



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Tese de Doutorado

MÉTODOS DE TESTES DE CONVERSORES ANALÓGICO  
PARA INFORMAÇÃO BASEADOS NO PADRÃO IEEE 1241

Veronica Maria Lima Silva

Campina Grande - PB

Março - 2019



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

## MÉTODOS DE TESTES DE CONVERSORES ANALÓGICO PARA INFORMAÇÃO BASEADOS NO PADRÃO IEEE 1241

Veronica Maria Lima Silva

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE, da Universidade Federal de Campina Grande - UFCG, como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em Ciências no domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Informação

Prof. Dr. Raimundo Carlos Silvério Freire  
Orientador

Prof. Dr. Cleonilson Protásio de Souza  
Orientador

Campina Grande - PB  
Março - 2019

S586m Silva, Veronica Maria Lima.  
Métodos de testes de conversores analógico para informação baseados no padrão IEEE 1241 / Veronica Maria Lima Silva. – Campina Grande, 2019.  
76 f.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2019.

"Orientação: Prof. Dr. Raimundo Carlos Silvério Freire, Prof. Dr. Cleonilson Protásio de Souza".

Referências.

1. Conversor analógico para informação. 2. Amostragem compressiva. 3. Métodos de teste. 4. IEEE Std 1241. I. Freire, Raimundo Carlos Silvério. II. Souza, Cleonilson Protásio de. III. Título.

CDU 621.314(043)

**"MÉTODOS DE TESTES DE CONVERSORES ANALÓGICO PARA INFORMAÇÃO  
BASEADOS NO PADRÃO IEEE 1241"**

**VERÔNICA MARIA LIMA SILVA**

**TESE APROVADA EM 08/03/2019**



**RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, Dr., UFCG**  
Orientador(a)



**CLEONILSON PROTÁSIO DE SOUZA, D.Sc., UFPB**  
Orientador(a)



**SEBASTIAN YURI CAVALCANTI CATUNDA, D.Sc., UFRN**  
Examinador(a)

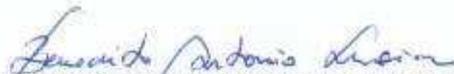


**ROBSON NUNES DE LIMA, Dr., UFBA**  
Examinador(a)

**GLAUCO FONTGALLAND, Dr., UFCG**  
Examinador(a)



**EDMAR CANDEIA GURJAO, D.Sc., UFCG**  
Examinador(a)



**BENEDITO ANTONIO LUCIANO, D.Sc., UFCG**  
Examinador(a)

**CAMPINA GRANDE - PB**

# DEDICATÓRIA

*Ao meu pai (in memoriam), José Carlos Lima Silva, a minha mãe Maria Luciene Ferreira Lima, que lutaram para que eu tivesse a melhor educação possível dentro da nossa realidade, e ao meu esposo, Victor Miranda Fernandes, pelo companheirismo de todos os dias.*

# AGRADECIMENTOS

Aos meus orientadores, os professores Raimundo Carlos Silvério Freire e Cleonilson Protásio de Souza pela orientação, apoio e empenho sem os quais este trabalho não seria possível. Obrigada por terem sido tão assertivos nos comentários técnicos, e por todo auxílio com conselhos profissionais e, sobretudo por terem sido tão compreensíveis quando precisei de um tempo para solucionar problemas pessoais. Vocês sempre serão inspirações de profissionais e seres humanos para mim.

Ao professor Edmar Candeia Gurjão pela sua generosidade nas contribuições técnicas imprescindíveis e valorosas para o desenvolvimento deste trabalho.

À Universidade Federal de Campina Grande, em especial o Laboratório de Instrumentação e Metrologia Científicas (LIMC), pelo o apoio técnico e estrutural. Aos meus companheiros de laboratório (LIMC) que sempre mantiveram um ambiente agradável para se trabalhar, bem organizado e muito acolhedor. Em especial os colegas da Sala 06, sobretudo o aluno Vanderson Lima de Reis que juntamente com os professores Freire e Edmar tornaram possível o primeiro protótipo de um conversor analógico para informação, imprescindível para os ensaios dessa tese.

À Universidade Federal Rural do Semi Árido, campus de Pau dos Ferros, que me concedeu afastamento para finalização deste trabalho.

À COPELE, em especial Angela, Felipe e Pedro, pelos serviços prestados durante o curso deste trabalho acadêmico.

Ao CNPq pelo fomento do período de 01 ano dessa pesquisa.

Por fim, agradeço a todos que contribuíram de forma direta e indireta para realização deste trabalho.

# RESUMO

A etapa de teste de circuitos integrados é um estágio importante na fabricação e fundamental na comercialização desses, pois nessa etapa são avaliados quais circuitos apresentam defeitos e quais são considerados aptos a serem comercializados. Nos circuitos integrados mistos, tais como os conversores analógico-digitais (ADC) que fazem a interface entre as partes analógicas e digitais dos sistemas eletrônicos, o teste é realizado pela medição de parâmetros como linearidade, ruído, entre outros. Para teste de ADC, existe o padrão IEEE 1241 que estabelece métodos de teste e seus procedimentos de avaliação de parâmetros estáticos e dinâmico de ADC. Um desses métodos é o método *sine wave fit*. Porém, existe um novo tipo de conversor, Conversor Analógico-para-Informação (AIC), que ainda não possui padrão de teste definido. O AIC implementa em termos práticos a Teoria da Amostragem Compressiva e fornece uma saída digitalizada e comprimida ( $y$ ) correspondente diretamente ao sinal de entrada analógico ( $x$ ). Um algoritmo de reconstrução, por sua vez, é necessário para obter um sinal reconstruído  $\hat{x}$  que calcule  $x$  a partir de  $y$ . Este algoritmo, geralmente, não faz parte do AIC em si e pode inclusive está distante do AIC interligado por um canal de comunicação a esse. Nos trabalhos científicos que focam em teste de AIC, em geral, o sinal reconstruído  $\hat{x}$  é avaliado para testar o próprio AIC e, em consequência, o desempenho do algoritmo de reconstrução pode afetar o resultado do teste do AIC. Os algoritmos de reconstrução implementam a resolução de um problema de otimização e são bastante sensíveis aos parâmetros de entrada, portanto não é interessante que o resultado do teste dependa desses algoritmos. Poucos trabalhos propõem métodos de teste que levam em conta apenas a saída direta do AIC ( $y$ ). No entanto, eles levam em consideração um único sinal de teste (a senoide), que é um sinal de referência como descrito no padrão IEEE 1241 para testes de ADC. Nesta tese, dois novos métodos de teste para AIC são propostos, nos quais apenas as saídas do AIC, isto é, as saídas comprimidas  $y$ , são levadas em conta. No primeiro, aplicam-se sinais multi-ton (multi-senos) e, no segundo, foi desenvolvida uma adaptação do método *sine wave fit* de quatro parâmetros, também recomendado pelo Padrão IEEE 1241. Resultados experimentais e de simulação foram obtidos para duas arquiteturas de AIC diferentes (Demodulador Aleatório – RD e Pré-Integrador de Modulação Aleatória - RMPI) e a Relação Sinal-Ruído e Distorção (SINAD) de ambas foi medida diretamente da saída do AIC confirmando a funcionalidade dos métodos de teste AIC propostos.

**Palavras-chave:** Conversor Analógico para Informação, Amostragem Compressiva, Métodos de Teste, IEEE Std 1241.

# ABSTRACT

Integrated circuits testing is an important stage in the manufacture and fundamental in the commercialization of these components, because in this stage are evaluated which circuits have defects and which are able to be commercialized. In mixed integrated circuits, such as analog-digital converters (ADC) that interface analog and digital parts of electronic systems, the test is performed by measuring parameters such as linearity, noise, among others. For ADC testing, there is the IEEE 1241 standard that establishes test methods and their procedures for evaluating static and dynamic parameters of ADC. One such method is the sine wave fit method. However, there is a new type of converter, Analog-to-Information Converter (AIC), which does not yet have a defined test pattern. The AIC implements the Compressive Sampling Theory in practical terms and provides a digitized and compressed output ( $y$ ) corresponding directly to the analog input signal ( $x$ ). A reconstruction algorithm is needed to obtain a reconstructed signal  $\hat{x}$  that computes  $x$  from  $y$ . This algorithm is generally not part of the AIC itself and may even be distant from the AIC interconnected by a communication channel to it. In scientific papers focusing on AIC testing, in general, the reconstructed signal  $\hat{x}$  is evaluated to test the AIC itself and as a consequence, the performance of the reconstruction algorithm may affect the result of the AIC test. The reconstruction algorithms implement the solution of an optimization problem and are quite sensitive to the input parameters, so it is not interesting that the test result depends on these algorithms. Few papers propose test methods that consider only the direct output of the AIC ( $y$ ). However, they take into account a single test signal (the sine), which is a reference signal as described in the IEEE 1241 standard for ADC testing. In this thesis, two new test methods for AIC are proposed, in which only the AIC outputs, that is, the compressed outputs  $y$ , are taken into account. In the first one, multi-tones (multi-sines) are applied and, in the second, an adaptation of the sine wave fit method of four parameters, also recommended by the IEEE Standard 1241, was developed. Experimental and simulation results were obtained for two architectures of different AICs (Random Demodulator - RD and Random Modulation Pre-Integrator - RMPI) and the Signal to Noise and Distortion Ratio (SINAD) of both were measured directly from the AIC output confirming the functionality of the proposed AIC test methods.

**Keywords:** Analog-to-Information Converters, Compressive Sensing, Test Methods, IEEE Standard 1241.

# LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Uma visão geral da aplicação: AIC (Implementação Prática da Amostragem Compressiva) e o Estágio de Reconstrução. . . . .	17
Figura 1.2 – (a) Estratégia de teste original (b) Estratégia de teste proposta (Adaptado de [12]). . . . .	17
Figura 2.1 – Etapas do processo de amostragem: (a) Sinal limitado em frequência; (b) Sinal amostrado a uma frequência $f_a$ ; (c) Banda do Sinal a ser amostrado; (d) Espectro do Sinal amostrado obedecendo ao Teorema da Amostragem $f_a > 2f_M$ ; (e) Espectro do Sinal amostrado não obedecendo ao Teorema da Amostragem com $f_a < 2f_M$ . Fonte: Autor/Orientador. . . . .	22
Figura 2.2 – Aplicação de Compressão de Dados. . . . .	22
Figura 2.3 – Aplicação utilizando Amostragem Compressiva/AIC na aquisição o sinal. . . . .	23
Figura 2.4 – Sinal Esparso com $K = 4$ . . . . .	24
Figura 2.5 – Processo de medição da amostragem compressiva com uma matriz de medida Gaussiana aleatória $\Phi$ e a matriz $\Psi$ sendo a matriz da Transformada Discreta do Cosseno (DCT). O vetor $\mathbf{s}$ é esparso com $K = 4$ . Adaptada de [1] . . . . .	25
Figura 2.6 – Minimizações por $l_1$ e por $l_2$ para um caso 2-dimensional. . . . .	28
Figura 2.7 – Visão Geral do <i>Framework</i> da Teoria da Amostragem Compressiva. . . . .	29
Figura 2.8 – O processo de aquisição de um AIC baseado em amostragem aleatória (do inglês, <i>random sampling</i> ) (Adaptado de [12]). . . . .	30
Figura 2.9 – Diagrama de Blocos da Arquitetura Demodulador Aleatório. . . . .	32
Figura 2.10–Arquitetura RD com filtro no lugar do integrador (Adaptado de [25]). . . . .	33
Figura 2.11–Diagrama de blocos da Arquitetura <i>Random Modulator Pre-Integration</i> (RMPI) [36]). . . . .	34
Figura 2.12–Configuração para a aplicação do método <i>sine wave fit</i> em um conversor analógico digital. (Adaptado de [41]). . . . .	37
Figura 2.13–Compressão do vetor $\mathbf{x}$ , reduzido para um vetor $\mathbf{y}$ de tamanho $M$ , com $M < N$ pela transformação linear, representada por uma multiplicação pela matriz $\Phi(M \times N)$ . . . . .	39
Figura 3.1 – Sinal estimado pelo método de teste <i>sine wave fit</i> para AIC estendido para 2 tons ( $f_0 = 10^3$ e $f_1 = 3 \times 10^3$ ). . . . .	45
Figura 3.2 – senoide Original (Frequência 0.2). . . . .	47
Figura 3.3 – Espectro Original <i>versus</i> Espectro Estimado. . . . .	48
Figura 3.4 – Frequência estimada pelo algoritmo desenvolvido para estimar a frequência do método <i>sine wave fit</i> (quatro parâmetros) para AIC de uma senoide de 12 kHz e frequência PRBS de 32 kHz. . . . .	49

Figura 4.1 – LFSR gerador de seqüências pseudoaleatórias (PRBS) com polinômios de até 16 <sup>a</sup> ordem. . . . .	52
Figura 4.2 – Condicionador de Sinal. . . . .	52
Figura 4.3 – Multiplicador. . . . .	53
Figura 4.4 – Integrador. . . . .	54
Figura 4.5 – Conversor Analógico Digital. . . . .	54
Figura 4.6 – Diagrama de Blocos do <i>Hardware</i> do AIC sob teste. . . . .	55
Figura 4.7 – Visão geral da Metodologia de Teste (Ensaio). . . . .	56
Figura 5.1 – SINAD (dB) × Frequência de Corte do Integrador (Hz) para diferentes taxas de compressão (ou seja, diferentes matrizes de medição $\Phi$ ). . . . .	58
Figura 5.2 – MSE × Frequência de Corte do Integrador (Hz) para diferentes taxas de compressão (ou seja, diferentes matrizes de medição $\Phi$ ). . . . .	59
Figura 5.3 – Método de teste <i>sine wave fit</i> (três parâmetros) para AIC: Comparação SINAD vs Amplitude do Sinal de Entrada entre as Arquiteturas RMPI e RD. . . . .	60
Figura 5.4 – Método de teste <i>sine wave fit</i> (três-parâmetros) para AIC: Comparação SINAD vs Frequência do Sinal de Entrada entre as Arquiteturas RMPI e RD. . . . .	62
Figura 5.5 – Método de teste <i>sine wave fit</i> (quatro-parâmetros) para AIC: Comparação SINAD vs Amplitude do Sinal de Entrada entre as Arquiteturas RMPI e RD. . . . .	63
Figura 5.6 – Método de teste <i>sine wave fit</i> (quatro-parâmetros) para AIC: Comparação SINAD vs Frequência do Sinal de Entrada entre as Arquiteturas RMPI e RD. . . . .	64
Figura 5.7 – Método de Teste para Sinais Multi-tons: Comparação SINAD vs Esparsidade entre as Arquiteturas RMPI e RD. . . . .	65
Figura 5.8 – Comparação dos resultados da SINAD vs Amplitude do Sinal de Entrada para os métodos de teste <i>sine wave fit</i> de três e quatro parâmetros para AIC das arquiteturas RMPI e RD. . . . .	66
Figura 5.9 – Comparação dos resultados da SINAD vs Frequência do Sinal de Entrada para os métodos de teste <i>sine wave fit</i> de três e quatro parâmetros para AIC das arquiteturas RMPI e RD. . . . .	67

# LISTA DE TABELAS

Tabela 5.1 – Configuração dos Parâmetros do RMPI para análise da SINAD <i>versus</i> Amplitude do Sinal de Entrada. . . . .	60
Tabela 5.2 – Configuração dos Parâmetros do RMPI para análise da SINAD <i>versus</i> Frequência do Sinal de Entrada. . . . .	61
Tabela 5.3 – Configuração dos Parâmetros do RMPI para análise da SINAD <i>versus</i> Esparsidade do Sinal de Entrada . . . . .	65

# LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AC	Amostragem Compressiva
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
AIC	<i>Analog-to-Information Converter</i>
CI	Circuito Integrado
CS	<i>Compressive Sampling</i>
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i>
DAQ	<i>Data Acquisition</i>
DCT	<i>Discrete Cosine Transform</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
ECG	Eletrocardiograma
ENOB	<i>Effective Number of Bits</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
LC	<i>Level Crossing</i>
LFSR	<i>Linear-Feedback Shift Register</i>
MMQ	Métodos dos Mínimos Quadrados
MSE	<i>Mean Squared Error</i>
NP	<i>Nondeterministic Polynomial time</i>
NUS	<i>Non Uniform Sampler</i>
PC	<i>Personal Computer</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PRBS	<i>Pseudorandom Binary Sequence</i>
RD	<i>Random Demodulation</i>

RIP	<i>Restricted Isometry Property</i>
RMPI	<i>Random Modulation Pre-Integrator</i>
RS	<i>Reconstruction Stage</i>
SINAD	<i>Signal-to-Noise and Distortion Ratio</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>15</b>
1.1	Motivação	18
1.2	Objetivos	19
1.2.1	Objetivo Geral	19
1.2.2	Objetivos Específicos	19
1.3	Organização do Documento	20
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>21</b>
2.1	Amostragem Compressiva	21
2.1.1	Esparsidade	23
2.1.2	Matriz de Medição	26
2.1.3	Reconstrução	27
2.1.4	Visão Geral	29
2.2	Arquiteturas de AIC	30
2.2.1	Amostragem Aleatória ( <i>Random Sampling</i> )	30
2.2.2	Demodulador Aleatório ( <i>Random Demodulation</i> )	32
2.2.3	Pré-Integrador de Modulação Aleatória (RMPI)	33
2.3	Teste para AIC	35
2.3.1	Método de Teste <i>Sine Wave Fit</i> de Três Parâmetros para AIC	36
2.3.1.1	Algoritmo <i>Sine Wave Fit</i> (Padrão IEEE 1241)	37
2.3.1.2	Algoritmo <i>Sine Wave Fit</i> Estendido para AIC	39
<b>3</b>	<b>MÉTODOS DE TESTE PROPOSTOS PARA AIC</b>	<b>42</b>
3.1	Teste para Sinais Multi-Tons (Multi-Seno)	43
3.2	Método <i>Sine Wave Fit</i> de Quatro Parâmetros para AIC	46
<b>4</b>	<b>MATERIAIS E MÉTODOS</b>	<b>51</b>
4.1	AIC Rmpi	51
4.2	Ensaio Experimental	55
<b>5</b>	<b>RESULTADOS</b>	<b>57</b>
5.1	Método <i>Sine Wave Fit</i> para AIC (Três Parâmetros)	57
5.2	Método <i>Sine Wave Fit</i> para AIC (Quatro Parâmetros)	62
5.3	Método de Teste para Sinais Multi-Tons	63
5.4	Comparação dos Métodos <i>Sine Wave Fit</i> Três e Quatro Parâmetros para AIC	66
<b>6</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS</b>	<b>68</b>
6.1	Principais Conclusões	68
6.2	Artigos Publicados Relativos a este Trabalho	69
6.2.1	Artigos Publicados em Congressos Internacionais	70

**Referências . . . . . 71**

# 1 INTRODUÇÃO

Circuitos de sinais mistos, ou seja, circuitos que combinam partes analógicas e digitais, especialmente conversores analógico-digitais (ADC) e digital-analógicos (DAC), são circuitos amplamente utilizados em sistemas eletrônicos. Na maioria dos casos, os conversores analógico-digitais compõem a interface entre as partes analógica e digital de um sistema eletrônico, permitindo o processamento e aquisição da informação em formato digital [2]. Caracterizar este tipo de circuito é de fundamental importância para a utilização dos mesmos em sistemas eletrônicos, já que utilizá-los sem saber seus reais parâmetros (como linearidade, ruído e diversos outros) pode prejudicar e até inviabilizar o funcionamento do sistema eletrônico no qual o dispositivo está inserido [3]. Os parâmetros desses dispositivos são medidos por meio de métodos de teste definidos em padrões, como por exemplo, o padrão IEEE 1241 para teste de ADC [4], que, entre outros procedimentos padronizados, estabelece o método de teste *sine wave fit*, o qual permite o cálculo de parâmetros de desempenho, também conhecidos como figuras de mérito, como por exemplo, a relação sinal ruído distorção (do inglês, *signal-to-noise and distortion ratio* – SINAD). O padrão IEEE 1241 é amplamente usado na etapa de teste no processo de fabricação desses dispositivos tendo como objetivo principal medir os parâmetros dos mesmos permitindo separar e descartar os dispositivos que possuem os parâmetros com valores fora da faixa considerada válida para o seu funcionamento correto [3].

Existe um grande número de arquiteturas de conversores analógico-digitais [5]. As comumente utilizadas fazem a amostragem dos sinais com periodicidade constante (definida pela frequência de amostragem do sistema de aquisição). No entanto, em algumas aplicações e a depender das características dos sinais que serão tratados, esse tipo de amostragem pode não ser o mais eficiente energeticamente [5].

Diante disso, um novo paradigma de amostragem foi proposto: a Amostragem Compressiva (do inglês, *Compressive Sampling*, CS) que explora a representação esparsa que muitos sinais naturais exibem [5, 6]. Sinais esparsos podem ser definidos como sinais que concentram sua informação em uma pequena janela de tempo ou de frequência [5]. Pode-se citar, como exemplo de sinais esparsos: o sinal de ECG, caracterizado como esparsos no domínio do tempo e o sinal senoidal, caracterizado como esparsos no domínio da frequência. Com a Amostragem Compressiva, pode ser mais rápido e mais simples processar sinais em uma representação esparsa [7].

Observando sinais com essas características, surge o seguinte questionamento: tomando como base um sistema com amostragem periódica (uniforme) e visando a

reconstrução do sinal por meio de um processamento simples (tal como uma interpolação linear, por exemplo), seria necessário utilizar uma taxa de amostragem muito maior que a mínima estabelecida pelo teorema de Nyquist, a fim de poder representar/recuperar corretamente as porções do sinal em que há variações bruscas. Este aumento de taxa de amostragem (em relação ao limite inferior teórico) resultaria, por conseguinte em aumento da energia consumida na conversão do sinal, sendo o maior desperdício aquele associado às amostras redundantes no período no qual o sinal permanece praticamente inalterado. Por outro lado, se a escolha for por uma taxa de amostragem próxima do limite teórico (requerendo, portanto, um filtro de ordem elevada para a reconstrução do sinal, o que se deseja evitar), visando à diminuição do número de amostras e, por conseguinte, a redução do consumo de energia, pode haver perda de informação quando o sinal varia bruscamente [8].

Vislumbrando a conversão de sinais esparsos, o uso de amostragem compressiva aparece como alternativa e pode resultar em aumento da eficiência na aquisição do sinal [8]. A ideia da amostragem compressiva é adquirir diretamente a informação necessária no domínio esparsa usando conversores de taxa de amostragem menor que a taxa de Nyquist [5, 6].

Os conversores analógicos para a informação (AIC) podem ser definidos como dispositivos que implementam a teoria da Amostragem Compressiva em termos práticos. Esse dispositivo recebe como entrada um sinal analógico ( $x$ ) e, diferentemente de um conversor analógico-digital convencional, fornece como saída uma versão digitalizada e comprimida da entrada ( $y$ ) [7]. Como pode ser visto na Figura 1.1, uma visão geral em blocos de aplicação da Amostragem Compressiva é mostrada, em que o bloco Amostragem Compressiva (AC) representa o AIC, o sinal de entrada do AIC ( $x$ ) é o sinal no domínio não esparsa e a saída ( $y$ ) do AIC, também chamada de medida, é uma versão comprimida do sinal de entrada ( $x$ ). Em implementações práticas, um Estágio de Reconstrução (RS) é necessário para obter um sinal estimado ( $\hat{x}$ ) de  $y$ , resolvendo-se um problema de otimização. É importante notar que o bloco RS e o bloco AC podem estar afastados um do outro, por exemplo, interconectados por um canal de comunicação, o que significa que a tarefa de aquisição de dados pode estar em um local e a tarefa de reconstrução pode estar em outro. Essa divisão de tarefas pode ser muito interessante para algumas aplicações, uma vez que apenas o sinal comprimido ou a medida  $y$  é transmitido, resultando em uma redução do consumo de energia [9].

Na bibliografia científica levantada, várias arquiteturas de AIC foram propostas, explorando amostras aleatórias ou não uniformes. Exemplos de arquiteturas de AIC são: demodulação aleatória (*Random Demodulation*, RD), Pré-Integrador de Modulação Aleatória (*Random Modulation Pre-Integrator*, RMPI) e Amostrador Não Uniforme (*Non*

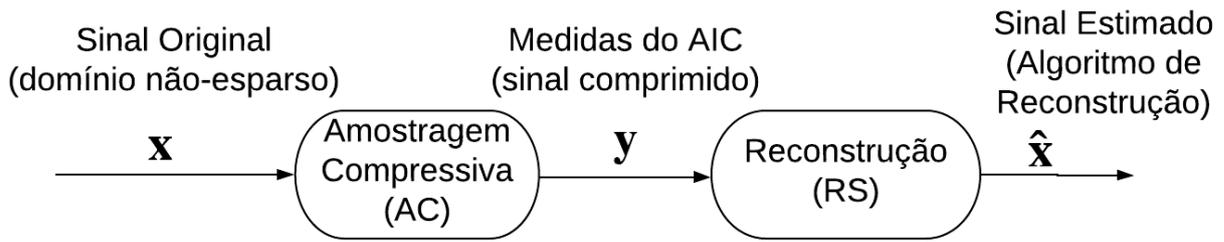
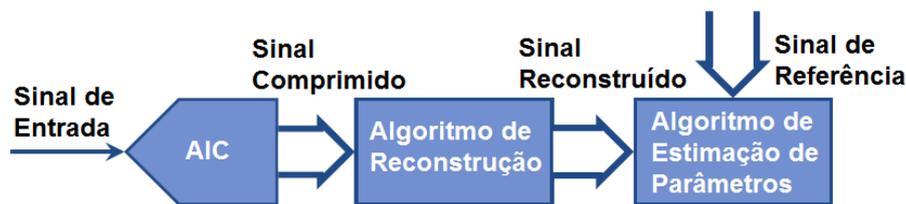


Figura 1.1 – Uma visão geral da aplicação: AIC (Implementação Prática da Amostragem Compressiva) e o Estágio de Reconstrução.

