



SERVIÇO PÚBLICO FEDERAL
MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DO SEMI-ÁRIDO
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO

Check-List – Afastamento para qualificação

(Todos os documentos são obrigatórios)

Nome do solicitante: Veronica Maria Lima Silva	
Tipo de afastamento:	
<input type="checkbox"/> Inicial <input checked="" type="checkbox"/> Renovação	
Solicitante:	
<input checked="" type="checkbox"/> Docente <input type="checkbox"/> Técnico administrativo	
Local de capacitação:	
<input checked="" type="checkbox"/> No País <input type="checkbox"/> No exterior	
Período de afastamento: 04/06/2017 a 28/02/2019	
Documentos Anexados – Processo Inicial	Número da página (Preenchido pela PROPPG):
I – Formulário de requerimento do afastamento (Página da PROPPG)	
II – Justificativa para o Afastamento (Anexo I - Página da PROPPG)	
III – Plano de Trabalho, contendo o anteprojeto de pesquisa. (Anexo VIII - Página da PROPPG)	
IV – Comprovante de aprovação/classificação ou matrícula no programa em que o(a) servidor(a) foi aprovado(a) (Anexo V - Página da PROPPG) e histórico do curso (quando couber)	
V – Plano de Qualificação e Formação Docente da sua unidade acadêmica de lotação	
VI – Termo de Declaração e Compromisso (Anexo IIA ou IIB - Página da PROPPG)	
VII – Declaração de licenças e afastamento em assentamento funcional, emitida pela Pró-Reitoria de Gestão de Pessoas – PROGEPE	
VIII – Documentação que formalize a substituição do(a) interessado: <input type="checkbox"/> Termo de Compromisso dos docentes que assumirão as disciplinas <input type="checkbox"/> Utilização de vaga ou disponibilidade de professor substituto a ser contratado(a)	
Documentos Anexados – Processo de Renovação:	Número da página (Preenchido pela PROPPG):
I – Formulário de requerimento de renovação do afastamento (Página da PROPPG)	
II – Justificativa de renovação, assinada também pelo orientador (Anexo I - Página da PROPPG)	
III – Relatório Semestral de Acompanhamento (Anexo IV - Página da PROPPG)	
IV – Documentação que formalize a substituição do(a) interessado: <input type="checkbox"/> Utilização de vaga ou disponibilidade de professor substituto a ser contratado(a)	



**SERVIÇO PÚBLICO FEDERAL
MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO**

<input type="checkbox"/> Termo de Compromisso dos docentes que assumirão as disciplinas	
V – Declaração de Matrícula (Anexo V - Página da PROPPG)	
VI – Histórico Escolar – Atualizado (Anexo VII - Página da PROPPG)	

Normativo: Resolução CONSUNI/UFERSA N° 009/2013, de 08 de novembro de 2013.

PROPPG



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO - UFERSA
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO - PROPPG

Av. Francisco Mota, 572 – C. Postal 137 – Bairro Pres. Costa e Silva – Mossoró – RN – CEP: 59.625-900 - Tel.: (84)3317-8296/8295 – E.mail: proppg@ufersa.edu.br

REQUERIMENTO PARA RENOVAÇÃO DE AFASTAMENTO PARA TREINAMENTO DE DOCENTES E TÉCNICO-ADMINISTRATIVOS EM NÍVEL DE PÓS-GRADUAÇÃO

1. PREENCHIDO PELO REQUERENTE

Nome (completo sem abreviaturas): Veronica Maria Lima Silva
Identidade: 2002029130791 **Órgão Emissor:** SSP **UF:** CE **Data de emissão:** 06/10/2011
CPF: 02558212397 **Data de Nascimento:** 18/09/1988 **Tel.:** (83)988821609
E-mail: veronica.lima@ufersa.edu.br **Departamento/Setor:** DETEC - CMPF
Categoria Funcional: **Docente:** (X) **Técnico-Administrativo:** ()
Tipo de Afastamento: **Integral:** (X) **Parcial:** ()
Tempo de Serviço Averbado para Aposentadoria: () Anos
Início de Exercício no Cargo: 31/03/2015 **Total:** 02 ano(s) 10 mês(es) (Anexar Declaração do PRORH).

