



Universidade Federal
de Campina Grande



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

LUIS FERNANDO NUNES MARQUES TORRES

ANÁLISE DA INFLUÊNCIA DO RUÍDO NO DESEMPENHO DE CONVERSORES ANALÓGICO PARA INFORMAÇÃO

Campina Grande, Paraíba
2018

LUIS FERNANDO NUNES MARQUES TORRES

ANÁLISE DA INFLUÊNCIA DO RUÍDO NO DESEMPENHO DE CONVERSORES ANALÓGICO
PARA INFORMAÇÃO

*Trabalho de Conclusão de Curso submetido à
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Campina Grande,
como parte dos requisitos necessários para
obtenção do grau de Bacharel em Ciências no
domínio da Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Amostragem Compressiva

Orientador:

Professor Edmar Candeia Gurjão, D. Sc.

Campina Grande, Paraíba
2018

LUIS FERNANDO NUNES MARQUES TORRES

ANÁLISE DA INFLUÊNCIA DO RUÍDO NO DESEMPENHO DE CONVERSORES ANALÓGICO
PARA INFORMAÇÃO

*Trabalho de Conclusão de Curso submetido à
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Campina Grande,
como parte dos requisitos necessários para
obtenção do grau de Bacharel em Ciências no
domínio da Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Amostragem Compressiva

Aprovado em: ____ / ____ / _____

Professor Bruno Barbosa Albert, D. Sc.

Universidade Federal de Campina Grande
Avaliador, UFCG

Professor Edmar Candeia Gurjão, D. Sc.

Universidade Federal de Campina Grande
Orientador, UFCG

Campina Grande, Paraíba
2018

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, Aquele que criou todas as coisas e nos concede o dom da vida.

A minha família, em especial a meus pais Fernando e Ilma, meus irmãos Wesley e Jakelline, e a minha avó Maria José, que sempre fizeram o possível para me fornecer o apoio e auxílio que me permitiram chegar a esta etapa da vida. A Maria Helena pelas palavras de incentivo nos momentos difíceis.

A meu orientador, o professor Edmar Candeia Gurjão, pela amizade, assistência, paciência e conselhos fornecidos durante o TCC e a elaboração do relatório.

Aos professores Raimundo Carlos e Vanderson Lima, pela amizade, oportunidade, ensinamentos e pelo suporte fornecido junto ao LIMC. Ao meu amigo doutorando Bruno pela paciência e ensinamentos fornecidos durante o TCC.

A todos os funcionários do DEE, em especial a Tchai e Adail, pela prestatividade e cortesia que demonstraram durante minhas idas à coordenação.

*“Tudo tem o seu tempo determinado,
E há tempo para todo o propósito debaixo do céu.
Há tempo de nascer, e tempo de morrer;
Tempo de plantar, e tempo de arrancar o que se plantou.
Tempo de matar, e tempo de curar;
Tempo de derrubar, e tempo de edificar.”*

BÍBLIA - ECLESIASTES 3:1-3

RESUMO

A amostragem compressiva é uma técnica de digitalização que explora a esparsidade do sinal em um determinado domínio, para capturar apenas seu conteúdo de informação, com uma taxa de aquisição menor que a taxa de Nyquist. O conversor analógico para informação (AIC) utiliza o princípio da amostragem compressiva para sua implementação. O AIC tem desempenho bastante degradado com a presença do ruído. Para aproximar um AIC simulado no ambiente Simulink/MATLAB do mundo real, neste trabalho foi feita a adição de ruído. Para tanto foi escolhido um ruído gaussiano para ser somada ao sinal de entrada. Verificou-se que ao adicionar ruído na simulação, a relação sinal-ruído e distorção (SINAD) diminui com o aumento da potência do ruído.

Palavras-chave: Conversor, informação, Amostragem Compressiva, Ruído, SINAD.

ABSTRACT

Compressive sampling is a scanning technique that exploits the sparsity of the signal in a particular domain to capture only its information content, with an acquisition rate lower than the Nyquist rate. The analogue information converter (AIC) uses the principle of Compressive Sampling for its implementation. The AIC has a very degraded performance in the presence of noise. In order to approximate a simulated AIC to the real-world Simulink / MATLAB environment, the addition of noise was done in this work. For this purpose Gaussian noise was chosen to be added to the input signal. It was verified that when adding noise in the simulation, the signal-to-noise and distortion ratio (SINAD) decreases with increasing noise power.

Keywords: Converter, Information, Compressive Sampling, Noise, SINAD.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Distribuição normal.	4
Figura 2: Processo de medição de um sinal x por meio de amostragem compressiva.....	6
Figura 3: Exemplo de um sinal esparso.....	6
Figura 4: Processo de medição de um sinal x por meio de amostragem compressiva, utilizando uma transformação Ψ em que o sinal x é esparso	8
Figura 5: Propriedade da Isometria Restrita, garante uma recuperação robusta e eficiente do sinal esparso	10
Figura 6: Modelo dos ruídos do canal e do sistema.....	10.
Figura 7: Estrutura do RMPI.....	13
Figura 8: Distorção de amplitude no sinal.....	13
Figura 9: Impacto do ruído em um sinal analógico.....	14
Figura 10: Ruído Branco Gaussiano.....	15
Figura 11: Representação do ruído branco no tempo.....	16
Figura 12: Representação dos ruídos presentes no cálculo da SINAD.....	17
Figura 13: Compressão do vetor x , reduzido para um vetor y de tamanho M , com $M < N$ pela transformação linear, representada por uma multiplicação pela matriz Φ ($M \times N$).....	18
Figura 14: Bloco para gerar o ruído.....	19
Figura 15: Modelo com adição de ruído e sinal.....	20
Figura 16: SINAD (dB) em função da variância do ruído.....	22
Figura 17: Relação sinal-ruído e distorção para medidas simuladas sem o ruído.....	23
Figura 18: Relação da SINAD medida e simulada em função da amplitude do sinal (V_{pp}).....	24

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Valores da SNR, SINAD e média para as menores amplitudes de entrada.	21
Tabela 2: Valores da SNR, SINAD e média para as maiores amplitudes de entrada	22
Tabela 3: Valores completo das variáveis SNR, SINAD, MSE e média.....	28

LISTA DE ABREVIACOES

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
AIC	<i>Analog-to-Information Converter</i>
LFSR	<i>Linear Feedback Shift Register</i>
MSE	<i>Mean Square Error</i>
PRBS	<i>Pseudo-Random Binary Sequence</i>
RIP	<i>Restricted Isometry Property</i>
RMPI	<i>Random Modulator Pre-Integration</i>
SINAD	<i>Signal-to-Noise And Distortion Ratio</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>

SUMÁRIO

1	Introdução.....	1
2	Fundamentação Teórica.....	1
2.1	Processo Estocástico	Erro! Indicador não definido.
2.1.1	média Amostral (μ).....	2
2.1.2	Desvio padrão Amostral (σ)	2
2.1.3	Variância (σ^2 ou $\text{var}(x)$).....	3
2.1.4	Distribuição normal	3
2.1.5	Covariância.....	4
2.2	Amostragem Compressiva	5
2.2.1	Esparsidade.....	6
2.2.2	Incoerência	8
2.2.3	Propriedade da Isometria Restrita.....	9
2.2.4	Amostragem Compressiva na presença de ruído	10
2.3	Conversores Analógico-para-Informação	11
2.4	Ruído e Distorção	13
2.4.1	Caracterização do ruído	14
2.4.2	Ruído branco	15
2.4.3	Relação Sinal-Ruído	16
2.4.4	Relação Sinal-Ruído e Distorção.....	17
2.4.4.1	Algoritmo <i>sine wave fit</i> estendido para AIC	17
3	Metodologia.....	19
3.1	Técnicas de simulação no ambiente MATLAB®/Simulink	19
4	Resultados e discussão	21
5	Conclusão	25
6	Referências	26
7	Anexo	28

1 INTRODUÇÃO

Um conversor analógico para informação (do inglês *Analog-to-Information Converter*, AIC) é um sistema que utiliza o princípio da Amostragem Compressiva para realizar a digitalização de sinais, que sejam esparsos em algum domínio. A Amostragem Compressiva tem como precursores os trabalhos desenvolvidos por Donoho [7] e Candès e Tao [8], e tem se desenvolvido nos últimos anos.

Um AIC configurável foi desenvolvido em [6], e permite que o seu hardware possa ser adaptado às características do sinal que se deseja medir. Para isso, foi desenvolvida uma plataforma de simulação no ambiente do Simulink, ou seja, um modelo que representa o AIC em hardware e apresenta seu comportamento dinâmico.

O AIC em hardware insere ruído durante a aquisição, e como na simulação no Simulink não foi modelado a presença do ruído, o modelo do AIC não é fiel ao AIC em Hardware. A fim de permitir uma maior proximidade do modelo com o hardware, pretende-se realizar neste trabalho, testes no ambiente do Simulink, adicionando ruído gaussiano, para obter um modelo mais compatível com a realidade do AIC em *hardware*.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Serão abordados nesta seção, alguns conceitos da Amostragem Compressiva, que possibilitem um melhor entendimento da influência do ruído sobre o desempenho do Conversor Analógico-para-Informação. Também serão apresentadas ferramentas matemáticas, para determinação dos principais parâmetros do efeito do ruído no desempenho do AIC.

2.1 CONCEITOS BÁSICOS

Os modelos matemáticos podem ser divididos em duas classes, determinísticos e estocásticos. O que os difere é o seu comportamento em função do tempo. O modelo é determinístico quando não houver incertezas a respeito do seu comportamento em função do tempo. Como na prática existem muitos fatores desconhecidos que influenciam no modelo, devemos considerar um modelo descrito em termos probabilístico, que nesse caso chamamos de modelo estocástico ou aleatório.

