

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

LUIZ FELIPE ROCHA GARCIA

**ESTUDO DE MODOS DE OPERAÇÃO DE AMPLIFICADORES DE BAIXO RÚIDO
RECONFIGURÁVEIS**

CURITIBA
2017

LUIZ FELIPE ROCHA GARCIA

**ESTUDO DE MODOS DE OPERAÇÃO DE AMPLIFICADORES DE BAIXO RUÍDO
RECONFIGURÁVEIS**

Monografia apresentada como requisito parcial à obtenção do título de Engenheiro Eletricista, Curso de Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Ph.D. André Augusto Mariano

CURITIBA
2017

TERMO DE APROVAÇÃO

LUIZ FELIPE ROCHA GARCIA

ESTUDO DE MODOS DE OPERAÇÃO DE AMPLIFICADORES DE BAIXO RUÍDO RECONFIGURÁVEIS

Monografia aprovada como requisito parcial à obtenção do título de Bacharel, Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná. Universidade Federal do Paraná, pela banca examinadora:

Prof^o. Ph.D. André Augusto Mariano
Orientador - Departamento de Engenharia Elétrica

Prof^o. Ph.D. Eduardo Gonçalves de Lima
Avaliador - Departamento de Engenharia Elétrica

Prof^a. Dra. Juliana Luísa Müller lamamura
Avaliador - Departamento de Engenharia Elétrica

CURITIBA

2017

AGRADECIMENTOS

Primeiramente ao Prof. Ph.D. André Augusto Mariano, pela alta carga de motivação e orientação sem as quais este trabalho não seria realizado. Seu conhecimento e vasto repertório de trabalhos acadêmicos também não passaram despercebidos.

Aos professores Ph.D. Eduardo Gonçalves de Lima e Dra. Juliana Luísa Müller Yamamura, pelos conselhos oferecidos em avaliações prévias deste trabalho.

Aos professores Ph.D. Bernardo Rego Barros de Almeida Leite e Ph.D. Luis Henrique Assumpção Lolis, por sua atenção e auxílio quando preciso, e ao Prof. Dr. Oscar da Costa Gouveia Filho por gentilmente ceder sua cópia do livro “RF Microelectronics” de Behzad Razavi.

Ao Departamento de Engenharia Elétrica e à Universidade Federal do Paraná pela oportunidade de realizar este trabalho.

À minha família pelo apoio incondicional.

RESUMO

As telecomunicações são a forma predominante de troca de informações nos dias atuais. Estudos de desenvolvimento e melhorias são muito bem-vindos e cada vez mais necessários. O presente trabalho apresenta os métodos utilizados para realizar um estudo de modos de operação de amplificadores de baixo ruído (LNA) reconfiguráveis. Mostra-se a metodologia de criação e desenvolvimento de um ambiente de simulações com o qual é possível obter parâmetros de qualidade de transmissão como magnitude do vetor de erro (EVM) e taxa de erro de bites (BER). Apresenta-se, também, resultados na forma de curvas relacionando EVM e BER com a potência de entrada no amplificador de baixo ruído. A partir destes resultados são feitas análises sob o ponto de vista da potência de entrada e da potência consumida pelo LNA. Conclui-se com analogias com situações práticas do mundo real e possíveis aplicações do método apresentado pelo estudo.

Palavras-chave: Amplificador de baixo ruído. LNA. LNA reconfigurável. EVM. BER. LTE.

ABSTRACT

Telecommunications are the dominant way of information exchange nowadays. Improvement and development studies are much welcome e necessary. The present work presents the methods used to perform a reconfigurable low noise amplifier operation modes study. It is shown the methodology for creation and development of a simulation setup capable of obtaining transmission quality parameters such as error vector magnitude (EVM) and bit error rate (BER). It is also presented results as curves relating EVM and BER to the input power of the low noise amplifier. With these results, analyses are made by looking at the input power and the power consumed by the LNA. It is concluded with analogies of practical situations of the real world and possible applications of the studied method.

Keywords: Low noise amplifier. LNA. Reconfigurable LNA. EVM. BER. LTE.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Tabela de níveis de amplitude do código 2B1Q.....	16
Figura 2 – Representação de espaço de sinal do código 2B1Q.....	17
Figura 3 – Constelação de sinais de sistema 16-QAM.....	17
Figura 4 – Efeito da perturbação do ruído.....	18
Figura 5 – Vetor de ruído	18
Figura 6 – BER para sistemas M-PAM.....	19
Figura 7 – Topologia padrão de sistemas de comunicação	20
Figura 8 – Transmissor de sinal de voz.....	21
Figura 9 – Topologia de receptor genérico.....	22
Figura 10 – Modulação em amplitude	24
Figura 11 – Modulação em amplitude no domínio da frequência.....	24
Figura 12 – Resposta em frequência de filtro passa-baixas Butterworth $f_c = 0,4$ rad/s	25
Figura 13 – Amostragem de sinais.....	25
Figura 14 – Definição gráfica de IP3	27
Figura 15 – Representação de sinais e sistemas.....	28
Figura 16 – Definição gráfica de ponto de compressão ICP1	29
Figura 17 – Diagrama de blocos de requisitos do setup	33
Figura 18 – Simbologia da fonte wireless LTE	33
Figura 19 – Simbologia do LNA banda passante	34
Figura 20 – Espectro do sinal LTE modulado com distorção	34
Figura 21 – Agrupamento dos blocos adjacentes ao LNA	36
Figura 22 – Simbologia do bloco budget	36
Figura 23 – Simobologia da carga.....	37
Figura 24 – Simbologia da ponta de prova wireless.....	37
Figura 25 – Esquemático do setup final	38
Figura 26 – Forma de onda do sinal LTE modulado em 16-QAM	38
Figura 27 – Espectro do sinal LTE modulado.....	39
Figura 28 – Simulações Monte-Carlo da BER média para modulação 16-QAM do padrão LTE.....	41

LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1 – Curvas de potência para LNA.....	35
Gráfico 2 – Curva EVM CHIP1, modo 1	43
Gráfico 3 – Curva BER CHIP1, modo 1	43
Gráfico 4 – Curva EVM CHIP1, modo 2	44
Gráfico 5 – Curva BER CHIP1, modo 2	44
Gráfico 6 – Curva EVM CHIP1, modo 3.....	45
Gráfico 7 – Curva BER CHIP1, modo 3	45
Gráfico 8 – Curva EVM CHIP2, BLP	46
Gráfico 9 – Curva BER CHIP2, BLP.....	46
Gráfico 10 – Curva EVM CHIP2, WLP	47
Gráfico 11 – Curva BER CHIP2, WLP.....	47
Gráfico 12 – Curva EVM CHIP2, WG5.....	48
Gráfico 13 – Curva BER CHIP2, WG5	48
Gráfico 14 – Curva EVM CHIP2, WLN	49
Gráfico 15 – Curva BER CHIP2, WLN	49
Gráfico 16 – Curva EVM CHIP2, WHL.....	50
Gráfico 17 – Curva BER CHIP2, WHL	50
Gráfico 18 – Curvas EVM de todos os modos.....	52
Gráfico 19 – Curvas BER de todos os modos	52
Gráfico 20 – Curvas EVM dos modos mais relevantes	53
Gráfico 21 – Curvas BER dos modos mais relevantes.....	54
Gráfico 22 – Potência de mínimo EVM x Ganho	55
Gráfico 23 – Potência de mínimo EVM x Figura de Ruído	56
Gráfico 24 – Potência de mínimo EVM x Linearidade	57
Gráfico 25 – Potência de mínimo EVM x Potência de consumo	58
Gráfico 26 – Potência de mínimo EVM (mW) x Potência de consumo (mW)...	59

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Valores típicos de parâmetros do LNA	23
Tabela 2 – Valores do bloco budget.....	30
Tabela 3 – Modos de operação do LNA.....	31
Tabela 4 – Requisitos mínimos para EVM	40
Tabela 5 – Requisitos mínimos para SNR	40
Tabela 6 – Potência de mínimo EVM e modos de operação	55

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

LNA	- amplificador de baixo ruído
BER	- taxa de erro de bits
EVM	- magnitude do vetor de erro
SNR	- relação sinal-ruído
dB	- decibel
dBm	- decibel-miliwatt
SNDR	- relação sinal-ruído-distorção
ADC	- conversor analógico-digital
RF	- rádio frequência
G	- ganho
NF	- figura de ruído
IIP3	- linearidade
fs	- frequência de amostragem
BW	- largura de banda
IM3.	- produto de intermodulação
f	- fator de ruído
LTE	- <i>Long Term Evolution</i>
ICP1	- ponto de compressão
DFT	- transformada de Fourier discreta
Pdc	- potência de consumo

Sumário

1	Introdução.....	13
1.1	Objetivo Geral	13
1.2	Objetivos Específicos.....	13
1.3	Metodologia	13
2	REVISÃO TEÓRICA.....	15
2.1	Ruído	15
2.2	Relação Sinal-Ruído.....	15
2.3	Magnitude do vetor de erro.....	16
2.3.1	Símbolos	16
2.3.2	Constelação de sinais	16
2.3.3	EVM	17
2.4	Taxa de erro de bits.....	19
2.5	Sistema de Comunicação	20
2.5.1	Processo de comunicação	20
2.5.2	Elementos de um sistema de comunicação	20
2.6	Sinais e sistemas.....	26
2.6.1	Ganho	26
2.6.2	Linearidade.....	27
2.6.3	Figura de ruído	28
2.6.4	Ponto de compressão.....	29
2.7	trabalhos relacionados.....	30
3	Desenvolvimento	32
3.1	Software de simulação.....	32
3.2	Setup de simulações.....	32
3.2.1	Requisitos do setup	32
3.2.2	Elementos de construção.....	33
3.3	Simulações.....	38
3.3.1	Transiente.....	38
3.3.2	Envelope Wireless	39
3.4	Normas	40
4	Resultados	42
5	Análises	51
5.1	Formas das curvas EVM e BER	51
5.2	Faixas de operação.....	51
5.3	Potência de mínimo EVM.....	54

5.3.1	Potência de mínimo EVM x Ganho.....	55
5.3.2	Potência de mínimo EVM x Figura de Ruído	56
5.3.3	Potência de mínimo EVM x Linearidade	57
5.3.4	Potência de mínimo EVM x Potência de consumo.....	58
5.3.5	Considerações	58
6	Conclusão	60
7	Referências.....	62

1 INTRODUÇÃO

As telecomunicações estão presentes desde a antiguidade. Desde os primórdios da humanidade, a comunicação a distância já ocorria seja por meio de mensageiros, cartas ou mesmo animais utilizados para transporte de mensagens. No final do século XIX já se avançavam os estudos das comunicações por meio de ondas eletromagnéticas, até que em meados da década de 1920 realizaram-se as primeiras transmissões de rádio.

Nos dias atuais, as comunicações a distância são a forma predominante de troca de informações. Cada vez mais o ser humano, e a sociedade como um todo, depende das telecomunicações. Além disso, cada vez mais exige-se qualidade e velocidade na troca de informações. Desta forma, o estudo e desenvolvimento de tecnologias para aprimorar este segmento faz-se necessário.

O receptor é um dos elementos de um sistema de comunicação. Nele, são captadas as ondas eletromagnéticas, convertidas e decodificadas de modo a recuperar a informação transmitida. Um dos elementos mais importantes de um receptor é o amplificador de baixo ruído (LNA). Este é responsável por amplificar o sinal recebido adicionando o mínimo de ruído possível.

Neste trabalho, é apresentado um estudo de modos de operação de amplificadores de baixo ruído reconfiguráveis. Busca-se avaliar o impacto da mudança dos parâmetros dos amplificadores de baixo ruído, em parâmetros que medem a qualidade do sinal recebido como a magnitude do vetor de erro e a taxa de erro de bits.

1.1 OBJETIVO GERAL

O objetivo geral do trabalho é desenvolver um ambiente de simulações de amplificadores de baixo ruído, no *software Spectre Circuit Simulator*, desenvolvido pela (CADENCE, 2017), de modo a permitir estudos aprofundados do comportamento destes dispositivos para diferentes padrões de comunicação digital.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Os objetivos específicos serão, a partir do ambiente criado, realizar simulações de um LNA de parâmetros variáveis, buscando modos de operação que atendam às normas, as quais serão estabelecidas durante o trabalho, com o menor consumo de potência do dispositivo.

Pode-se listar os objetivos específicos como abaixo:

- 1) Construir o ambiente de simulações (*setup*)
- 2) Realizar simulações para validar o funcionamento do *setup*
- 3) Analisar os resultados das simulações de modo a obter relações entre os parâmetros do LNA e os parâmetros de qualidade

1.3 METODOLOGIA

O trabalho será realizado inicialmente com um estudo de familiarização de amplificadores de baixo ruído, buscando entender seu conceito, suas características e aplicações. Em seguida, um segundo período de estudo se faz necessário para aprendizado da ferramenta computacional

Spectre. Após este período de preparação e testes da ferramenta, inicia-se a construção do ambiente de simulações.

Esta etapa é realizada construindo-se e testando cada bloco componente do sistema. Após este estudo do comportamento dos componentes, inicia-se a montagem do *setup* de simulações realizando-se testes para validar o funcionamento do mesmo. Com o ambiente em funcionamento, antes de se iniciar as simulações dos modos de operação, deve-se definir as normas, as quais são utilizadas como parâmetro para determinar os limites dos modos de operação do LNA. Definidas as normas, iniciam-se as simulações para diferentes modos de operação. Os parâmetros analisados são taxa de erro de bits (BER) e a magnitude do vetor de erro (EVM) na saída do sistema. Ambos deverão atender à norma estabelecida para que o modo de operação que os gerou seja validado. Finalizada a etapa de simulações, os resultados são apresentados e analisados. Nas análises buscam-se relações entre os parâmetros do LNA e os parâmetros de qualidade BER e EVM.

2 REVISÃO TEÓRICA

2.1 RUÍDO

Um conceito importante para entendimento deste trabalho é o conceito de ruído. Nas palavras de (HAYKIN, 2004, p.77), “O termo *ruído* é normalmente utilizado para designar sinais indesejáveis que tendem a perturbar a transmissão e o processamento de sinais de comunicação e sobre os quais temos um controle incompleto”. O autor ainda cita a existência de diversas fontes de ruído em um sistema de comunicação, podendo estas ser externas ou internas ao sistema. Nas fontes externas constam, por exemplo, ruído atmosférico, ruído galáctico e ruído produzido pelo homem. Já nas fontes internas, (HAYKIN, 2004) ressalta o ruído produzido por “[...] *flutuações espontâneas* de corrente ou tensão em circuitos”, sendo exemplos comuns destas flutuações o ruído impulsivo, devido a chaveamentos ou interrupções abruptas do fluxo de corrente em um dispositivo e o ruído térmico, devido ao aquecimento.

Como escrito por Haykin (2004) na primeira citação do parágrafo anterior, o ruído é um sinal. Desta forma, ele também possui características de um sinal como potência, amplitude, entre outras. Ao longo da seção, em seu livro, o autor demonstra equações para cálculo, por métodos estatísticos, da potência e densidade espectral de potência de diferentes tipos de ruído. Não é objetivo deste trabalho a apresentação destas relações. Ressalta-se apenas a sua existência para compreensão dos tópicos posteriores.

2.2 RELAÇÃO SINAL-RUÍDO

Como apresentado na seção 2.1, (HAYKIN, 2004) descreve o ruído como um sinal indesejável o qual causa perturbações no processo de comunicação. É importante citar que o ruído, na maioria dos casos, atua de forma aditiva ao sinal que contém a informação. Desta forma, para se quantificar o ruído presente em um sinal, utiliza-se a relação sinal-ruído.

A relação sinal-ruído, ou *signal-to-noise ratio* (SNR), segundo (HAYKIN, 2004, p.21) é “[...] a *razão entre a potência média do sinal e a potência média do ruído*, sendo ambas medidas no mesmo ponto”. A SNR é dada por

$$SNR = \frac{P_{sinal}}{P_{ruído}} \quad (1)$$

ou, em decibéis (dBs)

$$SNR_{dB} = 10 \log\left(\frac{P_{sinal}}{P_{ruído}}\right) \quad (2)$$

onde P_{sinal} é a potência média do sinal e $P_{ruído}$ é a potência média do ruído.

A relação sinal-ruído definida acima leva em consideração apenas o ruído causado por distúrbios, aquecimento e ondas eletromagnéticas. Uma outra fonte de ruído a qual deve ser considerada é a distorção. Um sinal sofre distorções ao passar por um sistema de comunicação

ou seus componentes. Isso se dá devido a não linearidades presentes nos dispositivos as quais serão tratadas posteriormente. De acordo com Zambom (2014), pode-se definir a relação sinal-ruído-distorção, a qual leva em conta a potência gerada pelas distorções, através de

$$SNDR = \frac{P_{sinal}}{P_{ruído} + P_{dist}} \quad (3)$$

onde P_{dist} é a potência gerada pelas distorções do sinal. Para os propósitos deste trabalho, não há necessidade de diferenciar o ruído causado aquecimento ou fontes externas do ruído causado pela distorção. Desta forma, ambos serão tratados apenas como ruído e a SNDR será referida apenas como SNR.

2.3 MAGNITUDE DO VETOR DE ERRO

2.3.1 Símbolos

Em sistemas de comunicação digital, a informação é codificada em símbolos. Um símbolo é um valor numérico correspondente a uma sequência de *bits* predeterminada. Para se transmitir uma informação, primeiramente ela é convertida em dígitos binários formando um arranjo de *bits*. Este arranjo é então dividido em sequências de *bits* menores cada qual compõe um símbolo. Cria-se então uma correspondência entre um símbolo e uma grandeza elétrica como amplitude, fase ou frequência. Dado uma sequência de símbolos, existe uma sequência de amplitudes ou frequências correspondentes e estas formam o sinal que contém a mensagem. Este processo ocorre na transmissão. Na recepção do sinal, ocorre a detecção do símbolo o qual é novamente convertido para sua sequência de *bits* correspondente (HAYKIN, 2004).

2.3.2 Constelação de sinais

A correspondência entre símbolo e grandeza elétrica pode ser representada geometricamente através de um diagrama chamado constelação de sinais ou espaço de sinais. Observe o exemplo apresentado por (HAYKIN, 2004) nas figuras 1 e 2. O eixo ϕ_1 representa as amplitudes (grandeza elétrica) e os símbolos são pontos específicos contidos neste eixo.

Figura 1 – Tabela de níveis de amplitude do código 2B1Q

<i>Sinal</i>		
<i>Símbolo</i>	<i>Amplitude</i>	<i>Código de Gray</i>
$s_1(t)$	-3	00
$s_2(t)$	-1	01
$s_3(t)$	+1	11
$s_4(t)$	+3	10

Fonte: (HAYKIN, 2004, p. 342)

Figura 2 – Representação de espaço de sinal do código 2B1Q

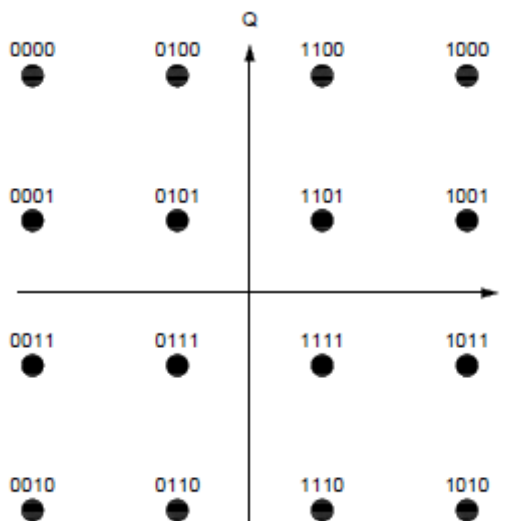


Fonte: (HAYKIN, 2004, p. 343)

Na figura 1, Haykin (2004) apresenta um alfabeto, chamado de código 2B1Q, de 4 símbolos e 2 bits por símbolo. É mostrada também a correspondência entre símbolo e amplitude do sinal. Logo em seguida, na figura 2, Haykin (2004) mostra a representação do alfabeto 2B1Q de forma gráfica onde o eixo ϕ_1 representa as amplitudes.

