hartley, R. **Modulation System**. U.S. Patent 1,666,206, April 1928.
 - [37] Weaver, D.K. **A Third Method of Generation and Detection of Single-Sideband Signal**. Proceedings IRE, Vol. 44, pp. 1703-1705, December 1956.
 - [38] Tuttlebee, W. H. W. **Software-Defined Radio: Facets of a Developing Technology..** IEEE Personal Communications, vol.6, no. 2, p. 38-44, April 1999.
 - [39] Srikanteswara, S.; Reed J.H. and Athanas P.M. **Implementation of a reconfigurable soft radio using a layered radio architecture**. IEEE Signals, Systems and Computers, vol. 1, pp. 360-364, November 2000.
 - [40] http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/pdf_doc/simulink/sl_using.pdf
 - [41] Gielen, G and Rutenbar, R. **Computer-aided Design of Analog and Mixed-signal Integrated Circuits**. Proceedings IEEE, vol. 88, pp. 1825-1854, Dez. 2002.
 - [42] Kundert, K. S. **Introduction to RF Simulation**. IEEE Journal of Solid-State Circuits, September, 1999.
 - [43] Zapata, C. e Van Noije, W. “Ferramenta para simulação de sistemas de comunicação”. Session IC-Design, no congresso International Technical Symposium on Packaging, Assembling & Exhibition, IX Simpósio IMAPS Brasil, e V Seminário ABRACI, São Paulo, Outubro 2006.
 - [44] Roa, E. F. **Metodologia de projeto para amplificadores de baixo ruído em CMOS**. Dissertação de Mestrado – ESCOLA POLITÉCNICA, Universidade de São Paulo, São Paulo 2003.
 - [45] Echavarria, R. D. **Estudo e projeto de um misturador CMOS para RF**. Dissertação de Mestrado – ESCOLA POLITÉCNICA, Universidade de São Paulo, São Paulo 2003.
 - [46] Darabi. H. and Abidi, A. A. **Noise in RF-CMOS Mixers: A Simple Physical Model**. IEEE Transactions on Solid State Circuits, Vol. 35, No. 1, pp. 15-25, 2000.
 - [47] Farfán, A. **Projeto e implementação de um oscilador monolítico a 2,4 GHz em tecnologia CMOS 0,35 μm** . Dissertação de Mestrado – ESCOLA POLITÉCNICA, Universidade de São Paulo, São Paulo 2003.

- [48] Gardner, F. M. and Baker, J. **Simulation Techniques**. John Wiley & Sons, 1997.
- [49] Van Valkenburg, M. E. **Analog Filter Design**. New York: Oxford University Press, 1982.
- [50] Friedlander, B. and Porat, B. **The Modified Yule-Walker Method of ARMA Spectral Estimation**. IEEE Transactions on Aerospace Electronic Systems, AES-20, No. 2, pp. 158-173. March 1984.
- [51] Leung, B. **VLSI for Wireless Communication**. Prentice Hall. 2001.
- [52] www.bluetooth.com
- [53] Darabi, H et al. **An IF FSK Demodulator for Bluetooth in 0.35 μm CMOS**. IEEE Custom Integrated Circuits Conference, pp. 523-526, 2001.
- [54] Sheng, W; Emira, A and Sánchez-Sinencio E. **CMOS RF Receiver System Design: A Systematic Approach**. IEEE Transaction on Circuits and System. Vol. 53, No. 5, pp. 1023-1034, May 2006.

Apêndice A

Uma outra forma de medir o IP_3 é dado na seguinte equação:

$$\frac{A_{f1,f2}}{A_{IMD_3}} = \frac{|\alpha_1| A_{in}}{3|\alpha_3| A_{in}^3 / 4} \quad (A1)$$

onde $A_{f1,f2}$ é a amplitude dos componentes na saída, A_{in} é o nível de entrada do sinal, A_{IMD_3} é a amplitude do produto de intermodulação de terceira ordem, das equações (A1) e (12) temos:

$$\frac{A_{f1,f2}}{A_{IMD_3}} = \frac{A_{IP_3}^2}{A_{in}^2} \quad (A2)$$

assim,

$$20 \log A_{IP_3} = \frac{1}{2} (20 \log A_{f1,f2} - 20 \log A_{IMD_3}) + 20 \log A_{in} \quad (A3)$$

O nível máximo de potência da entrada para o qual os produtos de intermodulação não excedem o ruído de fundo é dado pela equação (A4).

$$P_{IP_3} = P_{sinal_max} + \frac{P_{saida} - P_{IMD_3,out}}{2} \quad (A4)$$

com

P_{IP_3} ponto de interseção de terceira ordem

P_{sinal_max} potência de entrada.