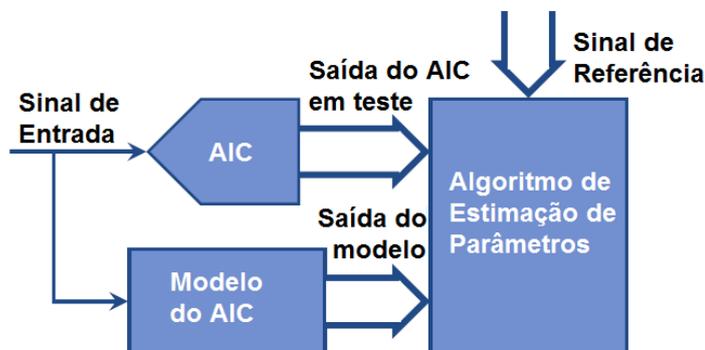
*Uniform Sampler*, NUS) [10, 11, 12, 13].

Apesar de vários esforços terem sido feitos pela comunidade acadêmica para propor arquiteturas e configurações para AIC, são poucas as referências que abordam a problemática de teste de AIC, como pode ser visto no Tópico 2.3 que trata do estado-da-arte [10, 11, 12, 13, 14].

Em geral, os métodos de teste de AIC descritos no estado-da-arte baseiam-se na aplicação de um algoritmo de reconstrução na saída do AIC para obter uma estimativa digitalizada do sinal original e depois avaliam o sinal reconstruído estimando algumas figuras de mérito baseado em métodos diretamente derivados do padrão IEEE 1241 para testes de ADC [4]. Este tipo de estratégia de teste pode ser visualizado na Figura 1.2(a).



(a) Estratègia de testes 1



(b) Estratègia de testes 2

Figura 1.2 – (a) Estratègia de teste original (b) Estratègia de teste proposta (Adaptado de [12]).

Nesses métodos é possível verificar a capacidade do AIC de digitalizar e comprimir

sinais de forma simultânea, de modo que seja possível recuperá-los com alta probabilidade de sucesso [14]. No entanto, conforme discutido em [13, 14], os resultados do teste são altamente dependentes do algoritmo de reconstrução pelo simples fato de que as figuras de mérito são extraídas somente após a reconstrução. A etapa de reconstrução na teoria da amostragem compressiva é a solução de um problema de otimização, como é descrito no Tópico 2.1.3, e os algoritmos que implementam essa solução são bastante sensíveis aos parâmetros de entrada, diminuindo assim a confiabilidade dos resultados dos testes dependentes desses algoritmos. Em [13], uma adaptação do *sine wave fit* de três parâmetros do padrão de teste IEEE 1241 para ADC é desenvolvida, a qual permite o cálculo da figura de mérito relação sinal ruído distorção (do inglês, *signal-to-noise and distortion ratio*, SINAD) diretamente das medidas do AIC, sem a necessidade de reconstrução do sinal.

Nesta tese são propostos dois métodos de testes desenvolvidos baseados no algoritmo de teste *sine wave fit* do padrão IEEE 1241 adaptado para AIC desenvolvido em [13], em que é possível extrair figuras de mérito relevantes para AIC de forma independente do algoritmo de reconstrução utilizado, conforme mostrado na Figura 1.2 (b). A escolha do trabalho desenvolvido em [13] como ponto de partida para o desenvolvimento dessa tese se dá pelo fato desse trabalho utilizar o padrão IEEE 1241 como referência, permitindo assim a comparação entre ADC e AIC por meio das mesmas figuras de mérito.

O primeiro método de teste desenvolvido nessa tese permite extrair a SINAD do AIC sob teste para sinais multi-tons, o que torna possível, por exemplo, a análise do desempenho do AIC em relação à esparsidade do sinal. Já o segundo método de teste desenvolvido é uma adaptação do algoritmo *sine wave fit* de quatro parâmetros do padrão de teste IEEE 1241 para aplicação em AIC, o qual permite calcular a SINAD para senoide sem a necessidade do conhecimento prévio da sua frequência de entrada (como acontece no *sine wave fit* de três parâmetros). Para este fim, foi necessário estudar a teoria da amostragem compressiva e do AIC para que, com apenas as medidas do sinal (resultantes da saída do AIC) e a matriz de medidas (matriz que permite comprimir o sinal e que compõe a estrutura interna de AIC - ver Tópico 2.1.2), fosse possível desenvolver métodos de teste que extraíssem figuras de mérito consistentes para AIC a partir do método *sine wave fit* proposto no padrão IEEE 1241. Os novos métodos de teste foram testados em ambiente de simulação e experimentalmente em uma arquitetura diferente da já usada em [13] e os resultados foram confrontados.

## 1.1 MOTIVAÇÃO

As motivações principais para esta tese são:

1. O teste de AIC é um problema em aberto [14], ou seja, existem raras propostas e na maioria delas a caracterização do dispositivo é feita após a etapa de reconstrução;
2. Os poucos métodos atuais são dependentes da arquitetura interna do AIC e, conseqüentemente, não permitem uma comparação entre AIC de diferentes arquiteturas de forma consistente;
3. A proposta de um teste de AIC generalizado é bem-vinda na área, pois permitira a comparação entre AIC de diferentes arquiteturas;
4. Métodos de teste derivados do padrão IEEE 1241 se tornam interessantes pois permitem uma comparação entre AIC e ADC de forma justa, baseada nos mesmos parâmetros;
5. A partir do momento em que se é possível calcular figuras de mérito a partir da medida direta do sinal, sem a necessidade de reconstruí-lo, é possível incorporar o método de teste ao AIC e, assim, implementar AIC adaptativos, ou seja, AIC que possam se reconfigurar dinamicamente (com a utilização de outras técnicas) para melhorar a medida do sinal e, por conseguinte, sua reconstrução;
6. Por fim, sem métodos de teste de AIC, não é possível a colocação no mercado de circuitos integrados que realizam a Amostragem Compressiva.

## 1.2 OBJETIVOS

Neste tópico, os objetivos gerais e específicos dessa tese são apresentados.

### 1.2.1 OBJETIVO GERAL

O objetivo geral desse trabalho de tese é propor métodos de teste baseados no padrão IEEE 1241 para conversores analógico para informação que calculem figuras de mérito diretamente das medidas diretas do AIC ( $y$ ), ou seja, sem a necessidade da etapa de reconstrução.

### 1.2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Os objetivos específicos deste trabalho são:

- Estudar a formulação matemática associada à amostragem compressiva;
- Levantar o estado da arte dos trabalhos que tratam de testes para AIC;
- Estudar as figuras de mérito abordadas nos trabalhos de AIC;
- Apontar a necessidade de novos métodos de teste para AIC; e
- Propor novos métodos de teste para AIC.

## 1.3 ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO

Este documento está organizado da seguinte forma: além dessa introdução, no Capítulo 2 descreve-se a fundamentação teórica necessária ao desenvolvimento do trabalho. No Capítulo 3, os métodos de teste desenvolvidos nesse trabalho são explicados detalhadamente. Os matérias e métodos que são utilizados nos ensaios são abordados no Capítulo 4. No Capítulo 5 são apresentados os resultados para os métodos de teste desenvolvidos, além de análises e discussões. Por fim, no Capítulo 6 são feitas considerações finais e sugestões para continuação do trabalho.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo, alguns conceitos teóricos necessários ao desenvolvimento da tese descrita neste trabalho são introduzidos.

Inicia-se com a fundamentação matemática da amostragem compressiva, em seguida os tipos de arquiteturas de AIC existentes são brevemente abordados, com suas diferenças, vantagens e desvantagens e, por fim, é discutido sobre a problemática do teste de AIC, abordando desde os princípios dos métodos de teste para conversores analógicos digitais (ADC) até o estado da arte de testes para AIC.

### 2.1 AMOSTRAGEM COMPRESSIVA

O teorema de amostragem de Shannon/Nyquist estabelece que, para evitar introdução de ruído ao adquirir um sinal, a amostragem deve ser pelo menos duas maior que a maior frequência da banda do sinal ( $f_M$ ) [15]. Caso esse teorema não seja obedecido, o sinal amostrado conterá frequências indesejadas que comprometerão a reconstrução do sinal. Na Figura 2.1 pode-se observar as etapas do processo de amostragem. Na parte (a) da Figura 2.1 pode ser observado um sinal qualquer limitado em frequência a ser amostrado; em (b) pode ser visto o mesmo sinal amostrado com uma frequência de amostragem ( $f_a$ ); em (c) pode ser visto o espectro do sinal considerado em (a); em (d) pode ser visto o espectro do sinal amostrado com a escolha por uma frequência de amostragem ( $f_a$ ) que obedece ao teorema da amostragem ( $f_a > 2f_M$ ); e em (e) pode ser visto o espectro do sinal amostrado com a escolha por uma frequência de amostragem ( $f_a$ ) que não obedece ao teorema da amostragem ( $f_a < 2f_M$ ). Utilizando um filtro passa baixas é possível recuperar o sinal amostrado visto na parte (d) da Figura 2.1 pois não há adição de ruídos já que obedece ao teorema da amostragem, já o sinal amostrado visto na parte (e) da Figura 2.1 não é possível de ser recuperado, pois como pode ser visto, em azul, o processo de amostragem desobedecendo ao teorema da amostragem ( $f_a < 2f_M$ ) introduz recobrimento (aliasing) no espectro do sinal amostrado.

Em muitas aplicações a taxa de amostragem escolhida para o dispositivo eletrônico é alta e resulta em muitas amostras, tornando a compressão um passo necessário antes do armazenamento ou transmissão [15]. Um exemplo de aplicações deste tipo pode ser visto na Figura 2.2, na qual um dispositivo faz a aquisição do sinal de eletrocardiograma (ECG) de um paciente durante um período de tempo e este sinal armazenado é transmitido por meio de comunicação sem fio para um computador no qual o médico irá analisar o exame.

A compressão dos dados armazenados para este caso resulta além de uma menor área no dispositivo para o armazenamento como também uma redução no consumo relativo à transmissão.

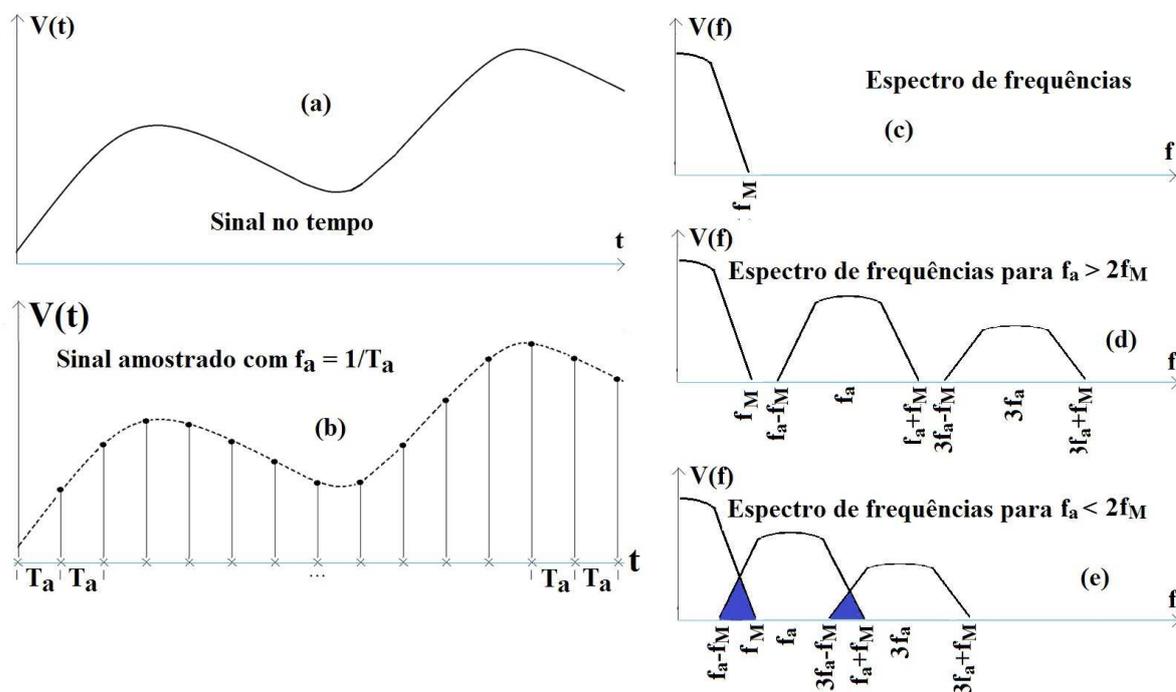


Figura 2.1 – Etapas do processo de amostragem: (a) Sinal limitado em frequência; (b) Sinal amostrado a uma frequência  $f_a$ ; (c) Banda do Sinal a ser amostrado; (d) Espectro do Sinal amostrado obedecendo ao Teorema da Amostragem  $f_a > 2f_M$ ; (e) Espectro do Sinal amostrado não obedecendo ao Teorema da Amostragem com  $f_a < 2f_M$ . Fonte: Autor/Orientador.

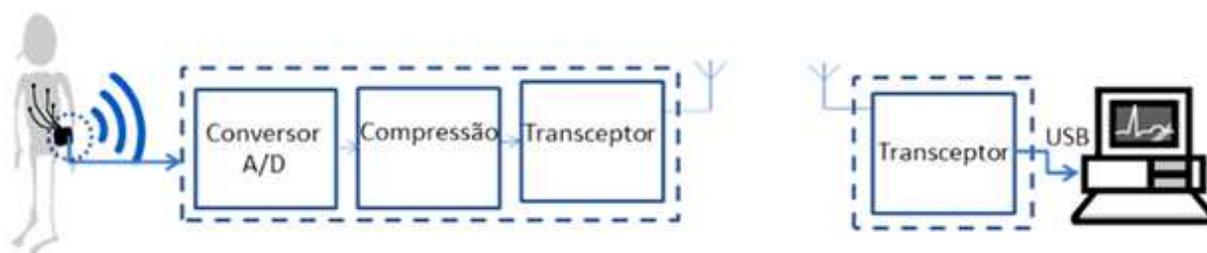


Figura 2.2 – Aplicação de Compressão de Dados.

A amostragem compressiva se apresenta como uma nova teoria que permite capturar e representar sinais compressíveis a uma taxa significativamente abaixo da taxa de Nyquist, utilizando-se do conceito de esparsidade (conceito detalhado no Tópico 2.1.1) [6, 16]. Esta teoria propõe adquirir apenas a informação do sinal em um domínio que o sinal é considerado esparso, ou seja, possui poucos coeficientes diferentes de zero. A reconstrução desse sinal é realizada por meio da solução de um problema de otimização, como é detalhado no Tópico 2.1.3 [17]. Com a utilização da amostragem compressiva na aplicação exemplificada na Figura 2.2 não se faz mais necessário a etapa de compressão,

pois o sinal é amostrado e comprimido ao mesmo tempo, como pode ser visto na Figura 2.3. Os blocos antes de “Conversor A/D” e “Compressão” foram substituídos por apenas um bloco “AIC (Amostragem Compressiva)”. O AIC (conversor analógico para informação) é o *hardware* que implementa a Amostragem Compressiva em termos práticos e é detalhado no Tópico 2.2.

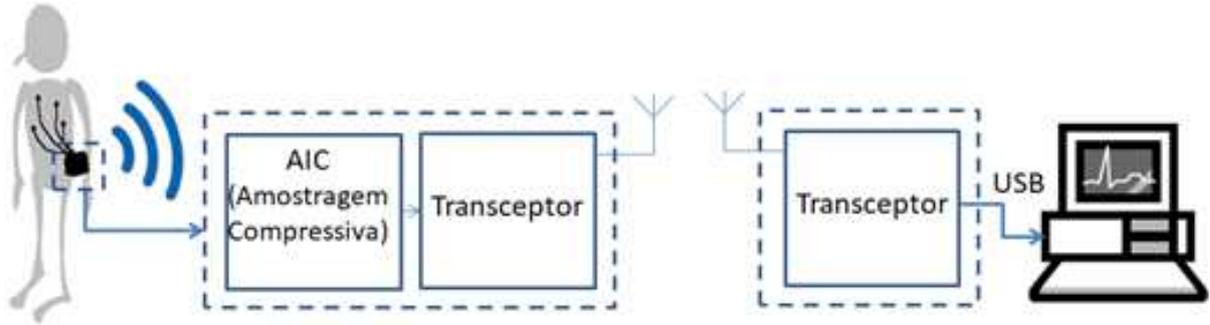


Figura 2.3 – Aplicação utilizando Amostragem Compressiva/AIC na aquisição o sinal.

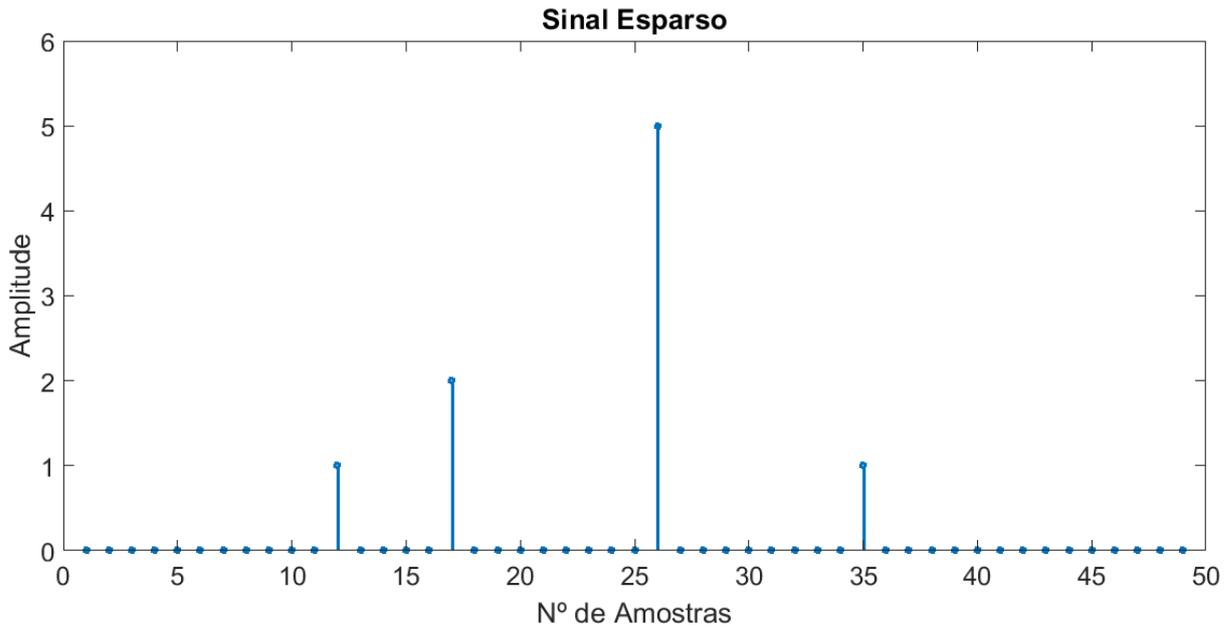
Neste tópico são descritos com mais detalhes os conceitos teóricos relacionados à amostragem compressiva que são necessários ao longo do desenvolvimento deste trabalho.

### 2.1.1 ESPARSIDADE

Considere um sinal discreto no tempo discreto, finito e unidimensional  $\mathbf{x}$ , que pode ser visto como um vetor coluna  $N \times 1$  em  $R^N$  com elementos  $x[n], n = 1, 2, \dots, N$ . Qualquer sinal em  $R^N$  pode ser representado em termos de uma base de  $N \times 1$  vetores  $\{\Psi_i\}_{i=1}^N$  [17]. Por simplicidade, suponha que a base seja ortonormal. Usando a matriz  $\Psi = [\Psi_1 | \Psi_2 | \dots | \Psi_N] N \times N$  com os vetores  $\{\Psi_i\}$  como colunas, um sinal  $\mathbf{x}$  pode ser expresso como na Equação 2.1, em que  $\mathbf{s}$  é o vetor da coluna  $N \times 1$  dos coeficientes de ponderação  $s_i = \langle \mathbf{x}, \Psi_i \rangle = \Psi_i^T \mathbf{x}$  e  $.^T$  denota transposição.

$$\mathbf{x} = \sum_{i=1}^N s_i \Psi_i \text{ ou } \mathbf{x} = \Psi \mathbf{s} \quad (2.1)$$

Claramente,  $\mathbf{x}$  e  $\mathbf{s}$  são representações equivalentes do sinal, com  $\mathbf{x}$  no domínio do tempo, por exemplo, e  $\mathbf{s}$  no domínio  $\Psi$ . O sinal  $\mathbf{x}$  pode ser definido como sendo  $K$ -esparso se esse for uma combinação linear de apenas  $K$  vetores de base, isto é, apenas  $K$  dos coeficientes  $s_i$  na Equação 2.1 são valores diferentes de zero e  $(N - K)$  são zero, como pode ser exemplificado na Figura 2.4, em que  $K = 4$  (o sinal é dito 4-esparso). Por essa definição, a esparsidade pode ser calculada a partir da norma  $l_0$  (quase-norma).

Figura 2.4 – Sinal Esperso com  $K = 4$ 

Um caso de interesse é quando  $K \ll N$  e, dessa forma, o sinal  $\mathbf{x}$  é altamente compressível no domínio  $\Psi$ . Em termos práticos, quando se tem muitos coeficientes  $s_i$  próximos de zero, pode-se considerar esses zero e assim obter  $K \ll N$  [16].

O fato de que sinais compressíveis podem ser bem aproximados por representações  $K$ -esparsas é o fundamento da codificação baseada em transformadas [7]. Nos sistemas de aquisição de dados (por exemplo, câmeras digitais), a codificação por transformada desempenha um papel central: o sinal  $\mathbf{x}$  de  $N$  amostras é adquirido; o conjunto completo de coeficientes de transformação  $\{s_i\}$  é calculado via  $s = \Psi^T \mathbf{x}$ ; os  $K$  coeficientes distantes de zero são localizados e os  $(N - K)$  coeficientes próximos de zero são descartados; e os  $K$  valores e suas posições relativas a  $s$  são codificados [16, 17].

Entretanto, essa estrutura de “amostra e depois comprime” possui três ineficiências inerentes. Primeiro, o número inicial de amostras  $N$  pode ser muito grande mesmo se o  $K$  desejado for pequeno. Em segundo lugar, o conjunto de todos os  $N$  coeficientes de transformação  $\{s_i\}$  devem ser calculados, embora todos, exceto  $K$  elementos, sejam descartados. Em terceiro lugar, as localizações dos  $K$  coeficientes considerados devem ser também codificadas, apresentando assim uma sobrecarga.

A amostragem compressiva tenta diminuir essas ineficiências adquirindo uma representação de sinal comprimido sem passar pelo estágio intermediário de aquisição de  $N$  amostras [16, 17]. Considere um processo de medição linear geral que computa  $M$  produtos internos  $y_j = \langle \mathbf{x}, \Phi_j \rangle$ , sendo  $M < N$ , entre  $\mathbf{x}$  e uma coleção de vetores  $\{\Phi_j\}_{j=1}^M$ , resultando em  $y_j$ . As medidas  $y_j$  compõem um vetor  $\mathbf{y}$  ( $M \times 1$ ) e os vetores de medição  $\Phi_j^T$  como linhas em uma matriz  $\Phi$  ( $M \times N$ ). Então, o vetor  $\mathbf{y}$  pode ser escrito como mostrado

na primeira igualdade da Equação 2.2. Fazendo a substituição de  $\mathbf{x}$ , visto na Equação 2.1, tem-se a segunda igualdade da Equação 2.2 e a terceira igualdade tem-se sabendo que  $\Theta = \Phi\Psi$ .

$$\mathbf{y} = \Phi\mathbf{x} = \Phi\Psi\mathbf{s} = \Theta\mathbf{s} \tag{2.2}$$

Na Figura 2.5 é possível ver a transformação em forma de matriz, tomando a matriz  $\Psi$  como sendo a Transformada Discreta do Cosseno (DCT, do inglês *Discrete Cosine Transform*), por exemplo. A matriz  $\Phi$  é comumente nomeada de matriz de medição (ou matriz de medidas) e a matriz  $\Psi$  é chamada de matriz de esparsidade.

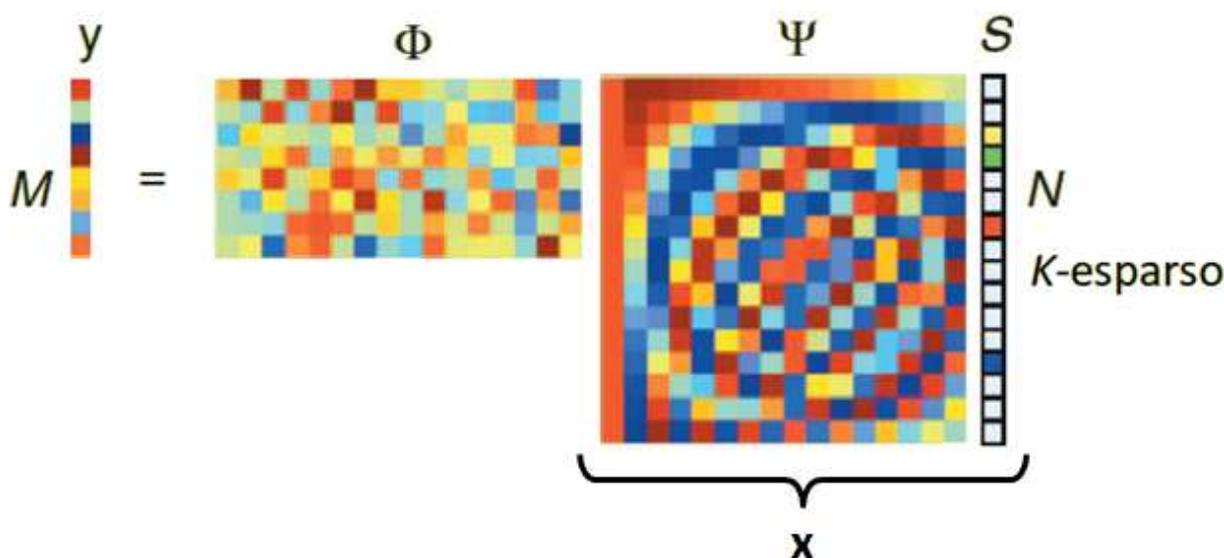


Figura 2.5 – Processo de medição da amostragem compressiva com uma matriz de medida Gaussiana aleatória  $\Phi$  e a matriz  $\Psi$  sendo a matriz da Transformada Discreta do Cosseno (DCT). O vetor  $\mathbf{s}$  é esparso com  $K = 4$ . Adaptada de [1]

O processo de medição não é adaptativo, o que significa que  $\Phi$  é fixo e não depende do sinal  $\mathbf{x}$ . O problema então consiste em projetar a matriz  $\Phi$  estável de modo que a informação pertinente para qualquer sinal  $K$ -esparso ou compressível não seja prejudicada pela redução de dimensão de  $\mathbf{x} \in R^N$  para  $\mathbf{y} \in R^M$  e um algoritmo de reconstrução consiga recuperar  $\mathbf{x}$  a partir de apenas  $M$  medições  $\mathbf{y}$  [16, 17].