2. PREENCHIDO PELO REQUERENTE

CURSO: Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE – UFCG)
Nível: Doutorado **Especialização** () **Mestrado** () **Doutorado** (X) **Pós-Doutorado** ()
Área de concentração: Eletrônica e Telecomunicações (ETL)
Liberação inicial: **Início** 04/06/2017 **Término:** 09/04/2018
Período solicitado para liberação: **Início** 10/04/2018 **Término:** 09/04/2018
Período concedido: **Início** / / **Término:** / /
Síntese da justificativa do requerimento de renovação: Atualmente, estou desenvolvendo artigos para periódicos e dando continuidade à parte experimental da pesquisa sugerida pelos membros da banca após a qualificação. O desenvolvimento desta parte experimental deve ser realizada em um protótipo desenvolvido no LIMC (Laboratório de Instrumentação e Metrologias Científicas) localizado na Universidade Federal de Campina Grande (UFCG). Devido à distancia do CMPF-UFERSA para UFCG, a necessidade de dedicação diária a esta fase final do doutorado (tanto na parte experimental como na escrita de periódicos e do texto final da tese), e ainda lembrando que meu afastamento utiliza de um código de vaga para professor substituto advindo do edital de qualificação docente 2017 (anexado ao meu processo de afastamento), aos benefícios para a instituição e para minha formação e carreira, solicito renovação do meu afastamento.

ANEXAR (Obrigatório)

I – Justificativa de requerimento assinada também pelo Orientador (Anexo I) - (Disponível na Página da PROPPG)

II – justificativa para nova liberação do(a) requerente: (Anexo III) (Disponível na Página da PROPPG)

III- Relatório semestral de acompanhamento (Anexo IV) (Disponível na Página da PROPPG) (quando se tratar do relatório referente ao 3º semestre (mestrado) e 5º semestre (doutorado), deverá ser acompanhado do projeto de dissertação/Tese)



**MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO - Ufersa
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO - PROPPG**

Av. Francisco Mota, 572 – C. Postal 137 – Bairro Pres. Costa e Silva – Mossoró – RN – CEP: 59.625-900 - Tel.: (84)3317-8296/8295 – E.mail: proppg@ufersa.edu.br

IV - Declaração de matrícula (Local da pós-graduação) (Anexo V) (Disponível na Página da PROPPG)

V- Relatório de avaliação de desempenho (Anexo VI) (Disponível na Página da PROPPG)

VI- Histórico Escolar (Anexo VII) (Disponível na Página da PROPPG)

Data: 29/01/2018

Verônica Maria Lima Silva

Assinatura do requerente



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO - UFERSA
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO - PROPPG

Av. Francisco Mota, 572 – C. Postal 137 – Bairro Pres. Costa e Silva – Mossoró – RN – CEP: 59.625-900 - Tel.: (84)3317-8296/8295 – E.mail: proppg@ufersa.edu.br

3. PARECERES

CPPTA (Técnico-Administrativo):

APROVO: () **NÃO APROVO:** ()

Data: / /

Presidente

CPPD (Docente):

APROVO: () **NÃO APROVO:** ()

Data: / /

Presidente

PROPPG (Docente e Técnico-Administrativo):

APROVO: () **NÃO APROVO:** ()

Data: / /

Pró-Reitor de Pesquisa e Pós-Graduação

ANEXAR ESTES DOCUMENTES (obrigatório)

- 1. JUSTIFICATIVA PARA NOVA LIBERAÇÃO DO(A) REQUERENTE: (Anexo III)** (Disponível na Página da PROPPG)
- 2. DECLARAÇÃO DE MATRÍCULA (Local da pós-graduação) (Anexo V)** (Disponível na Página da PROPPG)
- 3. RELATÓRIO DE AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO (Anexo VI)** (Disponível na Página da PROPPG)

OBSERVAÇÃO:

Dúvidas:
Ver resolução CONSUNI/UFERSA nº 009/2013, de 08 de novembro de 2013.