Segundo Hayking (2007, p.50) em [1], podemos definir processo aleatório como: “[...] um conjunto de funções do tempo junto a uma regra de probabilidade que atribui uma probabilidade a todo evento significativo associado com uma observação de uma das funções amostrais do processo aleatório”

2.1.1 MÉDIA AMOSTRAL (μ)

É a soma de todos os valores de um dado ensaio ou de uma coleção de dados dividida pelo número total de dados, isto é,

$$\mu = \frac{\sum_{i=1}^N X_i}{N} = \frac{X_1 + X_2 + \dots + X_N}{N} \quad (1)$$

em que N é o número total de dados da amostra e X_i representa cada amostra.

2.1.2 DESVIO PADRÃO AMOSTRAL (σ)

Indica quanto os valores de uma variável aleatória com uma dada distribuição de probabilidades se dispersa em torno da média. Um grande desvio-padrão reflete dispersão considerável, enquanto que um desvio-padrão menor traduz menor variabilidade, com valores relativamente mais próximos da média.

O desvio padrão amostral de uma variável aleatória X , com amostras X_i , com $i = 1, \dots, N$ pode ser estimado por

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (X_i - \mu)^2}{N}} \quad (2)$$

sendo N é o total de dados do conjunto.

2.1.3 VARIÂNCIA AMOSTRAL (σ^2 OU $\text{VAR}(X)$)

É a média dos quadrados do desvio de X em relação a sua própria média, ou seja,

$$\sigma^2 = \frac{\sum_{i=1}^N (X_i - \mu)^2}{N} \quad (3)$$

sendo X_i representa cada amostra.

2.1.4 DISTRIBUIÇÃO NORMAL

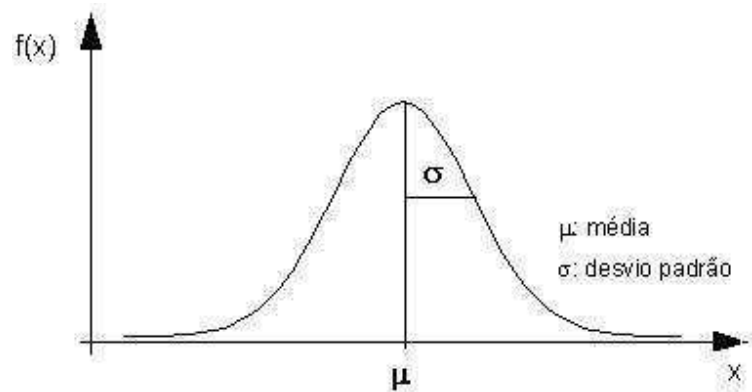
A distribuição Normal também é chamada de gaussiana em homenagem ao matemático Carl Friederich Gauss (1777 - 1855) [2], que a utilizou pela primeira vez na modelagem de erros de medida. É considerada como uma das distribuições de probabilidade absolutamente contínua mais importantes, e é parametrizada pela sua média e desvio padrão. A densidade de probabilidade da distribuição normal é denotada como

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2}, -\infty < x < \infty \quad (4)$$

em que μ é a média e σ é o desvio padrão. Vemos que na equação 4 é composta da parte, que nos dá um fator de escala vertical e a outra parte, que nos dá um fator de forma da curva e do seu posicionamento. Um gráfico dessa função de densidade de probabilidade é representado na Figura 1, e por ele podemos notar que o desvio padrão refere-se a abertura da curva normal e podemos afirmar que quanto mais aberta, mais disperso são as probabilidades do evento ocorrer com relação a sua média.

O desvio padrão representa a dispersão dos elementos das séries com relação à média aritmética. Portanto, sabendo a média e o desvio-padrão poderemos por meio da curva normal conhecer a probabilidade de os eventos ocorrerem. Observe que os valores da variável aleatória se distribuem simetricamente em relação à média. A distribuição gaussiana normalizada costuma ser representada por $\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$.

Figura 1 – Distribuição normal.



Fonte: Biometria EDAP [3].

Um processo aleatório produzido por um fenômeno físico, muitas vezes se caracterizam por um processo gaussiano, por isso, a utilização desse modelo serve para descrever os fenômenos físicos que geralmente é confirmado por experimentos.

2.1.5 COVARIÂNCIA

Quando duas variáveis aleatórias X e Y não são independentes, avaliamos o quanto essas variáveis estão fortemente relacionadas uma com a outra, e o cálculo da covariância nos dá uma ideia da dispersão dos valores da variável bidimensional (X, Y) em relação ao ponto $(E(X), E(Y))$. Portanto a covariância para X e Y com média zero é definida como

$$Cov(X, Y) = E[(X - E(X))(Y - E(Y))] = E(XY) - E(X)E(Y) \quad (5)$$

em que $E(X)$ e $E(Y)$ representam as médias de X e Y , respectivamente.

Se as variáveis têm covariância positiva tendem a mostrar um comportamento semelhante, ou seja, os menores (maiores) valores da variável X corresponde aos menores (maiores) da variável Y . Se a covariância é negativa então as variáveis tendem a mostrar um comportamento oposto, ou seja, os menores (maiores) valores da variável X corresponde aos maiores (menores) da variável Y [4].

2.2 AMOSTRAGEM COMPRESSIVA

Os Conversores Analógico-Digitais (ADC) clássicos são baseados no critério de Nyquist-Shannon e fundamentados na banda do sinal a ser digitalizado. Mesmo que nessa banda exista muita redundância, todo sinal analógico é convertido em dados digitais, ficando para processamentos posteriores a possibilidade de serem usados eliminadores (ou redutores) de redundância, chamados de compactadores de dados. Como apresentado em [6], uma outra abordagem foi proposta utilizando a Amostragem Compressiva (do inglês, *Compressed Sensing-CS*), que usa a representação esparsa (muitos zeros) de um sinal em um determinado domínio para realizar a sua digitalização de forma mais eficiente e mais compacta, guardando apenas a informação relevante do sinal a uma taxa de amostragem bem menor que a taxa de Nyquist, e assim, o sinal digitalizado já está em uma forma comprimida, ou seja, codificada e compactada.

A Amostragem Compressiva [5] surgiu de duas linhas de trabalho desenvolvidas por Donoho [7], que questionou se não seria possível capturar somente a informação importante do sinal ou da imagem, e por Candès e Tao [8], que questionaram se seria possível recuperar sinais que fossem capturados usando projeções aleatórias para representar somente a parte importante da informação.

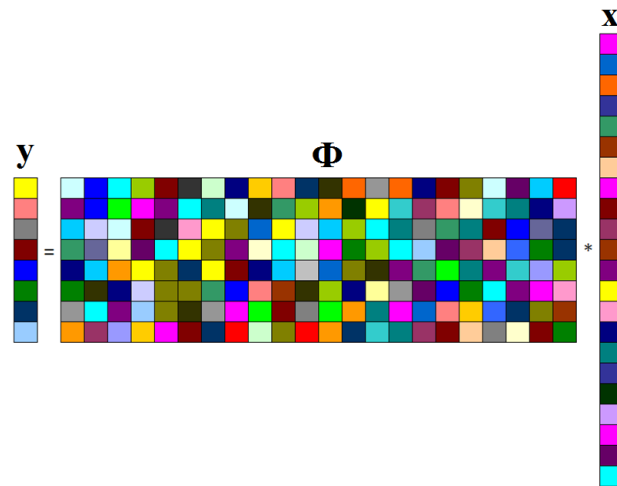
A representação matemática dessa teoria é dada por um vetor x de N amostras de um sinal $x(t)$, adquirido de acordo com o teorema de Shannon-Nyquist, ou um sinal no tempo discreto com N valores. Sua versão comprimida é representada por um vetor y de tamanho $M < N$, de modo que o vetor y é formado pelo produto interno entre o vetor x e as linhas de Φ , ou seja

$$y = \Phi x, \quad (6)$$

onde Φ é uma matriz de medição $M \times N$ do sinal x no domínio não esparsa, que modela o processo de compressão.

Na Figura 2 é ilustrada a representação matemática da Equação 6, em que temos um vetor x com 22 elementos multiplicado por uma matriz gorda Φ , que tem o número de linhas muito menor do que o número de colunas, com 8 linhas e 22 colunas, resultando em y , que é uma versão comprimida de x , com 8 elementos.

Figura 2 – Processo de medição de um sinal x por meio de amostragem compressiva.



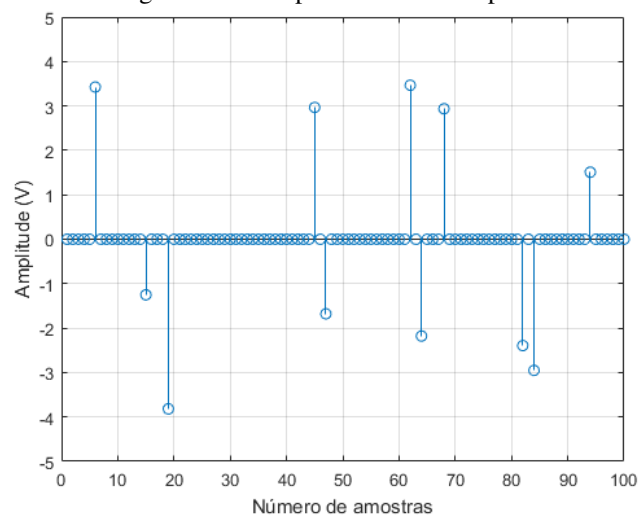
Fonte: Retirado de [9].

Para o entendimento da teoria da CS é importante o entendimento de dois princípios básicos: a esparsidade e a incoerência.

2.2.1 ESPARSIDADE

Seja s um sinal de N elementos e com muitos desses elementos nulos, então se diz que esse sinal é esparso e a quantidade dos elementos não nulos desse sinal é a sua esparsidade [6]. Então podemos dizer que um sinal é esparso em algum domínio quando na sua representação, o um número de coeficientes zeros é maior do que o número de elementos não nulos. Uma representação de um sinal com esparsidade $k = 11$ é visualizado na Figura 3.

Figura 3 – Exemplo de um sinal esparso.



Fonte: Próprio autor.