Em outros termos, sabe-se que sem nenhuma informação sobre o sinal, não é possível amostrá-lo a uma taxa menor do que a de Nyquist sem a ocorrência de distorções. A ideia da amostragem compressiva é, em síntese, utilizar a informação de esparsidade dos sinais a serem amostrados. Portanto, em termos práticos, assume-se que o sinal amostrado tem esparsidade alta (poucos valores não nulos) em alguma base  $\Psi$   $N \times N$  e, em outra base  $\Phi$   $M \times N$ , realiza-se a amostragem (Equação 2.2). Porém, neste método de amostragem

se faz necessário que essas matrizes obedeçam a certos critérios, como pode ser visto no próximo tópico (2.1.2).

## 2.1.2 MATRIZ DE MEDIÇÃO

A matriz de medição  $\Phi$  deve permitir a reconstrução do sinal  $\mathbf{x}$  de comprimento  $N$  a partir das  $M$  medidas (vetor  $y$ ). Como  $M < N$ , esse problema parece não trivial. Se, no entanto,  $\mathbf{x}$  é  $K$ -esparso e as posições dos  $K$  coeficientes diferentes de zero em  $\mathbf{s}$  são conhecidas, então o problema pode ser resolvido desde que  $M \geq K$  [18]. Além desta, existem algumas condições às quais a matriz de medição deve obedecer para que seja possível reconstruir o sinal depois de adquirido pela amostragem compressiva. Um destes critérios é a incoerência (ou baixa coerência) entre a matriz  $\Phi$  e  $\Psi$ .

Coerência pode ser definida como o maior valor entre todos os produtos internos, feitos dois a dois, entre os elementos de  $\Phi$  e  $\Psi$ , como descrito na Equação 2.3, em que  $N$  é o número de linhas (ou colunas) da matriz de esparsidade.

$$\mu(\Psi, \Phi) = \sqrt{N} \max \{ \Phi^T \Psi \} \quad (2.3)$$

A coerência, então, refere-se a maior correlação entre dois elementos de  $\Phi$  e  $\Psi$ , 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).

O método da Amostragem Compressiva baseou-se, em parte, na premissa de que se  $\Psi$  for uma matriz de esparsidade e tiver baixa coerência com  $\Phi$ , então o sinal representado na base  $\Phi$  não será esparso [19]. Isto significa dizer que a informação total contida no vetor  $\mathbf{x}$  (vetor a ser amostrado) será uniformemente espalhada por todos os coeficientes (elementos) de  $\mathbf{y}$ , de forma que cada elemento carregará parte da informação global do sinal [19, 20].

Como existe redundância no sinal  $\mathbf{x}$  (visto que é um sinal esparso) e a representação do sinal na base  $\Phi$  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, como será visto no tópico 2.1.3 [19]. Assim, a incoerência é uma condição necessária para o sucesso da técnica de Amostragem Compressiva.

### 2.1.3 RECONSTRUÇÃO

O algoritmo de reconstrução do sinal deve, por meio das  $M$  medidas que compõe o vetor  $\mathbf{y}$ , da matriz de medição  $\Phi$  e da base  $\Psi$ , reconstruir o sinal  $\mathbf{x}$  de comprimento  $N$  ou, de forma equivalente, o seu vetor de coeficiente esparsos  $\mathbf{s}$ . Para os sinais  $K$ -esparsos, uma vez que  $M < N$ , podem existir infinitos valores de  $\mathbf{s}$  que satisfazem  $\Theta\mathbf{s} = \mathbf{y}$ , conforme Equação 2.2. Isto é porque se  $\Theta\mathbf{s} = \mathbf{y}$  então  $\Theta(\mathbf{s} + \mathbf{r}) = \mathbf{y}$  para qualquer vetor  $\mathbf{r}$  no espaço nulo de  $\Theta$ ,  $\ker(\Theta) = \{\mathbf{r} \in \mathbb{R}^N : \mathbf{r} = 0\}$ .

O algoritmo de reconstrução de sinal  $\mathbf{x}$  pode ser resolvido formalmente pelo problema de minimização por meio das normas  $l_2$ ,  $l_1$  e  $l_0$ , detalhado a seguir [16].

De maneira clássica, este tipo de problema inverso é resolvido por meio da norma  $l_2$ , isto é, utilizando o método dos mínimos quadrados (MMQ) para encontrar a solução de menor energia para  $\Theta\mathbf{s} = \mathbf{y}$ , resolvendo o problema visto na Equação 2.4:

$$\hat{\mathbf{s}} = \min_{\mathbf{s} \in \mathbb{R}^n} \|\mathbf{s}\|_{l_2} \text{ sujeito a } \Theta\mathbf{s} = \mathbf{y}, \quad (2.4)$$

em que a norma  $l_2$  de  $\mathbf{s}$  é  $\|\mathbf{s}\|_{l_2} = \sum_{i=1}^N |s_i|^2$ .

Embora a Equação 2.4 tenha uma conveniente solução de forma fechada dada por  $\hat{\mathbf{s}} = \Phi^T(\Phi\Phi^T)^{-1}\mathbf{y}$ , a solução é quase nunca esparsa. Como o problema de minimização de norma  $l_2$  ou mínimos quadrados geralmente não retorna um vetor esparsos, alternativas foram buscadas como pode ser visto em [6],[16, 17]. Uma dessas é aplicar diretamente uma restrição de esparsidade (um vetor  $K$ -esparsos deve ter norma  $l_0$  igual a  $K$ ) na solução, isto é, resolver o problema de minimização visto na Equação 2.5:

$$\hat{\mathbf{s}} = \min_{\mathbf{s} \in \mathbb{R}^n} \|\mathbf{s}\|_{l_0} \text{ sujeito a } \Theta\mathbf{s} = \mathbf{y}, \quad (2.5)$$

Esta solução pode recuperar um sinal  $K$ -esparsos exatamente com alta probabilidade utilizando apenas  $M = K + 1$  medidas gaussianas independentes e distribuídas de forma idêntica [21, 22]. Entretanto, a resolução da Equação 2.5 é numericamente instável e NP completa, exigindo uma enumeração exaustiva de todos  $\binom{N}{K}$  locais possíveis das entradas diferentes de zero em  $\mathbf{s}$  [21, 22].

A resolução desse problema, então, busca a solução mais esparsa da Equação 2.2, contudo, como já mencionando, é um problema NP-completo. Uma das soluções possíveis é a utilização de algoritmos de busca gulosa, adicionando sucessivamente componentes não nulos a uma aproximação esparsa de  $\mathbf{s}$  [21, 22, 23].

De forma interessante, a otimização baseada na norma  $l_1$ , descrita na Equação 2.6, pode recuperar exatamente os sinais  $K$ -esparsos e aproximar os sinais compressíveis com alta probabilidade usando apenas  $M \geq cK \log(N/K)$  medidas gaussianas independentes e distribuídas de forma idêntica [23, 24, 25, 26]. Este é um problema de otimização convexa que se reduz convenientemente a um programa linear conhecido como base de busca cuja complexidade computacional é  $O(3N)$  [23]. Outros algoritmos de reconstrução relacionados são propostos em [23] e [26].

$$\hat{s} = \min_{s \in \mathbb{R}^n} \|s\|_{l_1} \quad \text{sujeito a } \Theta s = y, \quad (2.6)$$

em que a norma  $l_1$  de  $s$  é  $\|s\|_{l_1} = \sum_{i=1}^N |s_i|$ .

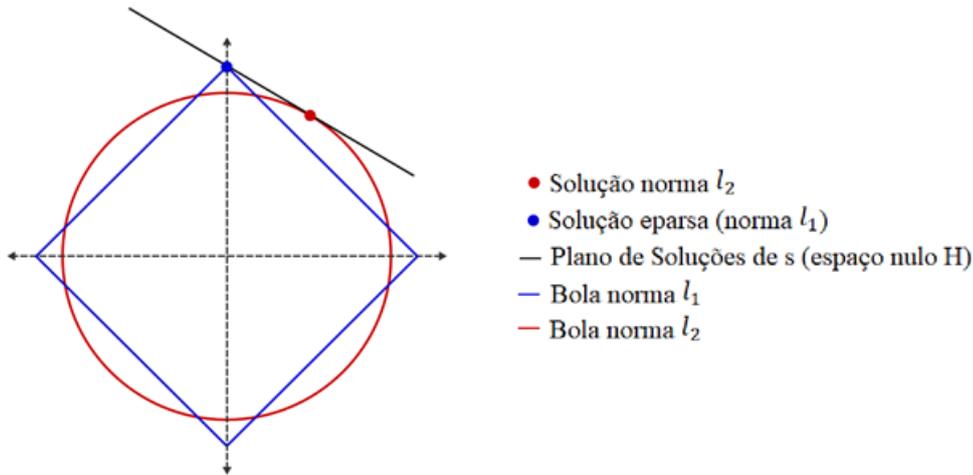


Figura 2.6 – Minimizações por  $l_1$  e por  $l_2$  para um caso 2-dimensional.

A geometria do problema de amostragem compressiva em  $R^N$  ajuda a visualizar por que a reconstrução utilizando a norma  $l_2$  não consegue encontrar a solução esparsa que pode ser identificada pela reconstrução utilizando a norma. O conjunto de todos os vetores de  $K$ -esparsos  $s$  em  $R^N$  é um espaço não linear consistindo em todos os hiperplanos de  $K$ -dimensões que estão alinhados com os eixos de coordenadas. O espaço nulo  $\mathbf{H} = \ker(\Theta) + s$  é orientado em um ângulo aleatório devido à aleatoriedade na matriz  $\Phi$  como mostrado na Figura 2.6 (é importante destacar que na prática  $N, M, K \gg 3$ , então qualquer intuição baseada em três dimensões pode ser um pouco ilusória [16]). A solução que minimiza  $s$  por meio da norma  $l_2$  (ver Equação 2.4) é o ponto em  $\mathbf{H}$  mais próximo da origem. Este ponto pode ser encontrado expandindo uma esfera até entrar em contato com  $\mathbf{H}$ . Devido à orientação aleatória de  $\mathbf{H}$ , o ponto mais próximo tem alta probabilidade de estar longe dos eixos de coordenadas e, portanto, não será esparsos e assim distante da resposta correta de  $s$ . Em contraste, o octaedro da norma  $l_1$  na Figura 2.6 tem pontos alinhados com os eixos de coordenadas.

Portanto, quando o octaedro da norma  $l_1$  é expandido, ela primeiro contatará o espaço nulo  $\mathbf{H}$  em um ponto próximo aos eixos de coordenadas, que é precisamente onde o vetor esparsos  $\mathbf{s}$  está localizado.

### 2.1.4 VISÃO GERAL

Na Figura 2.7 é mostrada uma visão geral do framework da teoria da Amostragem Compressiva. Em resumo, o sinal de entrada  $\mathbf{x}(N \times 1)$  é amostrado e comprimido por meio da matriz de medição  $\Phi(M \times N)$  resultando no vetor  $\mathbf{y}(M \times 1)$ , que na prática corresponde as saídas do AIC. Para a etapa de Reconstrução, um algoritmo de otimização implementa a operação de busca por uma solução esparsa  $\mathbf{s}(N \times 1)$  a partir do vetor  $\mathbf{y}(M \times 1)$  de medidas e da matriz de medidas  $\Phi(M \times N)$  utilizando uma matriz de transformação  $\Psi(N \times N)$ , em que  $\Phi(M \times N) \Psi(N \times N) \mathbf{s}(N \times 1) = \mathbf{y}(M \times 1)$  e  $\Phi(M \times N) \Psi(N \times N) = \Theta(M \times N)$  como visto na Equação 2.2.

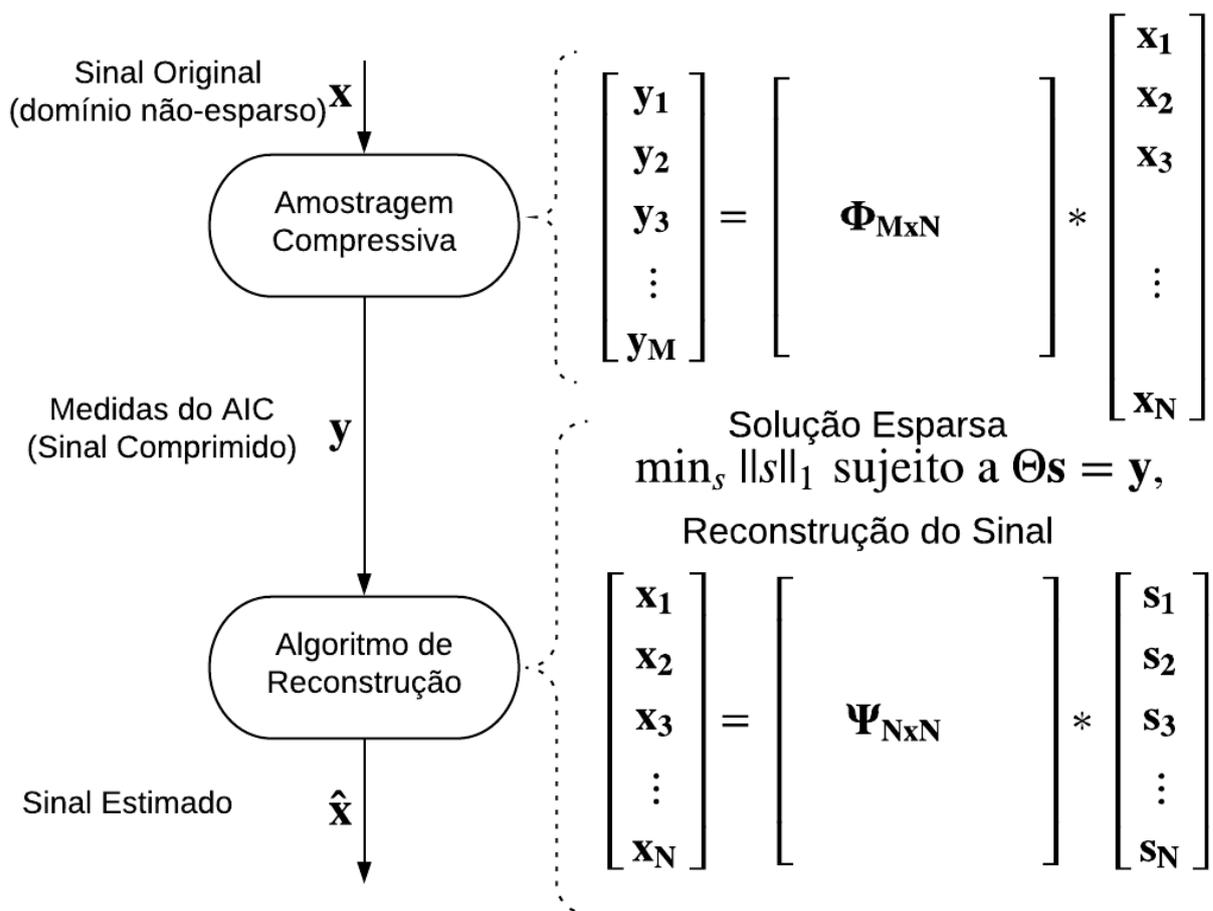


Figura 2.7 – Visão Geral do *Framework* da Teoria da Amostragem Compressiva.

## 2.2 ARQUITETURAS DE AIC

O objetivo deste tópico é fornecer uma visão geral de diferentes arquiteturas e soluções introduzidas até agora para a implementação de *hardware* de conversores analógico-para-Informação (AIC). Para cada arquitetura, alguns exemplos de arquiteturas já implementados são mostrados.

### 2.2.1 AMOSTRAGEM ALEATÓRIA (*RANDOM SAMPLING*)

Nos sistemas de aquisição padrão, as amostras do sinal são tomadas regularmente no eixo do tempo a uma taxa dada (geralmente não inferior à de Nyquist). Os AIC baseados em *Random Sampling* (RS) evitam essa regularidade para produzir um número  $m$  de medidas aleatoriamente espaçadas que, em média, são menores do que as produzidas pela amostragem de Nyquist, enquanto ainda permite a reconstrução de todo o sinal, pois se consegue capturar a informação do sinal [26].

Em termos mais gerais,  $m$  instantes de amostragem  $\tau_j$ , em que  $j = 0, 1, \dots, m - 1$ , são definidos em qualquer lugar ao longo do eixo do tempo, de modo que as medições  $j$ -ésima sejam dadas pela Equação 2.7.

$$y_j = \int_0^{T_w} \delta(t - \tau_j) x(t) dt \quad (2.7)$$

No entanto, qualquer implementação escolherá o  $j$  entre os pontos de tempo regularmente espaçados, permitindo assim selecioná-los por quantidades digitais, como pode ser visto na Figura 2.8. Nesse caso, uma abordagem de amostragem aleatória (*random sampling*) pode ser considerada como o processo de tomar apenas um subconjunto aleatório de tamanho  $m$  entre as  $n$  amostras dos sinais [26].

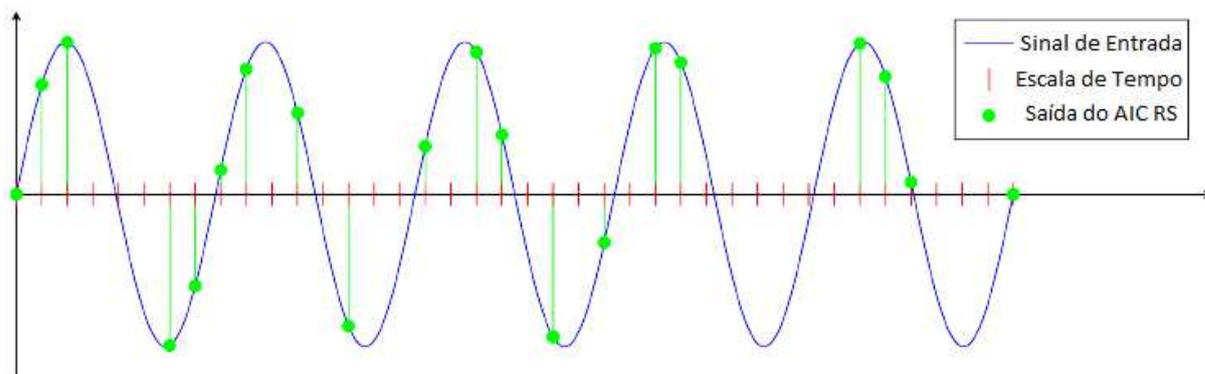


Figura 2.8 – O processo de aquisição de um AIC baseado em amostragem aleatória (do inglês, *random sampling*) (Adaptado de [12]).

Amostrando o sinal de entrada visto na Figura 2.8, uma escala de tempo de tamanho  $N$  (tiques vermelhos), cujo comprimento do passo é um intervalo  $T_s = \frac{1}{f_s}$ . Esse intervalo limita o componente de frequência máxima do sinal de entrada que pode ser adquirido, que deve ser inferior a  $\frac{f_s}{2} = \frac{1}{2 \times T_s}$  (Teorema de Nyquist). Entre os  $N$  tiques da escala de tempo,  $M$  deles são selecionados aleatoriamente e o sinal é adquirido nos tempos correspondentes a esses tiques (amostras verdes na Figura 2.8). Neste caso, as amostras são adquiridas a uma frequência de amostragem média igual à  $f_s \times (M/N)$ .

A matriz de medidas pode ser montada simplesmente considerando uma matriz esparsa ( $A$ ), em que elementos iguais a 1 estão presentes, um em cada linha, em todas as colunas correspondentes a uma posição na qual a amostragem ocorre [26]. Um exemplo de uma matriz de medidas ( $A$ ) é representado na Equação 2.8. Essa matriz possui as seguintes propriedades, mostrada na Equação 2.9, isto é, existe um elemento não nulo em cada linha e, no máximo, um elemento não nulo em cada coluna. Os eventos de amostragem ocorrem em cada instante de tempo associado a uma coluna não-nula de  $A$ , como indicado na Equação 2.8.

$$\begin{cases} A_{j,k} \in \{0, 1\}, \forall j, \forall k \\ \|A_j\|_0 = 1, \forall j \\ \|A_k\|_0 = 1, \forall k \end{cases} \quad (2.8)$$

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

A matriz  $A$  mostrada na Equação 2.9, por exemplo, é uma matriz  $8 \times 16$ , o que implica dizer que 8 amostras foram escolhidas aleatoriamente entre 16.

Nos artigos [27, 28, 29], podem ser vistas implementações para este tipo de arquitetura. No caso de [8] e [27], a arquitetura foi implementada usando um amostrador não-uniforme (este tipo de arquitetura de AIC também pode ser chamada de *Non Uniform Sampler* – NUS).

Em [28] e [29] são implementados AIC RS usando circuitos *Level Crossing* (LC), sendo a única mudança entre eles mudança no algoritmo da parte digital.

## 2.2.2 DEMODULADOR ALEATÓRIO (*RANDOM DEMODULATION*)

O Demodulador Aleatório (do inglês, *Random Demodulation* - *RD*) é uma arquitetura que implementa a amostragem compressiva e satisfaz o princípio da isometria restrita (do inglês, *Restricted Isometry Property* – *RIP*), isto é, satisfaz a propriedade que estabelece as condições necessárias e suficientes para garantir a unicidade da reconstrução do sinal medido, mesmo na presença de ruído (esse princípio encontra-se em [1] e [30] bem como suas demonstrações), se os sinais considerados forem esparsos no domínio da frequência [26][31].

A arquitetura básica do Demodulador Aleatório, mostrada na Figura 2.9, consiste em um mixer (misturador/multiplicador), um integrador e um conversor analógico-digital (ADC). As entradas para o mixer são o sinal de entrada e uma sequência pseudoaleatória de +1 e -1. Esta sequência pode ser gerada digitalmente usando um registrador de deslocamento com realimentação linear (do inglês, *Linear Feedback Shift Register* - *LFSR*), por exemplo, e um conversor digital para analógico para gerar um sinal aleatório analógico.

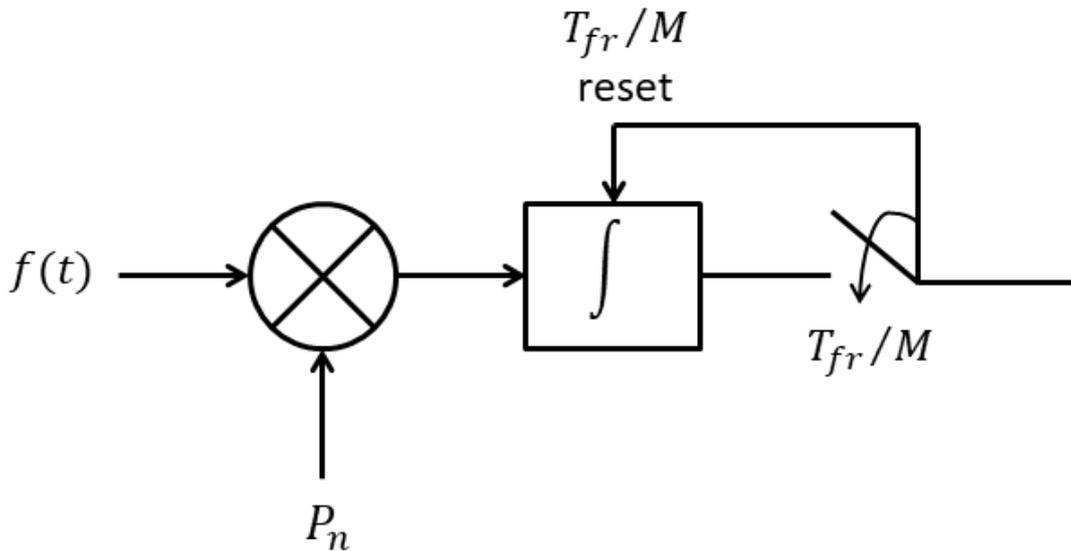


Figura 2.9 – Diagrama de Blocos da Arquitetura Demodulador Aleatório.

O sinal de entrada é misturado/multiplicado com a sequência pseudoaleatória, o sinal resultante é integrado e, então, amostrado pelo ADC. O integrador é reiniciado após cada amostra ser adquirida pelo ADC [31, 32, 33, 34]. O demodulador aleatório permite a recuperação do sinal para sinais que são somas de poucas senoides cujas frequências são obtidas a partir de um grande conjunto de frequências possíveis. Ou seja, o sinal  $f(t)$  pode ser escrito como mostrado na Equação 2.10.

$$f(t) = \sum_{k=1}^K \alpha_k e^{\frac{j2\pi w_k t}{N}} \quad (2.10)$$

Este modelo se adapta a todos os sistemas que processam sinais *frame a frame*, o que é comum nos receptores de rádio. Por exemplo, se o sinal  $f_{fr}(t)$  for o sinal  $f(t)$  restrito a uma janela de tempo de duração  $T_{fr}(t)$ , então  $f_{fr}(t)$  pode ser escrito como visto na Equação 2.11, em que  $\check{F}$  é a transformada de Fourier de  $f(t)$ .

$$f_{fr}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \check{F} \left( \frac{2\pi k}{T_{fr}} \right) e^{\frac{j2\pi tk}{T_{fr}}} \quad (2.11)$$

Com base no modelo de sinal na Equação 2.7, o sinal analógico pode ser representado por um vetor de tempo discreto  $\alpha$ . Além disso, as medidas discretas na saída do ADC podem ser escritas como  $\mathbf{y} = \Phi\alpha$  [32], de modo que o demodulador aleatório pode ser analisado usando os métodos de amostragem compressiva (apresentado no tópico 3.1).