P_{saida} potência de saída

$P_{IMD_3,out}$ potência do IMD_3 na saída

Levando em conta que $P_{saida} = P_{se} + G$ e $P_{IMD_3,out} = P_{IMD_3,in} + G$, fica:

$$P_{IP_3} = P_{sinal_max} + \frac{P_{sinal_max} - P_{IMD_3,in}}{2} \quad (A5)$$

$$P_{IP_3} = \frac{3P_{sinal_max} - P_{IMD_3,in}}{2} \quad (A6)$$

$$P_{sinal_max} = \frac{2P_{IP_3} + P_{IMD_3,in}}{3} \quad (A7)$$

Apêndice B – Código da interface gráfica

```

function varargout = DIS_TRI_PARA(varargin)
gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',    mfilename, ...
    'gui_Singleton', gui_Singleton, ...
    'gui_OpeningFcn', @DIS_TRI_PARA_OpeningFcn, ...
    'gui_OutputFcn', @DIS_TRI_PARA_OutputFcn, ...
    'gui_LayoutFcn', [], ...
    'gui_Callback', []);
if nargin && ischar(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
end

if nargout
    [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end

function DIS_TRI_PARA_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
handles.output = hObject;
guidata(hObject, handles);
set(handles.tem,'string',27); %%%%%%%%%000000 valor inicial por defeito para a temperatura
function varargout = DIS_TRI_PARA_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)
varargout{1} = handles.output;
function snr_out_Callback(hObject, eventdata, handles)
function snr_out_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end
function fig_tot_Callback(hObject, eventdata, handles)
function fig_tot_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end
function pot_int_Callback(hObject, eventdata, handles)
function pot_int_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end
function edit4_Callback(hObject, eventdata, handles)
function edit4_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

```

```

if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end
function lar_ban_Callback(hObject, eventdata, handles)
function lar_ban_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end
function sen_sib_Callback(hObject, eventdata, handles)
function sen_sib_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end
function ip3_tot_Callback(hObject, eventdata, handles)
function ip3_tot_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else
    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end

function calcular_Callback(hObject, eventdata, handles)
%%%%%% INICIO DO CÁLCULO NF E IIP3
kbo=1.38e-23; %%%%000 cte de boltzmann
abs_kel=273; %%%%0000 temperatura '0 zero' absoluta en K, temperatura ambiente
27°C=300°K
tem=str2num(get(handles.tem,'string'));%%%%000temperatura en °C
tem_kel=abs_kel+tem;%%%%%%%%000 temperatura en K

sen_sib=str2num(get(handles.sen_sib,'string'));%%%%Sensibilidade
if sen_sib>0
    errordlg('Sensibilidade muito grande')
elseif ischar(sen_sib)
    errordlg('Sensibilidade: deve der un dado numerico')
end

lar_ban=str2num(get(handles.lar_ban,'string'));
if isempty(lar_ban)
    warndlg('Deve fornecer uma Largura de Banda')
elseif ischar(lar_ban)
    errordlg('A largura de Banda: deve der un dado numerico')
end

```

```

snr_out=str2num(get(handles.snr_out,'string')); %%%SNR de saida conhecido para o
demodulador ex. 25dB.
if isempty(snr_out)
    warndlg('Deve fornecer uma SNR de Saida')
elseif ischar(snr_out)
    errordlg('SNR: deve der un dado numerico')
end

pot_int=str2num(get(handles.pot_int,'string'));%%%potencia de interferencia conhecida pela
especificacao ex. -52 dB
if pot_int>0
    errordlg('Sensibilidade muito grande')
elseif ischar(pot_int)
    errordlg('Potencia da interferencia: deve der un dado numerico')
end

pot_rui=10*log10(kbo)+10*log10(tem_kel)+10*log10(1000)+10*log10(lar_ban*1000);
%%%%%%%%000 potencia de ruido de entrada
snr_in=sen_sib-pot_rui; %%%snr_in=(senal.entrada/ruido.entrada) en dB 'sen_sib'-'pot_rui'
fig_rui=snr_in-snr_out; %%% figura de ruido=(snr_in/snr_out)
ip3_tot=(snr_out-sen_sib+(3*pot_int))/2; %%% IIP3 requerido pelo sistema

set(handles.ip3_tot,'string',ip3_tot)
set(handles.fig_tot,'string',fig_rui)
%%%%%%%%000000 AQUI TERMINA O CALCULO

function pushbutton3_Callback(hObject, eventdata, handles)
%%%%%%%%NOVA TEMPERATURA
nov_tem=inputdlg('Temperatura en grados °C');
if ~isnumeric(nov_tem)
    nov_tem=cellstr(nov_tem)
    nov_tem=str2num(nov_tem{1})
    set(handles.tem,'string',nov_tem);
else
    warndlg('Deve fornecer uma dado numerico');
end
function pushbutton4_Callback(hObject, eventdata, handles)
%%%%%%%%BORRAR TODO
set(handles.sen_sib,'string','');
set(handles.lar_ban,'string','');
set(handles.snr_out,'string','');
set(handles.pot_int,'string','');
set(handles.fig_tot,'string','');
set(handles.ip3_tot,'string','');
function tem_Callback(hObject, eventdata, handles)
function tem_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
if ispc
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
else

```

```

    set(hObject,'BackgroundColor',get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'));
end
function calcular_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
function calcular_KeyPressFcn(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes on button press in cri_model.
function cri_model_Callback(hObject, eventdata, handles)
if (get(handles.rad_homo,'Value') == get(handles.rad_homo,'Max'))
    load_system('rx_homodino')
    set_param('rx_homodino/Amp. de Baixo Ruido1','ga','3');
    set_param('rx_homodino/Amp. de Baixo Ruido1','iip3','-10');
    set_param('rx_homodino/Amp. de Baixo Ruido1','fn','9');
    open_system('rx_homodino')
    save_system

elseif (get(handles.rad_hete,'Value') == get(handles.rad_hete,'Max'))
    load_system('rx_heterodino')
    open_system('rx_heterodino')
end

%%%%%%%%% --- cerrar o programa
function pushbutton6_Callback(hObject, eventdata, handles)
close_system

```