Para medir a esparsidade de um vetor, podemos utilizar a quase-norma l_0 , que fornece o tamanho do conjunto suporte do vetor s , ou seja $|supp(s)| = ||s||_0$, sendo $|supp(s)|$ a cardinalidade do suporte de s [5].

$$||s||_0 = \#\{i: s_i \neq 0\} \quad (7)$$

Quando o sinal desejado não possui esparsidade no seu domínio natural, uma transformação linear é feita para representar o sinal em outro domínio em que o sinal seja esparso. Desta forma a expressão 8 representa essa transformação.

$$s = \Psi x \quad (8)$$

sendo s um sinal no domínio esparso $\in \mathbb{R}^N$, Ψ é uma transformação linear que leva o sinal x para o domínio esparso e x é o sinal representado em um domínio não esparso. A transformação linear inversa (Ψ^{-1}) desse sinal é representada por

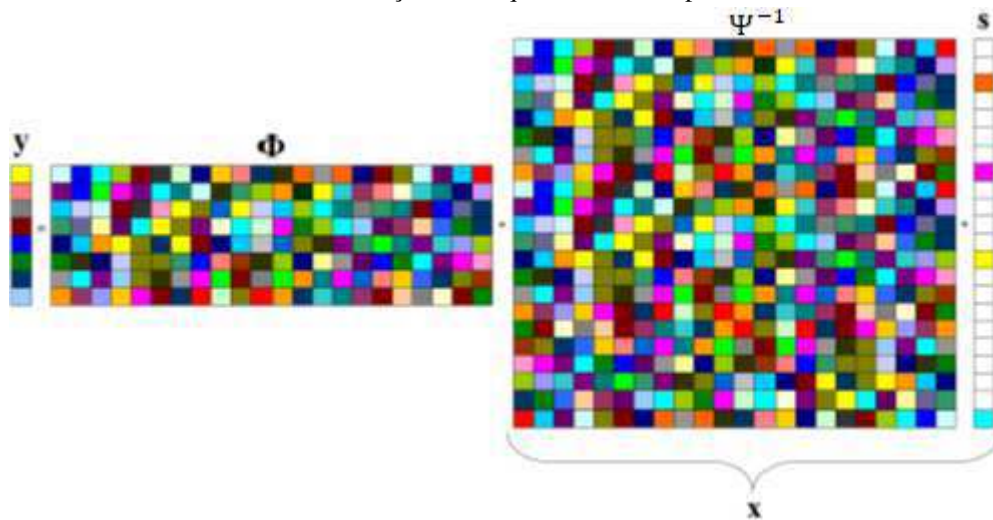
$$x = \Psi^{-1}s \quad (9)$$

Logo, podemos reescrever o processo de amostragem compressiva representado em 6 e ilustrado na figura 4, da seguinte forma:

$$y = \Phi \Psi^{-1}s = \Theta s \quad (10)$$

sendo Θ a matriz $M \times N$ de medidas do sinal s (que é um sinal x no domínio esparso).

Figura 4 – Processo de medição de um sinal x por meio de amostragem compressiva, utilizando uma transformação Ψ em que o sinal x é esparso.



Fonte: Retirado de [9].

2.2.2 INCOERÊNCIA

Por definição, matrizes Φ são construídas para reduzir ao máximo o número de medidas M , enquanto permitindo a reconstrução de uma ampla classe de sinais x a partir das medidas em y [6]. Entretanto, para que isso seja garantido, essas matrizes devem atender a condição de incoerência com a matriz de representação esparsa. Essa condição requer que as linhas de Φ não possam ser esparsamente representadas como colunas de Ψ , ou seja, deve haver o mínimo de correlação entre Φ e Ψ [10].

Coerência pode ser definida como o maior valor entre todos os produtos internos, feitos dois a dois, entre os elementos de Φ e Ψ , como descrito na expressão 11, em que N é o número de linhas (ou colunas) da matriz de esparsidade.

$$\mu(\Phi, \Psi) = \sqrt{N} \cdot \max\{|\langle \Phi_k, \psi_j \rangle|\}, 1 \leq k, j \leq N \quad (11)$$

A coerência mede a maior correlação entre os dois elementos de Φ e Ψ , variando entre 1 e \sqrt{N} . Em que, tendo $\mu(\Psi, \Phi) = 1$, as matrizes são minimamente coerentes (ou maximamente incoerentes) e $\mu(\Psi, \Phi) = \sqrt{N}$, as matrizes são maximamente coerentes (ou minimamente incoerentes) [11]. Portanto, quanto menor a coerência entre Φ e Ψ , menor o número de M medidas necessárias para reconstruir o sinal de entrada [6].

É importante para a teoria de Amostragem Compressiva que os pares tenham baixa coerência, pois com isso garante-se que a informação contida no sinal esparso s

seja propagada na sua medida y [12], [13]. Visto que o sinal apresenta redundância, ou seja, a maioria dos seus coeficientes é nula (caracterizando um sinal esparso) e a representação do sinal na base Φ gera elementos que carregam a mesma quantidade de informação, infere-se que amostrando com apenas $M < N$ elementos, é possível reconstruir o sinal sem perder informação. Assim, a incoerência é uma condição necessária para o sucesso da técnica de Amostragem Compressiva.

2.2.3 PROPRIEDADE DA ISOMETRIA RESTRITA

A Propriedade da Isometria Restrita (do inglês, *Restricted Isometry Property* - RIP), estabelece as condições necessárias e suficientes para garantir a unicidade da reconstrução do sinal medido, mesmo na presença do ruído, ou seja, sua robustez. Um estudo mais detalhado e suas demonstrações encontram-se em [15] e [16]. Para definirmos a RIP utilizamos o conceito da norma l_2 , que representa o tamanho do vetor, chamada de norma Euclidiana. A representação da norma l_2 é dada pela seguinte expressão:

$$\|x\|_2 = \left(\sum_{i=1}^N |x_i|^2 \right)^{1/2} \quad (12)$$

onde x é um vetor.

Segundo [6] a RIP é definida como: Para cada inteiro $k= 1, 2, \dots, N$ define-se a constante de isometria δ_k de uma matriz Θ como o menor número, tal que:

$$(1 - \delta_k) \leq \frac{\|\Theta s\|_{l_2}^2}{\|s\|_{l_2}^2} \leq (1 + \delta_k) \quad (13)$$

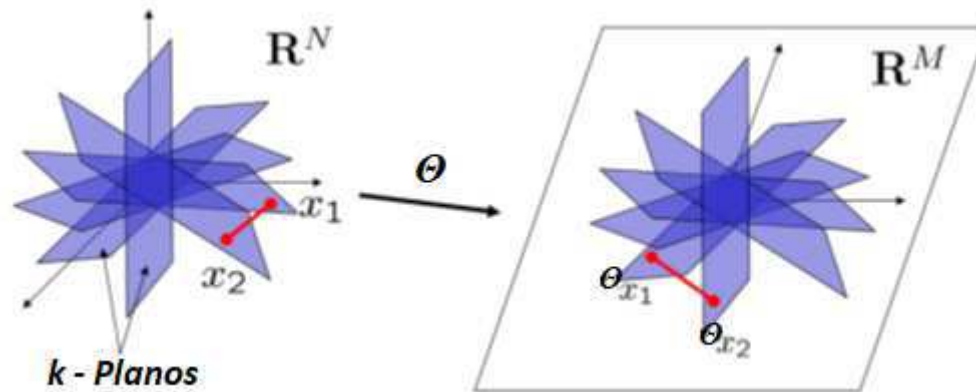
para todo vetor k -esparso s .

A RIP de ordem $2k$ para dois sinais k -esparsos, x_1 e x_2 implica em:

$$(1 - \delta_{2k}) \leq \frac{\|\Theta x_1 - \Theta x_2\|_{l_2}^2}{\|x_1 - x_2\|_{l_2}^2} \leq (1 + \delta_{2k}) \quad (14)$$

Se δ_{2k} for um valor pequeno, a distância entre os sinais será preservada quando eles forem representados na base. A Figura 5 ilustra essa situação.

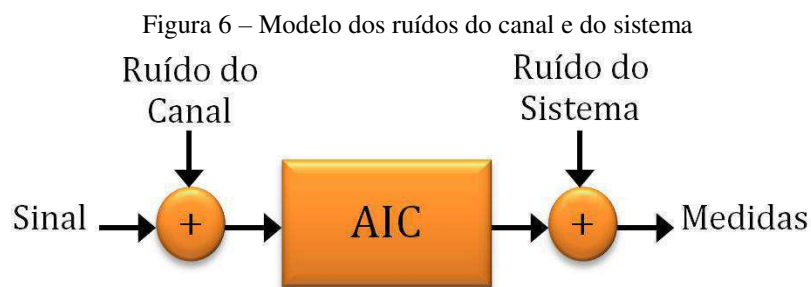
Figura 5 - Propriedade da Isometria Restrita, garante uma recuperação robusta e eficiente do sinal esparso.



Fonte: Adaptado de [17]

2.2.4 AMOSTRAGEM COMPRESSIVA NA PRESENÇA DE RUÍDO

Para os processos anteriores que tratamos da amostragem compressiva, não foi considerado a presença do ruído tanto na amostragem quanto na recuperação do sinal, e por isso existe a análise quando ruído atende o sinal já amostrado, ruído do canal, e quando o ruído aparece durante a amostragem, ruído do sistema, conhecido como *noise folding* [5], [14]. O ruído de canal pode ser somado ao sinal original da entrada. Na figura 6 é mostrada essa ilustração de como esses dois ruídos podem ser modelados com o sistema.



Fonte: Retirado de [6]

A representação matemática desse modelo de ruídos tem três formas:

- Quando as medidas são afetadas apenas pelo ruído do sistema (n):

$$y = \Theta s + n \quad (15)$$

onde n é um ruído Gaussiano $n \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$.

- Quando as medidas são afetadas apenas pelo ruído do canal (z):

$$y = \Theta(s+z) \quad (16)$$

- E quando o ruído está presente durante a amostragem, que é o pior caso, tem-se

$$y = \Theta(s+z) + n \quad (17)$$

e o efeito desse ruído foi analisado em [14] considerando n como um ruído de medição e z como um ruído associado ao sinal com covariância $\sigma_0^2 \mathbf{I}$, o problema foi re-escrito como

$$y = Bx + u \quad (18)$$

sendo B uma matriz com RIP próxima ao da matriz Θ , e u um ruído branco de média zero e covariância $(\sigma^2 + \frac{N}{M} \sigma_0^2) \mathbf{I}$.