A maioria das implementações utilizando esta arquitetura [32, 33, 34, 35] se utilizam de filtros no lugar do integrador, como pode ser visto na Figura 2.10.

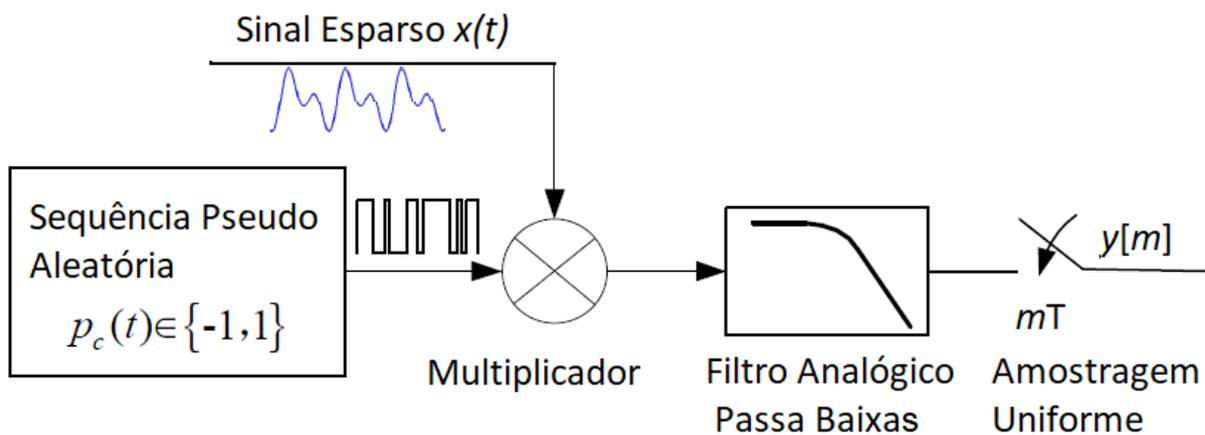


Figura 2.10 – Arquitetura RD com filtro no lugar do integrador (Adaptado de [25]).

### 2.2.3 PRÉ-INTEGRADOR DE MODULAÇÃO ALEATÓRIA (RMPI)

A arquitetura Pré-Integrador de Modulação Aleatória (do inglês, *Random Modulator Pre-Integration*, RMPI) consiste em uma variação da arquitetura RD que usa canais paralelos, como pode ser visto na Figura 2.11, em que cada canal se configura como um RD, no qual possui um multiplicador e um integrador cujo sua saída no final do período  $T_w$  se configura como a medida do sinal  $\hat{y}_n$ , em que  $n$  é o número do canal [36].

Pode-se citar como vantagem desta paralelização o seguinte ponto: para uma taxa de amostragem global fixa, é possível diminuir a taxa de amostragem ADC de cada canal aumentando o número de canais [37].

Nesta arquitetura,  $x(t)$  é processado de forma independente por  $M$  diferentes canais para calcular ao mesmo tempo os produtos internos. No canal  $j$ -ésimo, primeiro é multiplicado pela  $j$ -ésima função de "detecção" (sequência pseudoaleatória) e, em seguida, integrado ao longo de uma janela de tempo  $T_w$ . Os valores resultantes  $y_i$  podem ser convertidos em forma digital por um ADC sub-Nyquist compartilhado, cuja taxa é  $M/T_w$  conversões por unidade de tempo, que é muito menor em relação à taxa de Nyquist  $1/T = N/T_w$ , em que  $N$  são as amostras requeridas obedecendo ao critério de Nyquist (como já mencionado em 2.1,  $M < N$ ) [36].

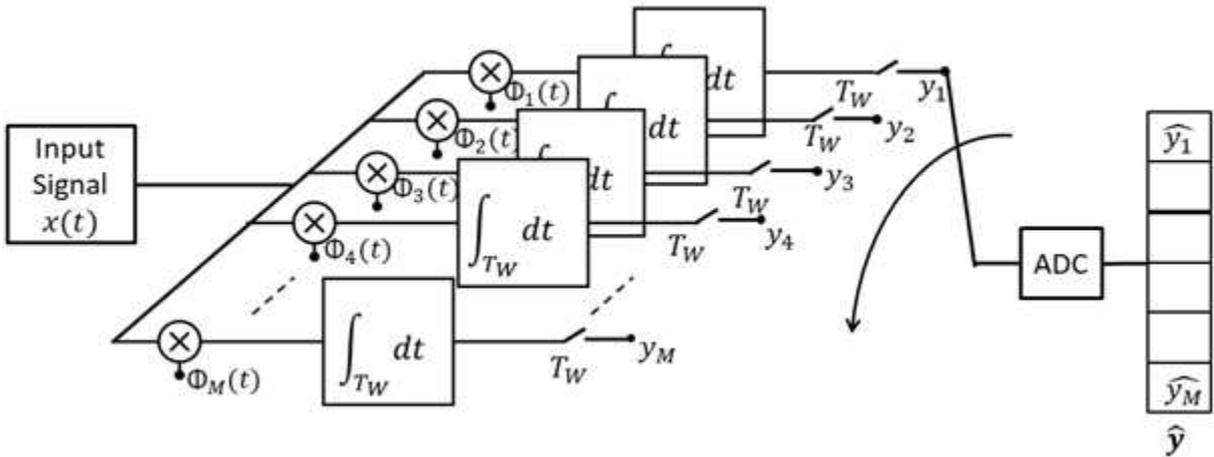


Figura 2.11 – Diagrama de blocos da Arquitetura *Random Modulator Pre-Integration* (RMPI) [36].

No caso de um sinal de entrada de tempo discreto, qualquer realização em uma janela de tempo de comprimento  $T_w = NT$  é expressa por um vetor  $x = \{x_1, x_2, \dots, x_N\} \in R^N$ , em que os  $x_i$  para  $i = 1, \dots, N$  representam as equivalentes amostras à taxa de Nyquist. As  $M$  medidas ainda são obtidas por meio do produto interno entre  $x$  e o conjunto de  $M$  vetores de "detecção" (*sensing*)  $\Phi_j \in R^N$ , como descrito na Equação 2.12 em que  $\Phi_{j,i}$  é o  $i$ -ésimo elemento do  $j$ -ésimo vetor [36].

$$y_i = \langle \Phi_j, x \rangle_N = \sum_{i=1}^N \Phi_{j,i} x_i \quad (2.12)$$

Por definição a matriz de medidas  $\Phi \in R^{M \times N}$ , cujo  $M$  linhas são os vetores  $\Phi_j$ , assim pode-se expressar o vetor de medidas  $\mathbf{y} = \Phi \mathbf{x}$ . Assim, temos que  $j$  varia de 1 até  $M$ . Nas implementações [38, 39, 40] faz-se cada linha da matriz de medidas  $\Phi$  uma sequência pseudoaleatória gerada por um polinômio primitivo usando um LFSR.

## 2.3 TESTE PARA AIC

Segundo o IEEE Std. 1241, testar um conversor analógico-digital consiste em propor métodos padronizados a fim de medir suas figuras de mérito, elas quais podem ser estáticas ou dinâmicas, como por exemplo: erros de linearidade, *offset*, relação sinal-ruído, entre outras [4].

Para o caso de conversores analógicos digitais convencionais, ou seja, que obedecem ao critério de Nyquist, já existem métodos de teste padrões para extrair estas figuras de mérito [4]. Já quando se trata de conversores analógico para informação ainda não existe nenhum padrão de teste.

Segundo [14], o teste para AIC é uma tarefa mais difícil do que o teste ADC tradicional, devido às seguintes razões: (i) o sinal de saída AIC de várias arquiteturas AIC tem um forte comportamento estocástico, devido à mistura com as sequências pseudoaleatórias, é difícil analisar tanto no tempo quanto no domínio da frequência; e (ii) os parâmetros do algoritmo de reconstrução podem afetar os resultados da AIC.

Além disso, devido à sensibilidade dos algoritmos de reconstrução às diferenças entre a matriz projetada e a real, o teste pode ser necessário durante a realização dos protótipos, não só depois dele [19, 20, 21, 22, 23].

A pesquisa dedicada aos métodos de teste e figuras de mérito para caracterizar AIC independentemente de sua arquitetura ainda está em sua fase inicial [14].

Em [11] foi apresentado um primeiro estudo sobre um método de teste para AIC. A pesquisa foi focada no teste de domínio de frequência de um AIC RD, uma vez que a abordagem de domínio de frequência é principalmente usada em telecomunicações, campo de aplicação principal de AIC.

Por analogia com o teste para medir as figuras de méritos dinâmicas do ADC, a abordagem seguida em [11] para o teste em AIC consiste em usar um sinal senoidal como entrada, aplicando um algoritmo de reconstrução e caracterizando o espectro do sinal reconstruído, por meio das figuras ADC tradicionais de mérito especificadas em IEEE Std. 1241 [4].

Um estudo de simulação da influência da não-linearidade do mixer, o comprimento do filtro, e um parâmetro de reconstrução foi apresentado. Os resultados da simulação mostram que ambas as não-linearidades do mixer contribuem para aumentar o nível de ruído, bem como o nível dos componentes harmônicos. Isso é bastante diferente do que acontece nos ADC tradicionais, onde as não-linearidades não afetam o nível do ruído [11].

Em [12], um protótipo do RD AIC foi realizado com o objetivo de verificar a capacidade de [4] ser usado efetivamente para caracterizar os AIC como ADC.

O protótipo realizado tem uma largura de banda de 100 MHz limitada pela taxa de 200 MHz do PRBS (*Pseudorandom Binary Sequence*), enquanto um relógio de amostragem de 50 MSa/s foi adotado para conduzir um ADC de 12 bits. Neste caso, de forma diferente da maioria dos outros apresentados acima, o protótipo é feito de componentes e instrumentos de prateleira. Como em todos os casos apresentados acima, o protótipo depende de um ADC externo e a solução do problema da reconstrução é realizada por meio de um PC. A fim de ter em conta a peculiaridade do RD AIC versus o ADC, uma modificação da definição da distorção harmônica total (THD, do inglês, *Total Harmonic Distortion*) de [4] foi proposta pela inclusão da energia dos componentes de *aliasing*. A análise mostrou que as figuras de mérito propostas são, em geral, capazes de avaliar o desempenho do RD AIC. No entanto, os valores devem ser observados para diferentes valores dos parâmetros do algoritmo de reconstrução, pois dependendo dos valores pode ocultar os efeitos do ruído e distorção [12].

Na área de testes de AIC, é fato que ainda é necessário muito trabalho [14]. Por exemplo, os resultados obtidos em [12] dependem do algoritmo de reconstrução. É necessário um método de teste capaz de caracterizar o *hardware* AIC independentemente do algoritmo de reconstrução.

Em [13], uma adaptação do método de teste *sine wave fit* do padrão IEEE Std 1241 é desenvolvida vislumbrando a aplicação em conversores AIC. A grande diferença entre este método de teste e os mencionados anteriormente é que a extração da figura de mérito é realizada a partir das medidas do sinal e não mais após a reconstrução do sinal. Este método será explicado com mais detalhes no próximo tópico (2.3.1)

### 2.3.1 MÉTODO DE TESTE *SINE WAVE FIT* DE TRÊS PARÂMETROS PARA AIC

O método *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 [41]. Na Figura 2.12 pode ser visualizada uma configuração para a aplicação deste método em um conversor analógico digital.

Por meio deste método de teste é possível calcular figuras de mérito dinâmicas como SNR (Relação Sinal-Ruído), SINAD (Relação Sinal-Ruído-Distorção) e ENOB (Número Efetivo de Bits). O cálculo é realizado a partir do erro RMS (Erro Médio Quadrático, do

inglês, *Mean Square Error*) de uma estimativa do senoide de entrada, como será detalhado a seguir.

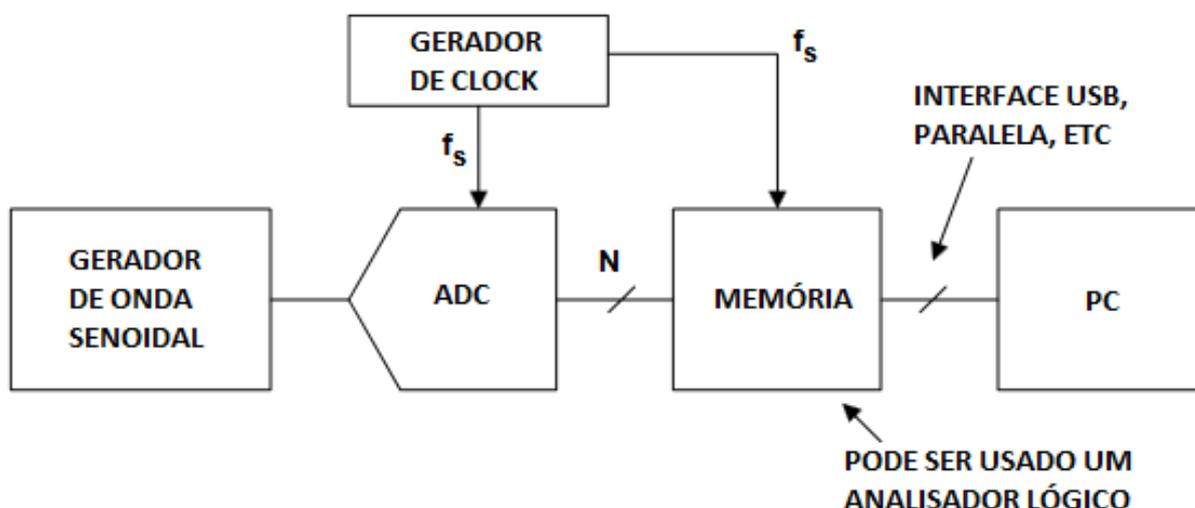


Figura 2.12 – Configuração para a aplicação do método *sine wave fit* em um conversor analógico digital. (Adaptado de [41]).

### 2.3.1.1 ALGORITMO *SINE WAVE FIT* (PADRÃO IEEE 1241)

O algoritmo *sine wave fit* é um método que se utiliza do método dos mínimos quadrados para ajustar os dados da forma de onda digitalizada a uma onda senoidal no caso em que a frequência da senoide é conhecida [4]. O algoritmo será apresentado usando a notação matricial.

Uma senoide pode ser escrita pela Equação 2.13.

$$x[n] = A_0 \cos(2\pi f_0 t_n) + B_0 \sin(2\pi f_0 t_n) + C_0 \quad (2.13)$$

Supondo que um registro contenha a sequência de  $M$  amostras ( $x[1], x[2], \dots, x[M]$ ) tomadas nos tempos discretos  $t_1, t_2, \dots, t_M$ . Sendo assim, o algoritmo encontra os valores de  $A_0$ ,  $B_0$  e  $C_0$  que minimizam a soma de diferenças quadradas vista na Equação 2.14, em que  $f_0$  é a frequência da senoide de entrada.

$$\sum_{n=1}^M [x[n] - A_0 \cos(2\pi f_0 t_n) - B_0 \sin(2\pi f_0 t_n) - C_0]^2 \quad (2.14)$$

Para encontrar os valores para  $A_0$ ,  $B_0$  e  $C_0$ , primeiro as matrizes representadas nas Equações 2.15, 2.16 e 2.17 são formadas.

$$\mathbf{D}_0 = \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_0 t_1) & \text{sen}(2\pi f_0 t_1) & 1 \\ \cos(2\pi f_0 t_2) & \text{sen}(2\pi f_0 t_2) & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(2\pi f_0 t_M) & \text{sen}(2\pi f_0 t_M) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\mathbf{x}[\mathbf{n}] = \mathbf{D}_0 = \begin{bmatrix} x[1] \\ x[2] \\ \vdots \\ x[M] \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\mathbf{s}_0 = \mathbf{D}_0 = \begin{bmatrix} A_0 \\ B_0 \\ C_0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Em notação matricial, a soma das diferenças dos quadrados da Equação 2.14 é dada pela descrita na Equação 2.18, em que  $(*)^T$  designa transposição do vetor ou matriz (\*).

$$(x - D_0 s_0)^T (x - D_0 s_0) \quad (2.18)$$

A solução de mínimos quadrados,  $\hat{s}_0$ , que minimiza a Equação 2.18 é dada pela Equação 2.19.

$$\hat{s}_0 = (D_0^T D_0)^{-1} (D_0^T x) \quad (2.19)$$

Os componentes de  $\hat{s}_0$  podem então ser usados na Equação 2.13 para calcular a função estimada e assim calcular os resíduos, como pode ser descrito na Equação 2.20.

$$r[n] = x[n] - A_0 \cos(2\pi f_0 t_n) - B_0 \text{sen}(2\pi f_0 t_n) - C_0 \quad (2.20)$$

Desta forma, é possível calcular o Erro Médio Quadrático (EMQ, em inglês *Mean Square Error*, MSE) por meio da Equação 2.21. A partir do EMQ pode-se calcular as figuras de mérito dinâmicas já citadas.

$$e_{rms} = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{n=1}^M r[n]^2} \quad (2.21)$$

### 2.3.1.2 ALGORITMO *SINE WAVE FIT* ESTENDIDO PARA AIC

Em [13] é feita uma adaptação no algoritmo descrito no Tópico 2.3.1.1, de forma que com este método se consiga efetuar o cálculo da SINAD diretamente a partir das medidas ( $\mathbf{y}$ ) feitas em um conversor analógico para informação.

Para tanto, [13] se utiliza do conceito de esparsidade, no qual o sinal  $\mathbf{y}$  pode ser escrito conforme a Equação 2.1 ( $\mathbf{y} = \Phi \mathbf{x}$ ). Neste caso, o sinal  $\mathbf{y}$  é uma versão comprimida do sinal  $\mathbf{x}$  por meio da Amostragem Compressiva e é conhecida como medida do sinal, como pode ser visto na Figura 2.13, em que  $M$  é menor do que  $N$ .

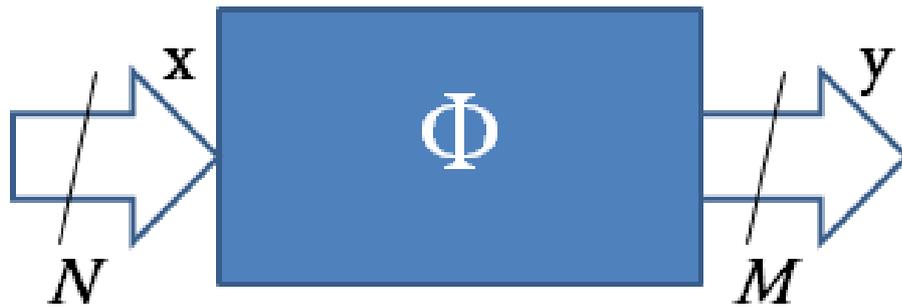


Figura 2.13 – Compressão do vetor  $\mathbf{x}$ , reduzido para um vetor  $\mathbf{y}$  de tamanho  $M$ , com  $M < N$  pela transformação linear, representada por uma multiplicação pela matriz  $\Phi(M \times N)$ .

Sendo assim, para ampliar o método *sine wave fit* (visto no tópico 2.3.1), portanto, o efeito de  $\Phi$  deve ser levado em consideração. Em particular, se  $x(t)$  é uma onda senoidal com uma frequência conhecida  $f_0$ , os parâmetros da melhor aproximação do sinal de onda senoidal de entrada podem ser encontrados resolvendo o problema de minimização pelos mínimos quadrados visto na Equação 2.22, em que a matriz  $\Phi$  é conhecida e  $D_0$  e  $s_0$  podem ser escritos como visto nas Equações 2.23 e 2.24, respectivamente.

$$\hat{s}_0 = \arg \min_{s_0} \|\mathbf{y} - \Phi \mathbf{D}_0 \mathbf{s}_0\|^2 \quad (2.22)$$

$$\mathbf{D}_0 = \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_0 t_1) & \text{sen}(2\pi f_0 t_1) & 1 \\ \cos(2\pi f_0 t_2) & \text{sen}(2\pi f_0 t_2) & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(2\pi f_0 t_N) & \text{sen}(2\pi f_0 t_N) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$\mathbf{s}_0 = \begin{bmatrix} A_0 \\ B_0 \\ C_0 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

A solução do problema na Equação 2.22 é fácil calcular como pode ser visualizado na Equação 2.25.

$$\mathbf{s}_0 = \left( (\Phi \mathbf{D}_0)^T (\Phi \mathbf{D}_0) \right)^{-1} (\Phi \mathbf{D}_0)^T \mathbf{y} \quad (2.25)$$

Uma vez que  $s_0$  foi calculado, a estimativa do sinal de entrada pode ser calculada como descrito na Equação 2.26.

$$\hat{x}(t) = A_0 \cos(2\pi f_0 t) + B_0 \text{sen}(2\pi f_0 t) + C_0 \quad (2.26)$$

Portanto, a SINAD pode ser calculada pela Equação 2.27, em que  $A_{rms}$  e  $NAD$  podem ser descritas pelas Equações 2.28 e 2.29, respectivamente. Na Equação 2.29,  $\Phi(m, n)$  é o elemento da matriz  $\Phi$  da  $m$ -ésima linha e  $n$ -ésima coluna.

$$\text{SINAD} = 20 \log_{10} \frac{A_{rms}}{NAD} \quad (2.27)$$

$$A_{rms} = \frac{\sqrt{A_0^2 + B_0^2}}{\sqrt{2}} \quad (2.28)$$

$$NAD = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{M-1} \left( y_m - \sum_{n=0}^{N-1} \Phi_{m,n} \hat{x}(t_n) \right)^2} \quad (2.29)$$

Como visto neste capítulo, o teste para AIC não foi investigado com a mesma frequência que o projeto e implementação de protótipos, embora seja claramente uma tarefa não trivial, como pode ser visto nos artigos citados neste tópico. Em particular, pode-se dizer que as figuras de mérito devem ser redefinidas de acordo com a necessidade de ter resultados comparáveis independentes da arquitetura AIC.

## 3 MÉTODOS DE TESTE PROPOSTOS PARA AIC

No Tópico 2.3, que trata do estado da arte do de teste para AIC, pode ser visto que testar AIC ainda é um problema em aberto. Apenas um método de teste, que calcula as figuras de mérito a partir das medidas do sinal (sem precisar da reconstrução do sinal), foi encontrado na pesquisa bibliográfica [13].

Esse método é baseado no padrão IEEE 1241 de testes para conversores analógicos digitais [4], baseado no método de teste sine wave fit, e, de forma geral, consegue extrair a SINAD do AIC em teste substituindo o sinal de entrada pela equação de esparsidade (Equação 2.1), como já visto no Tópico 2.3.

Pode-se citar como problemas gerais desse método:

1. Diferentemente de um conversor analógico-digital convencional, não se tem um sinal de referência para testes de um AIC, o que implica dizer que não necessariamente testando um AIC para uma senoide, como faz o método, isto valerá para outros sinais aplicados no AIC. No caso do conversor analógico digital convencional, já existe um padrão de testes [4] e se tem a senoide como um dos sinais de referência.
2. O método apresentado baseia-se, conforme o Tópico 2.3, no padrão para ADC convencionais (ou seja, conversores que seguem o teorema de Nyquist). Como AIC utilizam da teoria da amostragem compressiva é possível levantar o seguinte questionamento: As figuras de mérito do AIC devem ser as mesmas de um ADC convencional? Quanto a este questionamento, nesta tese aceitou a hipótese de se iniciar o estudo de teste para AIC a partir das mesmas figuras de mérito com o intuito de permitir a comparação AIC e ADC de forma justa.
3. O método foi validado apenas para um tipo de arquitetura de AIC, *random sampling*, sendo os resultados apresentados apenas em simulação.

Baseando-se nestas informações, algumas lacunas podem ser vistas neste tema abrindo oportunidade de trabalhos para que a área de teste em AIC venha a ter avanços.

Sendo assim, neste trabalho foram desenvolvidos dois métodos de teste para AIC que extraem as figuras de mérito diretamente das medidas do sinal. O primeiro método permite calcular a SINAD de sinais multi-tons (multi-seno), com o intuito de verificar o

desempenho do AIC com relação à esparsidade do sinal de entrada. Esse método pode ser visto como uma extensão do método *sine wave fit* (três parâmetros) adaptado para AIC. O segundo método é uma adaptação do algoritmo de *sine wave fit* (quatro parâmetros) para AIC que permite calcular a SINAD sem o conhecimento prévio da frequência de entrada da senoide de teste. Os dois métodos serão detalhados nesta seção, nos tópicos 3.1 e 3.2.

### 3.1 TESTE PARA SINAIS MULTI-TONS (MULTI-SENO)

Partindo do método *sine wave fit* expandido para AIC, após validá-lo com resultados experimentais preliminares conforme é descrito no capítulo de Resultados (Tópico 5), esse método foi expandido para uma classe de sinais, os sinais resultantes da soma de senoides (multi-seno ou multi-tons), e não apenas para um tom de senoide (como é feito em [13]).