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO - Ufersa
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO - PROPPG

Av. Francisco Mota, 572 – C. Postal 137 – Bairro Pres. Costa e Silva – Mossoró – RN – CEP: 59.625-900 - Tel.: (84)3317-8296/8295 – E.mail: proppg@ufersa.edu.br



PROPPG



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO - UFERSA
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO - PROPPG

Av. Francisco Mota, 572 – C. Postal 137 – Bairro Pres. Costa e Silva – Mossoró – RN – CEP: 59.625-900 - Tel.: (84)3317-8296/8295 – E.mail: proppg@ufersa.edu.br

(Anexo I)

JUSTIFICATIVA PARA O AFASTAMENTO OU PARA RENOVAÇÃO DO AFASTAMENTO

Eu, Veronica Maria Lima Silva, CPF 025.582.123-97, RG 2002029130791 SSP-CE, Maticula Siape 2213620, professora do curso de Engenharia da Computação lotada no Centro Multidisciplinar de Pau dos Ferros da Universidade Federal Rural do Semi-Árido – UFERSA, venho respeitosamente solicitar renovação do afastamento integral das minhas atividades, com remuneração, para finalização do curso de Doutorado em Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Campina Grande (UFCG) em Campina Grande/PB.

Durante o período do meu afastamento (04/06/2017 a 09/04/2018) finalizei o projeto de teste e realizei o exame de qualificação, tendo sido a defesa no dia 20 de novembro de 2017 no qual a banca aprovou o trabalho. Dois artigos científicos foram desenvolvidos para Congressos Internacionais (ISCAS 2018 e I2MTC 2018). Para finalizar a tese será necessário mais experimentos no protótipo o qual estou testando (testes estes sugeridos pela banca na qualificação). Ressaltando que tal protótipo é bastante complexo pois trata-se de um dispositivo oriundo de uma tese de doutorado, portanto difícil de reproduzir. Para os próximos meses, então, serão realizados os teste finais no protótipo como também a redação de periódicos e o texto final da tese.

Considerando à distancia do Campus Multidisciplinar de Pau dos Ferros (CMPF-UFERSA) para Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), a necessidade de dedicação diária a esta fase final do doutorado (tanto na parte



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO - UFERSA
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO - PROPPG

Av. Francisco Mota, 572 – C. Postal 137 – Bairro Pres. Costa e Silva – Mossoró – RN – CEP: 59.625-900 - Tel.: (84)3317-8296/8295 – E.mail: proppg@ufersa.edu.br

experimental como na escrita de periódicos e do texto final da tese), e ainda lembrando que meu afastamento utiliza de um código de vaga para professor substituto advindo do edital de qualificação docente 2017 (anexado ao meu processo de afastamento), aos benefícios para a instituição e para minha formação e carreira, solicito respeitosamente a renovação do meu afastamento.

Data: 29 de janeiro de 2018

Venonice Maria Lima Silva

Assinatura do requerente

Raimundo C.S. Freire

Assinatura do Orientador



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO - UFERSA
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO - PROPPG

Av. Francisco Mota, 572 – C. Postal 137 – Bairro Pres. Costa e Silva – Mossoró – RN – CEP: 59.625-900 - Tel.: (84)3317-8296/8295 – E.mail: proppg@ufersa.edu.br

PROPPG



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO - UFERSA
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO - PROPPG

Av. Francisco Mota, 572 – C. Postal 137 – Bairro Pres. Costa e Silva – Mossoró – RN – CEP: 59.625-900 - Tel.: (84)3317-8296/8295 – E.mail: proppg@ufersa.edu.br

(Anexo IV)

RELATÓRIO DE ATIVIDADES ACADÊMICAS
(Realizadas nos últimos 2 semestres de afastamento)

Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE – UFCG)
Doutorado

Semestre 2017.2:

- Ensaio experimentais para caracterização/teste do Conversor Analógico para Informação.
- Escrita do texto de Qualificação
- Escrita de dois artigos para congressos internacionais ISCAS 2018 e I2MTC 2018.
- Defesa do Exame de Qualificação

Semestre 2018.1:

- Escrita de artigos para periódicos
- Ensaio experimentais adicionais sugeridos pela banca para finalizar a caracterização/teste do Conversor Analógico para Informação.
- Início da escrita do texto final da tese

Data: 29 de janeiro de 2018



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO - UFERSA
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO - PROPPG

Av. Francisco Mota, 572 – C. Postal 137 – Bairro Pres. Costa e Silva – Mossoró – RN – CEP: 59.625-900 - Tel.: (84)3317-8296/8295 – E.mail: proppg@ufersa.edu.br

Verônica Maria Lima Silva

Assinatura do requerente

Raimundo C.S. Freire

Assinatura do Orientador

Dúvidas:
Ver resolução CONSUNI/UFERSA nº 009/2013, de 08 de novembro de 2013.