Em sistemas em quadratura, dois eixos representam as amplitudes, um para amplitudes do sinal em fase (eixo I) e outro para os sinais em quadratura (eixo Q) como exemplifica a figura 3. Cada ponto do espaço de sinais na figura 3 é um símbolo cuja sequência de *bits* correspondente é mostrada acima.

Figura 3 – Constelação de sinais de sistema 16-QAM

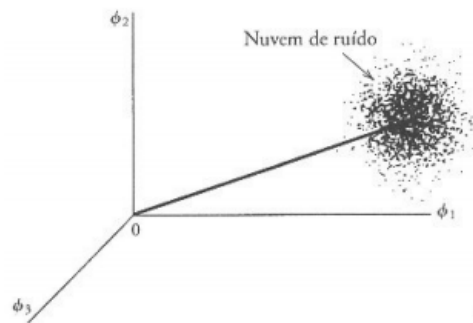


Fonte: Autor

2.3.3 EVM

A constelação de sinais é uma representação geométrica a qual relaciona grandeza elétrica e símbolo. Uma vez que a grandeza elétrica está sujeita a ação de ruído, eventualmente o valor desta pode sofrer variações. Estas variações são medidas pela magnitude do vetor de erro (EVM).

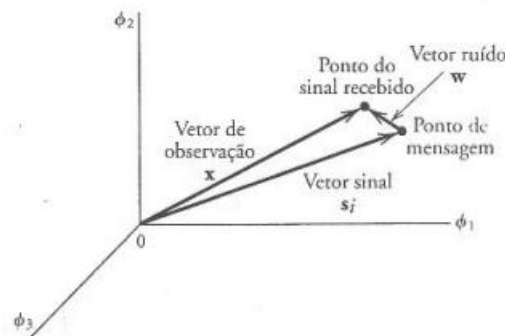
Figura 4 – Efeito da perturbação do ruído



Fonte: (HAYKIN, 2004, p. 349)

A figura 4 mostra vários pontos, denominados nuvem de ruído, centrados em uma região do espaço de sinais cujo ponto central é o símbolo sem influência de ruído ou símbolo ideal. Cada um destes pontos são símbolos que sofreram interferência devido ao ruído. Desta forma, pode-se comparar um símbolo com ruído com o seu respectivo símbolo ideal. A diferença entre o símbolo ruidoso com o símbolo ideal é o chamado vetor de ruído (HAYKIN, 2004). A figura 5 mostra este conceito.

Figura 5 – Vetor de ruído



Fonte: (HAYKIN, 2004, p. 349)

O EVM é o valor médio da magnitude do vetor de ruído. De acordo com National Instruments (2014), é possível calcular o EVM médio para N símbolos através de

$$EVM = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_j^N [(I_j - \tilde{I}_j)^2 + (Q_j - \tilde{Q}_j)^2]}}{|v_{max}|}, \quad (4)$$

onde:

I_j é a componente em fase do símbolo j ;

\tilde{I}_j é componente em fase do símbolo ideal;

Q_j é a componente em quadratura do símbolo j ;

\tilde{Q}_j é a componente em quadratura do símbolo ideal;

$|v_{max}|$ é o módulo do vetor entre a origem e o símbolo ideal.

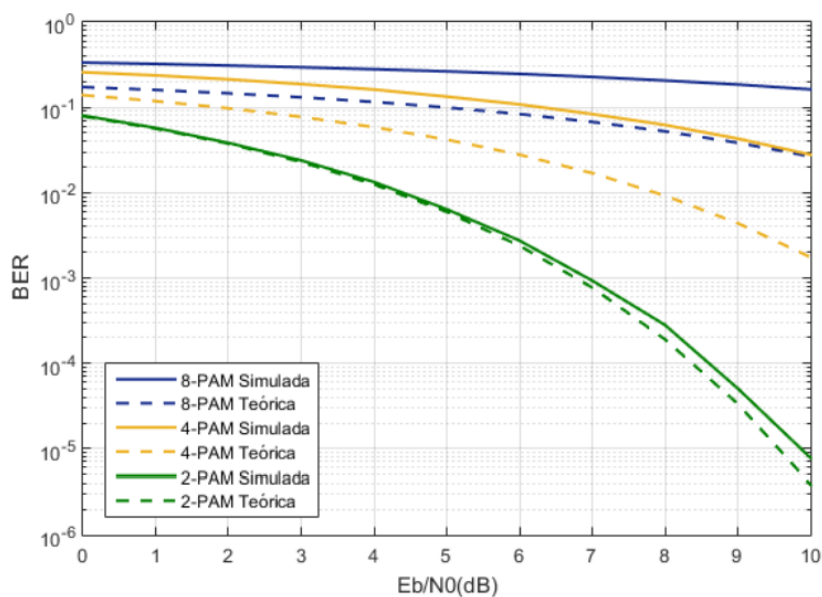
Importante ressaltar que na equação (4), EVM é expresso em unidades. Na prática, é, geralmente, expresso em porcentagem (%).

2.4 TAXA DE ERRO DE BITS

Assim como a relação sinal-ruído ou a magnitude do vetor de erro, a taxa de erro de bits (BER) é uma métrica para avaliar desempenho de sistemas de comunicação. É obtida comparando-se a informação, após passar pelo sistema de comunicação, com a informação original. Esta comparação é feita *bit a bit* e o cálculo da BER se dá pela razão entre o número de bits com erro e o número total de bits. Haykin (2004), demonstra fórmulas para se obter a taxa de erro de bits analiticamente. Este escopo não será abordado neste trabalho, limitando-o a apresentar o conceito.

Um exemplo de curva de BER pode ser observada na figura 6. A figura foi obtida em simulações realizadas em aulas da disciplina TE-111 Comunicação Digital, ministrada pelo Prof. Dr. Evelio Martín García Fernández, na Universidade Federal do Paraná. O gráfico relaciona BER com SNR (E_b/N_0) para diferentes sistemas M-PAM. As linhas cheias representam a BER obtida por simulação e as linhas pontilhadas representam a BER calculada analiticamente.

Figura 6 – BER para sistemas M-PAM



Fonte: Autor

2.5 SISTEMA DE COMUNICAÇÃO

Nesta seção é apresentado um sistema de comunicação digital genérico.

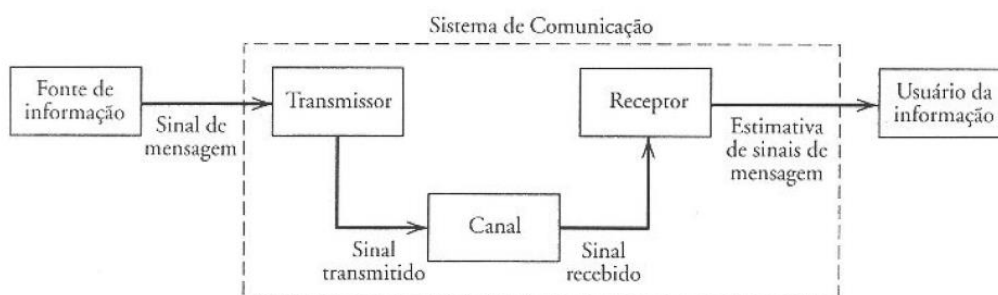
2.5.1 Processo de comunicação

O processo de comunicação se inicia na geração da informação que será comunicada. Essa informação é então transformada em sinais elétricos os quais passam por sucessivas etapas até atingirem seu destino, onde ocorre a recuperação da informação.

De acordo com (HAYKIN, 2004, p. 19), o processo de comunicação é descrito a seguir e demonstrado na figura 7:

1. “A geração de um *signal de mensagem*: voz, música, imagem ou dados de computador.
 2. A descrição desse *signal de mensagem* com alguma precisão, por meio de um conjunto de símbolos elétricos, auditivos ou visuais.
 3. A *codificação* desses símbolos em uma forma apropriada à transmissão por um meio físico de interesse.
 4. A *transmissão* dos símbolos codificados até o destino desejado.
 5. A *decodificação e reprodução* dos símbolos originais.
 6. A *recriação* do *signal de mensagem* original, com uma degradação de qualidade definível, a qual é provocada por imperfeições no sistema”.
- (HAYKIN, 2004, p. 19)

Figura 7 – Topologia padrão de sistemas de comunicação



Fonte: (HAYKIN, 2004, p. 20)

2.5.2 Elementos de um sistema de comunicação

2.5.2.1 Fonte de informação

A fonte de informação de um sistema de comunicação é onde a informação é gerada ou construída. Haykin (2004) cita quatro fontes de informação que dominam os sistemas de comunicação: “*fala, música, imagem e dados de computador*”.

A fala, utilizada em telefonia, sistemas VoIP, entre outros, é gerada nas cordas vocais do orador. As vibrações das ondas sonoras se propagam pelo ar até atingirem um detector (microfone) o qual converte as vibrações sonoras em oscilações de tensão elétrica. A música segue o mesmo

caminho realizado pela fala, exceto que sua origem também podem ser instrumentos musicais os quais produzem um espectro diferente do produzido apenas pela fala (HAYKIN, 2004).

As imagens são formadas por feixes de luz que incidem em objetos e são refletidos. Os feixes refletidos atingem um detector (câmera) o qual determina a cor correspondente àqueles feixes. O conjunto de cores formam a imagem. As cores são então convertidas em sinais elétricos e seguem para transmissão.

As fontes apresentadas até então são fontes analógicas. Os dados de computador são uma fonte digital. Desta forma, não há a etapa de conversão ou detecção de sinais do mundo real. Os sinais elétricos são gerados diretamente por transistores os quais alternam seu estado binário.

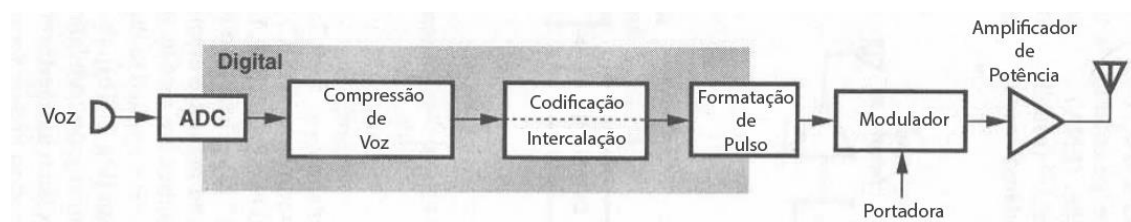
É importante ressaltar que, atualmente, na vasta maioria dos casos, as comunicações são digitais. Isso significa que nos casos de sinais analógicos como os citados, é necessário a conversão da informação para dados binários, passíveis de serem aplicados em um sistema de comunicação digital. Vale lembrar que esta conversão ocorre no transmissor a partir do sinal analógico.

2.5.2.2 Transmissor

O transmissor é a etapa de um sistema de comunicação onde ocorre a transmissão da informação. O sinal elétrico, inserido pela fonte de informação, é primeiramente convertido em sinais binários e formam um arranjo de bits. Os bits são, então, codificados seguindo padrões determinados, e divididos em símbolos. Os símbolos formam o sinal elétrico o qual é modulado em alta frequência e em seguida amplificado. O sinal amplificado é direcionado para um canal de comunicação (RAZAVI, 1998).

O transmissor é composto por estágios que agem sobre o sinal de informação. O primeiro estágio é, geralmente, um conversor analógico-digital (ADC). Este é responsável por converter os pulsos elétricos do sinal de mensagem na sequência de bits citada no parágrafo anterior. O próximo estágio é o codificador, o qual transforma a sequência de bits original em uma nova com propriedades como redundância, correção de erros, entre outras. Esta nova sequência de bits é dividida em arranjos menores correspondentes aos símbolos. Os símbolos são convertidos em sinais elétricos contínuos através do filtro formatador. O sinal elétrico deve ser modulado em alta frequência pelo misturador, cuja frequência é controlada pelo oscilador. Em seguida o sinal modulado é encaminhado para o amplificador de potência e, posteriormente, uma antena ou linha de transmissão (RAZAVI, 1998). A figura 8 mostra a topologia de um transmissor de sinais de voz.

Figura 8 – Transmissor de sinal de voz



Fonte: (RAZAVI, 1998, p. 8, tradução nossa)

2.5.2.3 Canal

O canal de comunicação é o meio físico pelo qual o sinal elétrico contendo informação se propaga até atingir o seu destino, o receptor.

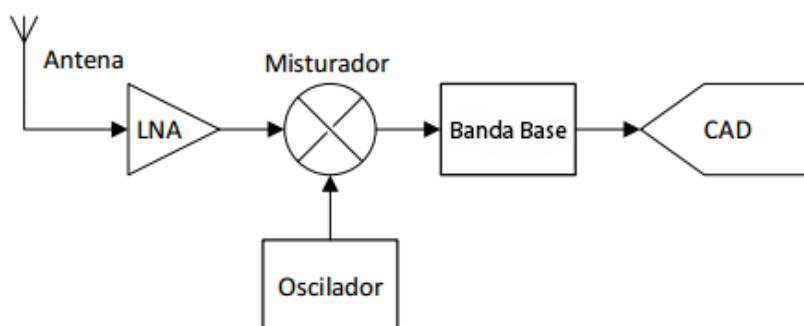
“A transmissão da informação através de uma rede de comunicação é realizada na camada física por meio de um *canal de comunicação*. Dependendo do modo de transmissão utilizado, podemos distinguir dois grupos básicos de canais de comunicação: os baseados em *propagação guiada* e os que se baseiam em *propagação livre*. O primeiro grupo inclui os canais telefônicos, cabos coaxiais e fibras ópticas. O segundo grupo inclui os canais de transmissão sem-fio, canais de rádio móvel e canais de satélite”. (HAYKIN, 2004, p. 33).

É importante destacar que todos estes canais degradam o sinal que passa por eles. No canal de comunicação ocorrem inserção de ruído, perdas para o meio de propagação, interferências de outras fontes, entre outros.

2.5.2.4 Receptor

O receptor é onde ocorre o processo de recepção de um sinal de rádio frequência. Abaixo são detalhados o processo de recepção e os elementos que compõem um receptor de rádio frequência (RF). Uma vez que o objetivo deste trabalho é avaliar o impacto da reconfigurabilidade do LNA, independente da topologia do receptor, será detalhado uma cadeia de recepção genérica. Optou-se por seguir o modelo utilizado por (ZAMBOM, 2014), como mostra a figura 9, retirada de seu trabalho.

Figura 9 – Topologia de receptor genérico



Fonte: (ZAMBOM, 2014, p. 31)

Antena

A antena é o elemento que realiza a captação do sinal propagante no meio físico. Em comunicações sem fio, as ondas eletromagnéticas que atingem a antena excitam correntes na mesma e geram o sinal elétrico que é direcionado para a cadeia de recepção.

LNA

O amplificador de baixo ruído é o primeiro estágio de uma cadeia de recepção. Ele é responsável por amplificar o sinal recebido pela antena adicionando o mínimo de ruído possível. De acordo

com (RAZAVI ,1998, tradução nossa), “Uma vez que o LNA é o primeiro estágio com ganho na cadeia de recepção, sua figura de ruído adiciona diretamente à figura de ruído do sistema”. Não somente a afirmação de Razavi (1998) é correta, como também a de que o valor da figura de ruído total da cadeia de recepção tende ao valor da figura de ruído do primeiro estágio da cadeia. Esta afirmação é derivada da Fórmula de Friis para figura de ruído, a qual será tratada posteriormente no trabalho.

A partir destes conceitos, pode-se compreender o motivo pelo qual o amplificador de baixo ruído recebe este título e o motivo pelo qual é o primeiro estágio de uma cadeia de recepção. Uma vez que se quer um sistema que introduza pouco ruído, sua figura de ruído deve ser baixa. Para que a figura de ruído do sistema seja baixa, seu primeiro estágio deve possuir baixa figura de ruído. Logo, o LNA deve ser o primeiro estágio. Vale ressaltar que o ganho do primeiro estágio determina a influência da figura de ruído do segundo estágio e dos estágios subsequentes, na figura de ruído total da cadeia de recepção. Um ganho alto, reduz a influência, enquanto que um ganho baixo aumenta. Logo o LNA também deve ter um ganho alto.

Os parâmetros de interesse do LNA, neste trabalho, são ganho (G), figura de ruído (NF) e linearidade (IIP3). Estas métricas serão definidas posteriormente. Como já mencionado, o LNA deve possuir alto ganho e baixa figura de ruído. Não é necessário que o LNA tenha uma linearidade alta. Como será visto posteriormente em tópico próprio, a linearidade total de uma cadeia sofre maior influência do valor de linearidade do último estágio. Logo, a linearidade do LNA pode ter valores menores. A tabela 1 mostra valores típicos destes parâmetros.

Tabela 1 – Valores típicos de parâmetros do LNA

G	15 dB
NF	2 dB
IIP3	-10 dBm

Fonte: Adaptado de (RAZAVI, 1998, p. 167)

Misturador e oscilador

O misturador e o oscilador, juntos, formam o elemento que sucede o LNA, o demodulador. O sinal recebido pela antena e que passa pelo LNA é um sinal de alta frequência o qual contém componentes em baixa frequência, as quais carregam a informação transmitida. O processo que transforma o sinal de informação em um sinal de alta frequência é chamado de modulação.

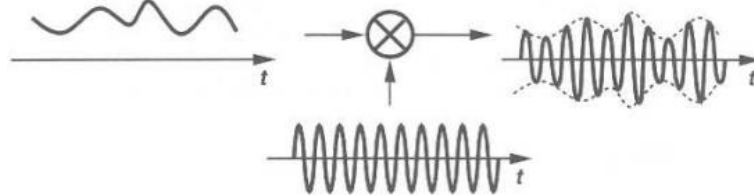
“A forma de onda transmitida em comunicações RF é, geralmente, uma portadora de alta frequência modulada pelo sinal original. Várias razões existem para modulação: (1) em sistemas com fio, linhas coaxiais apresentam blindagem superior em altas frequências; (2) em sistemas sem fio, o tamanho da antena deve ser uma fração significativa do comprimento de onda para atingir um ganho razoável; (3) na maioria dos casos, a comunicação deve ocorrer em certa parte do espectro devido a regulamentações; (4) em algumas aplicações, a modulação permite detecção mais simples ao fim do receptor na presença de não idealidades no canal de comunicação.”

(RAZAVI, 1998, tradução nossa)

Existem diferentes métodos e processos de modulação de sinais. Modulação de amplitude, modulação de fase e modulação de frequência são os mais comuns. Para exemplificar, será detalhada a modulação de amplitude.

A modulação de amplitude (AM) decorre da multiplicação de um sinal em baixa frequência, sinal de mensagem, por um sinal em alta frequência, onda portadora. O resultado é um sinal de alta frequência cuja envoltória das amplitudes tem mesma forma de onda que o sinal de mensagem. A figura 10 ilustra este conceito.

Figura 10 – Modulação em amplitude



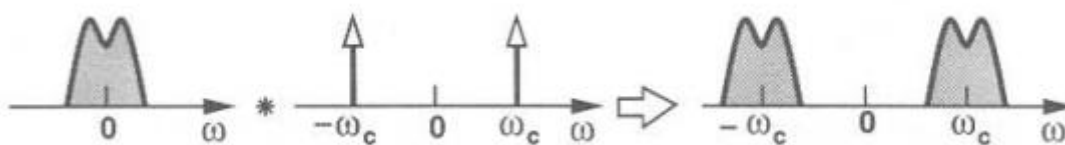
Fonte: (RAZAVI, 1998, p. 57)

A demodulação de amplitude é o mesmo processo da modulação, porém, o sinal de mensagem é substituído pelo sinal já modulado. Ao se realizar a multiplicação de um sinal modulado pela mesma portadora ocorre a demodulação.

Os elementos responsáveis por executar estas operações são chamados de misturador e oscilador. O oscilador é um dispositivo que gera um sinal de alta frequência fixo. Este sinal é utilizado como portadora e é inserido no misturador junto ao sinal de mensagem. O misturador realiza a multiplicação dos dois sinais, formando o sinal modulado.