Como já mencionado no Tópico 2.3.1.1, uma senoide pode ser escrita da seguinte forma:

$$x(t) = A_0 \cos(2\pi f_0 t) + B_0 \sin(2\pi f_0 t) + C_0 \quad (3.1)$$

No método de teste em [13] é encontrada a melhor aproximação do sinal da onda senoidal de entrada resolvendo um problema de minimização utilizando os mínimos quadrados, como visto no Tópico 2.3.1.1, Equação 2.14. Assim, é possível determinar os coeficientes  $A_0$ ,  $B_0$  e  $C_0$  e calcular a SINAD a partir da Equação 2.27, como já foi visto. Com o intuito de ampliar este método de teste para AIC, a ideia é, inicialmente, tentar calcular a SINAD para um sinal de  $n$  tons, ou seja, um sinal como o escrito na Equação 3.2, na qual  $x_i(t)$  são sinais senoidais de apenas um tom, em que  $i$  varia de 0 a  $n - 1$ .

$$\sum_{i=1}^n x_i(t) = x_0(t) + x_1(t) + \dots + x_{n-1}(t) \quad (3.2)$$

Substituindo a Equação 3.1 na 3.2, temos a equação 3.4:

$$\begin{aligned} x(t) = & A_0 \cos(2\pi f_0 t) + B_0 \sin(2\pi f_0 t) + C_0 + \\ & A_1 \cos(2\pi f_1 t) + B_1 \sin(2\pi f_1 t) + C_1 + \dots + \\ & A_{n-1} \cos(2\pi f_{n-1} t) + B_{n-1} \sin(2\pi f_{n-1} t) + C_{n-1} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Sendo assim, a partir da Equação 3.3, é possível expandir a matriz  $D_0$  da Equação 2.3.11 adicionando novas colunas formadas por  $\cos(2\pi f_i t_j)$ ,  $\sin(2\pi f_i t_j)$ , em que  $i$  varia de 0 a  $n - 1$  e  $j$  varia de 1 a  $N$  (em que  $N$  é o número de amostras do sinal de entrada) e por  $n$  colunas de  $N$  uns, como pode ser visto na Equação 3.4.

$$\mathbf{D}_0 = \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_0 t_1) & \sin(2\pi f_0 t_1) & 1 & \cos(2\pi f_1 t_1) & \sin(2\pi f_1 t_1) & 1 & \dots & \cos(2\pi f_{n-1} t_1) & \sin(2\pi f_{n-1} t_1) & 1 \\ \cos(2\pi f_0 t_2) & \sin(2\pi f_0 t_2) & 1 & \cos(2\pi f_1 t_2) & \sin(2\pi f_1 t_2) & 1 & \dots & \cos(2\pi f_{n-1} t_2) & \sin(2\pi f_{n-1} t_2) & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(2\pi f_0 t_N) & \sin(2\pi f_0 t_N) & 1 & \cos(2\pi f_1 t_N) & \sin(2\pi f_1 t_N) & 1 & \dots & \cos(2\pi f_{n-1} t_N) & \sin(2\pi f_{n-1} t_N) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Tendo a nova matriz  $D_0$  e substituindo no algoritmo do *sine wave fit* expandido [13], é possível encontrar um vetor  $\mathbf{s}_0$  que resolva o problema de minimização do algoritmo, composto pelos coeficientes  $A_i$ ,  $B_i$ ,  $C_i$ , em que  $i$  varia de 0 a  $(n - 1)$  como pode ser visto na Equação 3.5 e 3.6.

$$\mathbf{s}_0 = \left( (\Phi \mathbf{D}_0)^T (\Phi \mathbf{D}_0) \right)^{-1} (\Phi \mathbf{D}_0)^T \mathbf{y} \quad (3.5)$$

$$\mathbf{s}_0 = \begin{bmatrix} A_0 \\ B_0 \\ C_0 \\ A_1 \\ B_1 \\ C_1 \\ \vdots \\ A_{n-1} \\ B_{n-1} \\ C_{n-1} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Sendo assim, com os coeficientes encontrados, é possível estimar um sinal senoidal resultante da soma de  $n$  tons como descrito na Equação 3.3. A partir da estimativa do sinal de  $n$  tons seria possível calcular a SINAD para este tipo de sinal.

Para formular a equação para cálculo da SINAD de sinais multi-tons (SINAD(ms)) é necessário substituir na equação da SINAD do método *sine wave fit* (três parâmetros) adaptado para AIC (Equação 2.3.15) o  $A_{rms}$  pela amplitude rms para sinais multi-tons ( $A(ms)_{rms}$ ). O  $(A(ms)_{rms})$  é descrito na Equação 3.7.

$$A(ms)_{rms} = \sqrt{\sum_{i=0}^{n-1} A_{i,rms}^2} \quad (3.7)$$

Substituindo o  $A_{rms}$  (Equação 2.27) pelo  $(A(ms)_{rms})$  (Equação 3.7) a SINAD para sinais multi-tons (SINAD(ms)) pode ser descrita pela Equação 3.8.

$$SINAD = 20 \log_{10} \frac{A(ms)_{rms}}{NAD} \quad (3.8)$$

Esta expansão do algoritmo para  $n$  tons foi testado em ambiente de simulação e *hardware* colocando como entrada as medidas de sinais de até 4 tons (variando amplitude e frequência destes tons) de um AIC RMPI [25], e a matriz de compressão (matriz de medidas ou medição), sendo possível estimar o  $\mathbf{s}_0$  para sinais de até  $n$  tons, como pode ser visto na Figura 3.1, na qual é mostrado um sinal de dois tons estimado pelo método. Os resultados dos ensaios aplicando sinais multi-tons são detalhados no tópico 5.1 do capítulo de resultados (Capítulo 5).

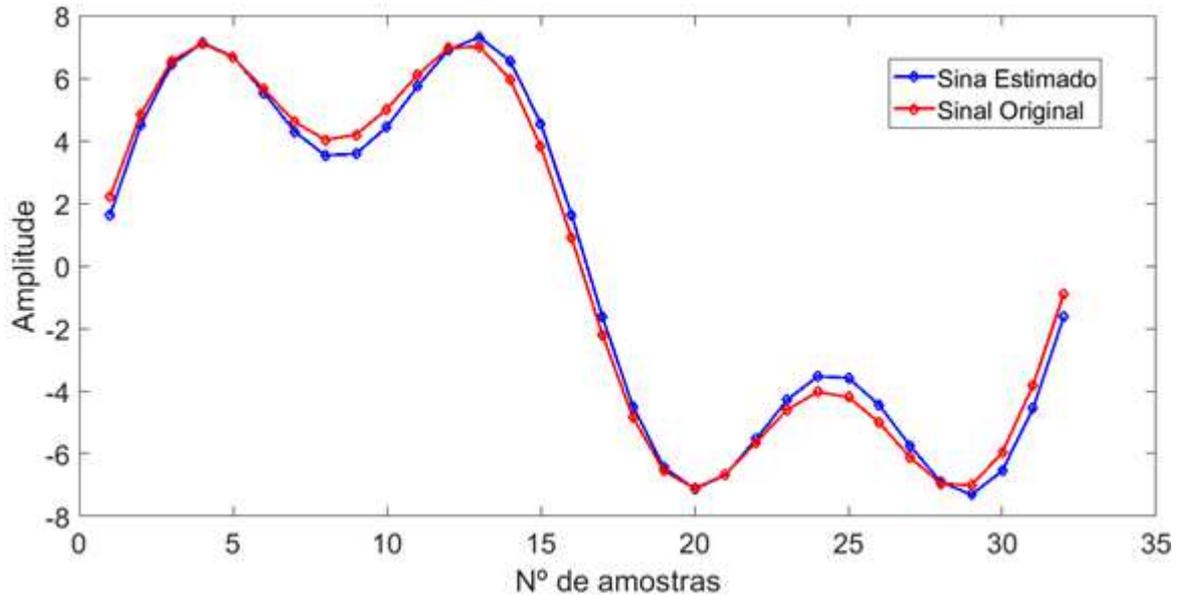


Figura 3.1 – Sinal estimado pelo método de teste *sine wave fit* para AIC estendido para 2 tons ( $f_0 = 10^3$  e  $f_1 = 3 \times 10^3$ ).

O intuito desta expansão para até  $n$  tons é permitir fazer análises mais complexas como, por exemplo, testar hipóteses como: a SINAD dos sinais esparsos cai com o aumento do  $K$ , ou seja, a diminuição da esparsidade?

## 3.2 MÉTODO *SINE WAVE FIT* DE QUATRO PARÂMETROS PARA AIC

No padrão IEEE Std. 1241 para ADC são especificados dois algoritmos para executar o método de teste de *sine wave fit* [4]. O primeiro e o mais simples leva em conta três parâmetros ( $A_0$ ,  $B_0$  e  $C_0$ ), conforme descrito no tópico 2.3, e assume que a frequência da senoide de entrada é conhecida. O segundo algoritmo é o *sine wave fit* de quatro parâmetros que adiciona mais uma variável já que a frequência do sinal de entrada, o quarto parâmetro, é desconhecido. Então, além de encontrar os coeficientes  $A_0$ ,  $B_0$  e  $C_0$ , é necessário encontrar a frequência do sinal de entrada.

A primeira e principal etapa do algoritmo *sine wave fit* de quatro parâmetros é estimar a frequência de entrada por meio da Transformada Discreta de Fourier (DFT) do sinal de entrada amostrado  $\mathbf{x}$ . Esta etapa é relativamente simples para o ADC, mas no contexto da AIC e considerando apenas a saída  $\mathbf{y}$  do AIC (as medidas), é um desafio, uma vez que surge uma questão: como estimar a frequência do sinal de entrada a partir da saída comprimida  $\mathbf{y}$ , levando em consideração que a matriz ( $M \times N$ ) é uma matriz não quadrada e, portanto, não é invertível.

O procedimento proposto nesta tese para tornar possível estimar a frequência de entrada se utiliza da esparsidade do sinal de entrada em um domínio adequado. No caso, como algoritmo *sine wave fit* está em análise, o domínio de frequência é o domínio a ser considerado, uma vez que o sinal de entrada de teste é uma senoide e sua esparsidade ocorre nesse domínio. Consequentemente, amostrando a senoide de maneira coerente e aplicando a DFT a este sinal, apenas dois coeficientes não nulos são obtidos no domínio da frequência. Caso uma amostragem coerente não for possível, então um valor de limiar é estabelecido para que os resíduos resultantes da DFT abaixo desse valor de limiar sejam considerados zero (como a intenção é estimar a frequência senoidal de entrada, as perdas de amplitude relacionadas a esta operação não afetam o resultado). Desta forma, como mostrado na Equação 2.2, no tópico 2.1, aqui reproduzido  $\mathbf{y}_{(M \times 1)} = \Phi_{(M \times N)} \Psi_{(N \times N)} \mathbf{s}_{(N \times 1)}$ ,  $\mathbf{s}$  pode ser estimado por meio da resolução de um sistema linear como pode ser visto na Equação 3.9, em que  $\mathbf{s}_e$  é o vetor  $\mathbf{s}$  estimado.

$$\mathbf{s}_e = \Phi \Psi \backslash \mathbf{y} \quad (3.9)$$

Após obter  $\mathbf{s}_e$  é possível estimar a frequência de  $\mathbf{x}$  (em que  $\mathbf{x}$  é a senoide de entrada), calculando a magnitude de  $\mathbf{s}_e$  que resulta em um vetor,  $abs(\mathbf{s}_e)$ , composto de duas componentes não nulas (aqui chamadas de  $cL$  e  $cH$ ) e o restante de zeros. A partir destas componentes é possível obter as frequências  $fL$  e  $fH$  que correspondem à posição

de  $cL$  e  $cH$ . É importante notar que  $fL$  e  $fH$  são relativos à frequência PRBS ( $f_{PRBS}$ ), e, portanto, um processo de normalização é necessário. Além disso, para estimar corretamente a frequência de um sinal de entrada,  $f_{PRBS}$  deve ser pelo menos duas vezes maior que a frequência do sinal de entrada.

Um exemplo para encontrar a frequência de entrada utilizando o procedimento anterior proposto para o método *sine wave fit* de 4 parâmetros adaptado para AIC usando a pseudolinguagem do MatLab é detalhado passo a passo a seguir:

```

Fs = 2; % Frequência de Amostragem
T = 1/Fs; % Período de Amostragem
N = 10; % Tamanho do sinal
M = 3; % Número de canais do AIC (número de medidas)
t = (1 : N)T % Vetor de tempo
x = sin(2π0.2t) % Sinal Original com frequência de 0.2
plot(t, x); % Figura 3.2 (Gráfico da Senoide Original)

```

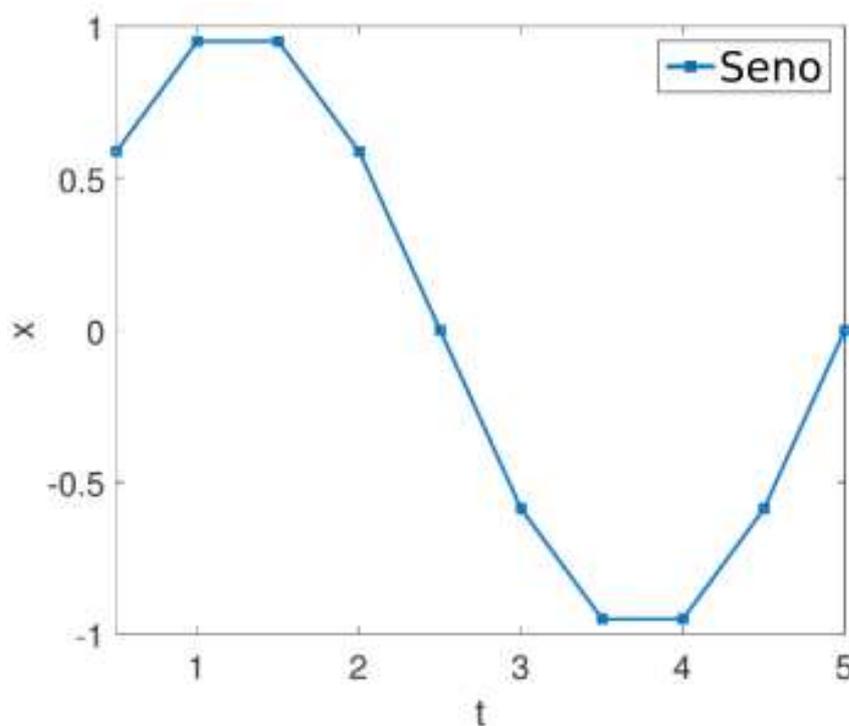


Figura 3.2 – senoide Original (Frequência 0.2).

```

s_o = fft(x); % Espectro do Sinal Original
s_o = abs(s_r/N); % Magnitude do Espectro Original
f = Fs(0 : (N - 1))/N; % Frequência Normalizada

```

```


$$\Phi_{(M \times N)} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \% \text{ Matriz de Medidas}$$


$$y_{(M \times 1)} = \Phi_{(M \times N)} x_{(N \times 1)}; \% \text{ Sinal Comprimido (Medidas do AIC)}$$


$$\Psi_{(N \times N)} = \mathbf{DFT}_{NxN}^{-1}; \% \text{ Matriz da Transformada Inversa de Fourier}$$


$$\Theta_{(M \times N)} = \Phi_{(M \times N)} \Psi_{(N \times N)}; \% \text{ Matriz } \Theta$$


$$s_e = \Theta_{(M \times N)} \backslash y_{(M \times 1)}; \% \text{ Espectro do Sinal Estimado pela solução do sistema linear}$$


$$s_e = \text{abs}(s_e/N); \% \text{ Magnitude do Espectro Estimado}$$

% Figura 3.3 (Comparação entre o Espectro Estimado e o Espectro Original)
plot(f, s_o); % Frequência do sinal original
hold on
plot(f, s_e, 'r'); % Frequência estimada

```

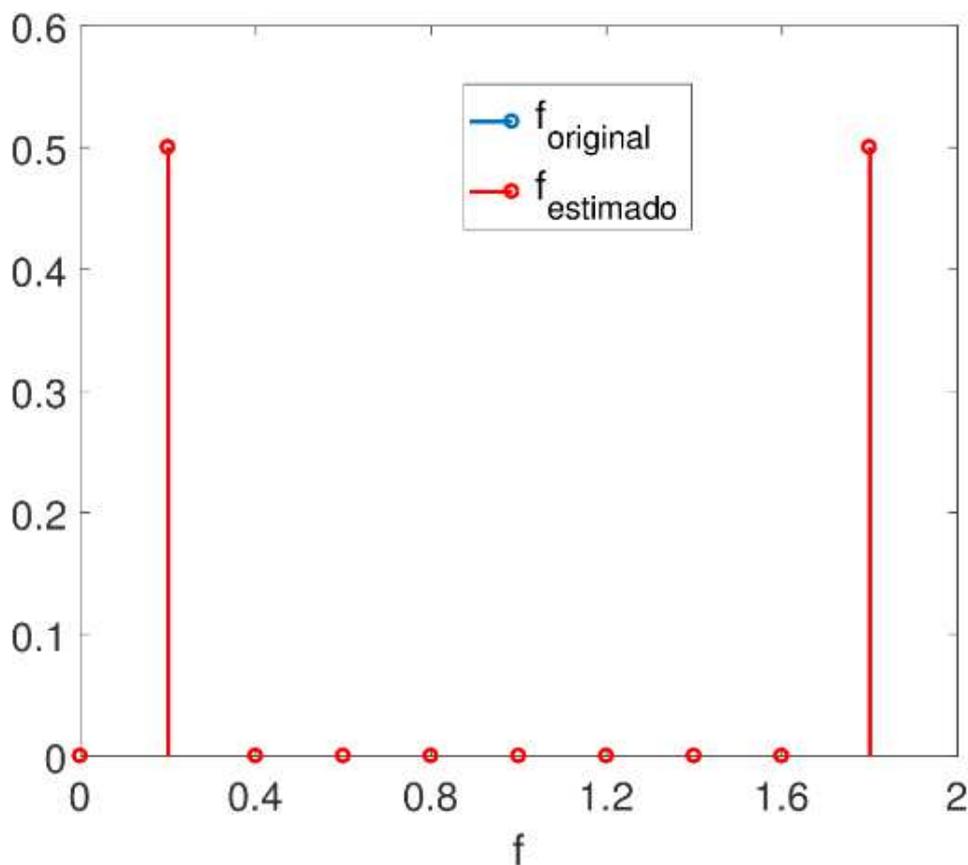


Figura 3.3 – Espectro Original versus Espectro Estimado.

*% Valores do Espectro do Sinal Original*

$s_o = [0.0 \ 0.5 \ 0.0 \ 0.0 \ 0.0 \ 0.0 \ 0.0 \ 0.0 \ 0.0 \ 0.5]$

*% Valores do Espectro Estimado*

$s_e = [0.0 \ 0.5 \ 0.0 \ 0.0 \ 0.0 \ 0.0 \ 0.0 \ 0.0 \ 0.0 \ 0.5]$

*% Observação: Para este exemplo, a frequência PRBS foi igual a frequência de*

amostragem. Caso seja diferente a frequência PRBS deve ser considerada na normalização para melhor visualização na Figura 3.3.

Um exemplo da estimativa real da frequência a partir das medidas comprimidas ( $\mathbf{y}$ ) de uma senoide, a qual possui as seguintes características: 1  $V_{pp}$  de amplitude e 12 kHz de frequência, aplicada a um RMPI configurável de 8 canais [25], com a frequência PRBS ( $f_{PRBS}$ ) configurada para 32 kHz, é mostrado na Figura 3.4.

É possível observar que existe um pequeno erro de amplitude e alguns resíduos no eixo da frequência. Para todos os sinais testados este erro de amplitude variou entre 5% e 25%, porém como o interesse do algoritmo reside na frequência pode-se afirmar que a estimativa foi razoável.

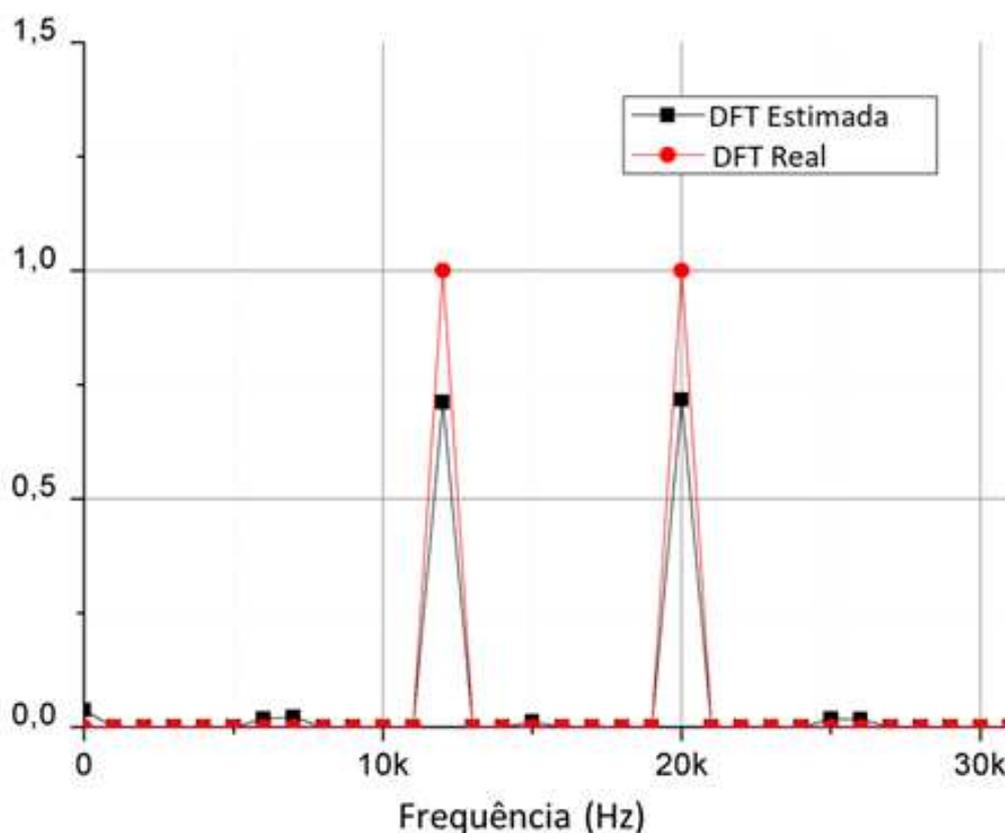


Figura 3.4 – Frequência estimada pelo algoritmo desenvolvido para estimar a frequência do método *sine wave fit* (quatro parâmetros) para AIC de uma senoide de 12 kHz e frequência PRBS de 32 kHz.

Após a estimativa da frequência de entrada proposta baseada na saída AIC comprimida, o restante desse método segue os mesmos passos do método *sine wave fit* (quatro parâmetros) para ADC do IEEE Std. 1241 com as mesmas matrizes ( $D_0$ ,  $s_0$ ) utilizadas no método *sine wave fit* para AIC de três parâmetros, já anteriormente descritas na seção 2.3. A solução nas iterações utiliza a mesma equação do algoritmo *sine wave fit* (três parâmetros) para AIC (Equação 3.5) também utilizando a matriz  $\Phi$ . O algoritmo

converge rápido, normalmente em até 6 iterações como mencionando no IEEE Std. 1241.

Nesta tese, os dois métodos de teste desenvolvidos foram aplicados a um conversor AIC RMPI [25], arquitetura diferente da testada em [13], como poderá ser visto em detalhes no Capítulo de Resultados (Capítulo 5) e foi possível calcular a SINAD tanto para sinais multi-tons (multi-seno) como utilizando o método *sine wave fit* (quatro parâmetros) adaptado para AIC com senoides de teste sem a informação da frequência de entrada.

## 4 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste tópico abordaremos os materiais e metodologias utilizadas para verificação dos métodos de teste para AIC desenvolvidos através de resultados de simulação e experimentais.

Uma arquitetura AIC RMPI [25] foi testada tanto em simulação como em resultados experimentais, como poderá ser visto no tópico 5.1. Dois modelos de simulação foram utilizados para obtenção dos resultados. O primeiro é um modelo teórico ideal (Modelo Ideal) implementado no ambiente Simulink, com multiplicadores e integradores ideais, simulando uma arquitetura RMPI de 8 canais, conforme detalhado no tópico 2.2.3. Já o segundo modelo é uma réplica do *hardware* (Modelo Réplica) como será descrito no próximo tópico.

### 4.1 AIC RMPI

Um AIC RMPI configurável de oito canais [25] foi utilizado para aplicação do método de teste *sine wave fit* expandido para AIC [13]. O número de canais é um parâmetro configurável e pode ser alterado dependendo das características do sinal a ser medido. A visão geral da arquitetura RMPI utilizada em [25] pode ser vista no tópico 2.2.3.

O AIC implementado em [25] foi primeiramente modelado na ferramenta Simulink, como pode ser visto nas Figuras 4.1 à 4.5, que correspondem respectivamente as seguintes partes do AIC: o gerador sequências pseudoaleatórias (PRBS), condicionador de sinal, multiplicador, integrador e ADC. O AIC RMPI [25] implementado em ambiente de simulação é uma réplica do protótipo desenvolvido em *hardware*.

O Gerador de sequências pseudoaleatórias (PRBS) é modelado no Simulink como um LFSR e apresentado na Figura 4.1 (o mesmo que foi implementado em FPGA, como pode ser visto na Figura 4.6). O polinômio primitivo do PRBS é configurado por uma variável chamada “primitive\_polynomial”.

Nos blocos *delay* (nomeados aqui como “FFD”), a frequência é configurada pela variável “freq\_prbs”. Os blocos *delay* fazem o papel que os flip-flop tipo D fazem no LFSR em *hardware*. O valor da variável “freq\_prbs” é o que determina o número de colunas da matriz de medida.