Pode observar que, como $M \ll N$, a compressão aumenta a variância do ruído, fato denominado de *noise folding* e que diminui o desempenho da compressão. Porém é mostrado que fazendo $N, M \rightarrow \infty$ com $N/M \rightarrow \infty$, as constantes para a RIP não se alteram.

2.3 CONVERSORES ANALÓGICO-PARA-INFORMAÇÃO

As arquiteturas em *hardware* para implementar Amostragem Compressiva são chamadas de Conversores Analógicos para Informação [6]. Esse tipo de arquitetura busca mudar o modelo dos ADC clássicos, e essa quebra de paradigma é justificada pelo fato de ser possível reconstruir um sinal original sem respeitar a taxa de Nyquist, sob certas condições.

O objetivo do AIC é realizar a digitalização de sinais a uma taxa de amostragem menor que a taxa de Nyquist e economizando no armazenamento da informação do sinal que realmente importa para a sua reconstrução; e também apresentar um melhor

desempenho e superar as limitações de eficiência energética dos conversores analógicos-digitais [18].

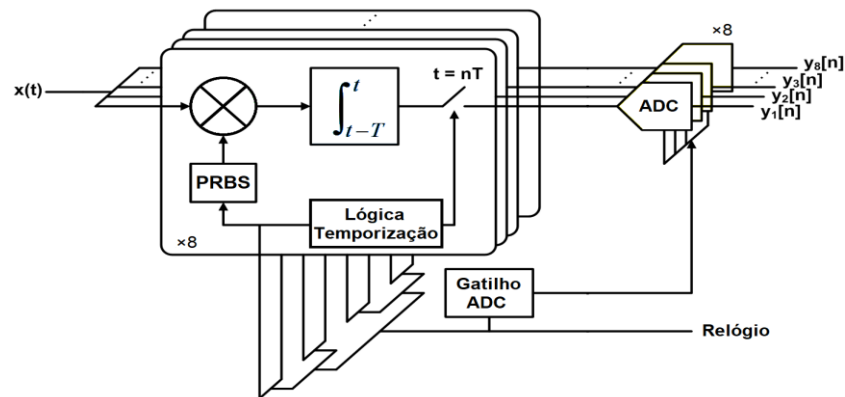
De uma forma geral, o funcionamento do AIC é basicamente realizar o produto interno entre o sinal de entrada pelas linhas de matriz de medidas. Na prática e de maneira ideal, essa operação necessita ser realizada em um intervalo finito $t \in [0, T]$, sendo o vetor de medidas y representado agora no tempo contínuo, conforme a equação 19.

$$y[j] = \int_0^T x(t)\Phi_j(t)dt, \quad j = 1, 2, \dots, M \quad (19)$$

em que $x(t)$ é o sinal de entrada e $\Phi_j(t)$ são funções de medição que, no tempo discreto, equivalem a matriz Φ . Para que a equação 19 seja implementada na prática, é essencial ter um multiplicador, integrador, um gerador de sequências pseudoaleatórias para formar as linhas da matriz de medidas Φ e um dispositivo para digitalizar as medidas do vetor y . Em geral, tais elementos podem ser implementados eletronicamente por: multiplicadores, para realizar o produto entre o sinal $x(t)$ e cada uma das linhas $\Phi_j(t)$; circuitos digitais baseados em LFSR (*Linear Feedback Shift Register*), para gerar as linhas $\Phi_j(t)$; filtros analógicos, para integrar o produto do sinal de entrada com a matriz de medidas; conversores analógico-digitais, para digitalizar a medida do sinal; e circuitos digitais, para realizar a lógica de temporização dos dispositivos anteriores [9].

A arquitetura Pré-Integrador de Modulação Aleatória (do inglês, *Random Modulator Pre-Integration - RMPI*) é composta por um sinal de entrada $x(t)$ que é processado de forma independente por cada canal; logo em seguida as amostras do sinal de entrada são comprimidas por um modulador, que realiza a multiplicação do sinal de entrada com uma sequência binária pseudoaleatória (do inglês, *Pseudo-Random Binary Sequence – PRBS*) com amplitudes de ± 1 de cada canal, seguido de um filtro responsável por integrar a saída do modulador. Em seguida, a saída é amostrada com um ADC com baixa taxa de amostragem, obtendo o valor final da medida y_n , em que n é o número do canal. Essa estrutura está representada na figura 7.

Figura 7 – Estrutura do RMPI.

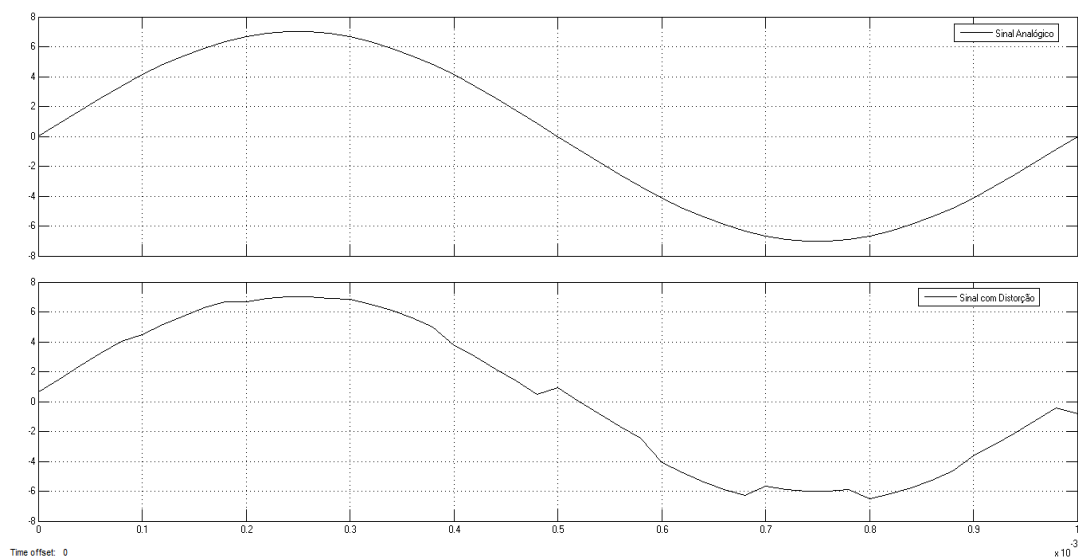


Fonte: Retirado de [9].

2.4 RÚIDO E DISTORÇÃO

Num processo de transmissão, um sinal sofre perturbações de várias naturezas, que podem ser classificadas em ruídos e distorções. O ruído é todo sinal indesejado que interfere em uma medida, limitando, assim, a exatidão do sistema de instrumentação. Esses ruídos podem ter origem no próprio circuito (ruídos naturais) de medição e na transmissão do sinal a pontos remotos. Já as distorções são devidas as alterações na forma de onda do sinal que atravessa um circuito ou um meio de transmissão. Elas podem ser lineares (Exemplo: distorção de amplitude, distorção de fase) e não-lineares. Um exemplo de distorção é apresentado na figura 8.

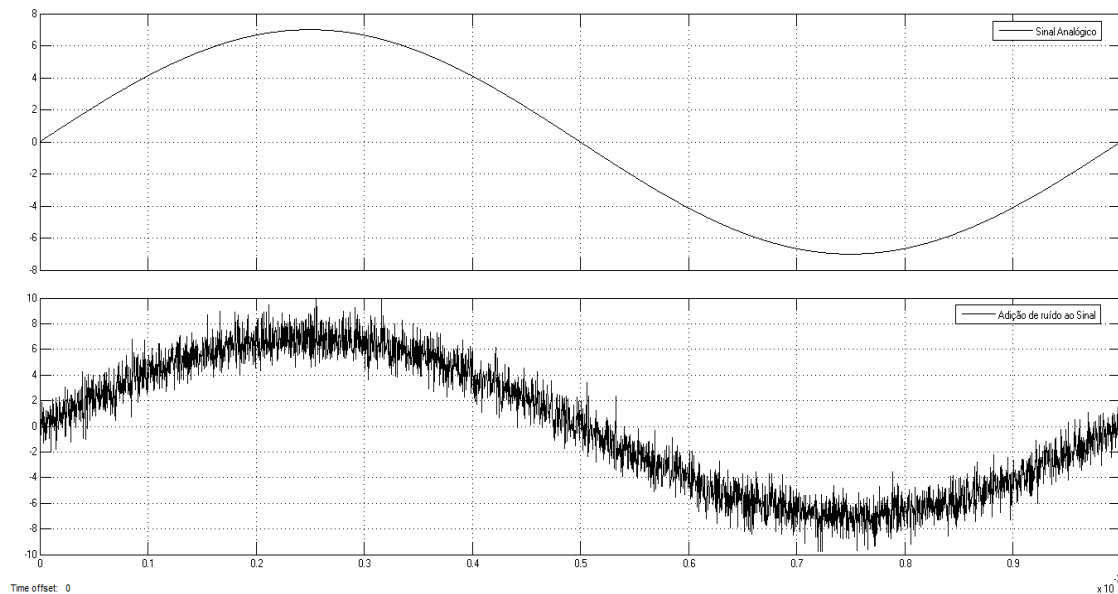
Figura 8 - Distorção de amplitude no sinal.



Fonte: Próprio autor.

O ruído é também um sinal aleatório, porque não se tem controle sobre a definição da forma do sinal, por isso não pode ser definido por uma função do tipo $f(t)$ e tem sua natureza independente do sinal.