No domínio do tempo, o sinal sofre a transformação demonstrada na figura 10. Já no domínio da frequência, ocorre o deslocamento do espectro do sinal de mensagem ao longo do eixo da frequência. Na modulação ocorre o deslocamento para altas frequências enquanto que, na demodulação, ocorre deslocamento para baixas frequências. A figura 11 mostra o processo de modulação no domínio da frequência.

Figura 11 – Modulação em amplitude no domínio da frequência



Fonte: (RAZAVI, 1998, p. 57)

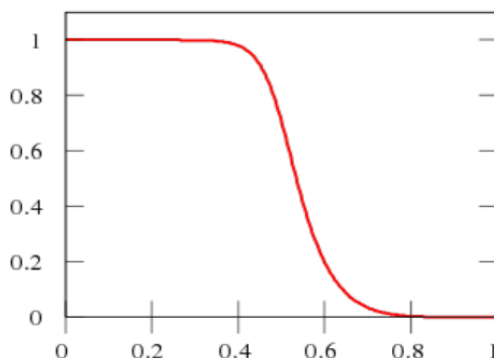
Filtro passa-baixas

Como visto na seção anterior, o processo de demodulação transforma o sinal de alta frequência em baixa frequência, sendo possível recuperar o sinal de mensagem. Porém, este sinal de baixa frequência também possui componentes em alta frequência as quais precisam ser eliminadas antes de se realizar a detecção de símbolos. Para isso, se utiliza o filtro banda-base.

O filtro passa-baixas é o elemento subsequente ao demodulador. Ele é responsável por eliminar as componentes em alta frequência do sinal demodulado de modo a recuperar o sinal de mensagem, em banda base.

É possível caracterizar um filtro passa-baixas pela sua função de transferência no domínio da frequência. Em um filtro passa-baixas ideal, o ganho deve ser constante e unitário entre a frequência zero e a frequência de corte. Após a frequência de corte, o ganho cai a zero. Na prática, o ganho não se mantém constante e é, geralmente, menor que a unidade. Além disso, não ocorre uma transição abrupta do ganho unitário para ganho zero, na frequência de corte. Na verdade, acontece um decaimento que depende do tipo e da ordem do filtro, como mostra a figura 12.

Figura 12 – Resposta em frequência de filtro passa-baixas Butterworth $f_c = 0,4$ rad/s

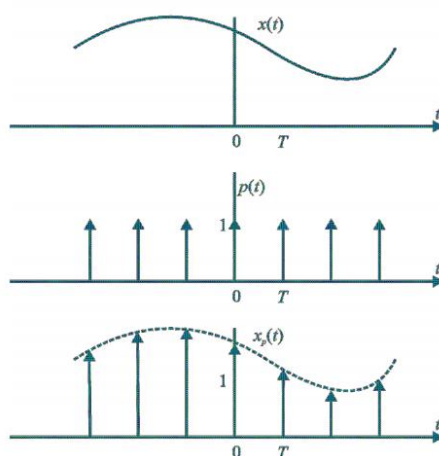


Fonte: <http://www.eletrica.ufpr.br/marlio/te054/capitulo5.pdf> (Acesso: em 11 de junho de 2017)

Conversor Analógico-Digital

O conversor analógico-digital (ADC) é o elemento responsável pela detecção dos símbolos contidos no sinal de mensagem em banda base. O sinal que sai do filtro banda base é o sinal original da mensagem com a presença de ruído e distorções. O ADC realiza amostras deste sinal com o objetivo de detectar os símbolos, os quais correspondem à uma sequência de bits, como já descrito na subseção 2.3.1. A figura 13 ilustra o processo de amostragem de um sinal contínuo.

Figura 13 – Amostragem de sinais



Fonte: <http://www.cear.ufpb.br/juan/wp-content/uploads/2016/08/Teorema-da-Amostragem.pdf> (Acesso em: 11 de junho de 2017)

Um parâmetro importante do conversor AD é a sua frequência de amostragem. Esta deve possuir valor maior ou igual à frequência de Nyquist. Caso esta condição não seja atendida, ocorre perda de informação e a mensagem não pode ser recuperada integralmente. O valor da frequência de Nyquist é igual a duas vezes o valor da maior frequência do sinal de mensagem, ou, duas vezes a banda do sinal de mensagem, ou seja

$$f_s \geq 2BW. \quad (5)$$

Uma vez que os símbolos estão sujeitos a ruído e distorções, a detecção dos símbolos está sujeita a erros. Estes erros se traduzem no EVM e na BER. Existem algoritmos e códigos que minimizam os erros e, em alguns casos, são capazes de corrigi-los, reduzindo o impacto do ruído e das distorções no EVM e na BER. Esta possibilidade não é explorada neste trabalho, uma vez que se quer analisar o impacto direto da reconfigurabilidade do LNA nestes dois parâmetros.

2.6 SINAIS E SISTEMAS

Como já visto em seções anteriores, os sinais sofrem transformações ao passarem por sistemas. Pode-se analisar a influência de um sistema em um sinal por diferentes parâmetros. Neste trabalho, tem-se interesse em apenas três: ganho, linearidade e figura de ruído.

2.6.1 Ganho

O ganho de um sistema é definido como a razão entre a potência do sinal de saída do sistema e a potência do sinal de entrada, conforme

$$g = \frac{p_{out}}{p_{in}}. \quad (6)$$

Pode-se reescrever a equação 6 em dB, em função das amplitudes dos sinais de entrada e saída,

$$G_{dB} = 20 \log\left(\frac{v_{out}}{v_{in}}\right). \quad (7)$$

A escala em decibéis é mais utilizada e será o padrão deste trabalho.

2.6.1.1 Ganho em cascata

Seja um sistema formado por dois blocos em cascata (série). O ganho total do sistema, em dB, é dado por

$$G_{TOTAL} = G_1 + G_2, \quad (8)$$

onde G_1 e G_2 são os ganhos, em dB, dos blocos 1 e 2 respectivamente.

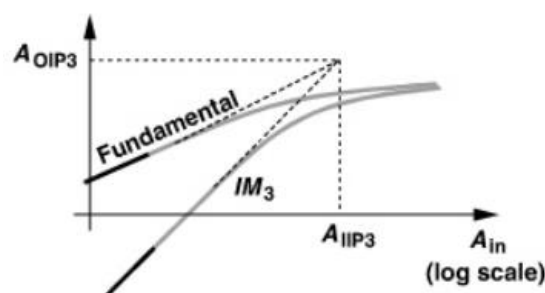
2.6.2 Linearidade

Um sinal, ao passar por um sistema, pode ser amplificado ou atenuado, dependendo do valor do ganho do sistema, como visto na seção anterior. Em um sistema linear, com ganho constante, conforme se aumenta a potência do sinal na entrada, a potência de saída aumenta proporcionalmente. Porém, na prática, existem limites físicos os quais, a partir de determinado valor de potência de entrada, impedem que a potência de saída aumente. Um dos parâmetros que quantificam estes limites é a linearidade.

De acordo com (ZAMBOM, 2014), “A linearidade, em um sistema de recepção, está diretamente associada à intermodulação que ocorre sobre o sinal de entrada no sistema”. Conforme a potência de saída se aproxima dos limites físicos do dispositivo, distorções começam a ocorrer no sinal e geram harmônicas. Estas distorções, eventualmente, estão localizadas nas bandas do sinal original, causando interferência.

O produto de intermodulação que causa maior interferência na banda do sinal original é o terceiro. Logo, o parâmetro utilizado para quantificar a linearidade é IIP3. Segundo (ZAMBOM, 2014), para se medir o IIP3 “[...] aumenta-se a amplitude (A_{in}) do sinal de entrada (Fundamental) e do produto da intermodulação (IM_3) e observa-se a variação das amplitudes dos sinais”. A figura 14 ilustra o procedimento descrito.

Figura 14 – Definição gráfica de IP3



Fonte: (ZAMBOM, 2014, p. 25)

Percebe-se a existência de uma região linear, onde a amplitude do sinal de saída é proporcional à do sinal de entrada, e uma região de compressão, onde a amplitude do sinal de saída se mantém constante. O ponto de encontro das assíntotas da região linear é chamado de IP3. O valor no eixo A_{in} deste ponto é chamado de IIP3, enquanto que o valor no eixo A_{out} é chamado de OIP3. Neste trabalho, irá se utilizar o IIP3 para definir a linearidade dos elementos do sistema de comunicação.

IIP3 é referido em relação à potência de entrada, medida em dBm.

2.6.2.1 Linearidade em cascata

Seja um sistema formado por dois blocos em cascata (série). O IIP3 total do sistema, em valor absoluto, é dado por

$$iip3_{TOTAL} = \frac{1}{\frac{1}{iip3_1} + \frac{g_1}{iip3_2}}, \quad (9)$$

onde $iip3_1$ e $iip3_2$ são os $iip3$, em unidades, dos blocos 1 e 2 respectivamente. g_1 é o ganho do bloco 1, também em unidades.

Em dBm:

$$IIP3 = 10 \log\left(\frac{iip3_{TOTAL}}{10^{-3}}\right). \quad (10)$$

2.6.3 Figura de ruído

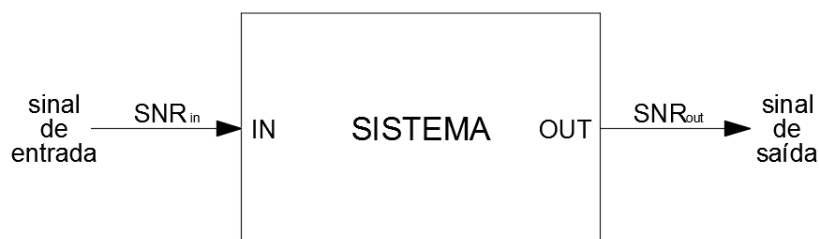
A figura de ruído (NF) é uma medida para avaliar quanto de ruído um sistema adiciona a um sinal. De acordo com (COLEMAN, 2004, tradução nossa) “A mudança da SNR através de um circuito de RF é normalmente medida em termos de seu *fator de ruído* F (conhecida como *figura de ruído* quando expressa em dB)”. Em outras palavras, a figura de ruído é a razão entre a SNR na entrada do sistema e a SNR na saída do sistema, ou seja

$$f = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}}, \quad (11)$$

$$NF = 10 \log(f), \quad (12)$$

onde SNR_{in} é a relação sinal ruído, em valor absoluto, na entrada do sistema, SNR_{out} é a relação sinal ruído na saída do sistema, F é o fator de ruído em valor absoluto e NF, em dB, é a figura de ruído do sistema. A figura 15 ilustra o conceito apresentado.

Figura 15 – Representação de sinais e sistemas



Fonte: Autor

A figura de ruído é uma medida de grande importância em sistemas de comunicação, em especial para o amplificador de baixo ruído, o qual deve possuir uma figura de ruído baixa de modo a introduzir pouco ruído ao sinal.

2.6.3.1 Figura de ruído em cascata

Seja um sistema formado por dois blocos em cascata. O fator de ruído total do sistema, em unidades, é dado por

$$f = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1}, \quad (13)$$

onde f é o fator de ruído equivalente do sistema, em valor absoluto, f_1 é o fator de ruído do bloco 1, f_2 é o fator de ruído do bloco 2 e g_1 é o ganho, também em valor absoluto, do bloco 1. A NF total é obtida aplicando-se a equação (12) ao fator de ruído total.

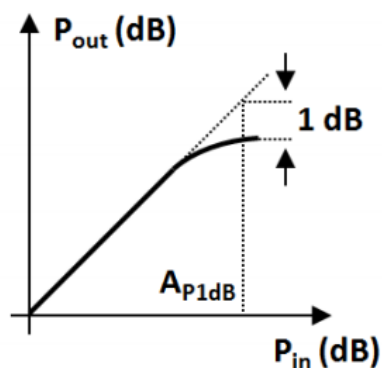
A partir de um sistema formado por subsistemas em cascata o engenheiro eletricitista dinamarquês Harald T. Friis desenvolveu a equação (13), chamada Fórmula de Friis para Fator de Ruído, para cálculo do fator de ruído equivalente de um sistema de comunicação (ENGINEERING AND TECHNOLOGY HISTORY WIKI, 2016).

Uma conclusão importante que se pode fazer a respeito da equação (13) é que o fator de ruído equivalente de um sistema em cascata é muito mais afetado pelo fator de ruído do primeiro estágio, ou primeiro bloco, do que pelo fator de ruído dos demais estágios. Desta forma, para que um sistema de comunicação tenha um fator de ruído baixo, é necessário que o fator de ruído do primeiro estágio seja baixo. Isso explica porque o LNA deve ser o primeiro estágio de um sistema de recepção.

2.6.4 Ponto de compressão

De acordo com (DE SOUZA, 2016, tradução nossa), o ponto de compressão ICP1 “[...] corresponde à potência do sinal de entrada para a qual o ganho fundamental segue 1 dB em relação ao seu ganho em pequenos sinais”. Em outras palavras é o valor da potência de entrada para a qual o ganho do sistema cai 1 dB, como mostra a figura 16.

Figura 16 – Definição gráfica de ponto de compressão ICP1



Fonte: (RAZAVI, 2012)

Uma relação importante para este trabalho é a entre ICP1 e IIP3. O valor de IIP3 é, aproximadamente, o valor do ponto de compressão acrescido de 10 dBm (DE SOUZA, 2016),

como mostra a equação 14. A demonstração ou dedução desta afirmação não é escopo deste trabalho, porém, caberá à seção de desenvolvimento a sua confirmação empírica.

$$IIP3 \cong ICP1 + 10 \quad (14)$$

Onde IIP3 e ICP1 são ambos dados em dBm.

2.7 TRABALHOS RELACIONADOS

Lucas Zambom, em sua dissertação de mestrado apresentada no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná, 2014, realizou um estudo semelhante ao proposto neste trabalho: “Impacto sistêmico da reconfigurabilidade de um amplificador de baixo ruído em uma cadeia de recepção de Rádio Frequência”.

O objetivo do trabalho de Zambom é, assim como o objetivo deste, analisar o impacto da reconfigurabilidade de um LNA em uma cadeia de recepção de rádio frequência. Contudo, Zambom realiza sua análise de forma analítica e obtém seus resultados observando parâmetros como ganho, linearidade, figura de ruído, sensibilidade, entre outros, de toda a cadeia de recepção. Já o presente trabalho analisa o impacto da reconfiguração do LNA através de simulações de circuitos elétricos, e observa parâmetros de qualidade dos sinais recebidos: EVM e BER.

Apesar se diferenciar deste trabalho em diversos pontos, alguns elementos da dissertação de Zambom são proveitosos. A principal contribuição de Zambom para este estudo é sua proposta de unir os elementos da cadeia de recepção, subsequentes ao LNA, em um único bloco com ganho, linearidade e figura de ruído equivalentes. Esta é uma contribuição fundamental, pois proporcionou que a cadeia de recepção utilizada nas simulações seja independente do tipo de modulação do sinal. Isso permite que diferentes padrões de comunicação possam ser avaliados, dando maior flexibilidade e abrangência ao trabalho.

Outra contribuição importante de Zambom é a apresentação dos valores de ganho, linearidade e figura de ruído equivalentes da cadeia de recepção para os dois padrões de comunicação estudados em seu trabalho: Bluetooth LE e ZigBee. Apesar de neste estudo se estar utilizando o padrão LTE (*long term evolution*) para as simulações, não foram encontrados valores típicos da cadeia de recepção para este padrão. Desta forma, serão utilizados os valores apresentados por Zambom para a norma Bluetooth LE, os quais são mostrados na tabela 2.

Tabela 2 – Valores do bloco *budget*

Valor do bloco budget	ZigBee	Bluetooth LE
G	45 dB	33 dB
NF	30 dB	39 dB
IIP3	-16 dBm	-18 dBm

Fonte: Adaptado de (ZAMBOM, 2014, p. 50)

Outro trabalho importante para a realização deste é a tese de Marcelo de Souza. Apresentada na Universidade de Bordeaux e Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2016, intitulada

“Digitally controlled CMOS low noise amplifier for adaptative radio”, De Souza propõe um amplificador de baixo ruído reconfigurado digitalmente.

O estudo de De Souza é uma das bases deste trabalho. Em sua tese, De Souza idealiza, projeta, simula, produz e testa um amplificador de baixo ruído controlado digitalmente. Segundo o autor, um LNA reconfigurável pode ser utilizado em transmissões de rádio adaptativas, visando a eficiência energética. É possível adaptar o consumo de potência do LNA de acordo com o padrão de comunicação e a necessidade, a qual é atender às normas e especificações do padrão em questão.

Além de inspirar a realização deste trabalho, este estudo contribui com a apresentação dos modos de operação do LNA reconfigurável projetado. Inicialmente, De Souza apresenta um LNA com apenas três modos de operação, denominado CHIP 1. O CHIP 1, apesar de apresentar mais de um modo de operação, não é reconfigurável digitalmente. Posteriormente, é mostrado o CHIP 2. Este é composto do CHIP 1 e um sistema de reconfiguração digital. O CHIP 2, diferente do CHIP 1, é reconfigurado digitalmente e apresenta modos de operação com diferentes finalidades como baixo consumo de potência, alta linearidade e baixa figura de ruído. Os parâmetros G, NF e IIP3 são medidos por De Souza para cada modo de operação e são apresentados na tabela 3, adaptada de seu trabalho.

Tabela 3 – Modos de operação do LNA

Modo	NF (dB)	G (dB)	IIP3 (dBm)	P _{DC} (mW)
CHIP1, modo 1	3.1	17.2	+5.3	1.5
CHIP1, modo 2	2.6	18.3	+7.7	3.1
CHIP1, modo 3	2.4	18.8	+17.6	7.0
CHIP2, BLP	2.5	13.2	-10.6	3.3
CHIP2, WLP	2.6	20.9	-13	5.5
CHIP2, WG5	2.7	10.5	-9.1	5.7
CHIP2, WLN	2.2	24.2	-14.2	10.2
CHIP2, WHL	2.6	23.8	+0.5	16.9

Fonte: Adaptado de (DE SOUZA, 2016, p. 93)

A tabela 3 não mostra todos os modos de operação possíveis do LNA desenvolvido por De Souza, apenas os selecionados pelo próprio autor, em sua tese. Neste trabalho, estes modos serão analisados sob o ponto de vista de seu impacto no EVM e na BER do sinal recebido.

3 DESENVOLVIMENTO

3.1 SOFTWARE DE SIMULAÇÃO

O *software* utilizado para construção do *setup* e execução das simulações é o Spectre Circuit Simulator. Desenvolvido pela (CADENCE, 2017), o Spectre é uma ferramenta que combina SPICE, Fast SPICE, RF e simulações de sinais misturados. O acesso ao software foi disponibilizado pelo Departamento de Engenharia Elétrica da UFPR.

O Spectre disponibiliza diversas ferramentas como análise de circuitos e sistemas, desenvolvimento de circuitos integrados e simulações. Neste trabalho é utilizada apenas a parte de simulações transiente e envoltória *wireless*.

Apesar de Cadence ser o nome da empresa desenvolvedora do software, é comum se referir ao mesmo por este nome. Neste trabalho é adotada esta prática.

3.2 SETUP DE SIMULAÇÕES

Um dos objetivos deste trabalho, é desenvolver um setup capaz de realizar simulações para obter parâmetros de qualidade de um receptor de sinais em radiofrequência. A partir deste setup, é possível obter dados para avaliar o impacto da reconfigurabilidade de um LNA na magnitude do vetor de erro e na taxa de erro de bits.

É importante ressaltar que o setup apresentado a seguir é a versão final que mais se adequou às necessidades dos objetivos do trabalho. Outras topologias foram experimentadas, porém não atenderam às necessidades descritas a seguir.