O bloco Condicionador de Sinal recebe o sinal de entrada oriundo do LFSR, que é do tipo lógico de valores 0 e 1. Após ser subtraído do valor 0,5 ele é convertido para o

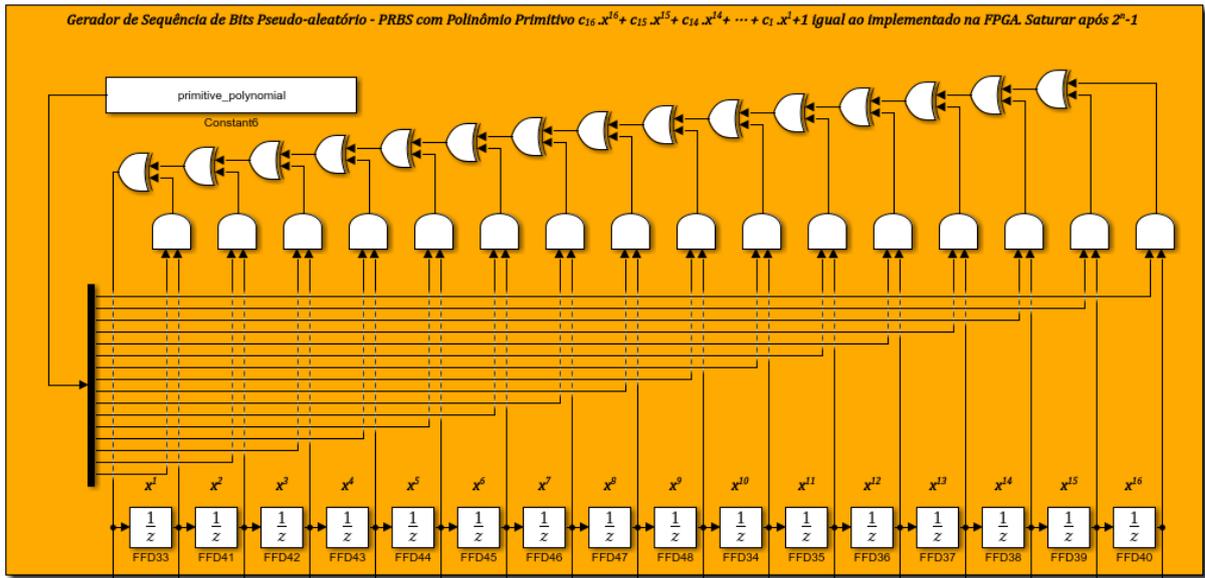


Figura 4.1 – LFSR gerador de seqüências pseudoaleatórias (PRBS) com polinômios de até 16ª ordem.

tipo escalar com valores de  $-0,5$  e  $+0,5$ . Por fim esse sinal é enviado para o bloco “Sign” que gera saída 1 para entrada positiva,  $-1$  para entrada negativa e 0 para entrada 0, como depois do condicionamento só fica valores positivos e negativos, a saída da seqüência PRBS é composta apenas por 1 e  $-1$ . Na Figura 4.2 é possível ver em detalhes 4 canais deste Condicionador de Sinal.

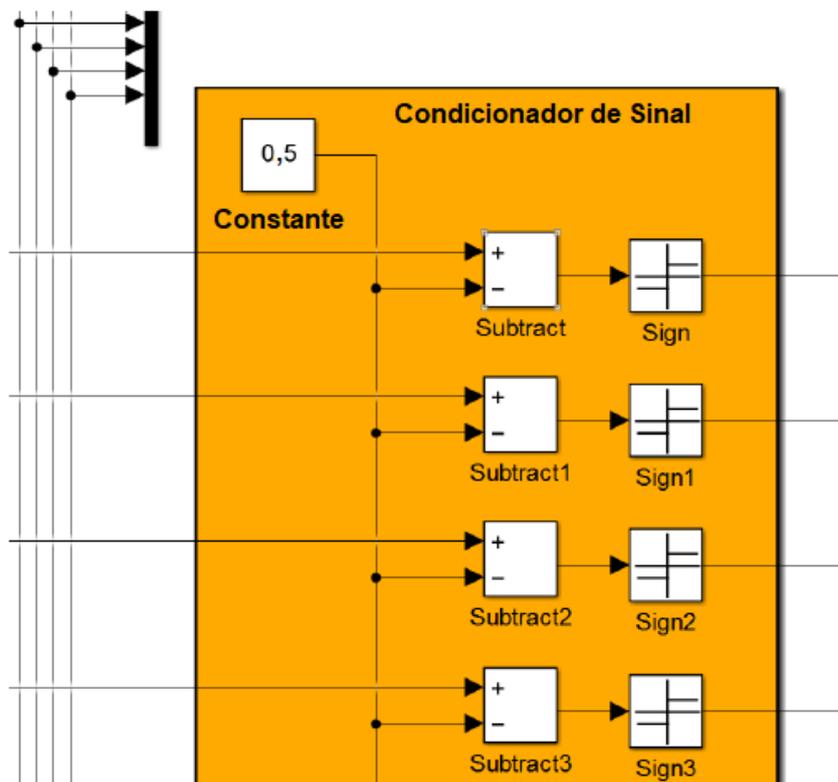


Figura 4.2 – Condicionador de Sinal.

O bloco Multiplicador (visto na Figura 4.3) é responsável pela multiplicação do sinal de entrada com uma sequência PRBS. Foi implementado usando o bloco Produto, que realiza uma multiplicação em 4 quadrantes, contudo, para deixar esse multiplicador mais fiel ao multiplicador do CI AD633 (utilizado na implementação em *hardware* do AIC em [25]), foi acrescentado um bloco *Gain* e configurado para o valor de (0,1), que representa exatamente o valor que é atenuado no CI usado no AIC em *Hardware*. Na Figura 4.3 é possível visualizar 4 canais deste Multiplicador.

Observa-se que todos os multiplicadores possuem uma entrada em comum, essa entrada é o sinal a ser medido. Esse sinal é definido em um bloco à parte e configurado também em um script do MATLAB (m-file).

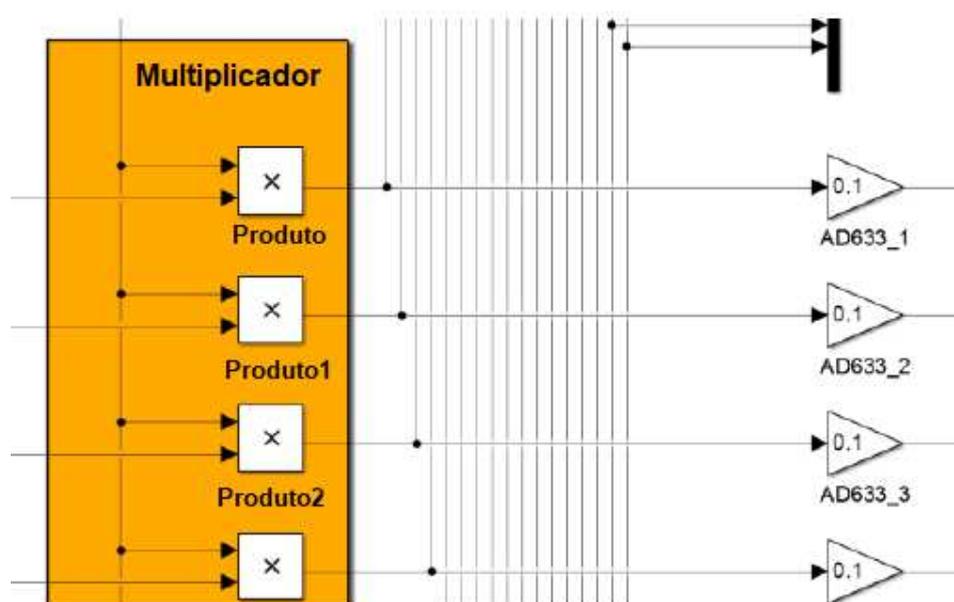


Figura 4.3 – Multiplicador.

O bloco Integrador é composto por um filtro passa baixas que se comporta como um integrador. O filtro também foi modelado para ter o mesmo comportamento dinâmico que o filtro do AIC em *hardware*. Na Figura 4.4 é possível visualizar 4 canais deste bloco e à direita da figura sua construção interna.

O modelo do ADC pode ser visualizado na Figura 4.5, esse bloco foi modelado para ser o mais flexível possível, muito semelhante ao que é feito no DAQ (NI DAQ USB 6361). Em relação ao tempo de amostra (*Sample Time*), os blocos internos são ativados por um gatilho (*trigger*) externo de tipo borda de subida (*rising*). A amostragem e retenção (*Sample-and-Hold*, S/H) é de ordem zero (*Zero-Order Hold*, ZOH), o intervalo de quantização do bloco “*Quantizer*” é determinado externamente por  $(V_{max} - V_{min}/2^{n\_bits})$  e por fim no bloco “*Saturation*” o limite superior é a variável  $V_{max}$  e o limite inferior é a variável  $V_{min}$ , as mesmas usadas no bloco “*Quantizer*”.

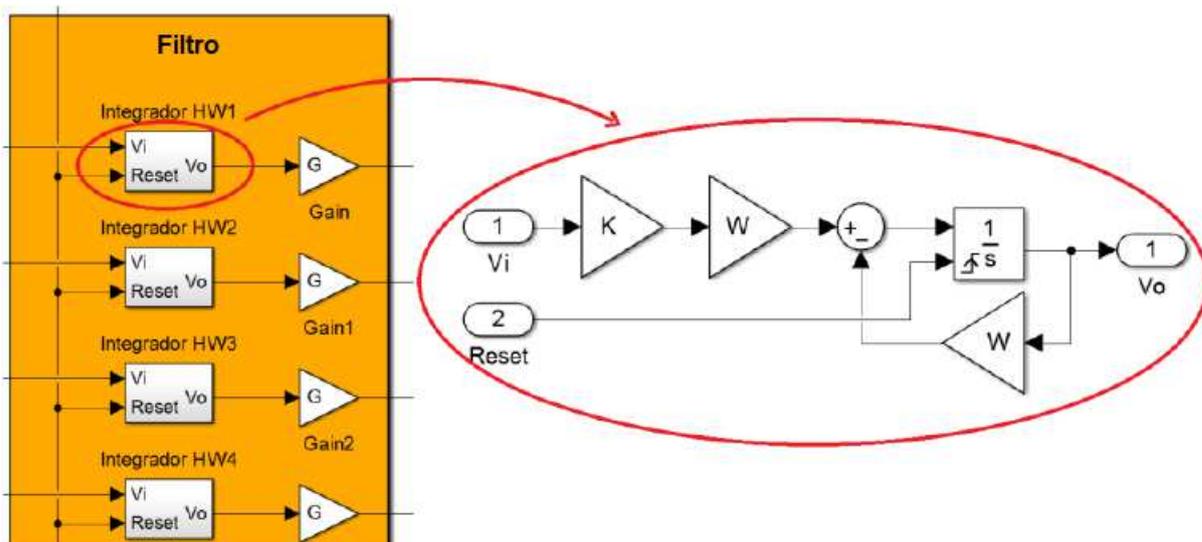


Figura 4.4 – Integrador.

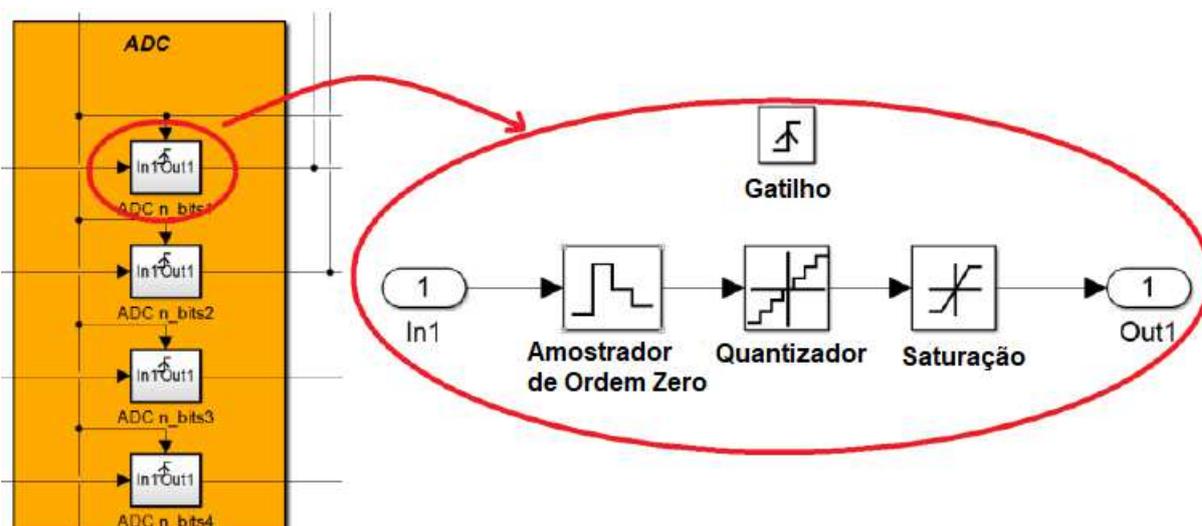


Figura 4.5 – Conversor Analógico Digital.

O método de teste também foi aplicado com as medidas realizadas pelo AIC RMPI configurável implementado em *hardware* desenvolvido em [25].

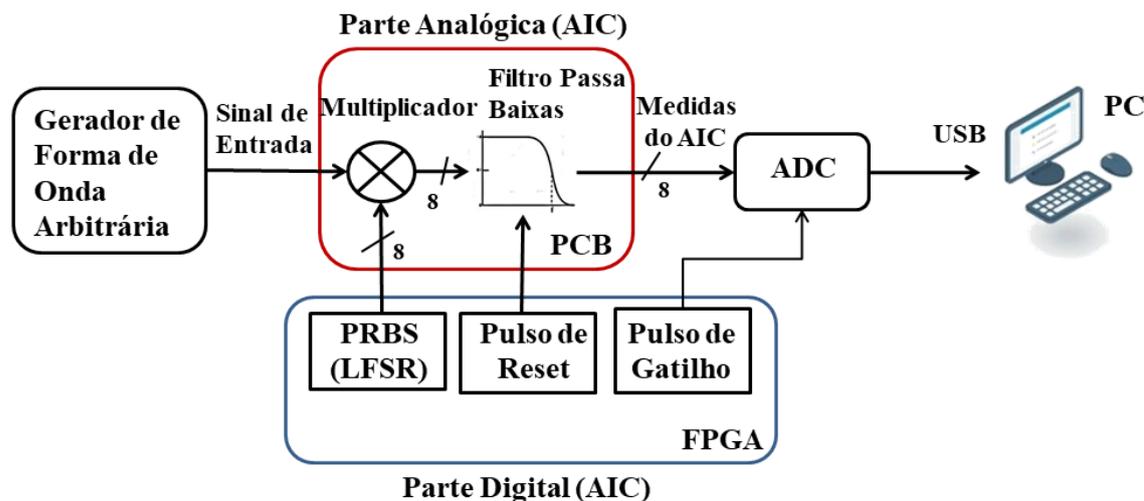


Figura 4.6 – Diagrama de Blocos do *Hardware* do AIC sob teste.

Uma visão geral do *hardware* utilizado pode ser visualizada na Figura 4.6, em que na parte digital do AIC foi implementada num *Field-Programmable Gate-Array*, em que esta o PRBS (implementado por meio de um LFSR), o pulso de *reset* (para descarregar os capacitores dos filtros) e o pulso de gatilho (*trigger*); na parte analógica pode ser visto: o multiplicador, responsável por multiplicar o sinal de entrada pela sequência pseudoaleatória e implementado por meio do *chip* AD633, como já mencionado, e os filtros passa baixas que funcionam como integrador. A frequência de corte desses filtros podem ser configuradas e sua saída é a medida a ser adquirida. Mais detalhes sobre como o *hardware* pode ser configurado são descritos no próximo tópico.

## 4.2 ENSAIO EXPERIMENTAL

A metodologia do ensaio experimental para os testes, de maneira geral, pode ser dividida em duas etapas. A primeira (etapa 01) envolve o processo de aquisição das medidas do sinal de teste realizadas pelo AIC e da matriz de medição utilizada para tal. E a segunda (etapa 02) é composta pela execução dos algoritmos dos métodos de teste desenvolvidos em MatLab, que possuem como entradas as medidas e a matriz de medidas adquiridas e como saída a figura de mérito SINAD calculada para o AIC sob teste.

Uma visão geral dessa metodologia pode ser vista na Figura 4.7. Na etapa 01, pode ser visto todo o processo de amostragem por meio do AIC que tem o sinal de teste como entrada e como saída as medidas realizadas pelo AIC. Conforme já mencionado, o RMPI utilizado nos ensaios possui uma arquitetura configurável na qual é possível escolher o número de canais (até 8), o valor da matriz de medidas e a frequência de corte do integrador a ser utilizado. Em uma visão geral, este RMPI configurável é composto de uma parte digital e uma parte analógica.

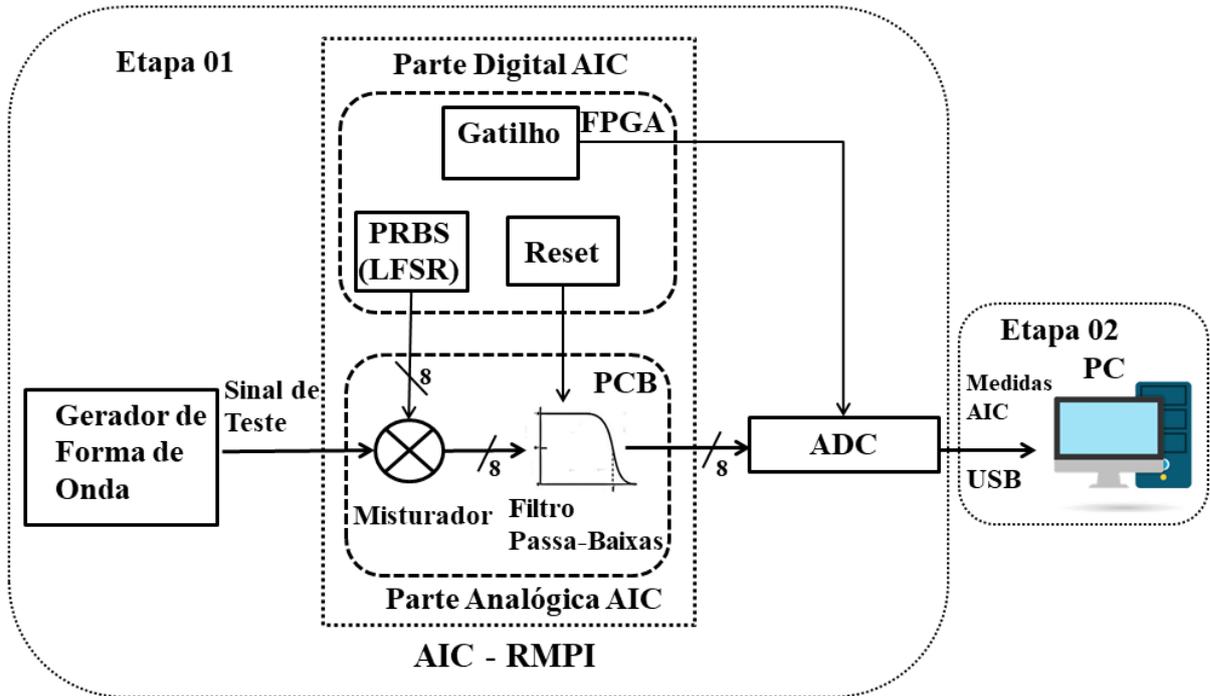


Figura 4.7 – Visão geral da Metodologia de Teste (Ensaio).

A parte digital do RMPI é implementada em um *Field-Programmable Gate-Array* (FPGA) em que um *Linear-Feedback Shift-Register* (LFSR) é executado para gerar as linhas da matriz de medidas  $\Phi_{(M \times N)}$ . O LFSR é configurado com um polinômio primitivo. A parte digital do RMPI também gera: os sinais de disparo, para iniciar o processo de medição, e os sinais de controle, para redefinir os filtros do integrador e para sincronizar a aquisição e exibição adequada em um osciloscópio.

A parte analógica do RMPI consiste em multiplicadores de 4 quadrantes e filtro passa baixas de primeira ordem configuráveis. O multiplicador multiplica o sinal de entrada gerado por um gerador de função arbitrária com as linhas da matriz de medição geradas pelo LFSR e apresenta uma atenuação (divisão por 10) e um erro típico de escala completa de 2%. O filtro passa baixas funciona como um integrador onde quanto menor a frequência de corte do filtro escolhido, mais próximo fica de um integrador ideal. Cada filtro apresenta um circuito de estágio de ganho com tolerâncias de componentes entre 1% e 5%. As frequências de corte do filtro podem ser definidas em: 5 Hz, 18 Hz, 28 Hz, 50 Hz, 189 Hz, 284 Hz e 507 Hz. Uma visão geral do AIC com a configuração experimental completa é mostrada na etapa 01 da Figura 4.7. Para geração de sinais multi-tons, o gerador de funções foi usado na opção de adicionar ondas arbitrárias.

Na etapa 02, vista na Figura 4.7, pode ser visto o PC que executa os algoritmos dos métodos de teste desenvolvidos para o cálculo da SINAD, algoritmos esses que têm como entrada a saída do AIC (as medidas do sinal de teste adquiridas) e a matriz  $\Phi$ .

## 5 RESULTADOS

Nesta seção são detalhados os resultados para os dois métodos de teste propostos nesta tese (método de teste para sinais multi-tons e o método *sine wave fit* quatro parâmetros para AIC) bem como a comparação destes com o método de teste já proposto em [13]. Os resultados são as SINAD calculadas a partir das medidas  $y$  (saída do AIC) de sinais de teste aplicados um AIC de arquitetura RMPI configurável [25] tanto em simulação como de *hardware* variando alguns parâmetros tanto dos sinais de teste como do AIC.

Nos tópicos 5.1 e 5.2 são detalhados os parâmetros de configuração em que o AIC estava configurado em cada ensaio, bem como os resultados obtidos variando os parâmetros da senoide de entrada (amplitude e frequência), tanto para os métodos de teste *sine wave fit* de três parâmetros quanto de quatro parâmetros (desenvolvido nessa tese). Os resultados da aplicação de sinais multi-tons variando o número de tons e seus componentes espectrais são detalhados no tópico 5.3, bem como os parâmetros de configuração em que o AIC estava configurado e a caracterização dos sinais multi-tons testados. Por fim, uma comparação entre os resultados do método de teste proposto (*sine wave fit* quatro parâmetros para AIC) com o já previamente publicado em [13] é mostrada no tópico 5.4.

### 5.1 MÉTODO *SINE WAVE FIT* PARA AIC (TRÊS PARÂMETROS)

Inicialmente para validar a aplicação do método de teste *sine wave fit* (três parâmetros) adaptado para AIC e previamente publicado em [13] em arquiteturas diferentes, o método foi aplicado variando alguns parâmetros do RMPI configurável desenvolvido em [25], em simulação, e os resultados (curva da SINAD obtida) foram confrontados com os resultados do MSE da reconstrução dos sinais de entrada. Os parâmetros do RMPI variados nesta validação inicial foram: a frequência do filtro passa baixas (que funciona como integrador) e a taxa de compressão (ou seja, o tamanho da matriz de medidas).

Uma senoide de entrada de 14 Vpp e frequência 1 kHz foi aplicada como primeiro sinal de teste escolhido e a curva da SINAD foi obtida em relação à frequência de corte do filtro passa baixas (integrador) escolhida e para diferentes taxas de compressão. Os resultados deste primeiro teste podem ser vistos na Figura 5.1.

Pode-se perceber na Figura 5.1 que a SINAD cai com o aumento da frequência de corte, independente da taxa de compressão. Esse comportamento é esperado, já que quanto maior a frequência de corte do filtro passa baixas (funcionando como integrador)

mais distante ele fica de um integrador ideal.

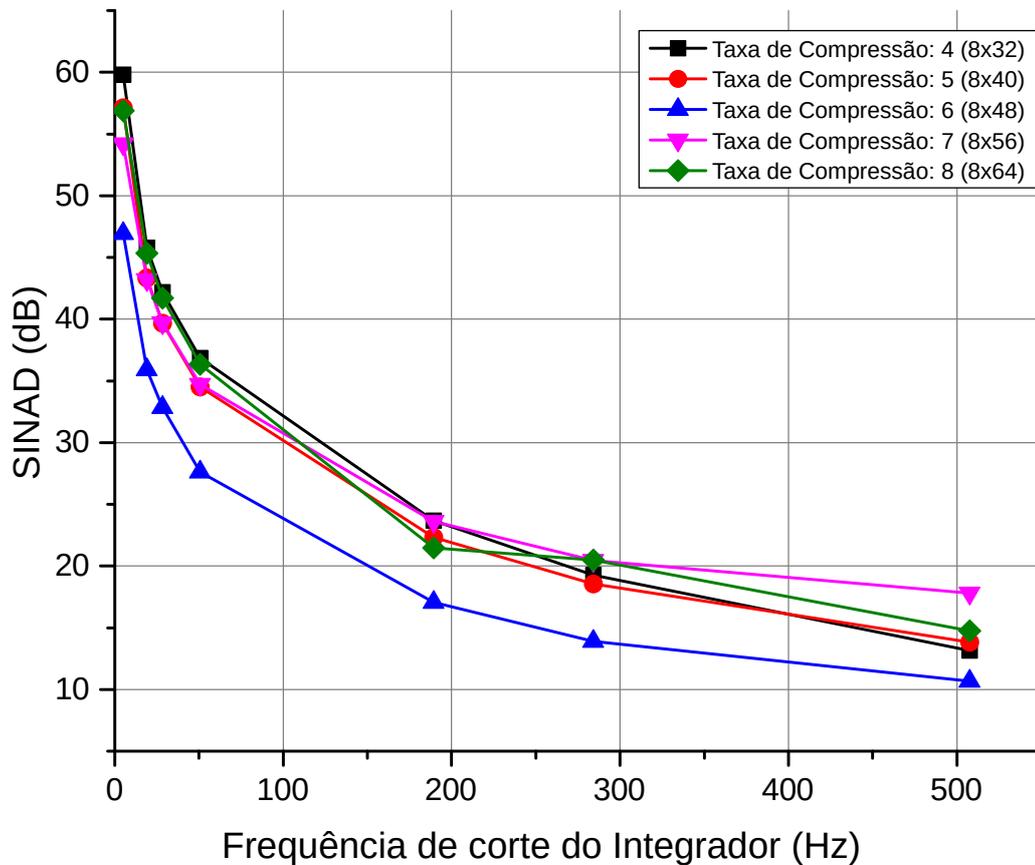


Figura 5.1 – SINAD (dB)  $\times$  Frequência de Corte do Integrador (Hz) para diferentes taxas de compressão (ou seja, diferentes matrizes de medição  $\Phi$ ).

Para este teste inicial foi calculado também o erro médio quadrático (do inglês, Mean Square Error, MSE) do sinal reconstruído a partir de um algoritmo de otimização convexa, o CVX, e a tendência da SINAD se confirmou. Ou seja, à medida que a SINAD cai, o MSE aumenta. Isto ocorre, como no caso da SINAD, para todas as taxas de compressão, como pode ser visualizado na Figura 5.2.