PROPPG



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

Exame de Qualificação

Proposta de um método de testes para Conversores Analógico para Informação

Verônica Maria Lima Silva

Campina Grande - PB
Setembro – 2017



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

Proposta de um método de testes para Conversores Analógico para Informação

Verônica Maria Lima Silva

Exame de Qualificação submetido ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências, no domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da informação

Prof. Dr. Raimundo Carlos Silvério Freire
Prof. Dr. Cleonilson Protásio de Souza
Orientadores

Campina Grande - PB
Setembro – 2017

Resumo

Nesta proposta de tese é abordada a problemática dos procedimentos de teste paramétricos de Conversores Analógico para Informação (AIC), pois não existe padrão de testes para esse tipo de conversor. Nesse sentido, é proposto neste trabalho expandir um método de teste para AIC encontrado na Revisão Bibliográfica que utiliza o *sine wave fit* de três parâmetros, como proposto na cláusula 5.2 do padrão IEEE 1241, para cálculo da Relação Sinal-Ruído-Distorção (SINAD). Como esse método foi criado apenas para sinais de 1 tom, esta proposta tem como objetivo expandir esse método para sinais multi-tons. Experimentos iniciais, tanto em simulação quanto em implementação em hardware, considerando um AIC pré-integrador de modulação aleatória (RMPI) de 8 canais e diferente da arquitetura inicialmente proposta na literatura considerada, validaram o método proposto neste trabalho. É importante observar que foi provado matematicamente que há a possibilidade de expandir o método original para sinais multi-tons e que o método proposto pode ser facilmente aplicado em outras arquiteturas de AIC, com base em amostragem aleatória ou demodulação aleatória. Os resultados de ambas as fases de validação são relatados e discutidos neste documento.

Palavras-chave: *AIC, teste, sine wave fit, SINAD.*

Abstract

This thesis proposal addresses the problematic of the parametric test procedures of Analog to Analog Converters (AIC), since there is no standard of tests for this type of converter. In this sense, it is proposed in this work to expand a test method for AIC found in the Bibliographic Review using the three-parameter sine wave fit, as proposed in clause 5.2 of the IEEE 1241 standard for the calculation of the Signal-Noise-Discretion Relationship (SINAD). As this method was only created for 1-tone signals, this proposal aims to expand this method for multi-tone signals. Initial experiments, both in simulation and in hardware implementation considering a pre-integrator random-modulation AIC (RMPI) of 8 channels and different from the architecture initially proposed in the literature considered, validated the method proposed in this work. It is important to note that it has been mathematically proven that it is possible to expand the original method for multi-tone signals and that the proposed method can be easily applied in other AIC architectures based on random sampling or random demodulation. The results of both validation phases are reported and discussed in this document.

Keywords: *AIC, test, sine wave fit, SINAD.*

Lista de Figuras

Figura 1 – (a) Estratégia de teste original (b) Estratégia de teste proposta (Adaptado de [8]).	10
Figura 2 – Sinal Esparso com $K = 4$.	13
Figura 3 - Processo de medição da amostragem compressiva com uma matriz de medida Gaussiana aleatória Φ e a matriz discreta de transformação de cosseno (DCT) Ψ . O vetor s é esparso com $K = 4$.	15
Figura 4 - Minimizações por $\mathbf{l1}$ e por $\mathbf{l2}$ para um caso 2-dimensional.	18
Figura 5 - O processo de aquisição de um AIC baseado em amostragem aleatória (do inglês, <i>random sampling</i>) (Adaptado de [9]).	19
Figura 6 - Diagrama de Blocos da Arquitetura Demodulador Aleatório (do inglês, <i>Random Demodulation</i>).	21
Figura 7 - Arquitetura RD com filtro no lugar do integrador (Adaptado de [20]).	22
Figura 8 - Diagrama de blocos da Arquitetura <i>Random Modulator Pre-Integration</i> (RMPI) [32].	23
Figura 9 - Setup para a aplicação do método <i>sine wave fit</i> em um conversor analógico digital. (Adaptado de [38]).	26
Figura 10 - Compressão do vetor x , reduzido para um vetor y de tamanho M , com $M < N$ pela transformação linear, representada por uma multiplicação pela matriz Φ ($M \times N$).	29
Figura 11 - Sinal estimado pelo método de teste <i>sine wave fit</i> para AIC estendido para 2 tons ($f_0 = 10^3$ e $f_1 = 3 \cdot 10^3$).	34
Figura 12 - LFSR gerador de sequências pseudoaleatórias (PRBS) com polinômios de até 16^a ordem [35].	35
Figura 13 - Condicionador de Sinal [35].	36
Figura 14 – Multiplicador [35].	37
Figura 15 – Integrador [35].	37
Figura 16 - Conversor Analógico Digital [35].	38
Figura 17 - Hardware do AIC sob teste [35].	39
Figura 18 - SINAD (dB) \times Frequência de Corte do Integrador (Hz) para diferentes taxas de compressão (ou seja, diferentes matrizes de medição Φ).	40
Figura 19 - MSE \times Frequência de Corte do Integrador (Hz) para diferentes taxas de compressão (ou seja, diferentes matrizes de medição Φ).	41
Figura 20 - SINAD (dB) \times Amplitude do sinal de entrada (V_{pp}).	42