3.2.1 Requisitos do setup

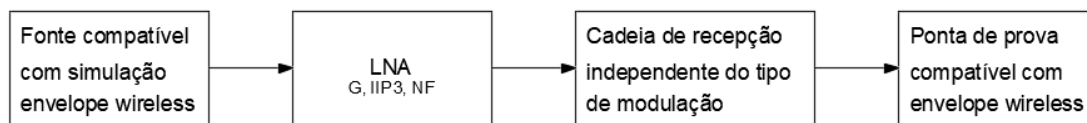
As medidas de interesse são EVM, BER e potência de entrada no LNA. Quer-se obter curvas de EVM e BER em relação à potência de entrada, para diferentes configurações do LNA. O EVM e a BER são obtidos utilizando a simulação envoltória para fontes *wireless*. Desta forma um dos requisitos do setup é possuir uma fonte de sinal *wireless*. Além disso, esta simulação também exige uma ponta de prova *wireless*. Com estes dois elementos é possível executar a simulação envelope *wireless*. Já a potência de entrada, pode ser obtida por diferentes métodos. O método utilizado neste trabalho será demonstrado posteriormente, porém, não apresenta requisito para a construção do setup.

O objetivo deste setup é avaliar o desempenho de amplificadores de baixo ruído em cadeias de recepção de radiofrequência, logo o setup deve apresentar um bloco com os parâmetros típicos de um LNA: ganho, linearidade e figura de ruído.

Outro requisito do setup é que ele seja independente do tipo de modulação do sinal. Desta forma, pode-se realizar simulações com diferentes padrões de comunicação *wireless*, sem a necessidade de reconstruir ou reconfigurar o setup.

A figura 17 ilustra um diagrama de blocos dos requisitos do setup.

Figura 17 – Diagrama de blocos de requisitos do setup



Fonte: Autor

3.2.2 Elementos de construção

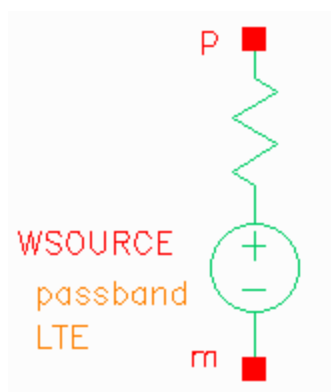
3.2.2.1 Fonte wireless

O primeiro elemento do setup é a fonte de sinal wireless. A biblioteca *rflib* do Cadence fornece várias fontes de sinal wireless de diferentes padrões de comunicação, como LTE, WCDMA, ZigBee e variedades de WLAN. Neste trabalho optou-se por utilizar a fonte com padrão LTE.

O padrão LTE (*Long Term Evolution*) surgiu em meados da década de 2010 com grandes companhias do ramo de telecomunicações implementando as primeiras redes 4G. É destinada a comunicações móveis de alta velocidade proporcionando serviços como *streaming* de áudio e vídeo. É o padrão dominante das redes móveis, sendo este o motivo da sua escolha neste trabalho.

A figura 18 mostra a simbologia apresentada pelo software.

Figura 18 – Simbologia da fonte wireless LTE



Fonte: Autor

A fonte LTE da biblioteca *rflib* possui vários parâmetros de configuração, como potência do sinal, relação sinal-ruído, resistência de saída, tipo de modulação, entre outros. Para os efeitos deste trabalho são relevantes apenas os quatro citados. O bloco também oferece a opção de gerar dois sinais banda base em quadratura. Esta configuração não é explorada neste trabalho, uma vez o objetivo é simular a recepção de um sinal banda passante.

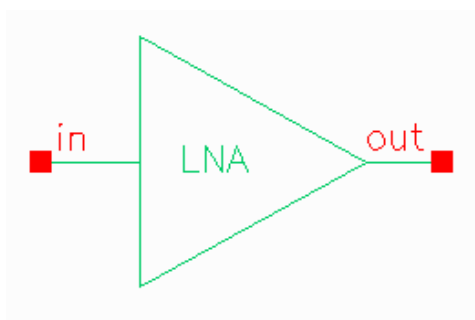
Um ponto importante de se destacar é que a potência a ser inserida pelo usuário na configuração da fonte wireless é a potência do sinal em banda base. Logo, a potência no terminal da fonte é diferente da potência determinada pelo usuário. Isso justifica a necessidade de se medir a potência de entrada, citada no tópico 3.2.1.

3.2.2.2 LNA

A biblioteca *rflib* disponibiliza três modelos de LNA, um para simulações banda base, um para simulações banda passante e outro genérico para vários propósitos.

O LNA para simulações banda base não atende aos requisitos do setup, uma vez que se quer avaliar o seu desempenho em radiofrequência. Tanto o LNA para banda passante quanto o LNA genérico atendem aos requisitos. Porém o LNA genérico requer parâmetros que fogem o escopo deste trabalho como valores de capacitâncias parasitas, entre outros, enquanto que o LNA banda passante requer apenas os parâmetros citados no tópico 3.2.1: ganho, linearidade, figura de ruído. Portanto, a escolheu-se trabalhar com este modelo. A figura 19 mostra a simbologia utilizada pelo Cadence.

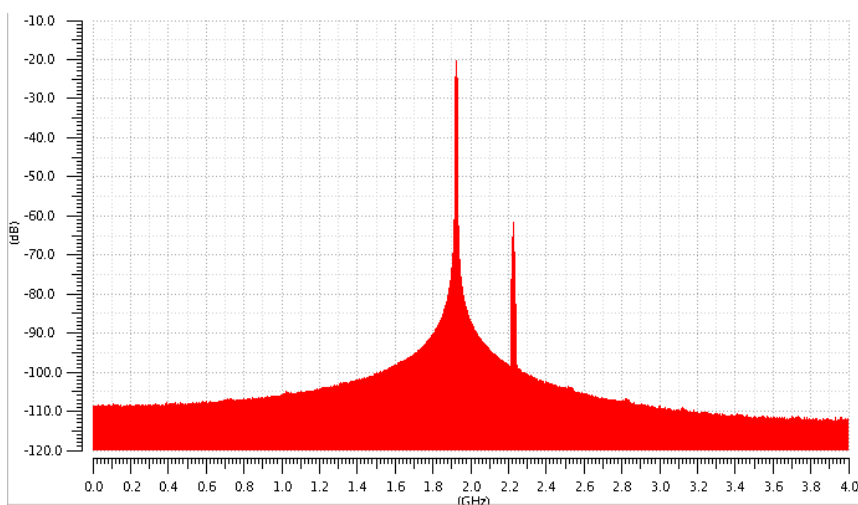
Figura 19 – Simbologia do LNA banda passante



Fonte: Autor

Um fato importante de se destacar é que o parâmetro IIP3, ou “Input referred IP3 (dBm)” como é denominado no Cadence, não se trata do IIP3 de fato, mas sim do ICP1. Este fato foi observado através de uma análise de espectro da potência média de saída do LNA. A figura 20 mostra o espectro do sinal LTE modulado com a presença de distorções. A banda central é o sinal LTE e a banda a direita é o ruído devido à distorção. Traçando-se as curvas de potência média de saída e potência média da harmônica de terceira ordem, em relação à potência de entrada, pode-se medir o IIP3, conforme o procedimento descrito no tópico 2.6.2.

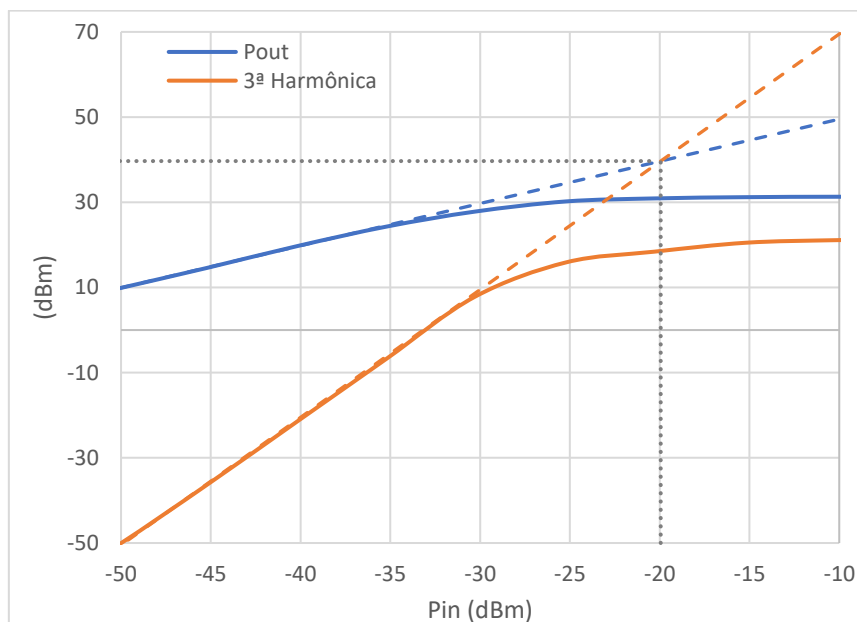
Figura 20 – Espectro do sinal LTE modulado com distorção



Fonte: Autor

Para exemplificar, o gráfico 1 mostra as curvas de potência média de saída e potência média da 3ª harmônica em relação à potência média de entrada, obtidas através da transformada de Fourier de simulações transitórias. Os parâmetros do LNA inseridos pelo usuário são $G = 60$ dB, $IIP3 = -30$ dBm e $NF = 3$ dB. Não foi realizada simulação com ruído para obter estas curvas pois a figura de ruído não tem influência sobre os resultados.

Gráfico 1 – Curvas de potência para LNA



Fonte: Autor

Pode-se observar no gráfico 1 que o $IIP3$ de -30 dBm inserido pelo usuário, reflete-se no ponto de compressão $ICP1$, enquanto que o $IIP3$ medido é cerca de 9 a 10 dBm maior que o valor de $ICP1$ medido, confirmando a relação mostrada no tópico 2.6.4. Esta relação entre $ICP1$ medido, $IIP3$ medido, $IIP3$ inserido pelo usuário, observada no gráfico 1, repete-se para diferentes configurações do LNA.

Outro ponto importante de se destacar é que, assim como os outros elementos do setup, o LNA também requer do usuário valores de resistência de entrada e saída. É utilizado o 50Ω em todas as resistências de entrada e saída de todos os elementos. Dessa forma, evita-se resultados falsos devido a descasamento de impedâncias.

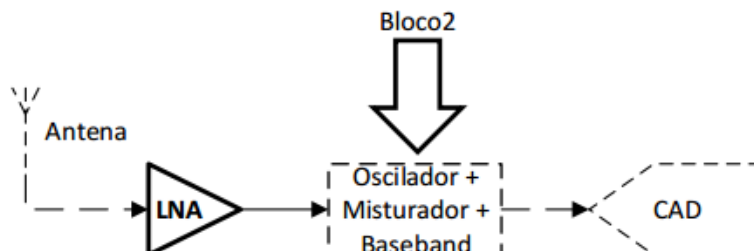
3.2.2.3 Budget

Após o LNA, vem o restante da cadeia de recepção. Os elementos que compõem este bloco, como misturadores, osciladores, filtros, entre outros, dependem do tipo de modulação do sinal. Como já descrito no tópico 3.2.1, um dos requisitos deste setup é que ele seja independente do tipo de modulação. Para contornar este problema, foi utilizado o método apresentado por Zambom (2014).

Zambom (2014, p. 33) cita: “Para fins de cálculo os blocos adjacentes ao LNA serão considerados como um único bloco constituinte dentro da cadeia de recepção [...]”. A finalidade do trabalho de Zambom, já descrita no tópico 2.7, é semelhante à deste trabalho. Portanto, sua metodologia é proveitosa para a construção do setup proposto.

O bloco representativo do restante da cadeia é referido neste trabalho como bloco budget. Este, assim como o LNA, deve possuir como parâmetros ganho, linearidade e figura de ruído. Contudo, os valores de G, IIP3 e NF devem ser os valores resultantes da equivalência de todos os elementos subseqüentes ao LNA, como mostra a figura 21.

Figura 21 – Agrupamento dos blocos adjacentes ao LNA



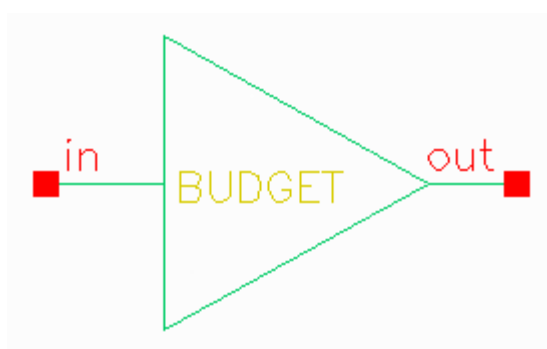
Fonte: (ZAMBOM, 2014, p. 33)

Como já citado, necessita-se de um elemento no simulador cujos parâmetros sejam G, IIP3 e NF. A escolha mais indicada é o bloco de LNA banda passante.

Foram realizados testes para verificar a validade do comportamento em cascata do LNA e bloco de budget. Os resultados destes testes não são apresentados pois fogem ao escopo dos objetivos deste trabalho.

A figura 22 apresenta a simbologia do bloco de budget.

Figura 22 – Simbologia do bloco budget



Fonte: Autor

3.2.2.4 Carga

A carga é o último elemento da cadeia de recepção e é localizada após o bloco de budget. É composta apenas de um resistor cuja impedância tem valor casado com a resistência de saída do bloco de budget. A simbologia é apresentada na figura 23.

Figura 23 – Simbologia da carga

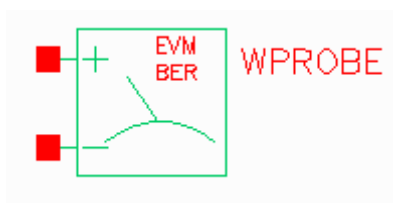


Fonte: Autor

3.2.2.5 Ponta de prova wireless

O último elemento do setup é a ponta de prova para sinais wireless. Esta é um elemento da biblioteca *rflib* capaz de realizar medições de EVM, BER, *phase error* (para sinais modulados em PSK), e espectro banda base. Para os propósitos deste trabalho, utilizam-se apenas as medidas de EVM e BER. A simbologia é mostrada na figura 24.

Figura 24 – Simbologia da ponta de prova wireless



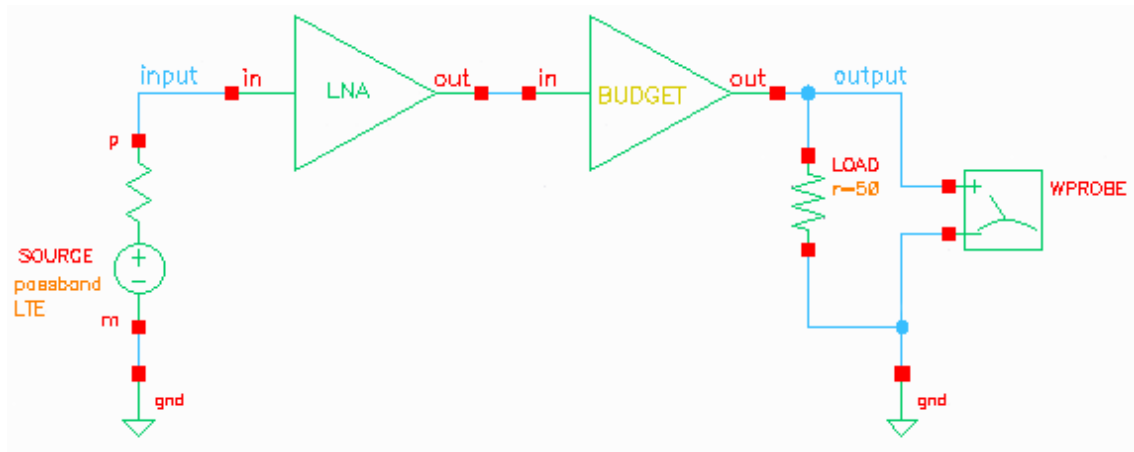
Fonte: Autor

Um ponto importante a se destacar a respeito da ponta de prova wireless é que para realizar medições de EVM e BER, é necessário comparar o sinal ao fim da cadeia de recepção, com o sinal original, livre de distorções ou ruído. Para isso, a ponta de prova wireless compara o sinal medido em seus terminais com o sinal banda base da fonte wireless. Esse fato fica evidente durante a configuração de uma simulação envelope wireless. É requisito desta simulação que haja ao menos uma fonte e uma ponta de prova, ambas de sinais wireless. Outra evidência deste fato é a tentativa de executar uma simulação wireless com uma fonte qualquer e tentar medir EVM ou BER. A simulação acusa erro.

3.2.2.6 Esquemático

O setup final é construído através da interligação dos elementos apresentados no tópico 3.2.2. A fonte wireless possui um terminal ligado à terra e outro ligado à entrada do LNA. A saída do LNA, por sua vez, é ligada à entrada do bloco de budget. A saída do bloco de budget é ligada à carga cujo segundo terminal vai para terra. A ponta de prova wireless é ligada nos terminais da carga. Os pontos de amostragem de sinal para medição de potência são os nós que ligam a fonte à entrada do LNA para medição da potência de entrada e o nó que ligam o bloco budget à carga para medição da potência de saída. A figura 25 mostra o esquemático do setup final. Vale ressaltar que todas as interfaces entre elementos da cadeia de recepção estão com impedâncias casadas em 50Ω .

Figura 25 – Esquemático do setup final



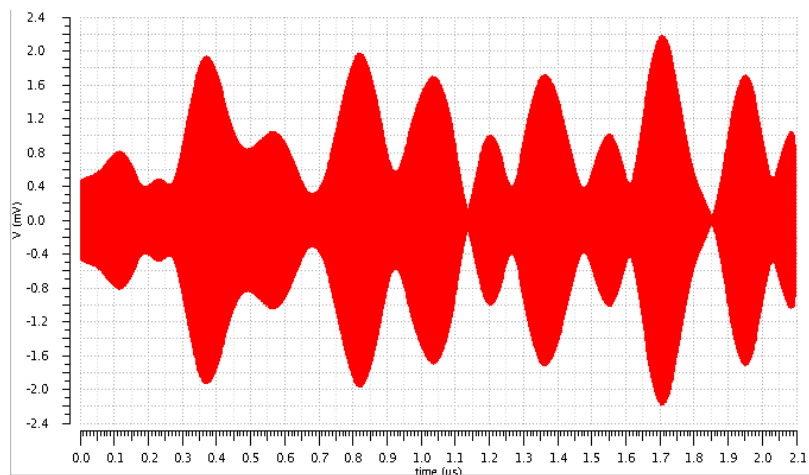
Fonte: Autor

3.3 SIMULAÇÕES

3.3.1 Transitório

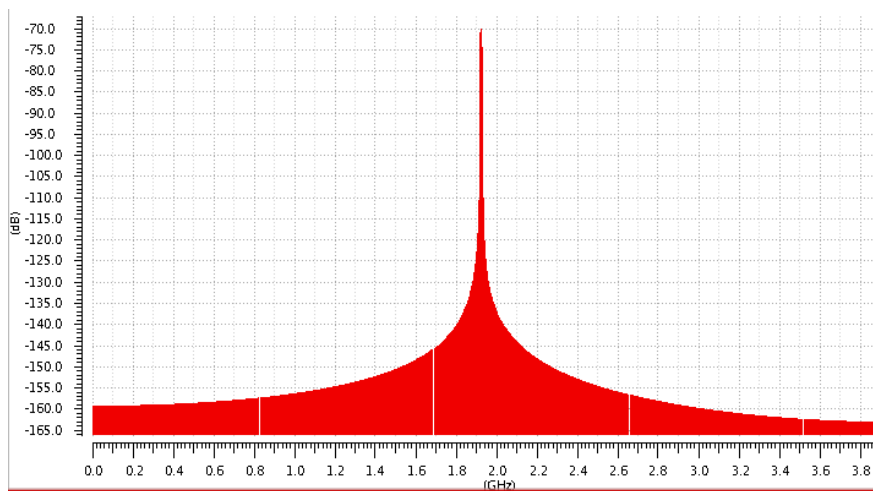
A simulação transitória é utilizada para se obter as potências na entrada e saída do receptor. A partir do seu resultado (figura 26), é realizada a Transformada de Fourier Discreta (DFT) e obtido o espectro do sinal medido (figura 27). Realizando-se uma amostra do espectro em uma frequência contida na banda do sinal, obtém-se uma aproximação da potência média do sinal.