Uma hipótese de que a SINAD melhoraria com o aumento da taxa de compressão foi levantada, já que seriam usadas mais amostras de Nyquist no mesmo intervalo da senoide (um período) para o cálculo da figura de mérito. Porém a hipótese não se confirmou. Pode-se perceber que não é possível observar uma tendência a partir dos resultados levantados. O polinômio primitivo foi mudado e ainda assim nenhuma tendência foi percebida, outros trabalhos concentrados na análise de como a compressão do sinal interfere no desempenho do AIC podem realizar mais testes para saber se existe alguma relação entre taxa de compressão e a SINAD.

A partir desses resultados iniciais, foi verificado que a aplicação do método de teste *sine wave fit* (três parâmetros) adaptado para AIC realmente era independente de

arquitetura. Dessa forma, o mesmo foi escolhido nesta tese como base para o desenvolvimento de novos métodos de teste. Esses resultados iniciais foram publicados em [42].

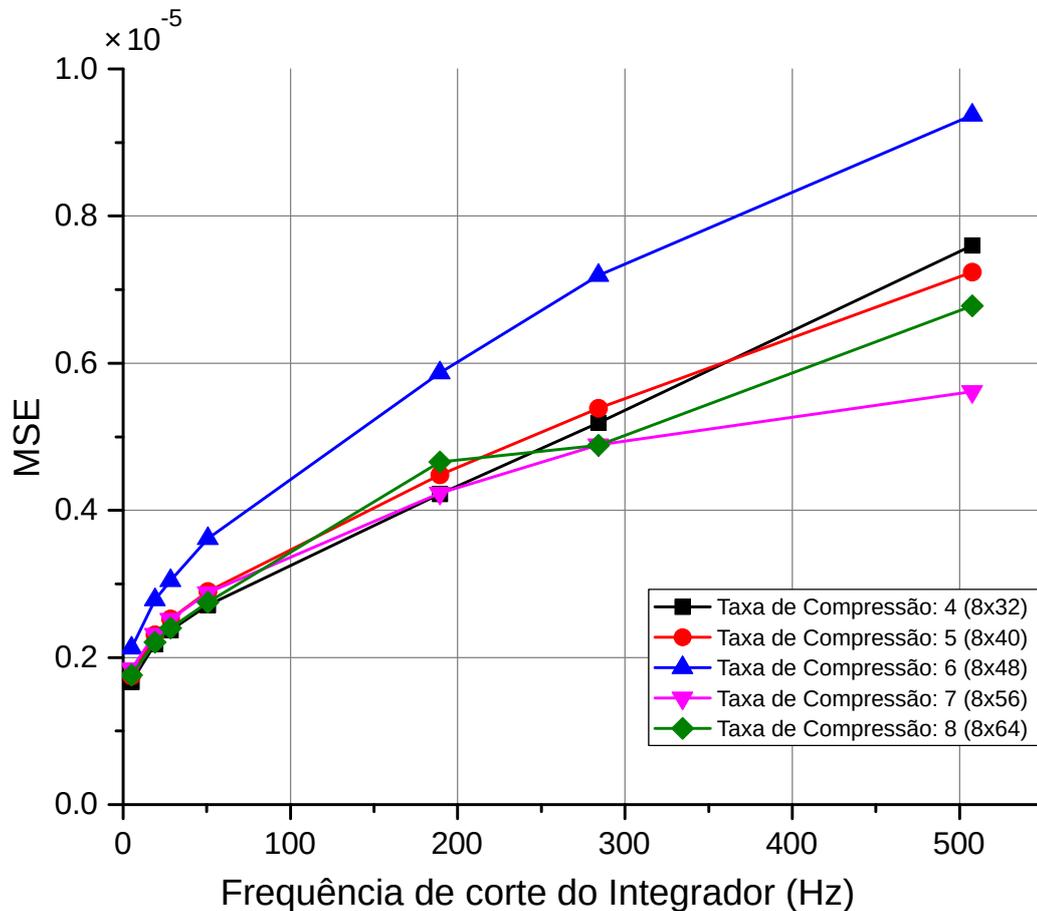


Figura 5.2 – MSE  $\times$  Frequência de Corte do Integrador (Hz) para diferentes taxas de compressão (ou seja, diferentes matrizes de medição  $\Phi$ ).

Após a validação inicial do método de teste *sine wave fit* (três parâmetros) para AIC, novos testes foram realizados no qual esse método foi aplicado em duas arquiteturas, em Simulação, tanto no modelo teórico ideal (Modelo Ideal) quanto no modelo que é uma réplica do *hardware* (Modelo Réplica), e em *Hardware*. As arquiteturas são: RMPI configurável (8 canais) e por uma arquitetura RD (para esse caso o RMPI [25] foi configurado para funcionar com apenas 1 canal). As medidas dos sinais de teste realizadas tanto pelo RMPI configurável (8 canais) como pelo RD foram aplicadas ao método de teste *sine wave fit* (três parâmetros) para obter a SINAD variando alguns parâmetros tanto do AIC quanto do sinal de entrada.

Os valores de configuração do RMPI escolhidos para o primeiro ensaio em simulação e *hardware* são apresentados na Tabela 5.1. A frequência de PRBS aplicada foi de 32 kHz.

Um sinal de onda senoidal de frequência 1 kHz foi aplicada à entrada do AIC configurável e a amplitude de entrada foi variada entre 1 Vpp até 14 Vpp para ambas as configurações (RMPI e RD), em que a matriz de medição  $\Phi_{(1 \times 32)}$  representa a arquitetura

RD e a matriz de medição  $\Phi_{(8 \times 32)}$  representa a arquitetura RMPI. Os valores de  $M$  e  $N$  foram escolhidos com base em [24] e de acordo com a equação:  $M \geq cK \log(N/K)$ , em que  $M$  é o número de canais,  $N$  é o comprimento da sequência PRBS,  $K$  é a esparsidade do sinal (ou seja, o número de tons, já que nosso sinal de teste são sinais senoidais que tem sua esparsidade no domínio da frequência) e  $c$  é uma constante.

Tabela 5.1 – Configuração dos Parâmetros do RMPI para análise da SINAD *versus* Amplitude do Sinal de Entrada.

Parâmetros	Valor
Sinal de Entrada	senoide
Amplitude do Sinal de Entrada	1 Vpp até 14 Vpp
Frequência do Sinal de Entrada	1 kHz
Polinômio Primitivo (PRBS)	$x^5 + x^3 + x^2 + x + 1$
Frequência do PRBS	32 kHz
Dimensões das Matrizes de Medidas {MxN}	(8 x 32) RMPI (1 x 32) RD
Frequência de Corte do Filtro Passa Baixas	50 Hz

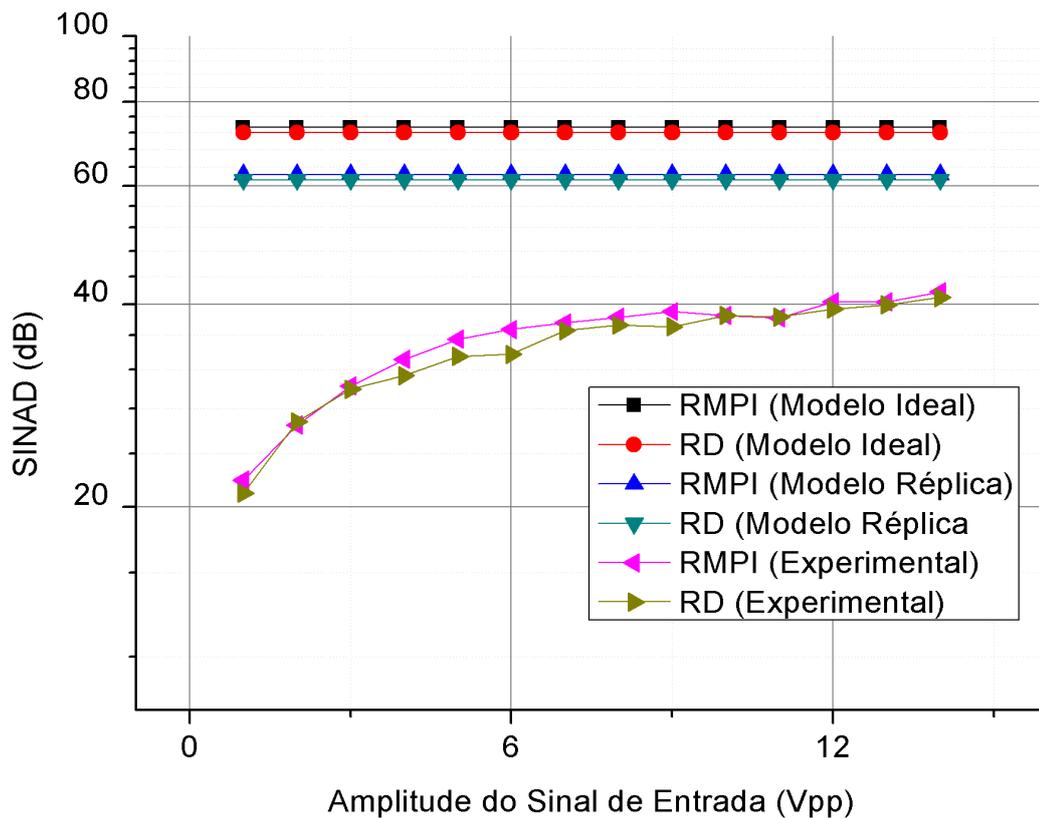


Figura 5.3 – Método de teste *sine wave fit* (três parâmetros) para AIC: Comparação SINAD *vs* Amplitude do Sinal de Entrada entre as Arquiteturas RMPI e RD.

Os valores da SINAD medidos variando a amplitude do sinal de entrada para ambas as arquiteturas de AIC e levando em conta os valores de configuração na Tabela 5.1 são mostrados na Figura 5.3. O erro médio quadrático da diferença entre as SINAD

das duas arquiteturas foi de 0,15 dB para as calculadas a partir das medidas extraídas do modelo ideal, de 0,2 dB para o modelo de simulação que é uma réplica do *hardware* e 0,7 dB para as calculadas a partir das medidas dos resultados experimentais. Ainda na Figura 5.3 é possível observar que a curva da SINAD obtida a partir das medidas experimentais do AIC está sempre abaixo da curva da SINAD obtida a partir das medidas obtidas por simulação para os dois modelos (Ideal e Réplica) para as duas arquiteturas. A SINAD obtida por simulação comportou-se como esperado, uma vez que não varia com a amplitude de entrada tanto para o Modelo Ideal como para o Modelo Réplica. É possível perceber uma diferença em torno de 10 dB entre a SINAD do Modelo Ideal e do Modelo Réplica, isto pode ser devido a atenuações dos das operações dos componentes escolhidos para composição do *hardware*. No entanto, a SINAD obtida pelas medidas experimentais aumenta com o aumento da amplitude do sinal de entrada. Essa diferença entre os resultados de simulação e *hardware* pode ser mais bem investigada e uma das possíveis causas pode ser atribuída a imperfeições dos componentes do AIC, abrindo oportunidade para calibração do AIC sob teste ou para a troca dos componentes do AIC e montagem de um novo protótipo [43]. Além disso, a partir dos resultados, a SINAD indica a melhor faixa de tensão que o AIC pode funcionar.

Para o segundo ensaio, as configurações de simulação, tanto para o Modelo Ideal quanto para o Modelo Réplica, escolhidas são detalhadas na Tabela 5.2. Uma senoide com amplitude de 1 Vpp foi aplicada na entrada do AIC configurável e variou-se a frequência de entrada entre 10 kHz e 1 MHz para três configurações do RMPI, em que a matriz  $\Phi(1 \times 32)$  representa a arquitetura RD e a matriz  $\Phi(4 \times 32)$  representa a arquitetura RMPI configurada para funcionar com 4 canais e a matriz  $\Phi(8 \times 32)$  representa a arquitetura RMPI configurada para funcionar com 8 canais. O teste com números diferentes de canais foi pensado com o intuito de ver o se o desempenho do AIC do ponto de vista da SINAD se degrada utilizando uma quantidade menor ou maior de canais.

Tabela 5.2 – Configuração dos Parâmetros do RMPI para análise da SINAD *versus* Frequência do Sinal de Entrada.

Parâmetros	Valor
Sinal de Entrada	senoide
Amplitude do Sinal de Entrada	1 Vpp
Frequência do Sinal de Entrada	10 kHz até 100 MHz
Polinômio Primitivo (PRBS)	$x^5 + x^3 + x^2 + x + 1$
Frequência do PRBS	32 kHz
Dimensões das Matrizes de Medidas {MxN}	(8 x 32) RMPI
	(4 x 32) RMPI
	(1 x 32) RD
Frequência de Corte do Filtro Passa Baixas	50 Hz

Nesse ensaio, devido a atenuações nos componentes de *hardware* para frequências

mais altas, só foi possível fazer testes no modelo de simulação. Um novo protótipo do *hardware* está em fase de concepção para que possa ser possível a realização destes testes experimentais. Os resultados da SINAD para a configuração descrita na Tabela 5.2 são mostrados na Figura 5.4. A diferença entre a SINAD nas três configurações foi de no máximo 0,9 dB para o Modelo Ideal e de 1,1 dB para o Modelo Réplica.

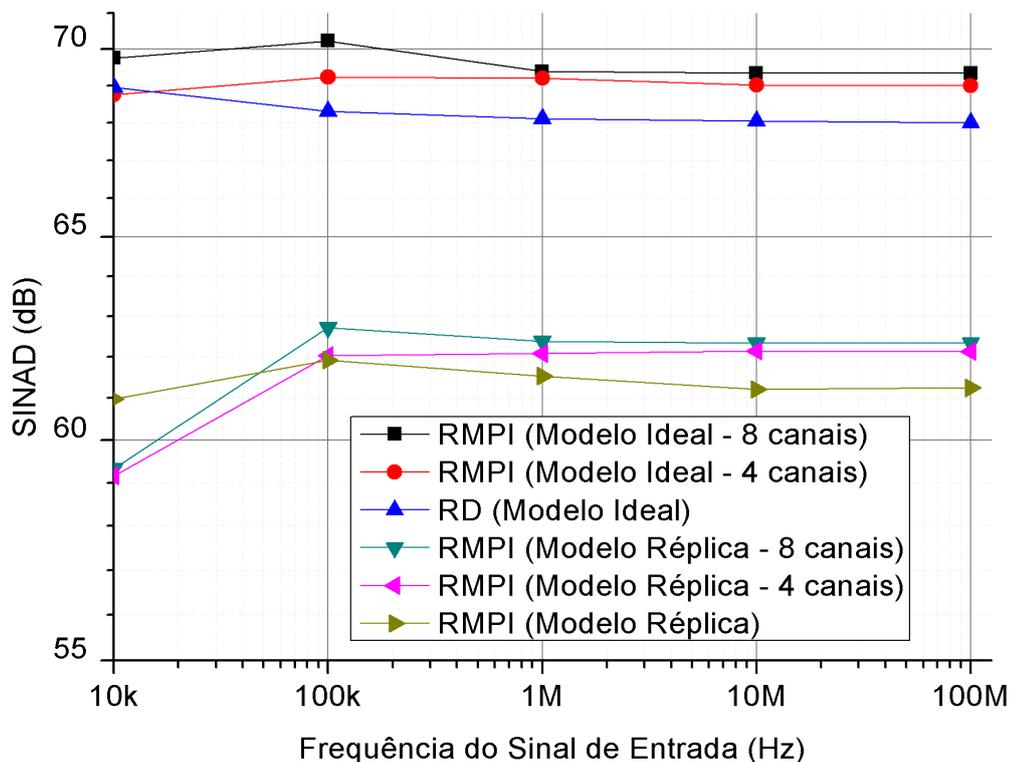


Figura 5.4 – Método de teste *sine wave fit* (três-parâmetros) para AIC: Comparação SINAD vs Frequência do Sinal de Entrada entre as Arquiteturas RMPI e RD.

Pode-se concluir que o método de teste *sine wave fit* (três parâmetros) para AIC, no qual os novos métodos de testes desenvolvidos nessa tese se basearam, é eficaz para avaliar o desempenho do AIC com base na SINAD em diferentes cenários (especificamente aqui, diferentes amplitudes e frequência do sinal de entrada).

## 5.2 MÉTODO *SINE WAVE FIT* PARA AIC (QUATRO PARÂMETROS)

Neste tópico, o método de teste *sine wave fit* (quatro parâmetros) para AIC desenvolvido neste trabalho e já detalhado no Capítulo 03 é levado em consideração e os valores das SINAD resultantes para algumas configurações são mostrados. A fim de comparar os resultados desse novo método (quatro parâmetros) adaptado para AIC com o método *sine wave fit* (três parâmetros) para AIC, os mesmos parâmetros de configuração descritos nas Tabelas 5.1 e 5.2 foram levados em conta. Os resultados podem ser visualizados na Figura 5.5 e na Figura 5.6.

Na Figura 5.5 pode ser visto o comportamento da curva da SINAD obtida quando a amplitude do sinal de entrada varia e a frequência do sinal de entrada é mantida constante. Os valores dos parâmetros de configuração do AIC considerados neste caso são descritos na Tabela 5.1.

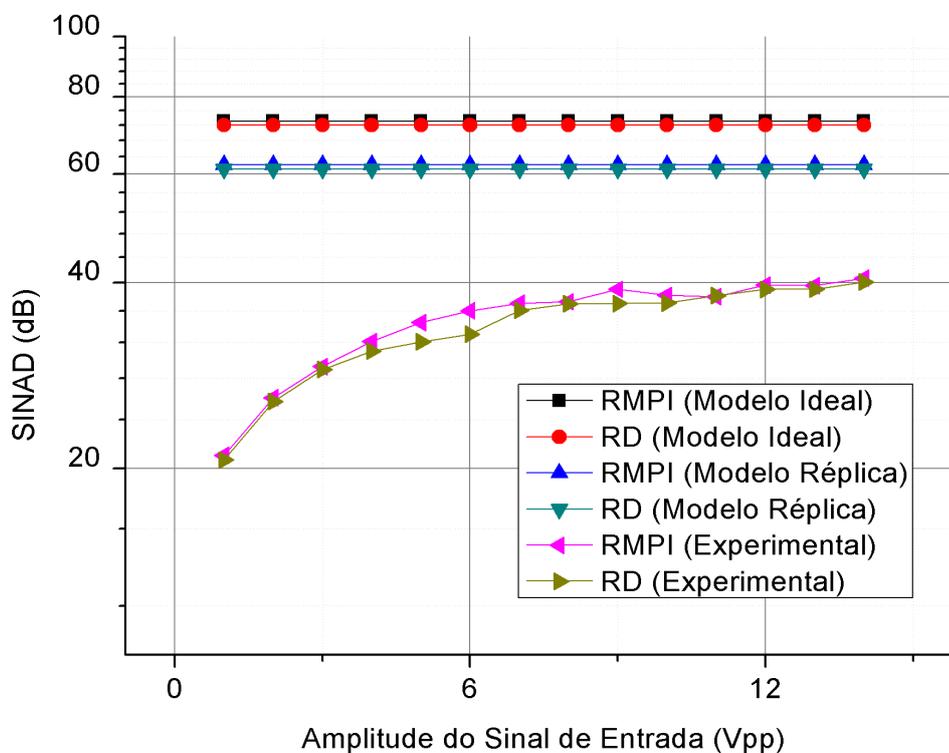


Figura 5.5 – Método de teste *sine wave fit* (quatro-parâmetros) para AIC: Comparação SINAD vs Amplitude do Sinal de Entrada entre as Arquiteturas RMPI e RD.

Na Figura 5.6 pode ser visto o comportamento da curva da SINAD obtida variando a frequência do sinal de entrada e mantendo a amplitude do sinal de entrada constante. Os valores dos parâmetros de configuração do AIC considerados neste caso são descritos na Tabela 5.2.

A partir dos resultados obtidos, o comportamento da SINAD obedece à mesma tendência dos resultados obtidos para o método *sine wave fit* (três parâmetros) para AIC, conforme é previamente visto no tópico 5.1.

### 5.3 MÉTODO DE TESTE PARA SINAIS MULTI-TONS

Neste tópico, os resultados obtidos pela aplicação do método de teste para sinais multi-tons desenvolvido nessa tese (já detalhado previamente no Capítulo 03) são mostrados. Alguns resultados preliminares de validação deste método de teste foram publicados em [44], em que a SINAD foi calculada para o RMPI configurável desenvolvido em [44], variando apenas esparsidade dos sinais de entrada entre 1 e 4. Os resultados mostraram

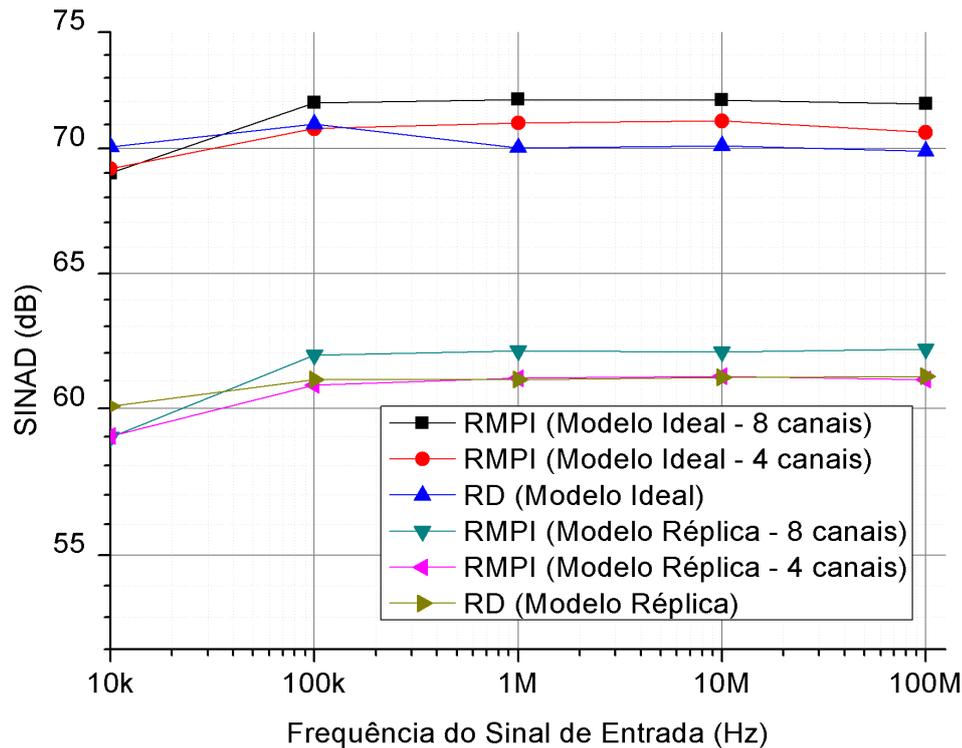


Figura 5.6 – Método de teste *sine wave fit* (quatro-parâmetros) para AIC: Comparação SINAD vs Frequência do Sinal de Entrada entre as Arquiteturas RMPI e RD.

que a tendência da SINAD calculada diretamente das medidas é inversamente proporcional a do MSE do sinal reconstruído para os mesmos sinais de teste, ou seja, quanto maior a SINAD menor o erro na reconstrução do sinal.

Após a validação inicial, um novo ensaio foi realizado variando mais parâmetros e considerando mais de uma arquitetura para comparação entre os resultados. Para este ensaio, os valores dos parâmetros de configuração do RMPI e os parâmetros dos sinais de teste são descritos na Tabela 5.3. Esses parâmetros são utilizados tanto para os resultados simulados como experimentais. O número de tons (esparsidade  $K$ ) dos sinais de teste variou entre 1 e 4. Para cada esparsidade, as amplitudes de cada tom variavam entre 1  $V_{pp}$  e 5  $V_{pp}$  e a frequência entre 1 kHz e 8 kHz de maneira aleatória.

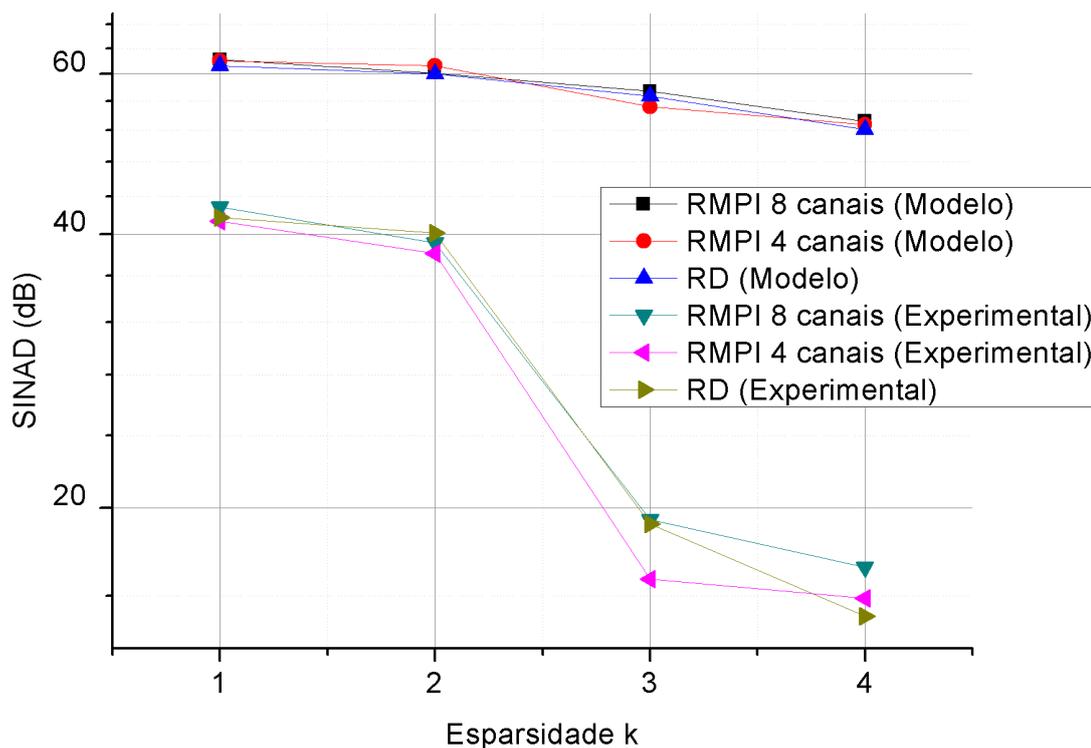
Na Figura 5.7 é possível visualizar a curva da SINAD em relação à esparsidade  $K$  (o número de tons do sinal de entrada). Para cada  $K$ , a SINAD calculada é a média da SINAD calculada AIC para 50 sinais multi-tons, com os parâmetros descritos na Tabela 5.3 variados de maneira aleatória (amplitude e frequência) dentro do intervalo especificado na tabela, aplicados ao método de teste baseado em sinal multi-tons para AIC.