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Cronograma de atividades.	45
---	----

Sumário

1	INTRODUÇÃO	8
1.1	MOTIVAÇÃO	10
1.2	OBJETIVOS	11
1.2.1	OBJETIVO GERAL.....	11
1.2.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	11
1.3	ESTRUTURAÇÃO DO DOCUMENTO.....	11
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	12
2.1	AMOSTRAGEM COMPRESSIVA.....	12
2.1.1	ESPARSIDADE	12
2.1.2	MATRIZ DE MEDIÇÃO.....	15
2.1.3	RECONSTRUÇÃO.....	16
2.2	ARQUITETURAS DE AIC	18
2.2.1	<i>RANDOM SAMPLING</i> (AMOSTRAGEM ALEATÓRIA).....	19
2.2.2	<i>RANDOM DEMODULATION</i> (DEMODULADOR ALEATÓRIO).....	21
2.2.3	PRÉ-INTEGRADOR DE MODULAÇÃO ALEATÓRIA	22
2.3	TESTE PARA CONVERSORES AIC	24
2.3.1	SINE WAVE FIT PARA AIC	26
3	PROPOSTA DE TESTE PARA AIC.....	31
4	MATERIAIS E MÉTODOS	35
4.1	AIC RMPI UTILIZADO	35
5	RESULTADOS PRELIMINARES.....	40
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	43
7	CRONOGRAMA	45
	REFERÊNCIAS	46

1 INTRODUÇÃO

Circuitos de sinais mistos, ou seja, circuitos que combinam partes analógicas e digitais, especialmente conversores analógico-digitais e digital-analógicos, são circuitos amplamente utilizados em sistemas eletrônicos. Na maioria dos casos, os circuitos de sinais mistos formam a interface entre os mundos analógico e digital, permitindo o processamento e aquisição da informação do mundo real. Desempenho de circuitos de sinais mistos, como a linearidade e ruído, é, então, fundamental para a maioria das aplicações usando sistemas eletrônicos [1].

Existe um grande número de arquiteturas de conversores analógico-digitais. As utilizadas comumente fazem a amostragem dos sinais de maneira periódica, ou seja, amostram o sinal a intervalos de tempo constantes (definidos pela frequência de amostragem do sistema). 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 [2].

Diante disso, recentemente, foi proposto um novo paradigma de amostragem: a Amostragem Compressiva (*Compressive Sampling*, CS), com o intuito de explorar a representação esparsa que muitos sinais naturais exibem [2]. Sinais esparsos podem ser compreendidos como sinais que concentram sua informação numa pequena janela, de tempo ou de frequência, enquanto permanecem praticamente inalterados por um longo período [2]. Normalmente, pode ser mais rápido e mais simples processar sinais em uma representação esparsa, em que poucos coeficientes revelam a informação útil [3]. Pode-se citar como exemplo de sinais desse tipo: o sinal de ECG, caracterizado como esparsos no tempo.

Observando sinais com essas características, surge o seguinte questionamento: tomando como base um sistema com amostragem periódica (uniforme) e visando a reconstrução do sinal através de um processamento simples (tal como uma interpolação linear), 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 onde 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 onde 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 substancialmente [4].