Figura 26 – Forma de onda do sinal LTE modulado em 16-QAM



Fonte: Autor

Figura 27 – Espectro do sinal LTE modulado



Fonte: Autor

A simulação transitória requer do usuário, dois parâmetros: o tempo de simulação e o passo, ambos dados em segundos. Para que seja possível obter a DFT, o tempo de simulação deve ser adequado. Neste trabalho, o tempo de simulação foi determinado empiricamente, realizando-se simulações transientes com diferentes tempos de duração, em uma fonte wireless sem carga, e observando-se o espectro.

O passo da simulação transiente deve respeitar o critério de Nyquist para amostragem de sinais. Este determina que, para que não haja perda de informação na amostragem de um sinal, a frequência de amostragem deve ser, no mínimo, duas vezes maior que a máxima frequência do sinal. Para o sinal LTE, desconsiderando harmônicas, a frequência máxima não é maior que 2 GHz. Desta forma, o tempo de passo deve ser menor que o período de uma senoide com frequência de 2 GHz. O passo adotado foi um quarto deste período.

Deve-se atentar ao fato que o tempo de simulação é, neste caso, muito maior que o passo. Uma vez que o número de pontos da simulação é dado pela razão entre o tempo de simulação e o passo, deve-se atentar aos valores destes dois para não se extrapolar os limites computacionais. Além disso, o número de pontos afeta diretamente o tempo necessário para o computador executar a simulação. Recomenda-se utilizar como passo o período correspondente à frequência de duas vezes a frequência de Nyquist, ou, quatro vezes a máxima frequência do sinal.

3.3.2 Envelope Wireless

A simulação envelope wireless é utilizada quando há fontes e pontas de provas wireless. Dela, obtém-se o EVM, a BER. Há vários parâmetros que podem ser configurados pelo usuário, porém, serão citados aqui apenas os que foram utilizados para realização deste trabalho. Recomenda-se utilizar as configurações padrão para os outros parâmetros.

O número de harmônicas é configurado como 5. Três níveis de precisão são disponibilizados: liberal, moderado e conservativo. É utilizado o modo moderado. Também é possível utilizar o modo *fast envelope*. Apesar do software possibilitar dois níveis para esta configuração, na

verdade, apenas o nível 1 está disponível. Este modo é necessário estar habilitado para realizar simulações com ruído. Nas configurações de ruído, são mantidos os padrões do software.

3.4 NORMAS

Outro objetivo deste trabalho é avaliar o desempenho da cadeia de recepção perante às normas regulamentadoras, para diferentes modos de operação do LNA. Foi utilizada como referência a norma 3GPP TS 36.101 v14.3.0 (2017-03). Esta norma estabelece padrões de operação e qualidade para sinais LTE.

Uma vez que o objetivo deste trabalho é avaliar os parâmetros EVM e BER, busca-se valores limites destas grandezas para o padrão LTE. A tabela 4 exibe os valores máximos de EVM para diferentes tipos de modulação do padrão LTE. Neste trabalho foi adotado a modulação 16-QAM, portanto, o EVM máximo é 12,5%.

Tabela 4 – Requisitos mínimos para EVM

Modulação	EVM máximo
QPSK e BPSK	17,5%
16-QAM	12,5%
64-QAM	8,0%
256-QAM	3,5%

Fonte: Adaptado de (3GPP TS 36.101 v14.3.0, 2017)

Não foram encontrados normas ou padrões que definem a máxima taxa de erro de bits. Contudo, Sesia, Toufik e Baker (2011) definem a mínima relação sinal-ruído para diferentes *code rates* do padrão LTE, mostrado na tabela 5. Como se quer avaliar o sistema, independente do *code rate* da fonte, utiliza-se a maior SNR requerida. Atendida aos requisitos da maior SNR, os outros também são atendidos.

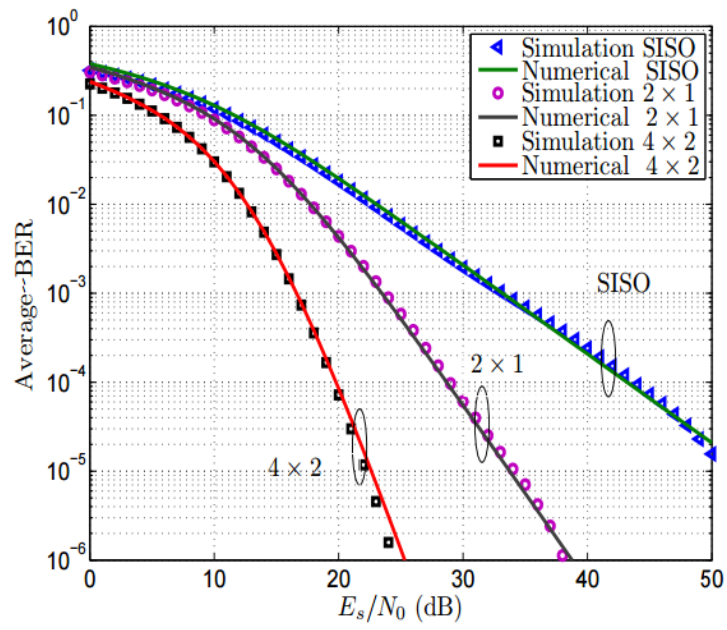
Tabela 5 – Requisitos mínimos para SNR

Code rate	SNR mín (dB)
1/2	10,9
2/3	14,3
3/4	15,2
4/5	15,8

Fonte: Adaptado de (SESIA; TOUFIK; BAKER; 2011)

É necessário relacionar a SNR requerida com BER. Este estudo foi feito por Jemmali, Conan e Torabi (2013). Os autores realizaram uma análise de BER em sistemas LTE. Utilizando simulações Monte-Carlo, traçaram curvas da BER média em relação à SNR, mostradas na figura 28. Novamente, deve-se utilizar o pior caso com referência. Para SNR de 15,8 dB, a menor BER é dada pela curva 4x2 e tem valor pouco maior que 10^{-3} . Por simplicidade, adotou-se como BER mínima requerida 10^{-3} ou 0,1%.

Figura 28 – Simulações Monte-Carlo da BER média para modulação 16-QAM do padrão LTE



Fonte: (JEMMALI; CONAN; TORABI; 2013)

4 RESULTADOS

Nesta seção serão apresentados os resultados das simulações realizadas no *setup* apresentado na seção 3.2. Os valores de ganho, linearidade e figura de ruído utilizados no LNA são os apresentados na tabela 3. Os valores utilizados no bloco budget são os apresentados na tabela 2 para o padrão Bluetooth LE. Utilizam-se os valores para este padrão por não se ter encontrado equivalentes do padrão LTE. Contudo, esta escolha não influencia nas análises a serem apresentadas. Para simular distorções e ruído introduzidos pelo transmissor e pelo canal, foi adotada uma SNR da fonte wireless de 30 dB.

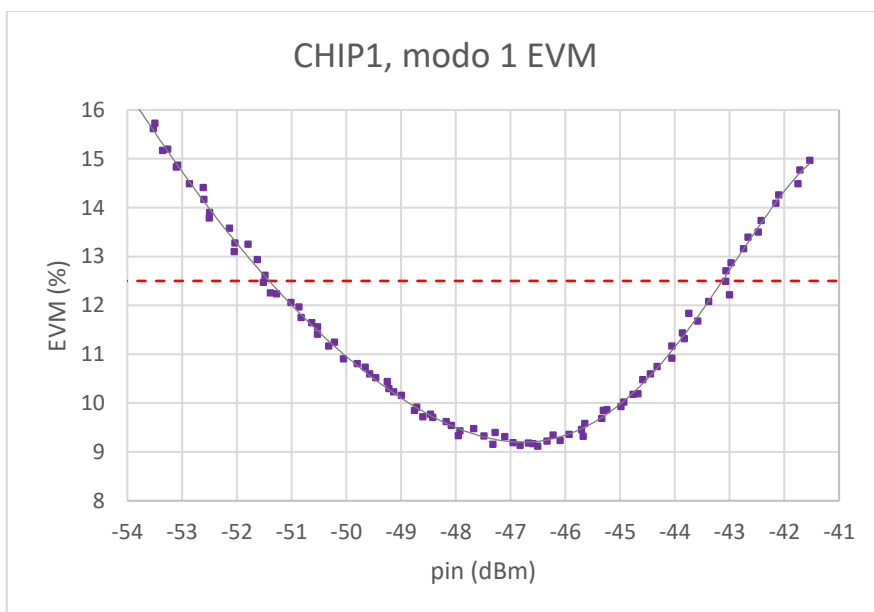
Os resultados são apresentados na forma de pontos de EVM e BER em função da potência de entrada no LNA. Uma linha tracejada vermelha é mostrada em cada gráfico indicando os valores máximos de EVM e BER, conforme definido no tópico 3.3.3. É exibida também a linha de tendência (polinômio de 6° grau) dos pontos obtidos nas simulações, contínua e de cor cinza.

Os resultados apresentados neste tópico são apenas expositivos. Análises são tratadas em tópico posterior. Optou-se por esta apresentação devido às análises realizadas neste trabalho serem qualitativas. Desta forma, uma visão comparativa de todos os resultados fornece informações mais significativas que análises individuais.

CHIP1, modo 1

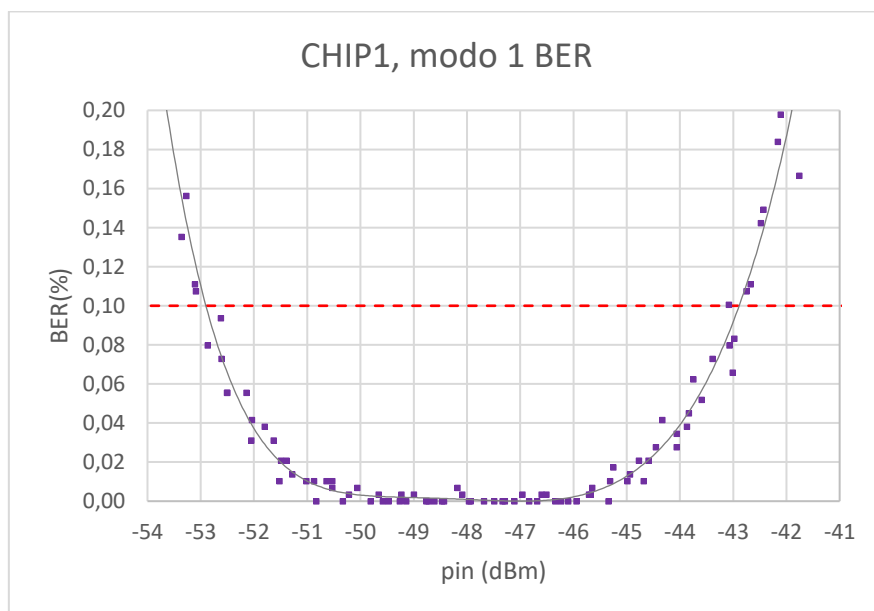
O CHIP1, modo 1 tem $G = 17,2$ dB, $IIP3 = 5,3$ dBm e $NF = 3,1$ dB.

Gráfico 2 – Curva EVM CHIP1, modo 1



Fonte: Autor

Gráfico 3 – Curva BER CHIP1, modo 1

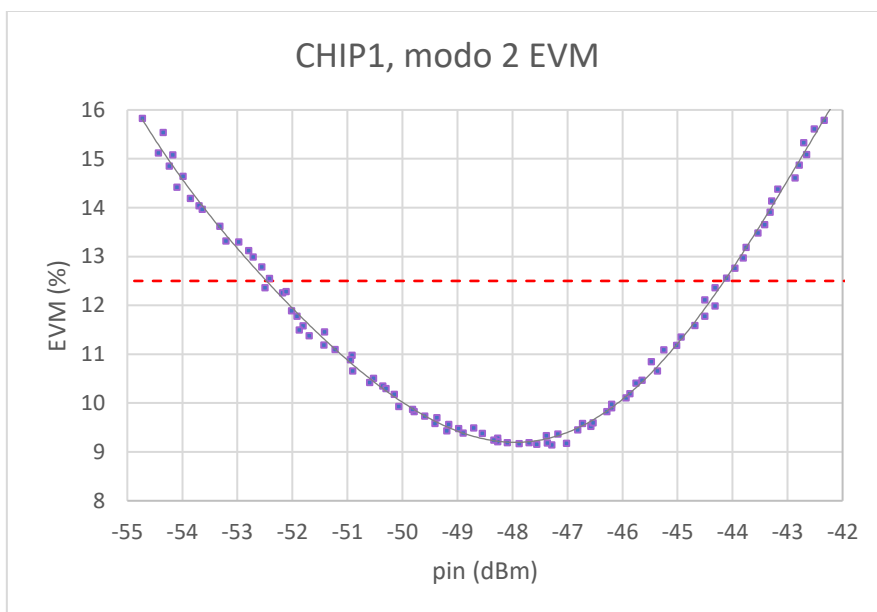


Fonte: Autor

CHIP1, modo2

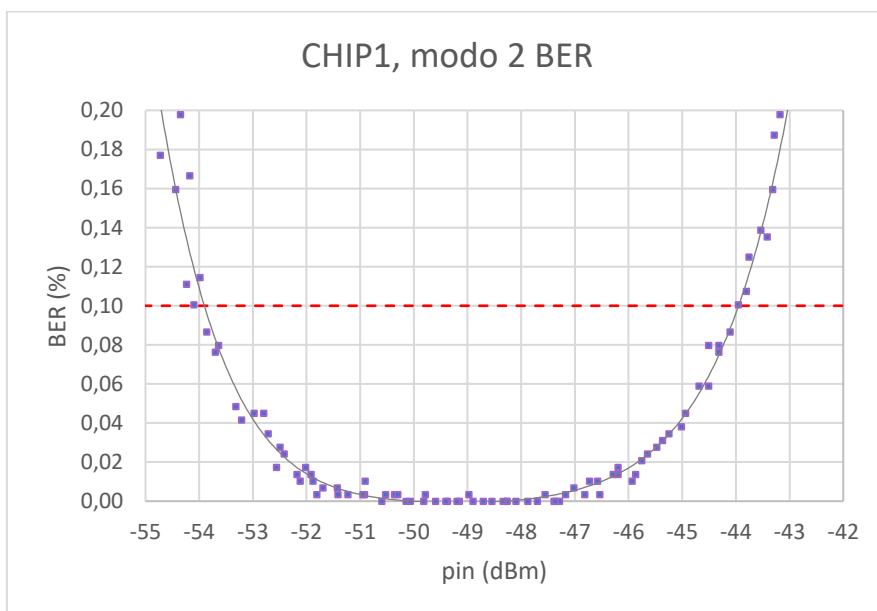
O CHIP1, modo2 tem $G = 18,3$ dB, $IIP3 = 7,7$ dBm e $NF = 2,6$ dB.

Gráfico 4 – Curva EVM CHIP1, modo 2



Fonte: Autor

Gráfico 5 – Curva BER CHIP1, modo 2

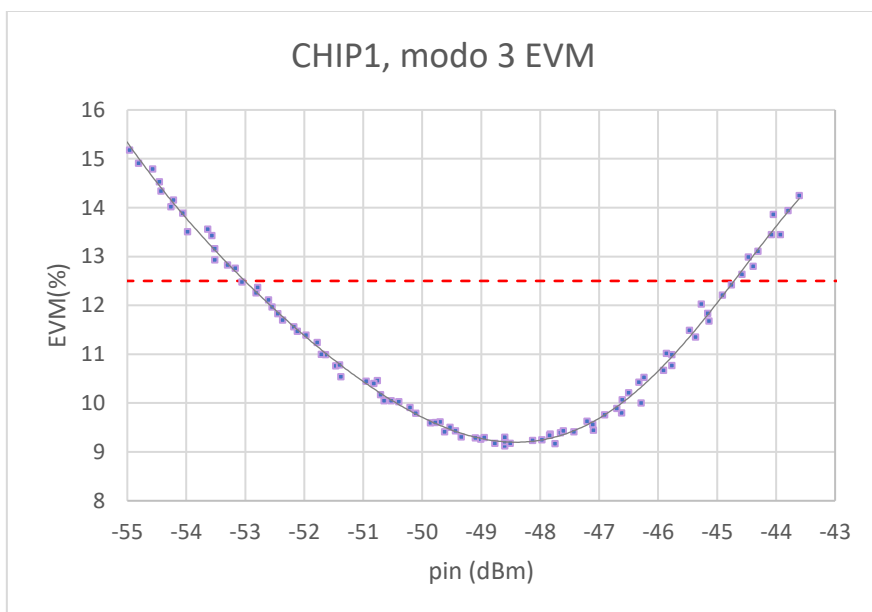


Fonte: Autor

CHIP1, modo 3

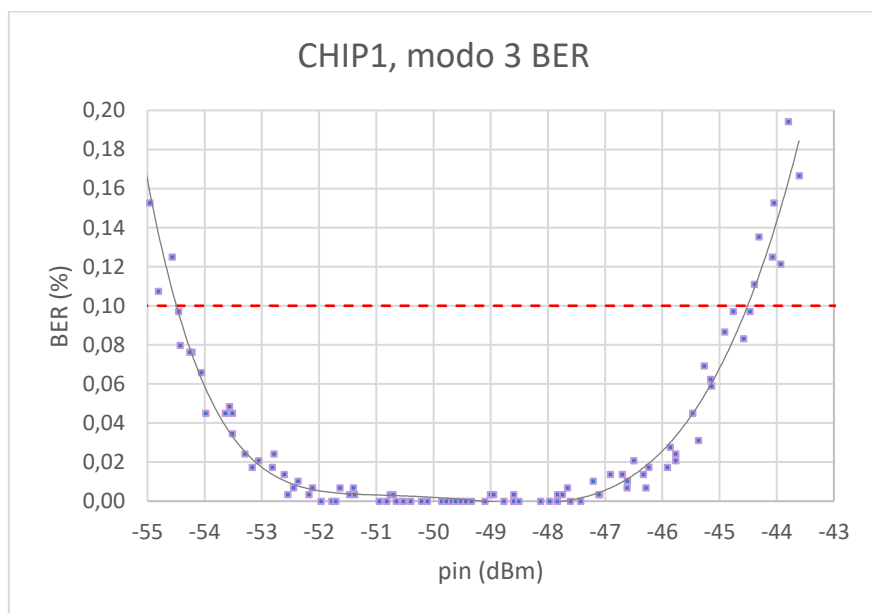
O CHIP1, modo 3 tem $G = 18,8$ dB, $IIP3 = 17,6$ dBm e $NF = 2,4$ dB.