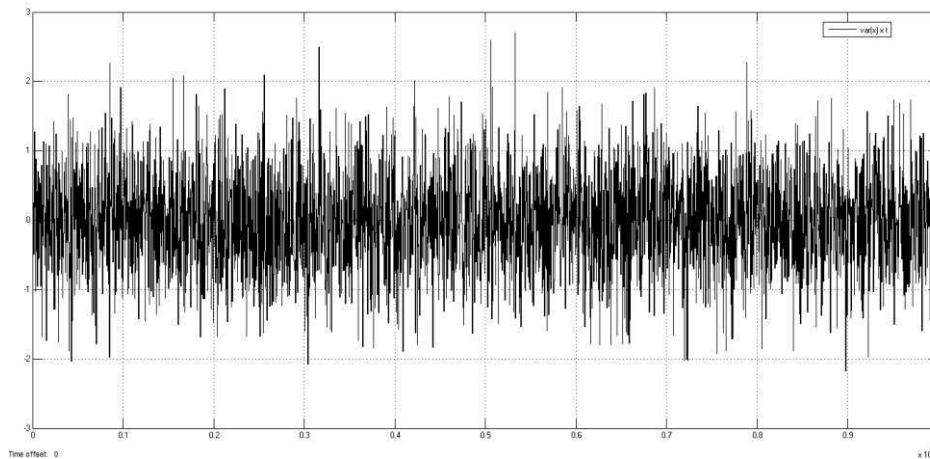
Figura 9 - Impacto do ruído em um sinal analógico.



Fonte: Próprio autor.

2.4.1 CARACTERIZAÇÃO DO RUÍDO

Segundo [19], o ruído pode ser gerado internamente em função do uso dos componentes passivos e ativos, ou ainda ser sobreposto ao circuito por fontes externas, como por exemplo sistemas de comunicação. Como as fontes de ruído apresentam amplitudes que variam aleatoriamente com o tempo, e por isso só podem ser especificadas por alguma função de densidades de probabilidade, como por exemplo, a gaussiana que é a mais comum, como mostra a figura 10.

Figura 10 – Ruído Branco gaussiano $\mathcal{N}(0,1)$.

Fonte: Próprio Autor.

Existem quatro formas básicas ou mecanismos pelo qual o ruído aparece:

- 1- **Ruído intrínseco ou inerente:** originado dentro dos dispositivos que constituem o circuito, como por exemplo o ruído térmico.
- 2- **Ruído transmitido:** recebido com o sinal original e não há como distinguir um do outro.
- 3- **Ruído de interferência:** proveniente de ambientes externos ao circuito, como exemplo o acoplamento com outros circuitos elétricos.
- 4- **Ruído por imperfeição nos processos:** quando existe imperfeições no processo, como maus contatos nos conectores.

2.4.2 RUÍDO BRANCO

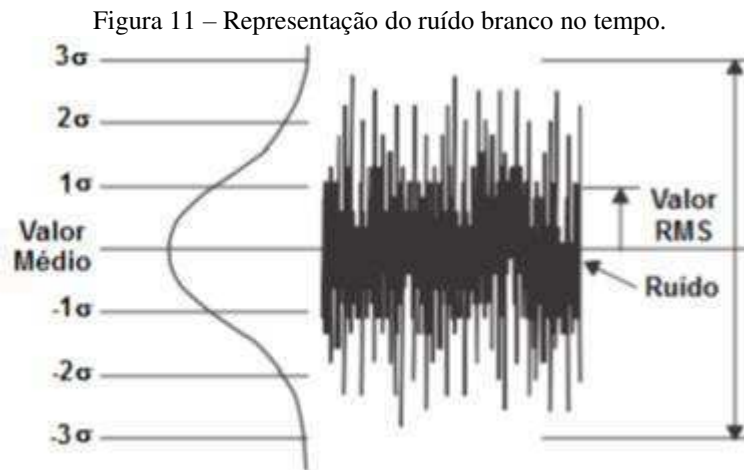
A análise de ruído de sistemas de comunicação geralmente se baseia em uma forma idealizada de ruído chamada de ruído branco, cuja densidade espectral de potência é independente da frequência de operação. O ruído branco na forma da densidade espectral de potência se comporta como uma constante, ou seja, $S_w(f) = N_w$. O adjetivo branco é utilizado no sentido de que a luz branca contém intensidades iguais de todas as frequências dentro da banda visível de radiação eletromagnética.

Associando-se a função gaussiana ao ruído branco, resulta a seguinte interpretação física dos parâmetros:

- a) μ é o valor médio das amplitudes de ruído e, geralmente, $\mu = 0$ (o ruído tem valor médio nulo);

- b) σ^2 é o valor médio quadrático das potências instantâneas normalizadas do ruído. Então σ^2 é igual à potência média de ruído.
- c) $\sigma = \sqrt{\sigma^2} = \sqrt{P_m} = V_{eficaz}$, ou seja, σ significa o valor eficaz de tensão (ou corrente) de ruído.

Uma representação da distribuição gaussiana com o ruído branco no tempo é representada na figura 11.



Fonte: Fundamentos sobre ruídos [23].

2.4.3 RELAÇÃO SINAL-RUÍDO

A relação Sinal-Ruído (do inglês, *Signal-to-Noise Ratio* - SNR), é definida como a razão da potência de um sinal e a potência do ruído sobreposto ao sinal, expressa em 20,

$$SNR = \frac{P_{Sinal}}{P_{Ruído}} \text{ ou } SNR_{dB} = 10 \log_{10}(SNR) \quad (20)$$

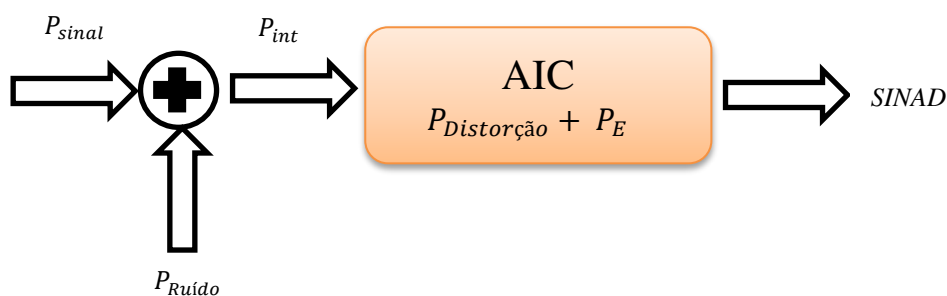
$$P_{Sinal} = \frac{A^2}{2}, \text{ se for uma senoide e } P_{Ruído} = \sigma^2$$

onde P_{Sinal} é a potência do sinal, A é a amplitude do sinal, $P_{Ruído}$ é a potência do ruído e σ^2 é a variância. Geralmente a SNR é expressa em dB. Essa relação nos permite medir a qualidade do sinal, pois quanto maior a SNR melhor a qualidade do sinal e quanto menor a SNR pior a qualidade do sinal.

2.4.4 RELAÇÃO SINAL-RUÍDO E DISTORÇÃO

A Relação Sinal-Ruído e Distorção (do inglês, *Signal-to-Noise and Distortion Ratio* – SINAD ou SNDR) segundo [20], é semelhante a definição da SNR, acrescentando agora as distorções não-lineares gerados pela senoide de entrada. Portanto, a SINAD corresponde à relação entre a potência do sinal e a potência combinada de todos os componentes de distorção e ruído. O cálculo da SINAD é dado por (22).

Figura 12 – Representação dos ruídos presentes no cálculo da SINAD.



Fonte: Próprio autor.

$$P_{int} = P_{sinal} + P_{Ruído} \quad (21)$$

$$SINAD = \frac{P_{int}}{P_E + P_{Distorção}} \quad \text{ou} \quad SINAD_{dB} = 10 \log_{10}(SINAD) \quad (22)$$

onde P_{sinal} é a potência do sinal de entrada, $P_{Ruído}$ é a potência do ruído de canal, $P_{Distorção}$ é a potência da distorção dentro do AIC e P_E é o ruído interno do AIC. Para o cálculo da SINAD foi utilizado o algoritmo *sine wave fit*, que será abordado no próximo tópico.

2.4.4.1 ALGORITMO SINE WAVE FIT ESTENDIDO PARA AIC

O *sine wave fit* é um padrão de teste no qual consiste em aplicar um sinal senoidal na entrada de um conversor analógico digital e assim efetuar a aquisição de certo número de amostras (M) que são armazenados em uma memória intermediária. Uma boa regra é fazer M grande o suficiente para conter pelo menos 5 ciclos completos da onda senoidal de entrada [21].

Em [22] é feita uma adaptação no algoritmo, de forma que este método consiga efetuar o cálculo da SINAD a partir das medidas feitas em um conversor analógico para informação.

Para tanto, [22] se utiliza do conceito de esparsidade, no qual o sinal y pode ser escrito conforme a equação 6 ($y = \Phi x$). Nesse caso, o sinal y é uma versão comprimida do sinal x , o que é conhecido em Amostragem Compressiva como medida do sinal, como pode ser visto na Figura 13, em que M é menor do que N .

Figura 13 - Compressão do vetor x , reduzido para um vetor y de tamanho M , com $M < N$ pela transformação linear, representada por uma multiplicação pela matriz Φ ($M \times N$).



Fonte: Retirado de [11].

Portanto, a SINAD pode ser calculada pela equação 23, em que o sinal de entrada, A_{rms} e NAD podem ser descritas pelas Equações 24, 25 e 26, respectivamente. Na Equação 23, $\phi_{m,n}$ é o elemento da matriz Φ da m -ésima linha e n -ésima coluna [11].

$$SINAD = 20 \log_{10} \frac{A_{rms}}{NAD} \quad (23)$$

$$\hat{x}(t) = A0 \cos(2\pi f_0 t) + B0 \text{sen}(2\pi f_0 t) + C0 \quad (24)$$

$$A_{rms} = \frac{\sqrt{A0^2 + B0^2}}{\sqrt{2}} \quad (25)$$

$$NAD = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{M-1} (y_m - \sum_{n=0}^{N-1} \phi_{m,n} \hat{x}(t_n))^2} \quad (26)$$

O algoritmo *sine wave fit* foi utilizado neste trabalho para calcular os valores simulados da SINAD.