Vislumbrando a conversão de sinais esparsos, o uso de amostragem compressiva aparece como alternativa e pode resultar em aumento da eficiência da aquisição do sinal. Portanto, a ideia da amostragem compressiva é adquirir diretamente a informação necessária no domínio esparso usando conversores de taxa de amostragem menor que a taxa de Nyquist.

Os conversores analógicos para a informação (AIC) representam a implementação do conceito de amostragem compressiva em termos práticos.

Um AIC é um dispositivo que recebe como entrada um sinal analógico e, diferentemente de um conversor analógico-digital convencional, fornece como saída uma versão digitalizada e comprimida da entrada. Na literatura científica várias arquiteturas de AIC foram propostas, explorando amostras aleatórias ou não uniformes, como demodulação aleatória (*Random Demodulation*, RD), Pré-Integrador de Modulação Aleatória (*Random Modulation Pre-Integrator*, RMPI), baseados em amostragem não uniforme (*Non Uniform Sampler*, NUS).

Apesar de vários esforços terem sido feitos pela comunidade acadêmica para propor arquiteturas e configurações para AIC, são poucas as referências que abordam o problema de testar esses novos dispositivos, como pode ser visto no estado da arte (tópico 2.3) que trata do estado da arte [5] [6] [7] [8] [9].

Em geral, os métodos de teste 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 analisam o sinal reconstruído estimando alguns parâmetros, definidos como figuras de mérito, baseado em métodos diretamente derivados dos testes de conversores analógico-digitais baseados no padrão IEEE 1241 de testes de ADC. Este tipo de estratégia de teste pode ser visualizado na Figura 1(a). 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 [8]. No entanto, conforme discutido em [8], 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.

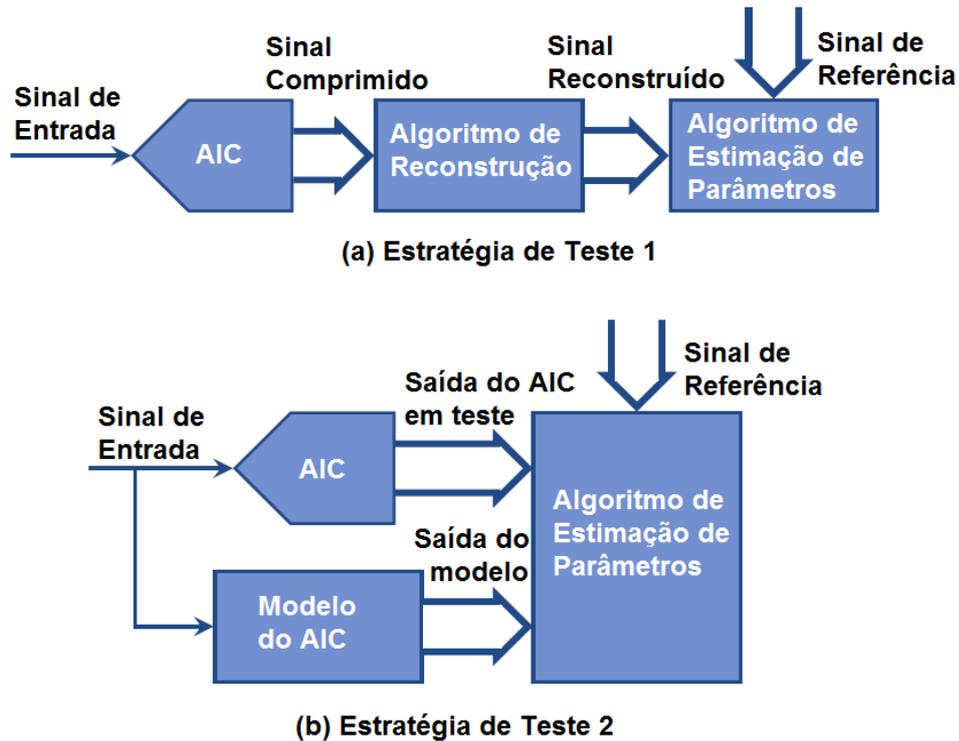


Figura 1 – (a) Estratégia de teste original (b) Estratégia de teste proposta (Adaptado de [8]).