Gráfico 6 – Curva EVM CHIP1, modo 3



Fonte: Autor

Gráfico 7 – Curva BER CHIP1, modo 3

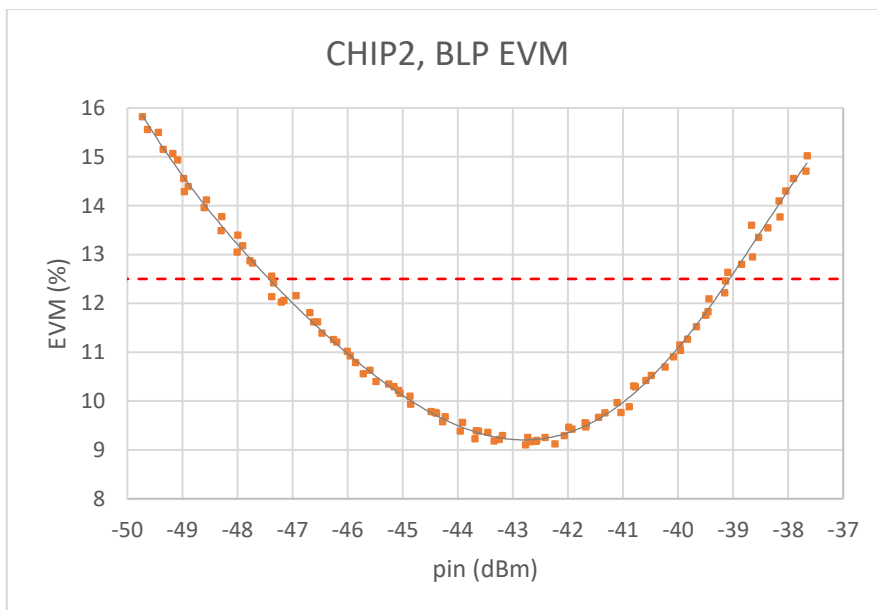


Fonte: Autor

CHIP2, BLP

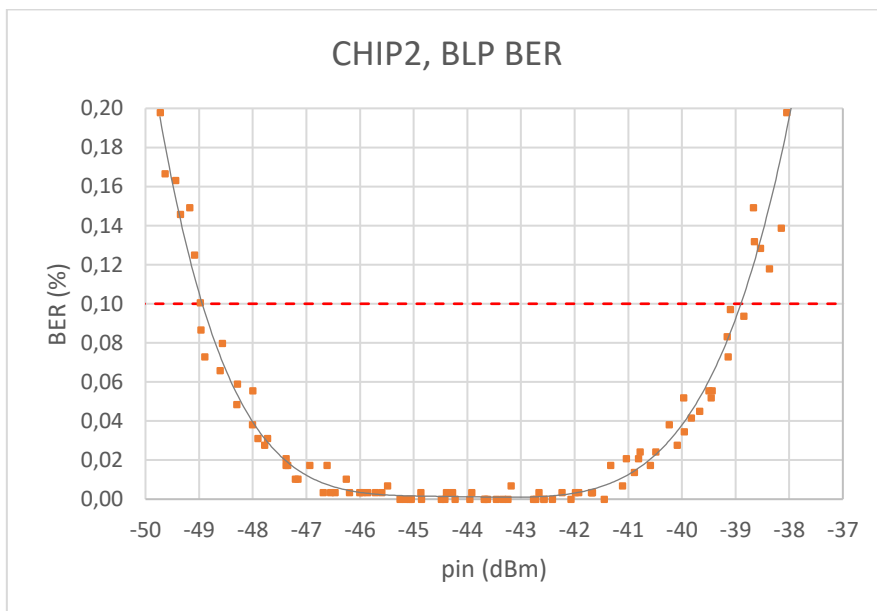
O CHIP2, BLP tem $G = 13,2$ dB, $IIP3 = -10,6$ dBm e $NF = 2,5$ dB.

Gráfico 8 – Curva EVM CHIP2, BLP



Fonte: Autor

Gráfico 9 – Curva BER CHIP2, BLP

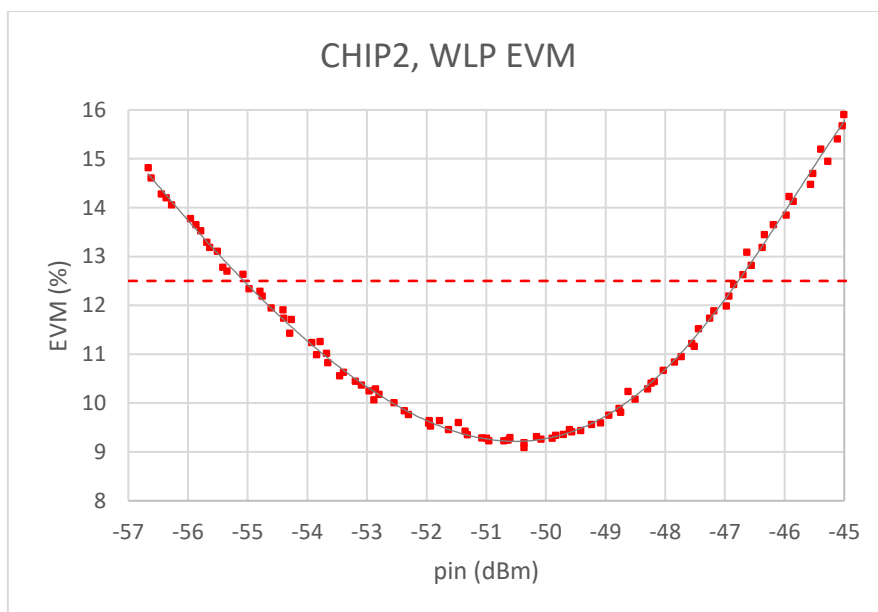


Fonte: Autor

CHIP2, WLP

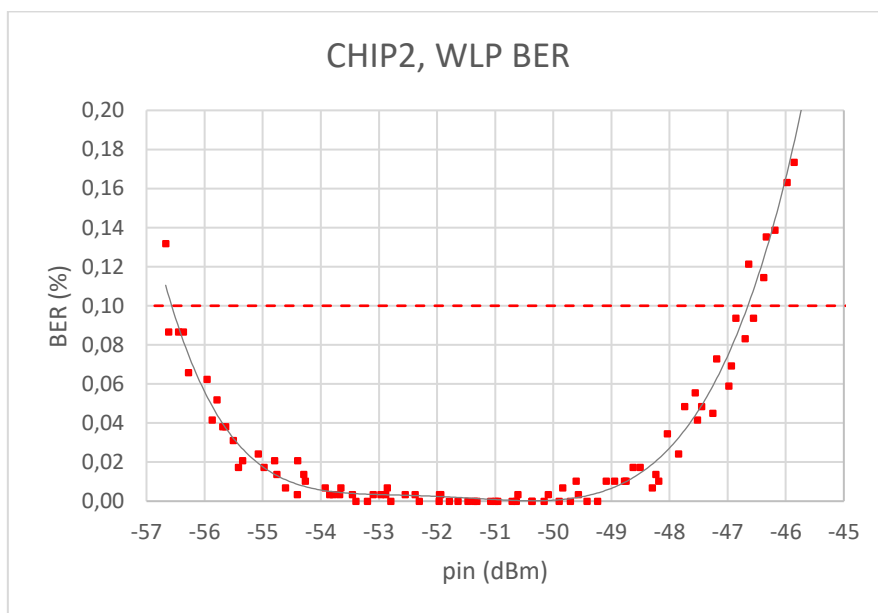
O CHIP2, WLP tem $G = 20,9$ dB, $IIP3 = -13$ dBm e $NF = 2,6$ dB.

Gráfico 10 – Curva EVM CHIP2, WLP



Fonte: Autor

Gráfico 11 – Curva BER CHIP2, WLP

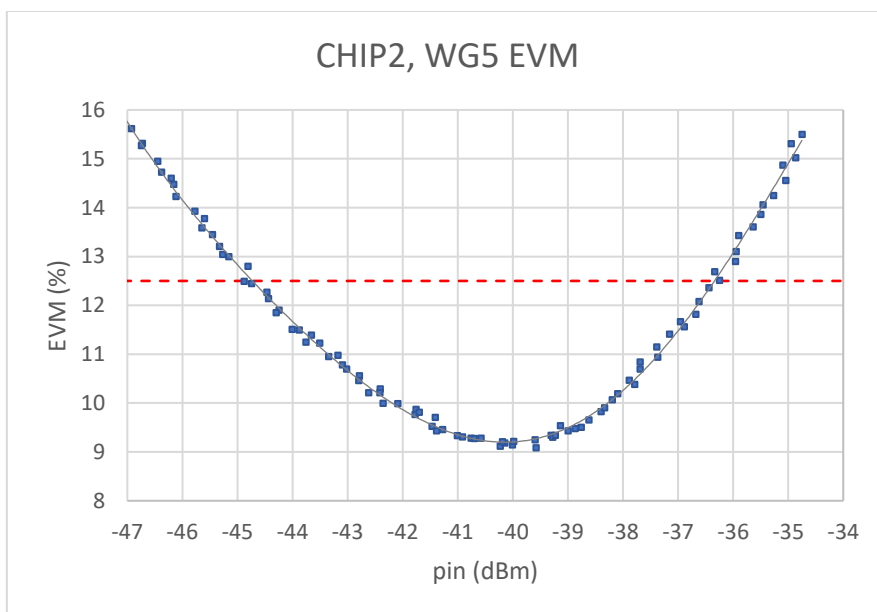


Fonte: Autor

CHIP2, WG5

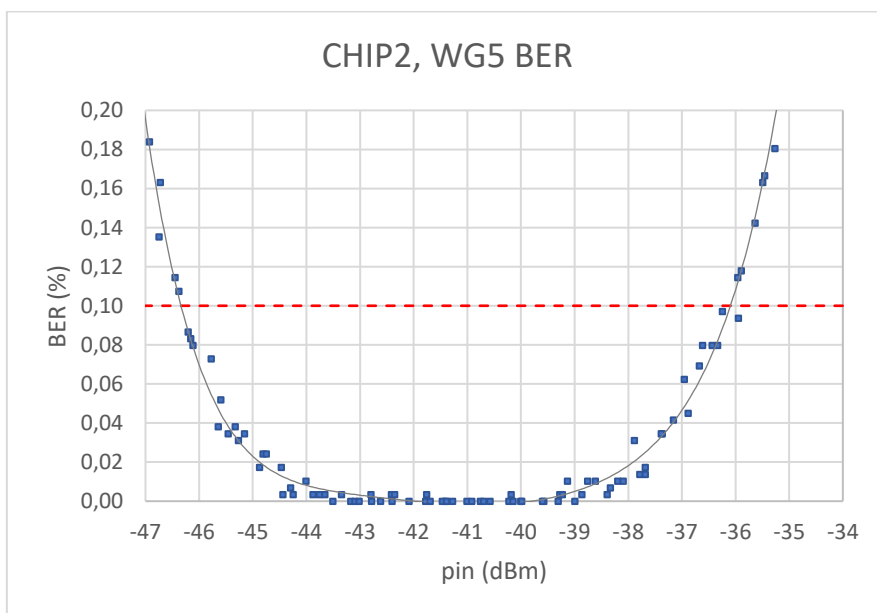
O CHIP2, WLP tem $G = 10,5$ dB, $IIP3 = -9,1$ dBm e $NF = 2,7$ dB.

Gráfico 12 – Curva EVM CHIP2, WG5



Fonte: Autor

Gráfico 13 – Curva BER CHIP2, WG5

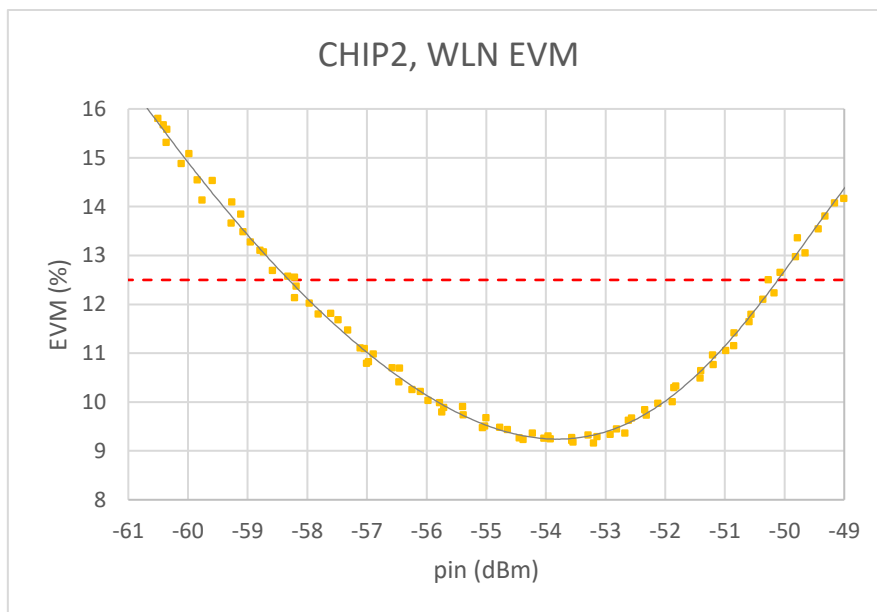


Fonte: Autor

CHIP2, WLN

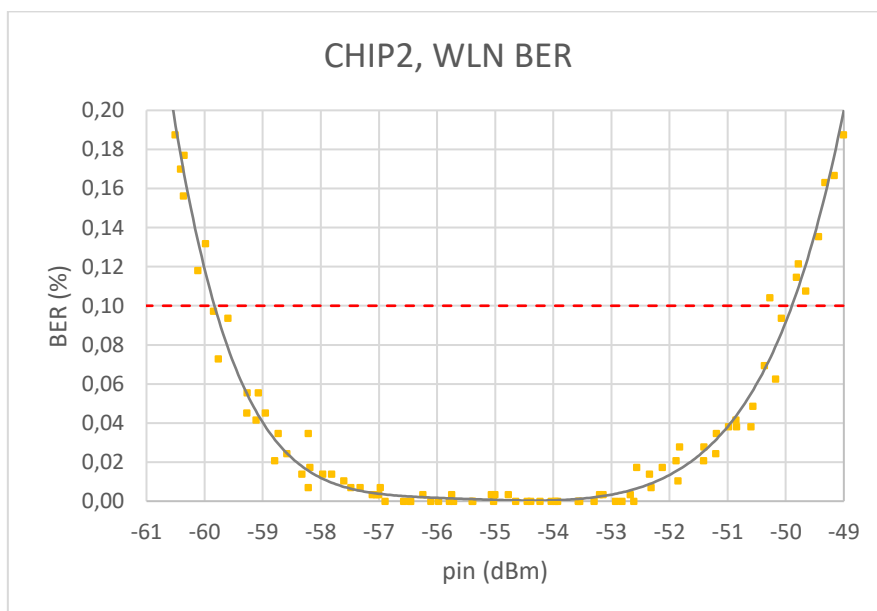
O CHIP2, WLN tem $G = 24,2$ dB, $IIP3 = -14,2$ dBm e $NF = 2,2$ dB.

Gráfico 14 – Curva EVM CHIP2, WLN



Fonte: Autor

Gráfico 15 – Curva BER CHIP2, WLN

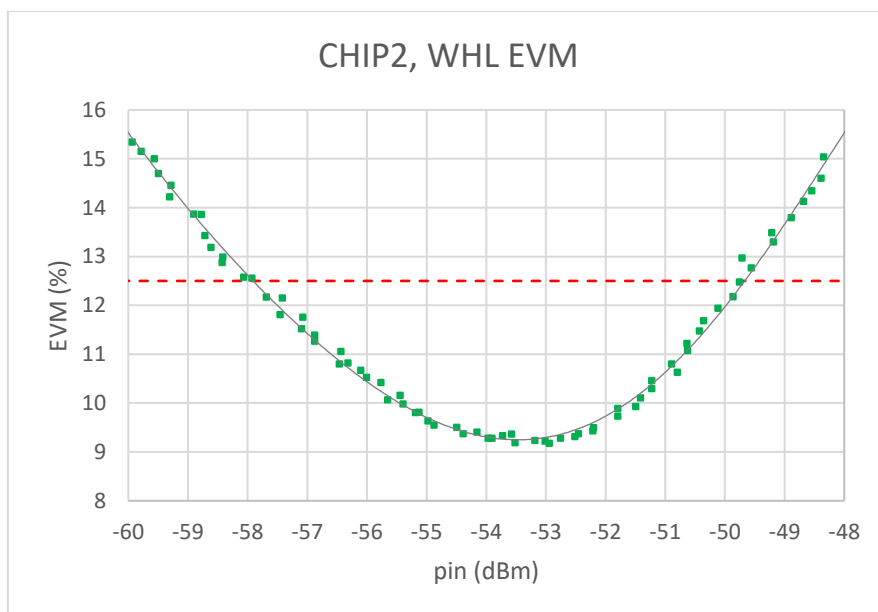


Fonte: Autor

CHIP2, WHL

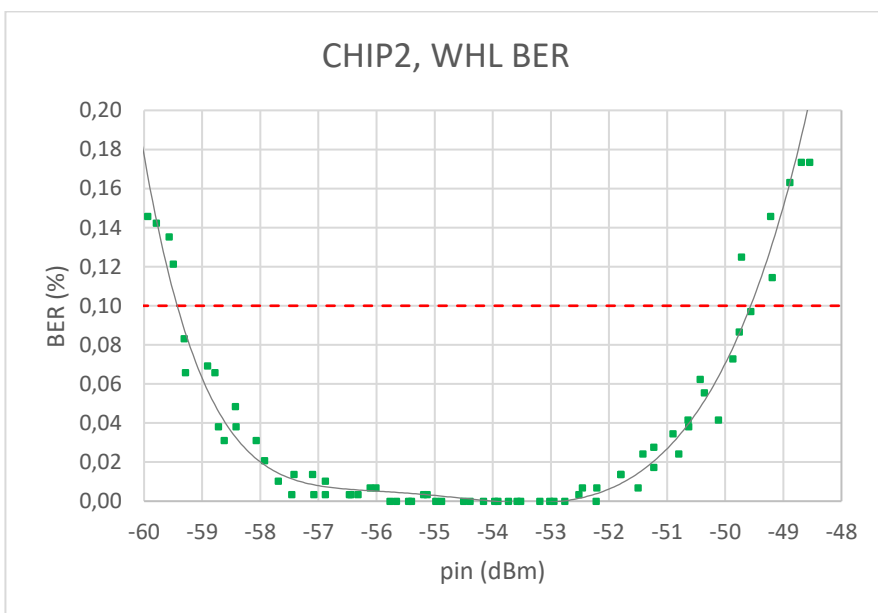
O CHIP2, WHL tem $G = 23,8$ dB, $IIP3 = 0,5$ dBm e $NF = 2,7$ dB.

Gráfico 16 – Curva EVM CHIP2, WHL



Fonte: Autor

Gráfico 17 – Curva BER CHIP2, WHL



Fonte: Autor

5 ANÁLISES

5.1 FORMAS DAS CURVAS EVM E BER

Uma primeira análise que se pode fazer observando-se os gráficos 2 a 17 é que a forma das curvas de EVM e BER se repete para todos os modos de operação estudados. Nas curvas de EVM, nota-se uma forma semelhante à uma parábola com concavidade voltada para cima. Nas curvas de BER, observa-se uma forma com uma concavidade voltada para cima, porém, não se assemelha a uma parábola. Uma vez que a BER tem como limite inferior o valor zero, sua curva demonstra uma compressão quando se aproxima do eixo das potências.

Pode-se explicar este formato de curva pensando-se nas potências de sinal, ruído e distorção. Para baixas potências de entrada no LNA, a relação sinal ruído é baixa, uma vez que o valor da potência do sinal se aproxima do valor da potência de ruído introduzida pelo LNA e pelo bloco de budget. Com uma SNR baixa, o EVM é alto e, por consequência, a BER também.