3 METODOLOGIA

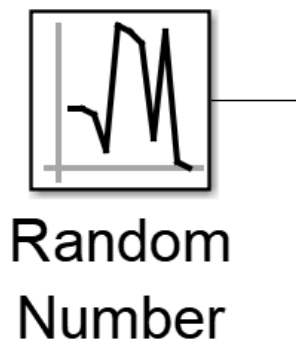
Nesta seção serão abordadas as técnicas de simulação utilizadas no ambiente do software MATLAB®/Simulink com diferentes formas de adicionar ruído Gaussiano ao sinal da entrada, para execução do projeto.

3.1 TÉCNICAS DE SIMULAÇÃO NO AMBIENTE MATLAB®/SIMULINK

No ambiente de simulação do AIC, desenvolvido por [6], não foi modelado o ruído, e com isso não temos uma comparação fiel entre o AIC simulado e o AIC em *hardware*. Para isso, será feito uma análise da influência do ruído no desempenho do AIC simulado, considerando apenas o ruído de canal somado ao sinal de entrada.

Primeiro passo para a análise foi a escolha do bloco gerador do ruído, que deve ter uma característica gaussiana. Nesse caso escolheu-se o *Random Number*, que está representado na figura 14,

Figura 14 – Bloco para gerar o ruído.



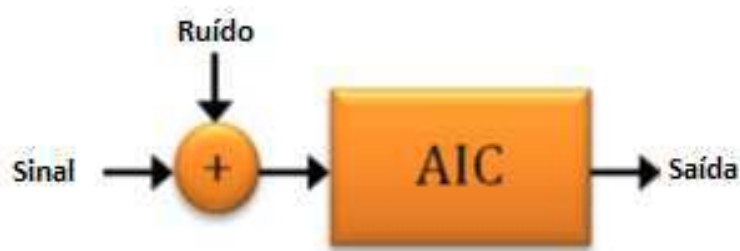
Fonte: Simulink.

onde esse bloco tem como parâmetros do ruído a média, variância, semente e o tempo de amostragem, e essas variáveis foram configuradas diretamente no MATLAB®. Para cada parâmetro do bloco *Random Number* considerou-se a média igual a 0, a variância variando de 0,1 à 1, a semente com um valor aleatório que muda para cada simulação e o tempo de amostragem de 0,312 μ s, que foi calculada utilizando a Expressão 27, ou seja

$$\text{Tempo de amostragem} = \frac{1}{(100 * \text{freq_max})} \quad (27)$$

onde, *freq_max* é a maior frequência do AIC, que no nosso caso é 32 kHz. É importante que o ruído tenha uma semente aleatória, para que ele seja diferente em cada simulação. Após configurar o ruído, adicionou-se um somador para o ruído ser adicionado ao sinal de entrada. Para o sinal de entrada escolheu-se a senoide com frequência fixa de 1 kHz, gerada por um gerador de forma de onda arbitrária, com amplitude variando em incrementos de 1 V_{pp} até 14 V_{pp}, com uma frequência de 1 kHz. . O esquema da simulação para representar a adição do ruído está ilustrado na figura 15.

Figura 15 – Modelo com adição de ruído e sinal.



Fonte: Adaptado de [6].

Então, variou-se a amplitude do sinal da entrada e a variância do ruído, para com isso obter diversos cenários, que foram analisados de acordo com o comportamento de algumas variáveis, como: média, erro médio quadrático (do inglês, *Mean Square Error - MSE*), relação sinal-ruído, variância e relação sinal-ruído e distorção.

A simulação de Monte Carlo foi um método importante utilizado para obtermos uma média da SINAD, pois para cada configuração de amplitude do sinal de entrada e de variância, foi realizado cem simulações. Foi preciso calcular a média para cada variável, devido à variação estocástica presente em cada vez que foi feita a simulação. Esse procedimento tem por finalidade suavizar a variação, e permitir uma maior exatidão na construção dos gráficos. Foi utilizada para o cálculo da SINAD o algoritmo *sine wave fit* para AIC, especificado no tópico 2.4.4.1.

4 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Seguindo o procedimento adotado na metodologia deste trabalho, foram obtidos vários valores para cada amplitude do sinal de entrada no AIC e para sua variância. Espera-se avaliar a influência que o ruído tem no desempenho do AIC. A partir desses valores, montou-se o conjunto de dados apresentado nas tabelas 1 e 2. A tabela completa com todos os valores encontra-se em Anexo.

Tabela 1: Valores da SNR, SINAD e média para as menores amplitudes de entrada.

σ^2	$1 V_{pp}$				$2 V_{pp}$			
	SNR(dB)	SINAD(dB)	MSE	Média	SNR(dB)	SINAD(dB)	MSE	Média
0,1	0,9691	15,4408	9,08E-6	1,40E-3	6,9897	20,8012	1,71E-6	1,30E-3
0,2	-2,0412	11,268	5,37E-5	2,61E-2	3,9794	17,6545	1,51E-5	4,60E-3
0,3	-3,8021	10,0857	5,13E-4	3,05E-3	2,2185	16,4965	8,04E-6	2,80E-3
0,4	-5,0515	9,1788	5,9E-7	2,05E-2	0,9691	13,8869	3,77E-5	5,70E-3
0,5	-6,0206	7,3107	2,9E-3	4,44E-2	0	14,2735	1,24E-4	1,17E-2
0,6	-6,8124	6,259	1,98E-4	3,64E-2	-0,792	12,5749	1,90E-3	1,30E-2
0,7	-7,4819	5,2831	3,41E-5	4,24E-2	-1,461	12,0681	7,50E-3	2,09E-2
0,8	-8,0618	5,9896	9,01E-6	6,60E-2	-2,041	12,1849	1,95E-4	2,61E-2
0,9	-8,5733	5,6445	2,2E-3	5,96E-2	-2,553	13,06	2,20E-3	9,10E-3
1	-9,0309	5,8576	1,2E-3	8,14E-2	-3,01	10,8469	6,02E-6	4,02E-2

Fonte: Próprio autor.

Na tabela 1, temos os dois menores valores de amplitude do sinal de entrada para o AIC, e observou-se que a medida que a variância (potência do ruído) aumenta, a SNR e a SINAD diminuem. Já o valor da média tende a aumentar para a mesma situação. É importante essa análise, pois assim saberemos o quanto o ruído vai influenciar na reconstrução do sinal.

Tabela 2: Valores da SNR, SINAD e média para as maiores amplitudes de entrada.

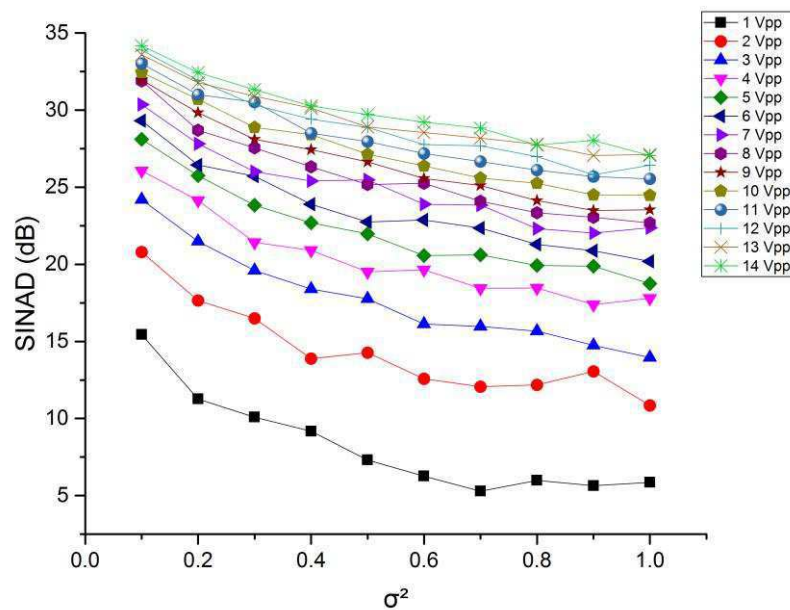
σ^2	13 V_{pp}				14 V_{pp}			
	SNR(dB)	SINAD(dB)	MSE	Média	SNR(dB)	SINAD(dB)	MSE	Média
0,1	23,248	33,5974	1,42E-5	3,50E-3	23,892	34,1799	1,63E-5	3,80e-3
0,2	20,2377	31,7795	1,02E-5	3,10E-3	20,881	32,4415	1,70E-5	3,80e-3
0,3	18,4768	30,9047	1,37E-5	3,70E-3	19,12	31,3334	1,77E-5	4,00e-3
0,4	17,2274	30,132	1,12E-5	3,40E-3	17,871	30,2737	1,54E-5	3,80e-3
0,5	16,2583	28,916	1,61E-5	3,60E-3	16,902	29,7196	1,35E-5	3,50e-3
0,6	15,4665	28,5521	1,16E-5	3,40E-3	16,11	29,225	6,14E-6	3,70e-3
0,7	14,797	28,1823	1,48E-5	3,60E-3	15,441	28,8383	1,72E-5	4,00e-3
0,8	14,2171	27,787	1,54E-5	4,10E-3	14,861	27,7456	1,93E-5	3,90e-3
0,9	13,7055	27,0606	2,00E-5	4,20E-3	14,349	28,0359	1,54E-5	3,60e-3
1	13,248	27,1263	1,97E-5	3,90E-3	13,892	27,063	2,82E-5	4,40e-3

Fonte: Próprio autor.

Na tabela 2, temos os dois maiores valores de amplitude do sinal de entrada para o AIC, e observou-se que a medida que a variância aumenta, a média e a SINAD variam pouco, devido a SNR ser tão grande que o ruído adicionado não influencia na reconstrução.

Para observar melhor os resultados da relação entre a SINAD na saída do AIC ao longo da variância, observe a figura 16. É possível perceber que com aumento da variância a SINAD tende a diminuir.