Assim, nesta proposta de tese tem-se como objetivo principal propor um método de teste em que seja possível extrair figuras de mérito relevantes para AIC e que não dependam do algoritmo de reconstrução utilizado, conforme mostrada na Figura 1(b). Para este fim, propõe-se estudar a modelagem matemática da amostragem compressiva 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 Subseção 3.1.2) seja possível extrair figuras de mérito consistentes.

1.1 MOTIVAÇÃO

As motivações principais desta proposta de tese são:

1. O teste de AIC é um problema em aberto [9];
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;
4. 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.

1.2 OBJETIVOS

Neste tópico, os objetivos gerais e específicos desta proposta de tese serão apresentados.

1.2.1 OBJETIVO GERAL

O objetivo geral pretendido com o final deste trabalho é apresentar um levantamento sobre os métodos de teste existentes para conversores analógico para informação bem como as figuras de méritos extraídas a partir destes, descrever os problemas que esses métodos apresentam e apresentar uma proposta de um método de teste padrão para este tipo de conversor (AIC) com figuras de mérito consistentes.

1.2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Os objetivos específicos deste trabalho são:

- Estudar profundamente a matemática da amostragem compressiva;
- Levantar o estado da arte dos trabalhos que tratam de testes para AIC;
- Criticar as figuras de mérito abordadas nos trabalhos de AIC;
- Comprovar a necessidade de novos métodos de teste para AIC; e
- Propor um novo método de teste para AIC, bem como novas figuras de mérito.

1.3 ESTRUTURAÇÃO DO DOCUMENTO

O restante do documento está estruturado da seguinte forma: no Capítulo 2, descreve-se a fundamentação teórica necessária ao desenvolvimento do trabalho. Os matérias e métodos que serão utilizados são abordados no Capítulo 3. No Capítulo 4, a proposta de tese é detalhada. No Capítulo 5 são apresentados os resultados já obtidos, 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 proposta 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 o teste de AIC, abordando desde o teste para conversores analógicos digitais (ADC) (de forma breve) até o estado da arte de teste para AIC.

2.1 AMOSTRAGEM COMPRESSIVA

O teorema de amostragem de Shannon/Nyquist especifica que, para evitar a perda de informações ao capturar um sinal, a amostragem deve ser pelo menos duas vezes mais rápida do que a largura de banda do sinal. Em muitas aplicações, incluindo câmeras de imagem e vídeo digitais, a taxa de Nyquist é alta e resulta em muitas amostras, tornando a compressão uma necessidade antes do armazenamento ou transmissão [10].

A amostragem compressiva se apresenta como um novo método para capturar e representar sinais compressíveis a uma taxa significativamente abaixo da taxa de Nyquist, utilizando-se do conceito de esparsidade [11]. Este método emprega projeções lineares não adaptativas que preservam a estrutura do sinal. O sinal é então reconstruído a partir dessas projeções usando processos de otimização [12].

Neste tópico serão descritos alguns conceitos teóricos relacionados à amostragem compressiva que serão necessários ao longo do desenvolvimento deste trabalho.

2.1.1 ESPARSIDADE

Considere um sinal de tempo discreto, de comprimento finito, unidimensional e discreto \mathbf{x} , que pode ser visto como um vetor de coluna $N \times 1$ em R^N com elementos $\mathbf{x}[n]$,

$n = 1, 2, \dots, N$. Qualquer sinal em R^N pode ser representado em termos de uma base de $N \times 1$ vetores $\{\Psi_i\}_{i=1}^N$. Por simplicidade, suponha que a base seja ortonormal [11]. 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 2.1.1, em que onde \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.

$$\mathbf{x} = \sum_{i=1}^N s_i \Psi_i \text{ ou } \mathbf{x} = \Psi \mathbf{s}. \quad (2.1.1)$$

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 Ψ . O sinal \mathbf{x} é K -esparso se for uma combinação linear de apenas K vetores de base; isto é, apenas K dos coeficientes s_i em (2.1.1) são valores diferentes de zero e $(N-K)$ são zero, como pode ser exemplificado na Figura 2, em que $K = 4$ (o sinal é dito 4-esparso). A esparsidade pode ser calculada a partir da norma l_0 (quase-norma).

O caso de interesse é quando $K \ll N$. O sinal \mathbf{x} é compressível se a representação em 2.1.1 tiver apenas alguns coeficientes grandes (ou longes de zero) e muitos coeficientes pequenos (ou próximos de zero) [11].