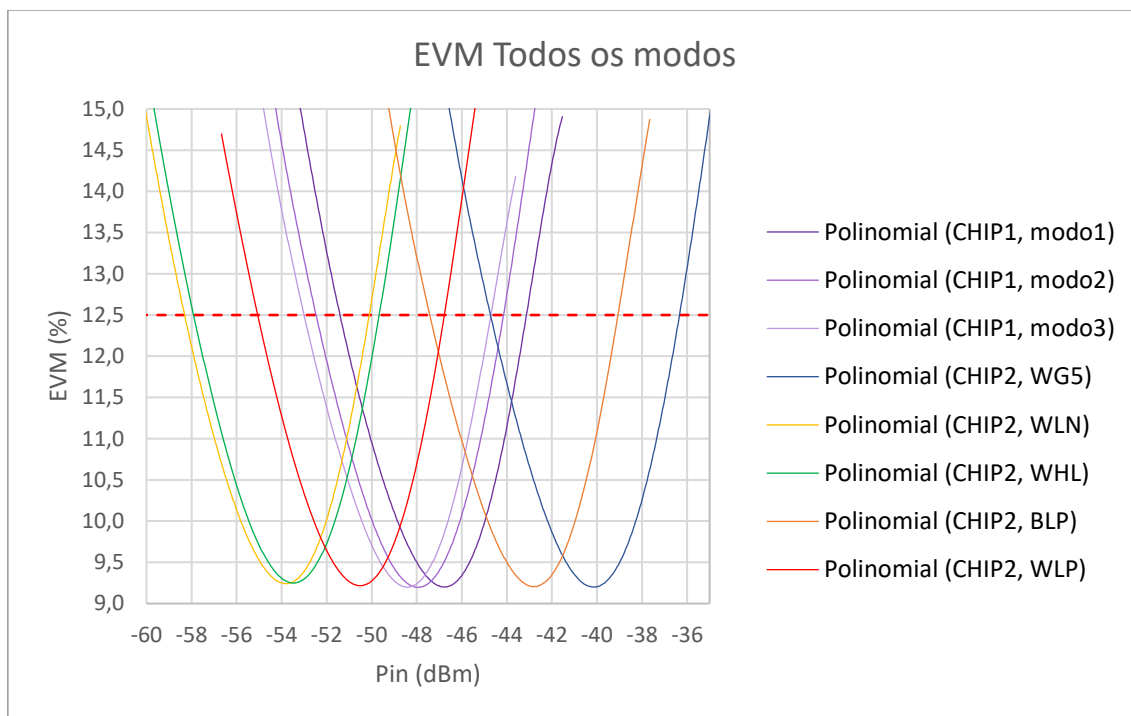
Conforme a potência de entrada aumenta, o valor da potência de sinal também e fica muito maior que a potência de ruído introduzida pelo receptor, logo, a SNR aumenta. Consequentemente, os valores de EVM e BER caem e atingem seus valores mínimos. Nota-se um padrão nos valores mínimos de EVM. Para todos os modos de operação estes valores são aproximadamente os mesmos. Isso acontece porque a SNR do sinal de saída está limitada ao valor da SNR de entrada, 30 dB. Este é o valor de SNR estipulado na fonte para simular as distorções e o ruído introduzidos pelo transmissor e pelo canal de comunicação. Independentemente dos valores de ganho, linearidade e figura de ruído do LNA e do bloco budget, a SNR não será maior que a SNR do sinal de entrada.

Com o aumento da potência de entrada, o EVM e a BER voltam a elevar seus valores. Isso acontece porque o sinal de saída começa a ser distorcido pela não linearidade do sistema. A potência de distorção começa a crescer e assim, diminui a SNR. Com a redução da SNR ocorre o aumento dos valores de EVM e BER.

5.2 FAIXAS DE OPERAÇÃO

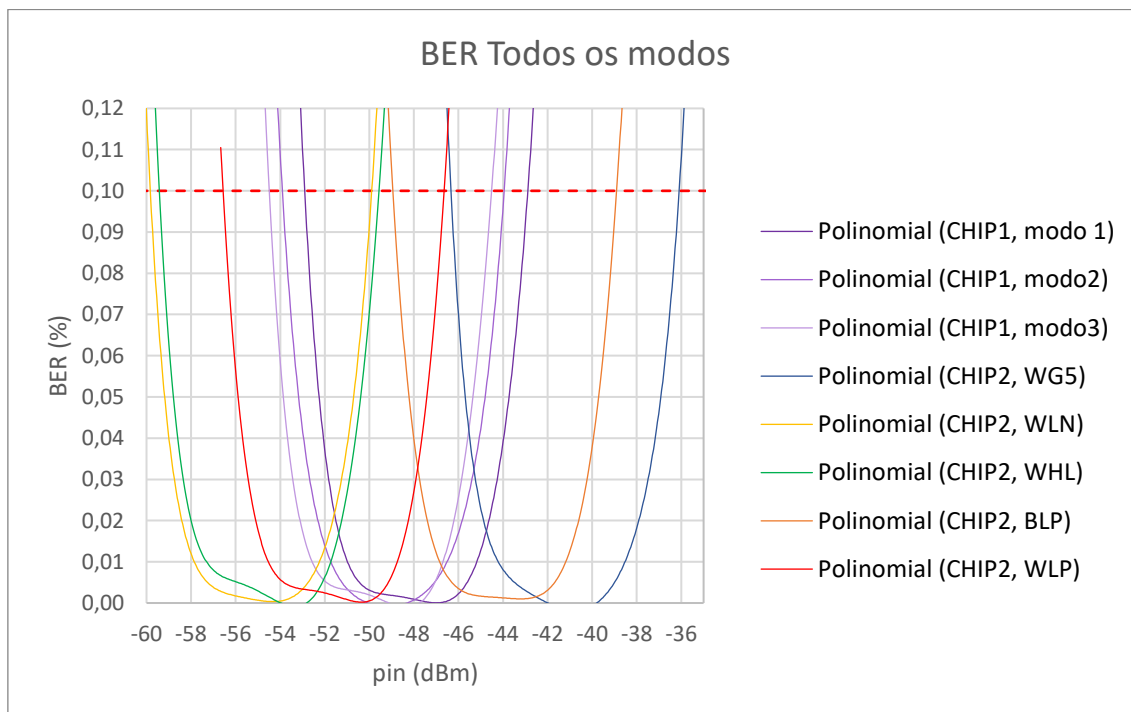
Outra análise que pode ser feita observando os gráficos apresentados é do ponto de vista dos valores máximos estipulados para EVM e BER. Há uma faixa de valores de potência de entrada, para os quais a o EVM e BER do sinal de saída respeitam os limites máximos. Isso mostra que cada modo de operação possui, intrinsecamente, uma faixa de potências de operação. Os gráficos 18 e 19 mostram um comparativo das linhas de tendência de EVM e BER, respectivamente, para todos os modos. Optou-se por apresentar somente as linhas de tendência para reduzir a poluição visual no gráfico.

Gráfico 18 – Curvas EVM de todos os modos



Fonte: Autor

Gráfico 19 – Curvas BER de todos os modos



Fonte: Autor

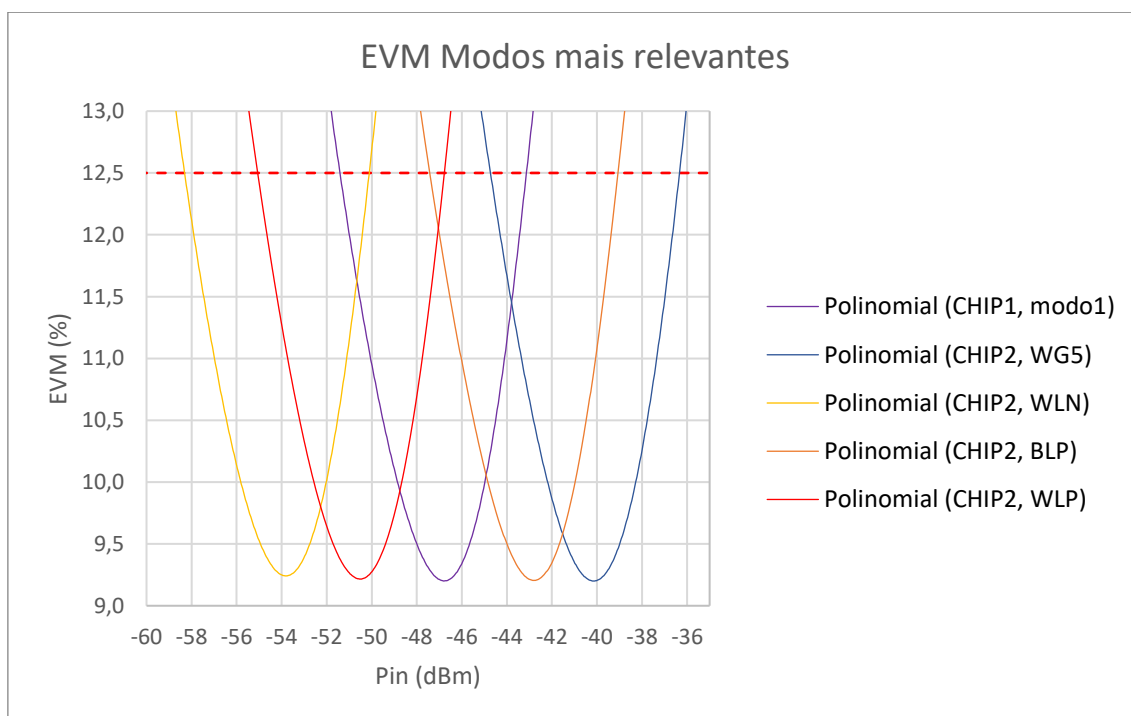
Observando os gráficos 18 e 19, nota-se que cada modo de operação apresenta melhor desempenho do ponto de vista de EVM e BER para uma determinada faixa de potências de entrada. Por exemplo, o CHIP2, WG5 atende às normas para potências de entrada entre -45 dBm e -37 dBm. Já o modo CHIP2, WLN atende aos limites na faixa de -58 dBm a -50 dBm. Isso mostra que com a reconfigurabilidade do LNA, é possível atender aos requisitos para uma faixa de potências muito maior que somente um modo de operação.

É possível observar também, que alguns modos de operação apresentam desempenho semelhante para faixas de potências próximas. Exemplos são os modos CHIP2, WLN e CHIP2, WHL, e os três modos do CHIP1. A desvantagem de se ter três modos que operam em faixas de potência próximas é que a reconfigurabilidade tem pouco efeito sob a abrangência da faixa de operação. Por outro lado, havendo três modos de operação semelhantes, é possível escolher o modo com menor consumo de potência.

Observa-se também que as faixas de operação se sobrepõem em determinadas faixas menores de potência de entrada. Nestes casos, também é possível escolher o modo de menor consumo de potências.

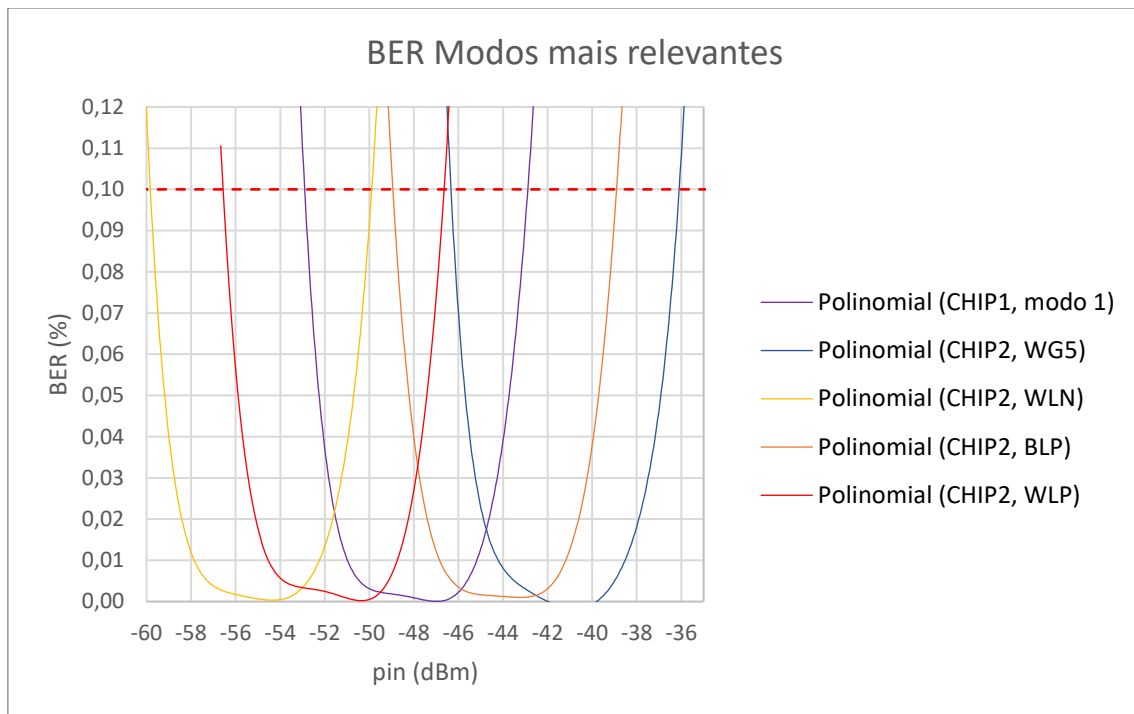
Afim de reduzir o número de curvas exibidas, os gráficos 20 e 21 realizam o filtro descrito nos parágrafos anteriores. Para modos de operação com desempenho semelhante, é mostrado apenas o modo de menor consumo.

Gráfico 20 – Curvas EVM dos modos mais relevantes



Fonte: Autor

Gráfico 21 – Curvas BER dos modos mais relevantes



Fonte: Autor

5.3 POTÊNCIA DE MÍNIMO EVM

Outra análise interessante que se pode fazer observando os gráficos 2 a 17, 20 e 21 é a existência de um valor de potência de entrada no LNA para o qual o EVM do sinal de saída é mínimo. Vale lembrar que a BER neste valor de potência de entrada também é mínima, porém, por simplicidade, será referido a ela apenas como potência de mínimo EVM. Para cada modo de operação, há uma potência de entrada que torna o EVM mínimo. A explicação para este fato já foi feita na seção 5.1. Contudo, é possível realizar algumas análises utilizando estes valores de potência.

Tomando-se a potência de mínimo EVM como um parâmetro, pode-se traçar curvas que relacionam estes valores de potência com outros parâmetros importantes do LNA como ganho, linearidade, figura de ruído e potência de consumo (P_{dc}).

Um fato interessante a respeito da potência de entrada é que no mundo real ela pode representar outras grandezas ou variáveis. A exemplo das comunicações wireless, sabe-se que a potência em determinado ponto do espaço é proporcional ao quadrado da distância deste ponto até a antena emissora do sinal. Desta forma, tendo-se dados da antena e do meio de propagação é possível relacionar a potência de mínimo EVM com a distância da antena transmissora.

Não apenas a potência do sinal decai conforme se afasta do ponto de transmissão, mas também em localidades nas quais a onda eletromagnética tem dificuldade de se propagar ou adentrar. Um exemplo prático disso é quando se entra em lugares fechados e o sinal da operadora de telefonia móvel deixa de existir ou perde consideravelmente sua intensidade.

A tabela 6 mostra os valores de potência de mínimo EVM para cada modo de operação estudado. É apresentado também os valores de ganho, linearidade, figura de ruído e potência de consumo de cada modo de operação.

Tabela 6 – Potência de mínimo EVM e modos de operação

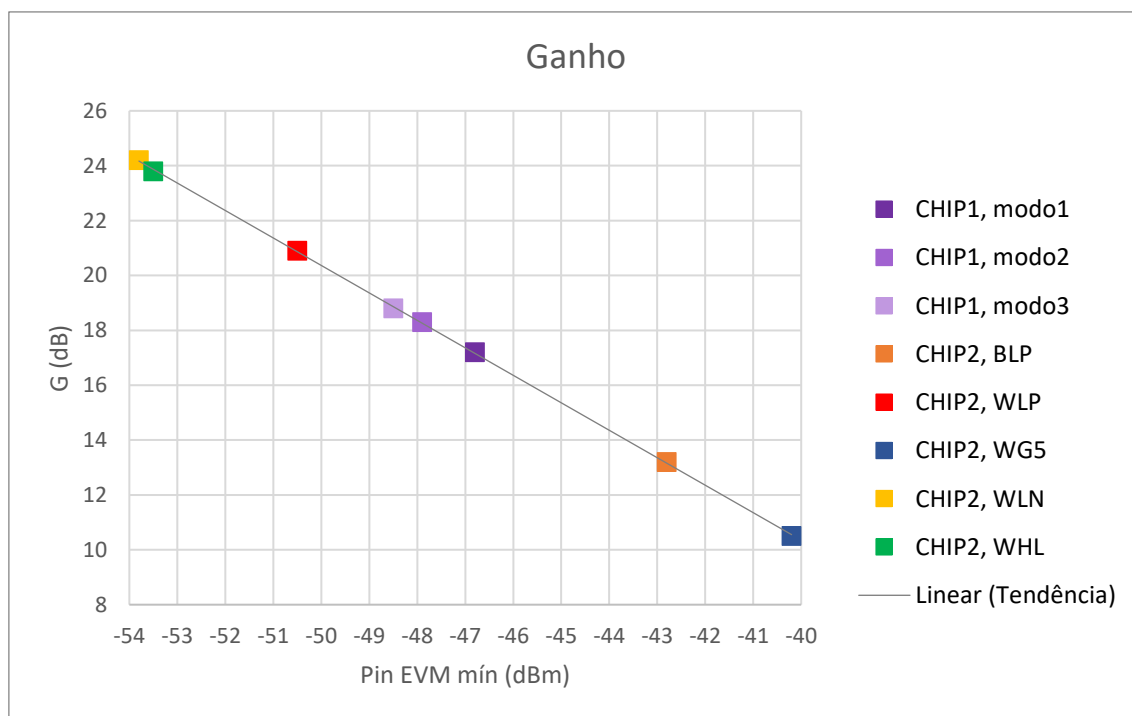
Modo	Pin EVM mín (dBm)	G (dB)	IIP3 (dBm)	NF (dB)	Pdc (mW)
CHIP1, modo 1	-46,8	17,2	5,3	3,1	1,5
CHIP1, modo 2	-47,9	18,3	7,7	2,6	3,1
CHIP1, modo 3	-48,5	18,8	17,6	2,4	7
CHIP2, BLP	-42,8	13,2	-10,6	2,5	3,3
CHIP2, WLP	-50,5	20,9	-13,0	2,6	5,5
CHIP2, WG5	-40,2	10,5	-9,1	2,7	5,7
CHIP2, WLN	-53,8	24,2	-14,2	2,2	10,2
CHIP2, WHL	-53,5	23,8	0,5	2,7	16,9

Fonte: Autor

5.3.1 Potência de mínimo EVM x Ganho

Como já proposto, é possível relacionar a potência de mínimo EVM com os parâmetros do LNA. É apresentado um gráfico relacionando o ganho de determinado modo de operação com a sua respectiva potência de mínimo EVM.

Gráfico 22 – Potência de mínimo EVM x Ganho



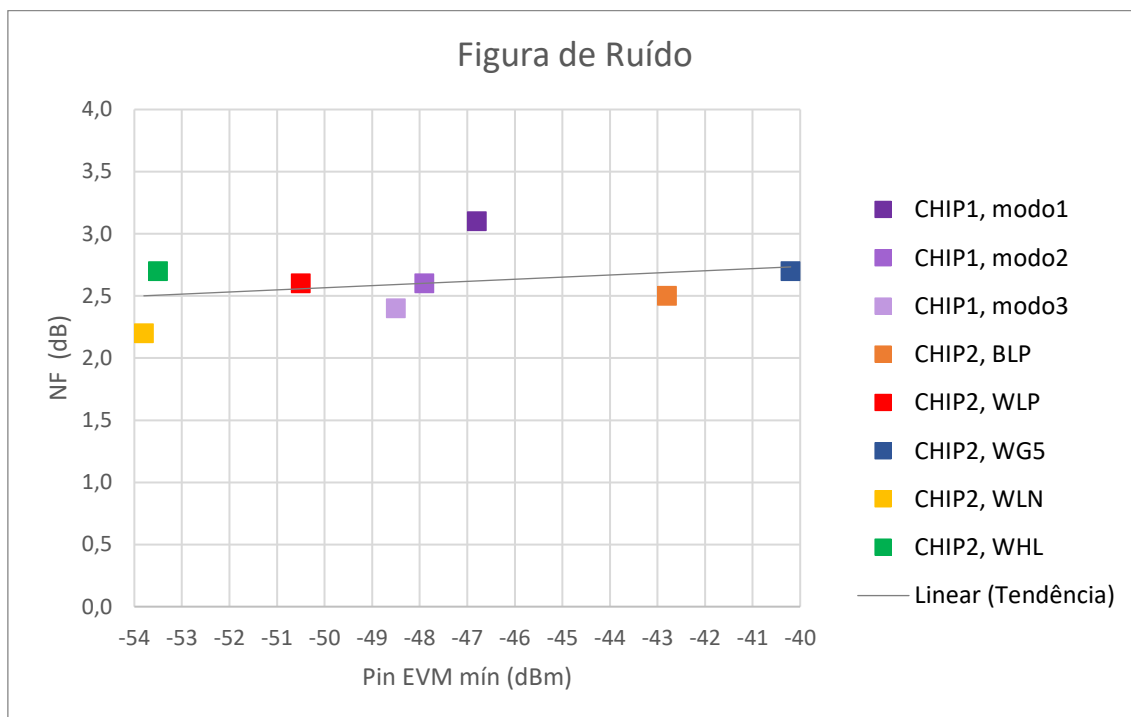
Fonte: Autor

Observando-se o gráfico 22 nota-se uma clara relação linear entre o valor de ganho do modo de operação do LNA e sua potência de mínimo EVM. Nota-se que quanto maior a potência de mínimo EVM, menor é o valor do ganho necessário. Este é um fato que segue ao senso comum. Quanto menor a potência do sinal que chega ao receptor, mais ele deve ser amplificado.