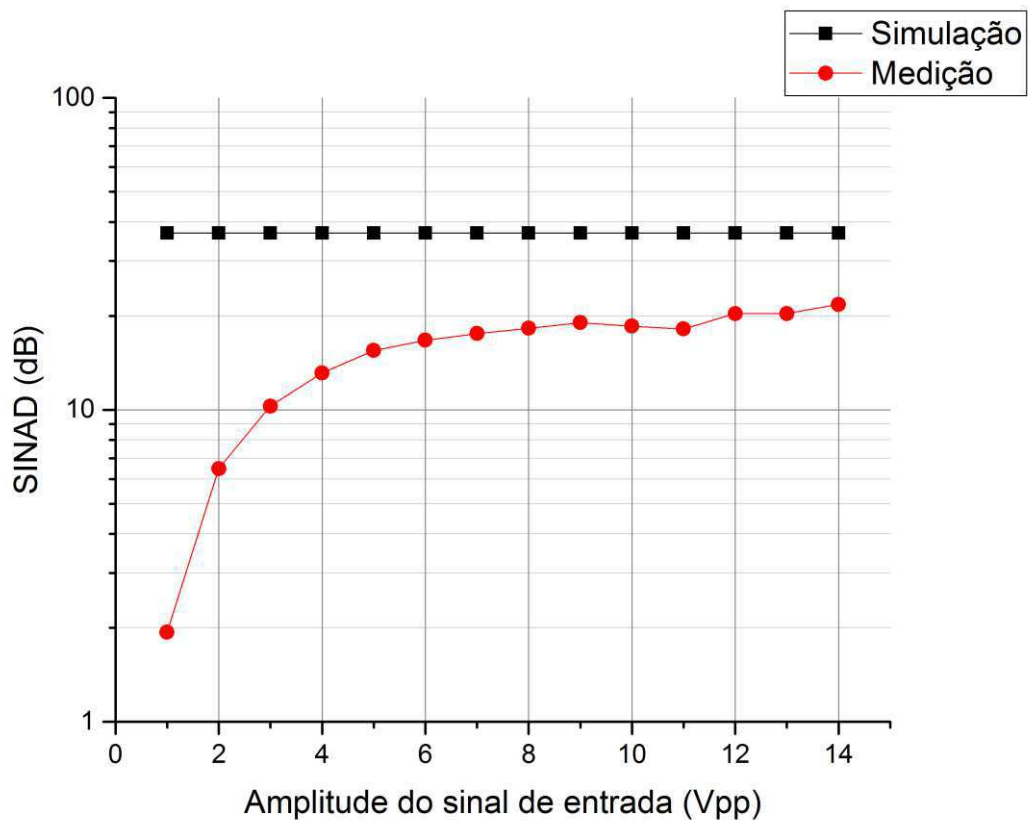
Figura 16 - SINAD (dB) em função da variância do ruído.



Fonte: Próprio autor.

Partimos agora para representar os valores da SINAD para cada amplitude (V_{pp}) do sinal de entrada. Para uma simulação sem a presença do ruído, foi obtida uma SINAD = 36,8442, ou seja, essa relação do sinal-ruído e distorção não varia a medida que a amplitude do sinal varia. Vale a pena lembrar que mesmo sem ruído ainda há a distorção, por isso a SINAD tem valores limitados. Para isso foi feito uma comparação entre os valores da SINAD medidos em *hardware* com valores da SINAD simulado sem ruído. Esta comparação está ilustrada na figura 17.

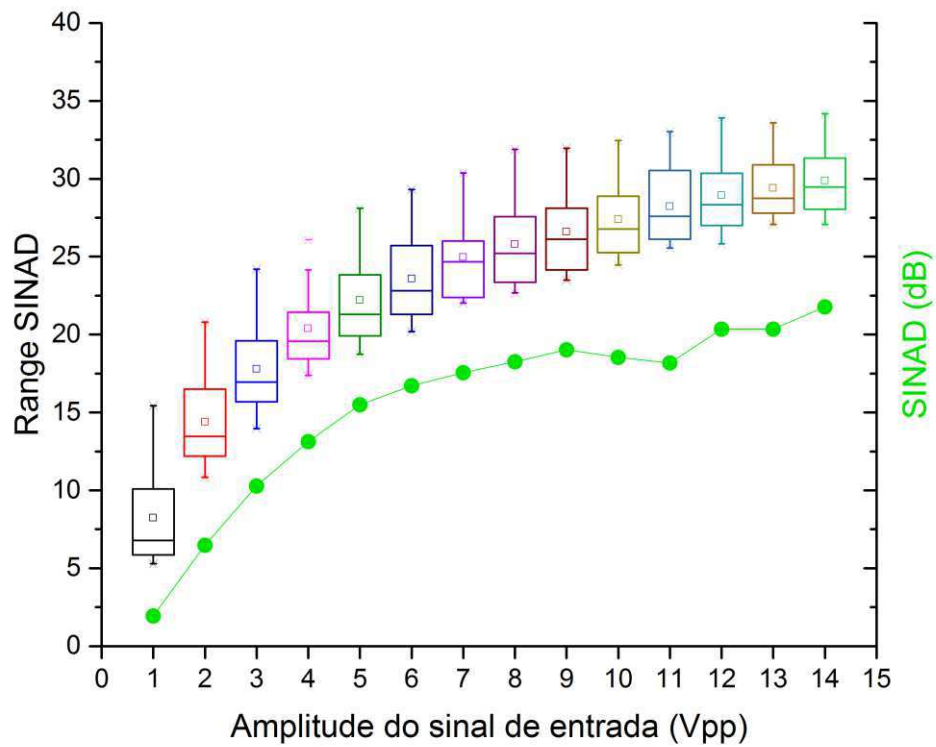
Figura 17 - Relação sinal-ruído e distorção para medidas simuladas sem o ruído.



Fonte: Próprio autor.

Agora, considerando o ruído na simulação para o sinal de entrada, temos que para cada valor de tensão de pico-a-pico obtemos um ranger de SINAD, este ranger varia de acordo com a variância, e comparando a SINAD simulada com um valor de SINAD medido no AIC em *hardware*, obtemos uma curva que apresenta uma mesma tendência, como representado na figura 18.

Figura 18 – Relação da SINAD medida e simulada em função da amplitude do sinal (V_{pp}).



Fonte: Próprio autor.

Além disso, o comportamento da SINAD medido não será igual ao comportamento da SINAD simulado, pois o ruído e a distorção do sistema não foram considerados.

5 CONCLUSÃO

Neste trabalho, foi realizado uma análise da influência do ruído no desempenho de conversores analógico para informação, e para esta análise um ruído Gaussiano foi adicionado ao sinal de entrada. Para analisar a influência que o ruído tem no AIC, foi efetuado o cálculo da SINAD usando a algoritmo *Sine Wave Fit*, o cálculo do MSE, SNR e da média. Esses cálculos foram importantes para verificarmos o comportamento do AIC à medida que a variância do ruído aumenta.

Os resultados obtidos com esta análise apontam que, dependendo do valor da SNR do sinal de entrada, o desempenho do AIC é afetado e até uma determinada faixa de SNR esse desempenho não é mais afetado, devido a influência do ruído ser mínima.

Como trabalho futuro pretende-se criar um diagrama de transição de fase adicionando um novo eixo para a SNR, e com isso analisar como se comporta a zona de transição de fase com ruído para o sucesso da amostragem compressiva sob certas condições.

6 REFERÊNCIAS

- [1] HAYKIN, S. (2007), Sistema de Comunicação Analógico e Digitais, 4^o Edição 2007.
- [2] GOMES, A. (2012), Curso de Probabilidade e estatística. Notas de aulas. Unidade Acadêmica de Matemática e estatística UFCG.
- [3] UFPA. Biometria EDAP. Acesso em 16 do 01 de 2018, disponível em: www.ufpa.br/dicas/biome/bionor.htm.
- [4] Portal Action, Covariância e Correlação, Acesso em 16 do 01 de 2018, disponível em: <http://www.portalaction.com.br/probabilidades/42-covariancia-e-coeficiente-de-correlacao>.
- [5] GURJÃO, E. C. Introdução à Amostragem Compressiva, Universidade Federal de Campina Grande
- [6] V. Reis, “Conversor Configurável Analógico para Informação”, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2017.
- [7] D. L. Donoho, “Compressed sensing”, IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 52, no 4, p. 1289–1306, abr. 2006.
- [8] Candès E, Tao T (2004) Near-optimal signal recovery from random projections: universal encoding strategies. IEEE Transactions on Information Theory 52:5406-5425
- [9] B. W. S. Arruda, “Uma proposta de calibração na perspectiva do hardware de Conversores Analógicos-para-Informação”, Exame de Qualificação, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2017.
- [10] B. W. S. Arruda, R. C. S. Freire, L. F. N. M. Torres, V. L. Reis, e E. C. Gurjão, “Influence of Measurement Matrix Characteristics in a Configurable Analog-to-Information Converter Performance”, in 2017 2nd International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT), 2017.
- [11] V. M. L. Silva, “ Proposta de um método de testes para Conversores Analógico para Informação”, Exame de Qualificação, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2017.
- [12] E. J. Candes e M. B. Wakin, “An Introduction To Compressive Sampling”, IEEE Signal Process. Mag., vol. 25, no 2, p. 21–30, mar. 2008.

[13] A. K. Mishra e R. S. Verster, *Compressive Sensing Based Algorithms for Electronic Defence*. Cham: Springer International Publishing, 2017.

[14] Arias-Castro E, Eldar Y (2011) Noise Folding in Compressed Sensing. *IEEE Signal Processing Letters*, 18(8):478-481.

[15] E. J. Candès, “The restricted isometry property and its implications for compressed sensing.”, *Compte Rendus de l’Academie des Sciences, Paris, Serie I*, 346, p. 589–592.

[16] E. J. Candes e T. Tao, “Decoding by linear programming”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 51, no 12, p. 4203–4215, dez. 2005.

[17] Romberg J, Wakin M (2007) Compressed sensing: A tutorial. *IEEE Work. Stat. Signal Processing (SSP)*.

[18] A. Wang, Z. Jin, e W. Xu, “A Programmable Analog-to-Information Converter for Agile Biosensing”, in *Proceedings of the 2016 International Symposium on Low Power Electronics and Design*, New York, NY, USA, 2016, p. 206–211.