A partir da Figura 5.7 é possível observar que a SINAD diminui quando  $K$  aumenta e quanto menor o número de canais, consequentemente de medidas, e maior a esparsidade, pior é o desempenho do AIC. Podemos concluir que quanto mais esparsos o

Tabela 5.3 – Configuração dos Parâmetros do RMPI para análise da SINAD versus Esparsidade do Sinal de Entrada

Parâmetros	Valor
Sinal de Entrada	Multi-tons (De 1 a 4 tons)
Amplitude do Sinal de Entrada	1 Vpp a 5 Vpp
Frequência do Sinal de Entrada	1 kHz até 8 kHz
Polinômio Primitivo (PRBS)	$x^5 + x^3 + x^2 + x + 1$
Frequência do PRBS	32 kHz
Dimensões das Matrizes de Medidas {MxN}	(8 x 32) RMPI (4 x 32) RMPI (1 x 32) RD
Frequência de Corte do Filtro Passa Baixas	50 Hz

sinal de entrada (ou seja, menor valor de  $K$ ), melhor é o desempenho do AIC de acordo com a SINAD. O método proposto, então, pode avaliar o desempenho do AIC em relação à esparsidade.

Figura 5.7 – Método de Teste para Sinais Multi-tons: Comparação SINAD *vs* Esparsidade entre as Arquiteturas RMPI e RD.

Novamente é possível observar uma diferença considerável entre os valores da SINAD calculada através das medidas obtidas pelo modelo de simulação e a calculada através das medidas experimentais, o que levanta mais uma vez a hipótese de uma oportunidade para calibração do AIC como discutido em [43].

## 5.4 COMPARAÇÃO DOS MÉTODOS *SINE WAVE FIT* TRÊS E QUATRO PARÂMETROS PARA AIC

Uma comparação entre os resultados obtidos para o método *sine wave fit* (três parâmetros) para AIC e o método proposto *sine wave fit* (quatro parâmetros) para AIC em simulação (para o Modelo Ideal e Modelo Réplica) e *hardware* é mostrada nas Figura 5.8 e Figura 5.9, respectivamente. No primeiro caso, variando a amplitude e mantendo a frequência fixa, e no segundo caso, variando a frequência do sinal de entrada e mantendo a amplitude fixa. Os valores dos parâmetros de configuração do AIC e dos sinais de teste são os mesmos descritos nas Tabela 5.1 e Tabela 5.2.

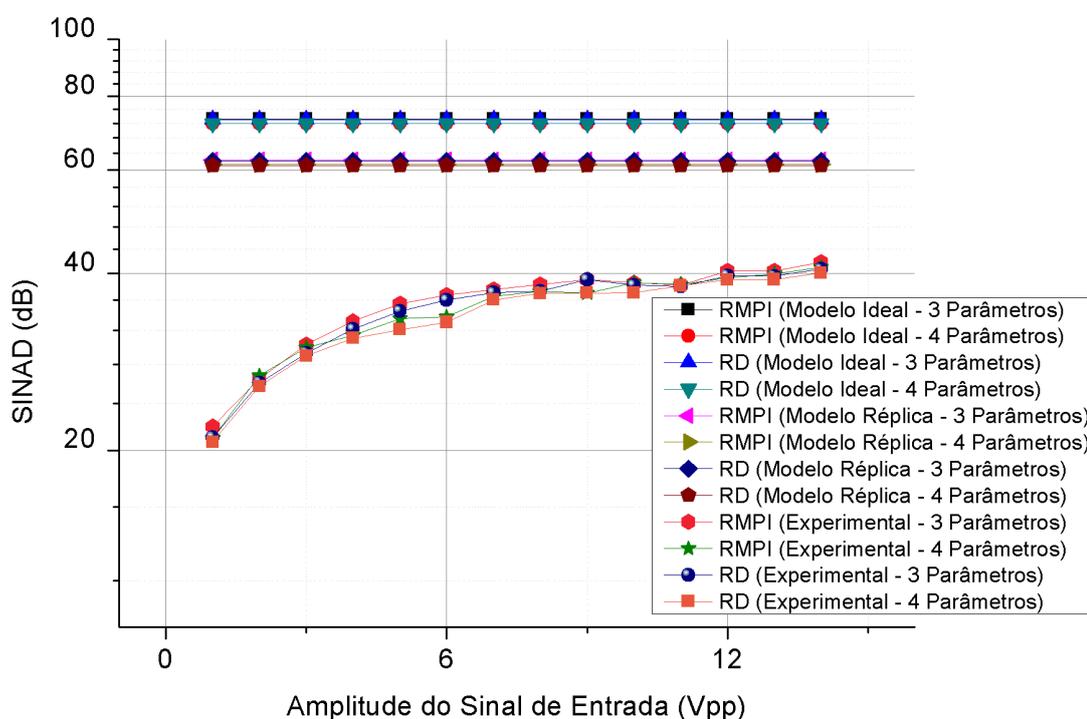


Figura 5.8 – Comparação dos resultados da SINAD vs Amplitude do Sinal de Entrada para os métodos de teste *sine wave fit* de três e quatro parâmetros para AIC das arquiteturas RMPI e RD.

Em relação aos resultados de simulação obtidos e levando em conta SINAD vs a amplitude do sinal de entrada, o Erro Médio Quadrático (MSE) da diferença entre os valores do algoritmo de três parâmetros e do método proposto de quatro parâmetros entre as duas arquiteturas foi de 0,48 dB para o Modelo Ideal e 0,53 dB para o Modelo Réplica. Com relação aos resultados experimentais obtidos, a diferença do MSE foi de 0,72 dB, entre as duas arquiteturas, como mostrado na Figura 5.8.

Em relação aos resultados de simulação variando a frequência de entrada, como visto na Tabela 2, a o MSE da diferença entre as arquiteturas foi de 0,59 dB para o Modelo Ideal e 0,68 dB para o Modelo Réplica, como pode ser observado na Figura 5.9.

COmo já mencionado no tópico 5.1, para o esnaio variando frequência apenas resultados de simulação foram obtidos devido limitações dos componentes do *hardware*.

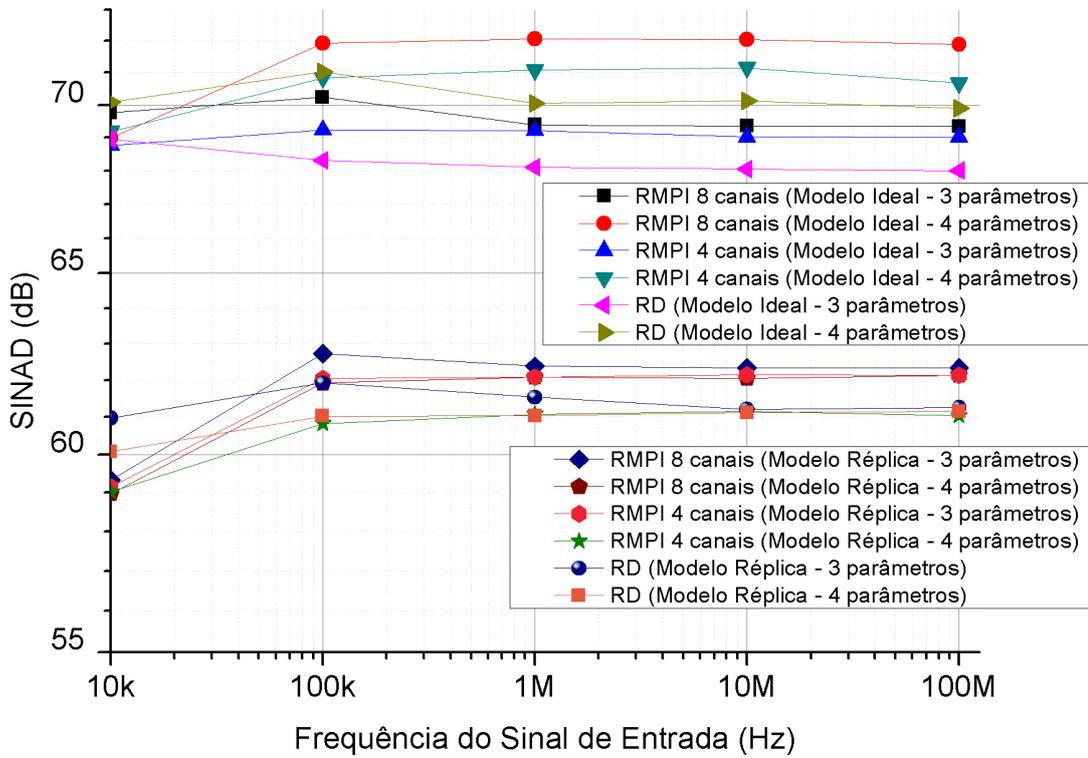


Figura 5.9 – Comparação dos resultados da SINAD vs Frequência do Sinal de Entrada para os métodos de teste *sine wave fit* de três e quatro parâmetros para AIC das arquiteturas RMPI e RD.

Como conclusão geral, os resultados obtidos pela aplicação dos métodos de teste propostos neste trabalho para AIC mostram que os AIC podem ser avaliados utilizando a SINAD como uma figura de mérito, sem necessidade de qualquer algoritmo de reconstrução e independentemente da arquitetura do conversor.

## 6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo é descrito um resumo dos resultados obtidos nesse trabalho com ênfase nos objetivos alcançados e nas dificuldades encontradas, como também sugestões para trabalhos futuros.

### 6.1 PRINCIPAIS CONCLUSÕES

A tese aqui apresentada trata de um problema em aberto: um teste generalizado ou padrão para Conversores Analógico para Informação (AIC). Como visto no Capítulo 2, Tópico 2.3, a maior parte do estudo feito para AIC foca no projeto e implementação de arquiteturas, sendo, portanto, a área de teste uma área importante a ser explorada, tanto que ainda não existe um padrão de teste para este tipo de conversor.

Alguns fatos que dificultam a criação desse padrão podem ser citados, seguem:

1. O sinal de saída do AIC de várias arquiteturas tem um forte comportamento estocástico, devido à mistura com as sequências pseudoaleatórias, o que aumenta a complexidade da análise tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência.
2. Os parâmetros do algoritmo de reconstrução podem afetar os resultados do AIC, tornando os métodos de teste dependentes não só da saída do AIC como também do algoritmo de reconstrução utilizado.

Neste sentido, as figuras de mérito que são calculadas até então para este tipo de conversor baseiam-se no sinal reconstruído. Porém, os algoritmos de reconstrução são bastante sensíveis, interferindo diretamente na qualidade dos dados medidos.

A partir disto, avaliar figuras de mérito calculadas ou medidas diretamente das medidas do AIC, e não do sinal reconstruído, se torna algo bastante interessante para a comparação entre arquiteturas diferentes de AIC, como visto no Capítulo 2, Tópico 2.3.

Um método de teste para AIC que calcula a SINAD diretamente das medidas do AIC foi encontrado no Estado da Arte (Tópico 2.3). Este método serviu como base para esta tese e é derivado de um método do padrão de testes para ADC convencionais, o método *sine wave fit*. Este método foi testado e verificado para um AIC da arquitetura RMPI configurável de oito canais.

A entrada para este método de teste (*sine wave fit* estendido para AIC) é um sinal de apenas um tom (senoide, esparsidade  $K=1$ ), porém um AIC pode trabalhar com sinal de esparsidade maior que essa.

Neste trabalho, a partir destas lacunas na área de teste de AIC, dois novos métodos de teste para AIC que consideram apenas as medidas saídas do AIC são introduzidos. Um método é capaz de testar o AIC aplicando sinais multi-tons, o que é uma novidade e, no segundo método de teste proposto, um novo algoritmo para estimar a frequência de uma senoide de entrada de um AIC, é proposto tornando possível adaptar o método de *sine wave fit* (quatro parâmetros) do IEEE-Std-1241 para teste de AIC.

Como um resultado importante, os métodos apresentados mostram-se independentes da arquitetura do AIC e extraem as figuras de mérito diretamente das medidas da própria saída do AIC, o que permite medir o desempenho do AIC em tempo real e utilizar de técnicas como, por exemplo, inteligência artificial com o intuito de modificar os parâmetros do AIC para o mesmo se adaptar melhor ao sinal de entrada, ou seja, tornar o AIC inteligente.

Resultados de simulação e experimentais foram obtidos para duas arquiteturas diferentes de AIC, RMPI e RD, e em ambas foi possível medir a SINAD diretamente da saída AIC para os dois novos métodos desenvolvidos. A partir dos resultados tanto em simulação como experimentais, ambos os métodos mostraram-se eficientes para obter o valor da SINAD de um AIC sob teste.

A análise da curva da SINAD para as arquiteturas testadas permitiu extrair algumas informações do desempenho desses dispositivos, como por exemplo, a melhor faixa de frequência e amplitude para o funcionamento do AIC. Também foi possível verificar, para o AIC sob teste, que a diminuição da esparsidade prejudica o desempenho do AIC, ou seja, quanto mais esparsa o sinal melhor o desempenho. E por fim, comparando os resultados de simulação e de *hardware* foi observada a oportunidade de calibração no *hardware*.

Algumas limitações de *hardware* no protótipo do AIC disponível para teste limitaram a faixa de frequência dos sinais de teste, porém um novo protótipo está em fase de confecção e novos ensaios poderão ser realizados em pesquisas futuras.

## 6.2 ARTIGOS PUBLICADOS RELATIVOS A ESTE TRABALHO

Neste tópico são descritos os artigos publicados relativos à tese aqui descrita.

### 6.2.1 ARTIGOS PUBLICADOS EM CONGRESSOS INTERNACIONAIS

V. M. L. Silva, R. C. S. Freire and C. P. de Souza, "Arbitrary waveform generator based on the Berlekamp-Massey Algorithm,"2016 1st International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT), Belo Horizonte, 2016, pp. 137-142.doi: 10.1109/INSCIT.2016.7598203.

V. M. L. Silva, A. A. Lisboa de Souza, S. Y. Cavalcanti Catunda and R. C. Silvério Freire, "Non-uniform sampling based ADC architecture using an adaptive level-crossing technique,"2017 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), Turin, 2017, pp. 1-6. doi: 10.1109/I2MTC.2017.7969771.

V. M. L. Silva, R. C. S. Freire, C. P. de Souza, B. W. S. Arruda, E. C. Gurjão and V. L. Reis, "Test Method for AIC based on extension IEEE Std. 1241 Sine-wave Fit using Multi-Sine Signals,"2018 3rd International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT), Bento Goncalves, 2018, pp. 1-4. doi: 10.1109/INSCIT.2018.8546715.

B. W. S. Arruda, R. C. S. Freire, E. C. Gurjão, V. M. L. Silva and V. L. Reis , "Gain and offset calibration for an Analog-to-Information Converter,"2018 3rd International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT), Bento Goncalves, 2018, pp. 1-5.

V. M. L. Silva, B. W. S. Arruda, C. P. de Souza, E. C. Gurjão, V. L. Reis and R. C. S. Freire, "A testing approach for a configurable RMPI-based Analog-to-Information Converter,"2018 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), Houston, TX, 2018, pp. 1-5. doi: 10.1109/I2MTC.2018.8409776.

# REFERÊNCIAS

- [1] E. J. Candès, “The restricted isometry property and its implications for compressed sensing,” *Comptes Rendus Mathématique*, vol. 346, no. 9, pp. 589–592, May 2008. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1631073X08000964>
- [2] J. Sweeney and A. Tsefrekas, “Reducing test cost through the use of digital testers for analog tests,” in *IEEE International Conference on Test, 2005.*, Nov. 2005, pp. 9 pp.–446.
- [3] H. Stratigopoulos and C. Streitwieser, “Adaptive Test With Test Escape Estimation for Mixed-Signal ICs,” *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol. 37, no. 10, pp. 2125–2138, Oct. 2018.
- [4] “IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-to-Digital Converters,” *IEEE Std 1241-2010 (Revision of IEEE Std 1241-2000)*, pp. 1–139, Jan. 2011.
- [5] D. S. S. Reddy, R. R. Tamboli, and S. Jana, “Universal nonuniform sampling of ECG signals: Opportunities and obstacles,” in *The 5th 2012 Biomedical Engineering International Conference*, Dec. 2012, pp. 1–5.
- [6] D. L. Donoho, “Compressed sensing,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 52, no. 4, pp. 1289–1306, Apr. 2006.
- [7] S. Mallat, *A Wavelet Tour of Signal Processing*, 3rd ed. Elsevier, 2009. [Online]. Available: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780123743701X00018>
- [8] V. M. L. Silva, A. A. L. d. Souza, S. Y. C. Catunda, and R. C. S. Freire, “Non-uniform sampling based ADC architecture using an adaptive level-crossing technique,” in *2017 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, May 2017, pp. 1–6.
- [9] M. Skhiri, S. Bdiri, and F. Derbel, “Power aware wireless sensor networks based on compressive sensing,” in *2018 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, May 2018, pp. 1–5.
- [10] Z. Yu, J. Zhou, M. Ramirez, S. Hoyos, and B. M. Sadler, “The impact of ADC nonlinearity in a mixed-signal compressive sensing system for frequency-domain sparse signals,” *Physical Communication*, vol. 5, no. 2, pp. 196–207, Jun. 2012. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1874490711000711>

- [11] D. Bao, P. Daponte, L. De Vito, and S. Rapuano, “Defining frequency domain performance of Analog-to-Information converters,” vol. 1. IMEKO, 2013, pp. 748–753. [Online]. Available: <https://iris.unisannio.it/handle/20.500.12070/11026#.XFJFtVxKjDc>
- [12] D. Bao, P. Daponte, L. D. Vito, and S. Rapuano, “Frequency-domain characterization of random demodulation Analog-to-Information Converters,” *ACTA IMEKO*, vol. 4, no. 1, pp. 111–120, Feb. 2015. [Online]. Available: <https://acta.imeko.org/index.php/acta-imeko/article/view/IMEKO-ACTA-04%20%282015%29-01-17>
- [13] P. Daponte, L. D. Vito, and S. Rapuano, “An extension to IEEE Std. 1241 sine fit for analog-to-information converters testing,” in *2015 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings*, May 2015, pp. 1933–1937.
- [14] S. Rapuano, “Analog-to-Information Converters: research trends and open problems,” in *2016 26th International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA)*, Apr. 2016, pp. 10–17.
- [15] C. E. Shannon, “A mathematical theory of communication,” oct 1948. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/j.1538-7305.1948.tb01338.x>
- [16] R. G. Baraniuk, “Compressive Sensing [Lecture Notes] - IEEE Journals & Magazine,” jul 2007. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4286571>
- [17] L. He and L. Carin, “Exploiting Structure in Wavelet-Based Bayesian Compressive Sensing,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 57, no. 9, pp. 3488–3497, Sep. 2009.
- [18] S. Foucart and H. Rauhut, “A Mathematical Introduction to Compressive Sensing | Simon Foucart | Springer,” 2013. [Online]. Available: <https://www.springer.com/us/book/9780817649470>
- [19] D. L. Donoho and X. Huo, “Uncertainty principles and ideal atomic decomposition,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 47, no. 7, pp. 2845–2862, Nov. 2001.
- [20] R. J. V. d. Medeiros, “Investigação Sobre Aplicação de Amostragem Compressiva a Sinais de Audio,” Dissertação, UFCG, 2010. [Online]. Available: <https://sites.google.com/a/dee.ufcg.edu.br/pos-graduacao/banco-de-dissertacoes>
- [21] J. A. Tropp and A. C. Gilbert, “Signal Recovery From Random Measurements Via Orthogonal Matching Pursuit - IEEE Journals & Magazine,” pp. 4655–4666, dez 2007. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4385788>

- [22] A. Y. Carmi, L. S. Mihaylova, and S. J. Godsill, “Introduction to Compressed Sensing and Sparse Filtering | SpringerLink,” pp. 1–23, 2014. [Online]. Available: [https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-642-38398-4\\_1](https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-642-38398-4_1)
- [23] E. J. Candes, J. Romberg, and T. Tao, “Robust uncertainty principles: exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 52, no. 2, pp. 489–509, Feb. 2006.
- [24] M. Rani, S. B. Dhok, and R. B. Deshmukh, “A Systematic Review of Compressive Sensing: Concepts, Implementations and Applications,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 4875–4894, 2018.
- [25] V. d. L. Reis, “Conversor configurável analógico para informação.” Apr. 2017. [Online]. Available: <http://dspace.sti.ufcg.edu.br:8080/jspui/handle/riufcg/778>
- [26] M. Mangia, “Adapted Compressed Sensing for Effective Hardware Implementations - A Design Flow for Signal-Level Optimization of Compressed Sensing Stages | Mauro Mangia | Springer,” 2017. [Online]. Available: <https://www.springer.com/br/book/9783319613727>
- [27] V. M. L. Silva, A. A. L. d. Souza, and S. Y. C. Catunda, “Flexible A/D converter architecture targeting sparse signals,” in *2014 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings*, May 2014, pp. 1496–1500.
- [28] J. Zhou, A. T. Zavareh, R. Gupta, L. Liu, Z. Wang, B. M. Sadler, J. Silva-Martinez, and S. Hoyos, “Compressed Level Crossing Sampling for Ultra-Low Power IoT Devices,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 64, no. 9, pp. 2495–2507, Sep. 2017.
- [29] T. Marisa, T. Niederhauser, A. Haeberlin, R. A. Wildhaber, R. Vogel, J. Goette, and M. Jacomet, “Pseudo Asynchronous Level CrossingadcforecgSignal Acquisition,” *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 11, no. 2, pp. 267–278, Apr. 2017.
- [30] E. J. Candes and T. Tao, “Decoding by linear programming,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 51, no. 12, pp. 4203–4215, Dec. 2005.
- [31] S. S. Y. Massoud and V. Singal, “Efficient realization of random demodulator-based analog to information converters - IEEE Conference Publication,” 2011. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6107745>
- [32] S. Kirolos, J. Laska, M. Wakin, M. Duarte, D. Baron, T. Ragheb, Y. Massoud, and R. Baraniuk, “Analog-to-Information Conversion via Random Demodulation,” in *2006 IEEE Dallas/CAS Workshop on Design, Applications, Integration and Software*, Oct. 2006, pp. 71–74.

- [33] T. Ragheb, J. N. Laska, H. Nejati, S. Kirolos, R. G. Baraniuk, and Y. Massoud, “A prototype hardware for random demodulation based compressive analog-to-digital conversion,” in *2008 51st Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Aug. 2008, pp. 37–40.
- [34] J. N. Laska, S. Kirolos, M. F. Duarte, T. S. Ragheb, R. G. Baraniuk, and Y. Massoud, “Theory and Implementation of an Analog-to-Information Converter using Random Demodulation,” in *2007 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, May 2007, pp. 1959–1962.
- [35] H. Mamaghanian, N. Khaled, D. Atienza, and P. Vandergheynst, “Design and Exploration of Low-Power Analog to Information Conversion Based on Compressed Sensing,” *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. 2, no. 3, pp. 493–501, Sep. 2012. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6332541/>
- [36] F. Pareschi, P. Albertini, G. Frattini, M. Mangia, R. Rovatti, and G. Setti, “Hardware-Algorithms Co-Design and Implementation of an Analog-to-Information Converter for Biosignals Based on Compressed Sensing,” *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 10, no. 1, pp. 149–162, Feb. 2016.
- [37] J. Yoo and A. Emami-Neyestana, “Design and implementation of a fully integrated compressed-sensing signal acquisition system - IEEE Conference Publication,” 2012. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6289123>
- [38] M. Safarpour, M. Charmi, and S. Toofan, “Spectrum Leakage Effect Mitigation in RMPI Analog to Information Convertors,” vol. 5, no. 55, p. 5, 2016.
- [39] M. Mangia, R. Rovatti, G. Setti, and P. Vandergheynst, “Combining Spread Spectrum Compressive Sensing with rakeness for low frequency modulation in RMPI architecture,” in *2014 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, May 2014, pp. 4146–4150.
- [40] V. d. L. Reis, E. C. Gurjão, and R. C. S. Freire, “Influence of integrators in the performance of analog-to-information converters - IEEE Conference Publication,” 2016. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7598201>
- [41] “IEEE Standard for Digitizing Waveform Recorders,” *IEEE Std 1057-2017 (Revision of IEEE Std 1057-2007)*, pp. 1–0, Jan. 2018.
- [42] V. M. L. Silva, B. W. S. Arruda, C. P. d. Souza, E. C. Gurjão, V. L. Reis, and R. C. S. Freire, “A testing approach for a configurable RMPI-based Analog-to-Information Converter,” in *2018 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, May 2018, pp. 1–5.

- 
- [43] B. Arruda, R. Silvério, E. C. Gurjão, V. Silva, V. L. Reis, and N. Fonseca, “Gain and offset calibration for an Analog-to-Information Converter,” in *2018 3rd International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT)*, Aug. 2018, pp. 1–5.
- [44] V. M. L. Silva, R. C. S. Freire, C. P. d. Souza, B. W. S. Arruda, E. C. Gurjão, and V. L. Reis, “Test Method for AIC based on extension IEEE Std. 1241 Sine-wave Fit using Multi-Sine Signals,” in *2018 3rd International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT)*, Aug. 2018, pp. 1–4.