Novamente, comparando com a telefonia móvel, quanto mais longe do transmissor, maior deve ser o ganho para atender os padrões de qualidade.

5.3.2 Potência de mínimo EVM x Figura de Ruído

Gráfico 23 – Potência de mínimo EVM x Figura de Ruído

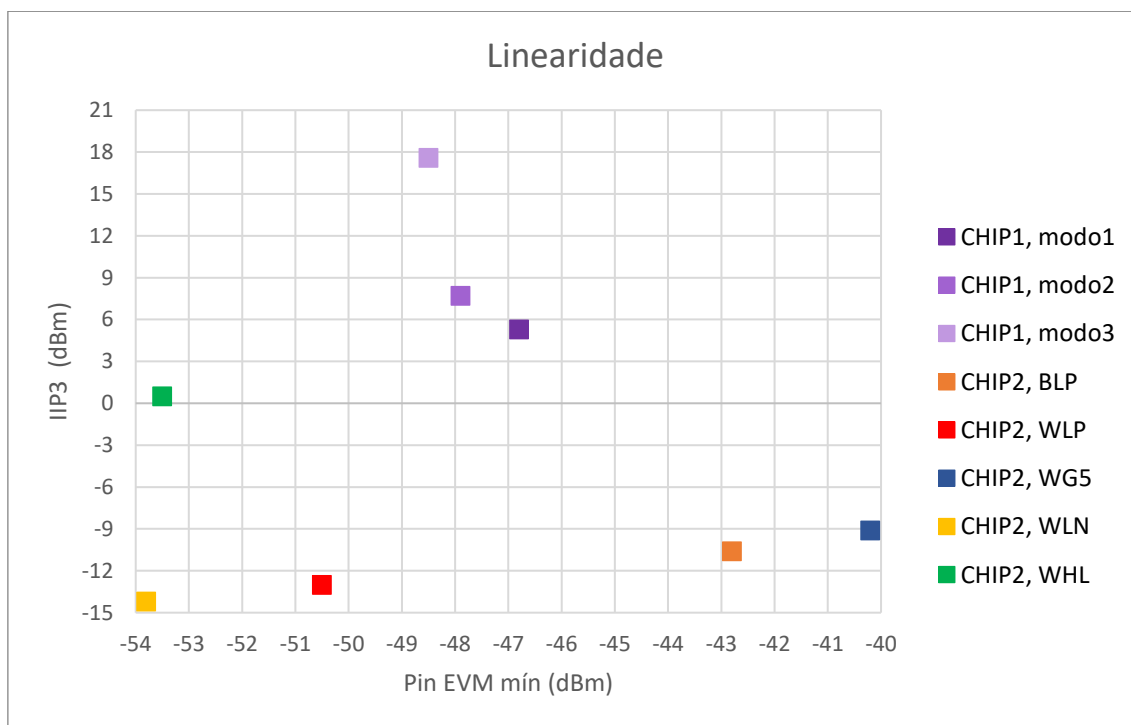


Fonte: Autor

Quando se relaciona a potência de mínimo EVM com a figura de ruído do LNA, também se observa um comportamento coerente. Para potências altas, a figura de ruído pode assumir valores também relativamente altos. Já para potências baixas, a figura de ruído deve ser reduzida. Este comportamento pode ser explicado pensando-se em termos de SNR. Para potências de sinal baixas, a potência de ruído introduzida pelo receptor também deve ser baixa, de modo que a SNR tenha um valor suficiente para atender à norma. Conforme a potência de sinal aumenta, a potência de ruído pode aumentar de modo que a SNR se mantenha ou aumente.

5.3.3 Potência de mínimo EVM x Linearidade

Gráfico 24 – Potência de mínimo EVM x Linearidade

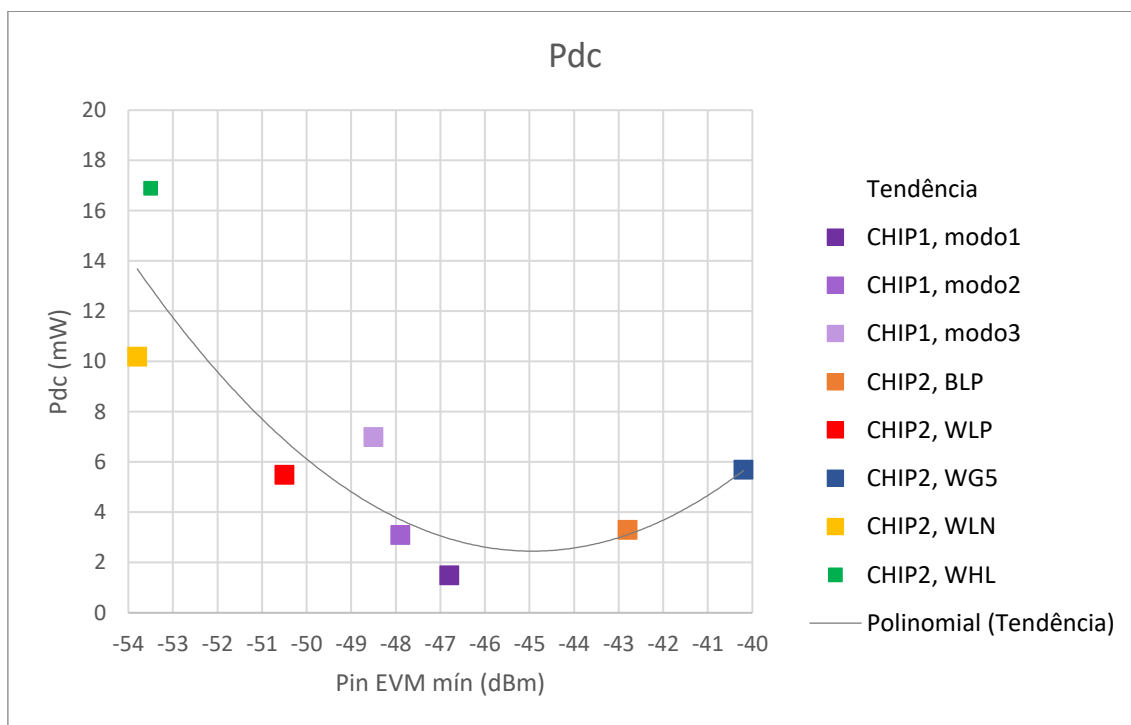


Fonte: Autor

Diferente das relações de potência de mínimo EVM e ganho ou figura de ruído, a relação com a linearidade do LNA não é evidente. Tentou-se encontrar relações lineares, polinomiais, exponenciais, entre outras. Nenhuma apresentou resultado significativo. O esperado para este gráfico é que a linearidade aumente conforme aumenta a potência de entrada. Conforme a potência aumenta, mais linear deve ser o LNA para evitar a distorção do sinal que tende a atingir o ponto de compressão.

5.3.4 Potência de mínimo EVM x Potência de consumo

Gráfico 25 – Potência de mínimo EVM x Potência de consumo



Fonte: Autor

A relação entre a potência de mínimo EVM e a potência de consumo, diferente da linearidade, apresenta um padrão reconhecível. Observa-se no gráfico 25 uma tendência que se aproxima de um polinômio de segunda ordem. Este comportamento, assim como no ganho e na figura de ruído, é coerente. Para baixas potências de sinal na entrada do receptor, o LNA necessita, como já visto nas relações de ganho e figura de ruído, aumentar seu ganho e reduzir a figura de ruído logo, consome-se mais potência. Conforme a potência de entrada aumenta, o ganho pode ser reduzido e a figura de ruído piorada, reduzindo o consumo. Ao atingir valores de potência de entrada próximos do IIP3 e do ponto de compressão, a potência de consumo tende a aumentar para melhorar a linearidade. Apesar de não ser possível comprovar esta última hipótese devido a não se ter encontrado padrões para o comportamento da linearidade, esta é uma explicação razoável para o comportamento da potência de consumo.

5.3.5 Considerações

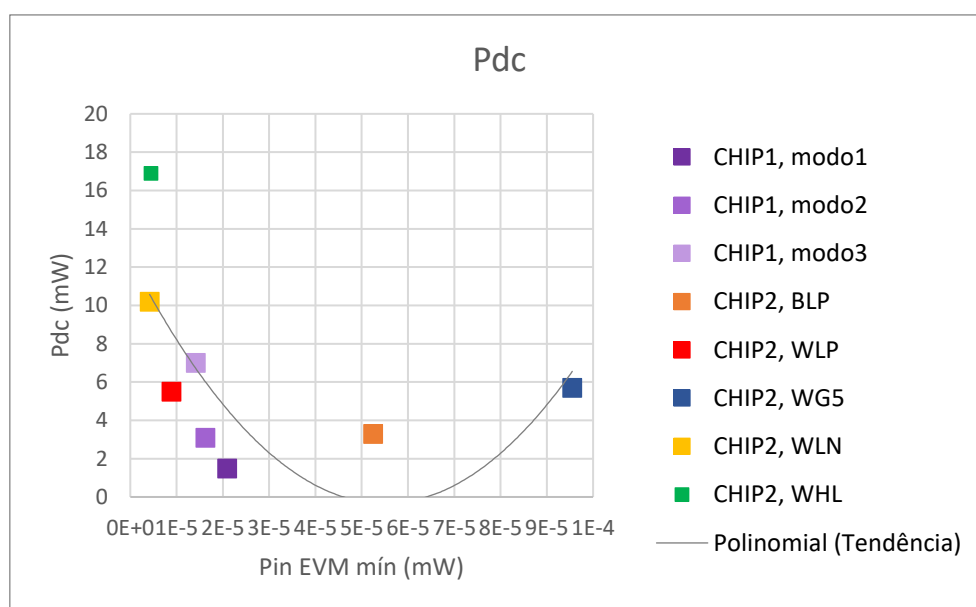
Algumas considerações a respeito da análise realizada sob o ponto de vista da potência de mínimo EVM devem ser expostas.

A primeira, é que não se deve tomar os comportamentos observados nas variáveis G, IIP3, NF e Pdc como absolutos. É necessário levar em conta que a potência de mínimo EVM é correspondente a um modo de operação do LNA e não a um valor específico das variáveis analisadas. Ou seja, para se obter o valor de potência de mínimo EVM apresentado, não se variou apenas uma variável mas sim as três. Para se obter uma relação mais precisa, é necessário modificar apenas um dos parâmetros do LNA, e observar seu impacto na potência de mínimo

EVM. Contudo, isso não invalida análises realizadas. Apesar de serem análises qualitativas, as conclusões tiradas podem ser úteis em uma análise quantitativa.

Uma outra consideração importante é a respeito das unidades de medida dos parâmetros analisados. As formas das curvas de tendência que indicam o comportamento das variáveis podem mudar dependendo da unidade de medida. Um exemplo é a relação potência de mínimo EVM e potência de consumo. A última é medida em mW enquanto que a primeira, em dBm. A relação polinomial de segunda ordem pode não ser válida caso a unidade da potência de mínimo EVM seja miliwatts. Pode-se confirmar esta hipótese convertendo-se os valores de potência de mínimo EVM para miliwatts e observar, novamente, o comportamento. Neste caso, como mostra o gráfico 26 com o eixo das potências de mínimo EVM em mW, nota-se que o comportamento quadrático sem mantém.

Gráfico 26 – Potência de mínimo EVM (mW) x Potência de consumo (mW)



Fonte: Autor

Uma última consideração deve ser feita a respeito do significado da potência de mínimo EVM. As análises realizadas têm como objetivo fundamental encontrar relações entre os parâmetros do LNA e a potência de entrada no receptor. Mais ainda, quer-se encontrar estas relações em situações que os limites de EVM e BER estabelecidos são respeitados. Uma vez que para cada modo de operação existe uma faixa de potências de entrada para as quais o receptor atende aos requisitos, é necessário um único valor desta faixa para se realizar estas comparações. Desta forma, o valor mais evidente é o valor de potência de entrada para o qual o EVM e a BER são mínimos. Uma vez que a BER atinge seu valor mínimo para vários valores de potência de entrada, optou-se por utilizar a potência de mínimo EVM, cujo valor é único. Vale lembrar que esta potência está contida na faixa de potências de BER mínima. A potência de mínimo EVM é então utilizada para relacionar os valores necessários de G, NF, IIP3 e Pdc, para que a norma seja atendida, com valores de potência de entrada no receptor.

6 CONCLUSÃO

Neste trabalho, desenvolveu-se uma metodologia para criação de um setup de simulações para estudo do impacto da reconfigurabilidade de um amplificador de baixo ruído em parâmetros de qualidade de transmissão: magnitude do vetor de erro e taxa de erro de bits. Com esta metodologia, criou-se um setup, ou ambiente de simulações, independente do padrão de comunicação e do tipo de modulação do sinal. Com ele, é possível realizar simulações para avaliar o desempenho de amplificadores de baixo ruído sob o ponto de vista do EVM e da BER. Apesar de neste trabalho só se ter utilizado o padrão de comunicação LTE, incentiva-se a realização de simulações com diferentes padrões e também diferentes tipos de modulação digital.

A partir dos resultados das simulações, observou-se um padrão no comportamento das curvas de EVM e BER em relação às potências de entrada no receptor. Uma vez que só se realizou simulações com o padrão LTE, não se pode concluir que este comportamento se repita para outros padrões. Porém, é possível que este fato ocorra já que as hipóteses levantadas para explicar estes comportamentos não consideram o padrão de comunicação nem o tipo de modulação.

O impacto da reconfigurabilidade do LNA foi observado nas curvas de EVM e BER apresentadas na sessão de resultados. Nota-se que se alterando os parâmetros do LNA é possível atender às normas e especificações do padrão LTE para diferentes faixas de potência de entrada. Este comportamento pode ser útil para desenvolvedores de LNAs, pesquisadores do ramo, mas principalmente para a indústria de telefonia móvel. Com a reconfiguração do LNA, é possível que um celular mantenha seu contato com a rede da operadora em uma faixa de potências muito maior do que com um LNA de parâmetros fixos. Como foi proposto nas análises, a potência de entrada no LNA pode ser traduzida para o mundo físico como distância das torres de transmissão. Isso significa que um telefone com LNA reconfigurável teria acesso à rede LTE em uma área física muito maior que um telefone com LNA de parâmetros fixos. Além disso, a mudança dos parâmetros do LNA permite alterar o consumo de potência deste componente. Novamente, trazendo para uma situação prática, o consumo de bateria do telefone seria reduzido, aumentando o período do ciclo de carga e descarga.

As simulações realizadas neste trabalho foram feitas com um modelo computacional de um LNA baseado em formulações matemáticas. Era interesse deste estudo realizar simulações com um modelo de um LNA real a nível de transistores. Seria utilizado o modelo criado por Marcelo de Souza, citado ao longo do trabalho. Contudo, devido às complicações ao longo do período de trabalho, como falta de licença para uso do software, não foi possível implementar esta ideia. Encoraja-se a realizar estas simulações e comparar com os resultados obtidos com o modelo computacional matemático. Alerta-se que simulações a nível de transistores costumam levar mais tempo que as realizadas com modelos matemáticos. Desta forma, recomenda-se rever as metodologias de cálculo de potência dos sinais para reduzir os tempos de simulação.

Os valores de ganho, linearidade e figura de ruído utilizados no bloco budget são típicos de sistemas Bluetooth LE. Foram utilizados por não se ter encontrado valores típicos do padrão LTE. Não apenas utilizar valores coerentes com o padrão de comunicação em teste, mas recomenda-se também, variar estes valores de modo a obter resultados para diferentes sistemas de recepção. Vale ressaltar que os valores do bloco budget são diferentes dependendo do padrão

de comunicação e também do tipo de modulação. Apesar de a topologia do setup criado ser independente do tipo de modulação, os valores de G, NF e IIP3 devem ser ajustados de acordo.

De maneira geral, os objetivos propostos no início do trabalho foram cumpridos. Desenvolveu-se a metodologia para criação do setup. Criou-se um setup genérico e funcional para diferentes padrões de comunicação digital. Realizou-se simulações para o padrão LTE e se analisou os resultados. As análises forneceram conclusões e ideias passíveis de aplicação na prática e que podem contribuir para a indústria de telefonia móvel e também para o usuário de celular. Alguns impasses impediram o estudo com modelos de LNAs reais, contudo a metodologia do trabalho ainda é válida e encoraja-se aplicá-la em outras instâncias. Desta forma, o estudo de modos de operação de amplificadores de baixo ruído configuráveis foi realizado com sucesso e pode contribuir para o avanço das telecomunicações.

7 REFERÊNCIAS

- CADENCE. **Spectre Circuit Simulator**. Disponível em <https://www.cadence.com/content/cadence-www/global/en_US/home/tools/custom-ic-analog-rf-design/circuit-simulation/spectre-circuit-simulator.html> Acesso em: 10 jun. 2017.
- HAYKIN, Simon. **Sistemas de Comunicação: Fundamentos e Visão Geral**. Edição 4. Brasil: Bookman, 2004.
- ZAMBOM, Lucas. **Impacto sistêmico da reconfigurabilidade de um amplificador de baixo ruído em uma cadeia de recepção de Rádio Frequência**. 77 folhas. Monografia (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Setor de Tecnologia. Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2014.
- HAYKIN, Simon. **Sistemas de Comunicação: Processos Aleatórios**. Edição 4. Brasil: Bookman, 2004.
- NATIONAL INSTRUMENTS. **Modulation Error Magnitude (MER) and Error Vector Magnitude (EVM)**, 2014. Disponível em: <<http://www.ni.com/white-paper/3652/en/>>. Acesso em: 5 jun. 2017.
- RAZAVI, Behzad. **RF Microelectronics: Introduction to RF and Wireless Technology**. Edition 1. United States: Prentice Hall, 1998.
- BOMFIM, Marlio J. C. **Filtro ativos**: Curitiba: UFPR, 2010. 37 slides, color. Disponível em: <<http://www.eletrica.ufpr.br/marlio/te054/capitulo5.pdf>> Acesso: em 11 de junho de 2017
- VILLANUEVA, Juan M. M. **Amostragem de Sinais**: UFPB, 2016. 42 slides, color. Disponível em: <<http://www.cear.ufpb.br/juan/wp-content/uploads/2016/08/Teorema-da-Amostragem.pdf>> Acesso em: 11 de junho de 2017
- COLEMAN, Christopher. **An Introduction to Radio Frequency Engineering**. Edition 1. United Kingdom: Press Syndicate of the University of Cambridge, 2004.
- ENGINEERING AND TECHNOLOGY HISTORY WIKI. **Harald T. Friis Biography**. Disponível em: <http://ethw.org/Harald_T._Friis>. Acesso em: 14 abr. 2017.
- RAZAVI, B. **RF Microelectronics**. 2 nd ed. Prentice Hall, 2012
- DE SOUZA, Marcelo. **"Digitally controlled CMOS low noise amplifier for adaptative radio"**. 147 folhas. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). University of Bordeaux, France. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2016.
- 3GPP Technical Specification 36.101, **Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) Radio Transmission and Reception'**, www.3gpp.org.
- SESIA, Stefania; TOUFIK, Issam; BAKER, Matthew; **LTE – The UMTS Long Term Evolution – From Theory to Practice**. Second Edition. Great Britain: Wiley, 2011.
- JEMMALI, Ali; CONAN, Jean; Torabi, Mohammad. **Bit Error Rate Analysis of MIMO Schemes in LTE Systems**. ICWMC 2013. Canada, 2011.