[19] BALBINOT, A. e BRUSAMARELLO, V. J. (2006), *Instrumentação e Fundamentos de Medidas*, Volume 1.

[20] MALOBERTI, F. (2008), *Data Converters*.

[21] IEEE Standard for Digitizing Waveform Recorders - Redline," in *IEEE Std 1057-2007(Revision of IEEE Std 1057-1994) - Redline* , vol., no., pp.1-210, April 18 2008.

[22] P. Daponte, L. De Vito and S. Rapuano, "An extension to IEEE Std. 1241 sine fit for analog-to-information converters testing," 2015 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings, Pisa, 2015, pp. 1933-

[23] Filho, S. N., *Fundamentos sobre ruídos*, UFSC, Departamento de engenharia elétrica, Material de estudo.

7 ANEXO

Tabela 3: Valores completo das variáveis SNR, SINAD, MSE e média.

Amp		Variâncias									
		0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
0.5	SNR	0.9691	-2.0412	-3.802112	-5.0515	-6.0206	-6.81241	-7.48188	-8.0618	-8.57332	-9.0309
	SINAD	15.4408	11.268	10.0857	9.1788	7.3107	6.259	5.2831	5.9896	5.6445	5.8576
	MSE	9.08E-06	5.37E-05	5.13E-04	5.90E-07	2.90E-03	1.98E-04	3.41E-05	9.01E-06	2.20E-03	1.20E-03
	Média	1.40E-03	2.61E-02	3.05E-02	2.05E-02	4.44E-02	3.64E-02	4.24E-02	6.60E-02	5.96E-02	8.14E-02
1	SNR	6.9897	3.9794	2.2184875	0.9691	0	-0.79181	-1.46128	-2.0412	-2.55273	-3.0103
	SINAD	20.8012	17.6545	16.4965	13.8869	14.2735	12.5749	12.0681	12.1849	13.06	10.8469
	MSE	1.71E-06	1.51E-05	8.04E-06	3.77E-05	1.24E-04	1.90E-03	7.50E-03	1.95E-04	2.20E-03	6.02E-06
	Média	1.30E-03	4.60E-03	2.80E-03	5.70E-03	1.17E-02	1.30E-02	2.09E-02	2.61E-02	9.10E-03	4.02E-02
1.5	SNR	10.51153	7.501225	5.7403127	4.490925	3.521825	2.730013	2.060545	1.480625	0.9691	0.511525
	SINAD	24.2039	21.4912	19.608	18.3971	17.762	16.1271	15.969	15.6725	14.7537	13.9631
	MSE	2.17E-06	5.17E-06	5.49E-06	1.36E-05	4.97E-06	3.03E-05	1.30E-05	1.40E-05	3.21E-05	1.66E-04
	Média	4.00E-03	1.90E-02	7.80E-03	1.02E-02	8.20E-03	2.50E-03	1.30E-02	9.60E-03	9.20E-03	1.12E-02
2	SNR	13.0103	10	8.2390874	6.9897	6.0206	5.228787	4.55932	3.9794	3.467875	3.0103
	SINAD	26.0668	24.1484	21.429	20.9151	19.5159	19.649	18.4502	18.4607	17.3858	17.799
	MSE	3.78E-06	1.35E-06	1.86E-06	2.59E-06	9.70E-06	8.95E-06	1.48E-05	7.66E-06	3.16E-05	2.64E-05
	Média	1.50E-03	1.60E-03	1.30E-03	2.30E-03	7.15E-02	1.80E-03	3.30E-03	2.30E-03	4.70E-03	2.10E-03
2.5	SNR	14.9485	11.9382	10.177288	8.9279	7.9588	7.166988	6.49752	5.9176	5.406075	4.9485
	SINAD	28.1159	257,601	238,324	226,945	219,747	205,741	206,137	199,227	198,856	187,459
	MSE	2.30E-06	3.54E-06	4.63E-06	4.06E-06	7.11E-06	6.83E-06	1.75E-05	7.97E-06	9.35E-06	3.64E-05
	Média	1.30E-03	1.90E-03	1.90E-03	2.00E-03	2.70E-03	2.80E-03	3.00E-03	2.50E-03	2.26E-02	3.70E-03
3	SNR	16.53213	13.52183	11.760913	10.51153	9.542425	8.750613	8.081145	7.501225	6.9897	6.532125
	SINAD	29.3163	26.4468	25.7171	23.8996	22.7511	22.8778	22.3583	21.2958	20.8817	20.1928
	MSE	3.65E-06	3.05E-06	4.21E-06	9.34E-06	4.21E-06	5.30E-06	2.31E-05	7.79E-06	2.07E-05	1.87E-05
	Média	1.70E-03	1.70E-03	2.10E-03	3.60E-03	2.10E-03	1.70E-03	3.00E-03	1.87E-02	4.60E-03	3.70E-03
3.5	SNR	17.87106	14.86076	13.099848	11.85046	10.88136	10.08955	9.420081	8.840161	8.328636	7.871061
	SINAD	30.3664	27.8186	26.012	25.411	25.4823	23.9043	23.8445	22.314	22.0312	22.3753
	MSE	4.35E-06	6.15E-06	5.26E-06	3.35E-06	7.49E-06	9.25E-06	7.05E-06	1.56E-05	1.47E-05	1.03E-05
	Média	1.90E-03	2.20E-03	2.00E-03	2.20E-03	2.70E-03	2.50E-03	2.30E-03	2.70E-03	3.10E-03	3.70E-03
4	SNR	19.0309	16.0206	14.259687	13.0103	12.0412	11.24939	10.57992	10	9.488475	9.0309
	SINAD	31.8994	28.7006	27.5587	26.3251	25.1767	25.2624	24.09	23.3469	23.0582	22.6816
	MSE	4.84E-06	7.07E-06	4.63E-06	8.07E-06	5.33E-06	2.98E-05	6.75E-06	9.16E-06	1.16E-05	1.27E-05
	Média	2.10E-03	2.30E-03	2.20E-03	2.90E-03	2.40E-03	3.90E-03	2.60E-03	1.12E-02	3.00E-03	7.19E-02
4.5	SNR	20.05395	17.04365	15.282738	14.03335	13.06425	12.27244	11.60297	11.02305	10.51153	10.05395
	SINAD	31.9588	29.8423	28.1155	27.4409	26.6538	25.5728	25.1145	24.1407	23.4924	23.5426
	MSE	3.98E-06	7.61E-06	9.21E-06	8.11E-06	7.96E-06	1.13E-05	9.44E-06	1.75E-05	9.82E-06	1.47E-05
	Média	2.40E-03	2.50E-03	2.60E-03	2.80E-03	2.50E-03	3.30E-03	4.50E-03	4.60E-03	3.60E-03	3.80E-03
5	SNR	20.9691	17.9588	16.197888	14.9485	13.9794	13.18759	12.51812	11.9382	11.42668	10.9691
	SINAD	32.4519	30.7014	28.8857	28.4149	27.1448	26.381	25.5985	25.2633	24.5027	24.4751

	MSE	6.20E-06	1.08E-05	1.22E-05	8.63E-06	1.38E-05	1.62E-05	2.03E-05	1.19E-05	1.86E-05	3.66E-05
	Média	2.70E-03	3.00E-03	3.10E-03	2.70E-03	3.30E-03	3.40E-03	3.60E-03	4.00E-03	3.40E-03	3.50E-03
5.5	SNR	21.79695	18.78665	17.025741	15.77635	14.80725	14.01544	13.34597	12.76605	12.25453	11.79695
	SINAD	33.0194	31.0123	30.5226	28.511	27.9618	27.1958	26.6658	26.1122	25.693	25.5451
	MSE	9.43E-06	8.86E-06	1.24E-05	1.06E-05	1.79E-05	1.53E-05	9.57E-06	1.86E-05	1.06E-05	1.24E-05
	Média	3.00E-03	3.10E-03	3.20E-03	3.20E-03	3.90E-03	3.70E-03	3.10E-03	3.70E-03	3.00E-03	3.50E-03
6	SNR	22.55273	19.54243	17.781513	16.53213	15.56303	14.77121	14.10174	13.52183	13.0103	12.55273
	SINAD	33.8969	31.9258	30.3414	29.4169	28.8845	27.7728	27.6862	26.9942	25.8131	26.4273
	MSE	1.07E-05	1.34E-05	1.41E-05	1.59E-05	1.49E-05	1.22E-05	1.95E-05	1.59E-05	2.37E-05	1.81E-05
	Média	3.20E-03	3.40E-03	3.30E-03	3.60E-03	3.70E-03	3.30E-03	3.90E-03	3.70E-03	4.30E-03	3.70E-03
6.5	SNR	23.24797	20.23767	18.476755	17.22737	16.25827	15.46645	14.79699	14.21707	13.70554	13.24797
	SINAD	33.5974	31.7795	30.9047	30.132	28.916	28.5521	28.1823	27.787	27.0606	27.1263
	MSE	1.42E-05	1.02E-05	1.37E-05	1.12E-05	1.61E-05	1.16E-05	1.48E-05	1.54E-05	2.00E-05	1.97E-05
	Média	3.50E-03	3.10E-03	3.70E-03	3.40E-03	3.60E-03	3.40E-03	3.60E-03	4.10E-03	4.20E-03	3.90E-03
7	SNR	23.89166	20.88136	19.120448	17.87106	16.90196	16.11015	15.44068	14.86076	14.34924	13.89166
	SINAD	34.1799	32.4415	31.3334	30.2737	29.7196	29.225	28.8383	27.7456	28.0359	27.063
	MSE	1.63E-05	1.70E-05	1.77E-05	1.54E-05	1.35E-05	6.14E-06	1.72E-05	1.93E-05	1.54E-05	2.82E-05
	Média	3.80E-03	3.80E-03	4.00E-03	3.80E-03	3.50E-03	3.70E-03	4.00E-03	3.90E-03	3.60E-03	4.40E-03

Fonte: Próprio autor.