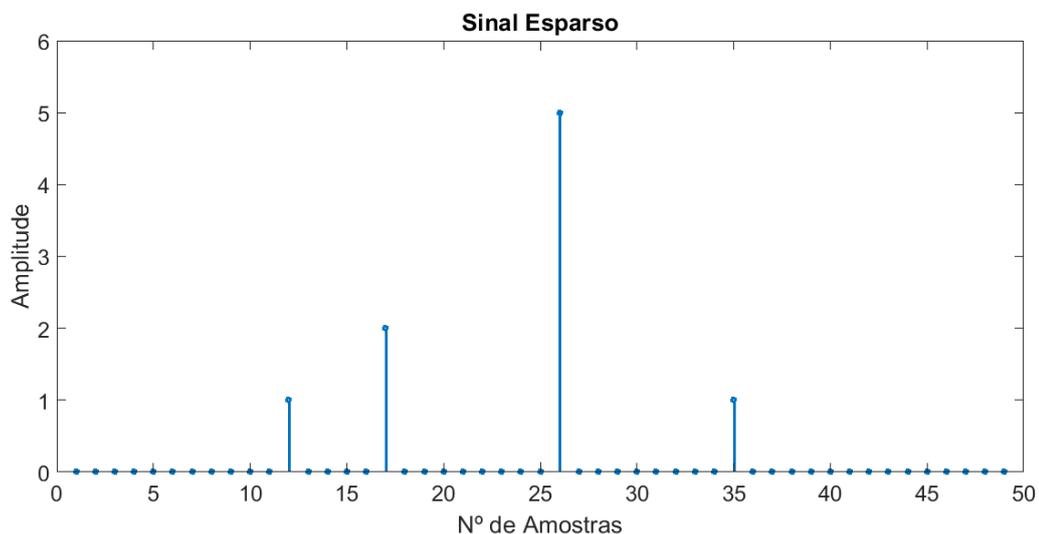


Figura 2 – Sinal Esparso com $K = 4$.

O fato de que os sinais compressíveis são bem aproximados pelas representações K -esparsas é o fundamento da codificação baseada em transformadas [3]. 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 longes de zero são localizados e os $(N-K)$ coeficientes próximos de zero são descartados; e os K valores e os locais dos maiores coeficientes são codificados [11][12].

Infelizmente, essa estrutura de “amostra e depois comprime” sofre 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 grandes coeficientes devem ser codificadas, apresentando assim uma sobrecarga.

A amostragem compressiva tenta vencer essas ineficiências adquirindo diretamente uma representação de sinal comprimido sem passar pelo estágio intermediário de aquisição de N amostras [11][12]. Considere um processo de medição linear geral que computa $M < N$ produtos internos entre \mathbf{x} e uma coleção de vetores $\{\Phi_j\}_{j=1}^M$ como em $y_j = \langle \mathbf{x}, \Phi_j \rangle$. As medidas y_j compõem um vetor \mathbf{y} ($M \times 1$) e os vetores de medição Φ_j^T como linhas em uma matriz Φ ($M \times N$). Então, fazendo a substituição de Ψ em 2.1.1, o vetor \mathbf{y} pode ser escrito como mostrado na Equação 2.1.2, em que $\Theta = \Phi\Psi$.

$$\mathbf{y} = \Phi\mathbf{x} = \Phi\Psi\mathbf{s} = \Theta\mathbf{s} \quad (2.1.2)$$

Na Figura 3 é possível ver a transformação em forma de matriz, tomando a matriz Ψ como sendo a DCT (Transformada Discreta de Cosseno), por exemplo. A matriz Φ é comumente nomeada de matriz de medição (ou matriz de medidas) e a matriz Ψ é chamada de matriz de esparsidade.

O processo de medição não é adaptativo, o que significa que Φ é fixo e não depende do sinal \mathbf{x} . O problema então consiste em projetar: uma matriz de medidas (ou medição) Φ estável de modo que a informação pertinente em qualquer sinal K -esparso ou compressível não seja danificada pela redução de dimensão de $\mathbf{x} \in R^N$ para $\mathbf{y} \in R^M$ e um algoritmo de reconstrução para recuperar \mathbf{x} a partir de apenas $M \approx K$ medições y [11][12].

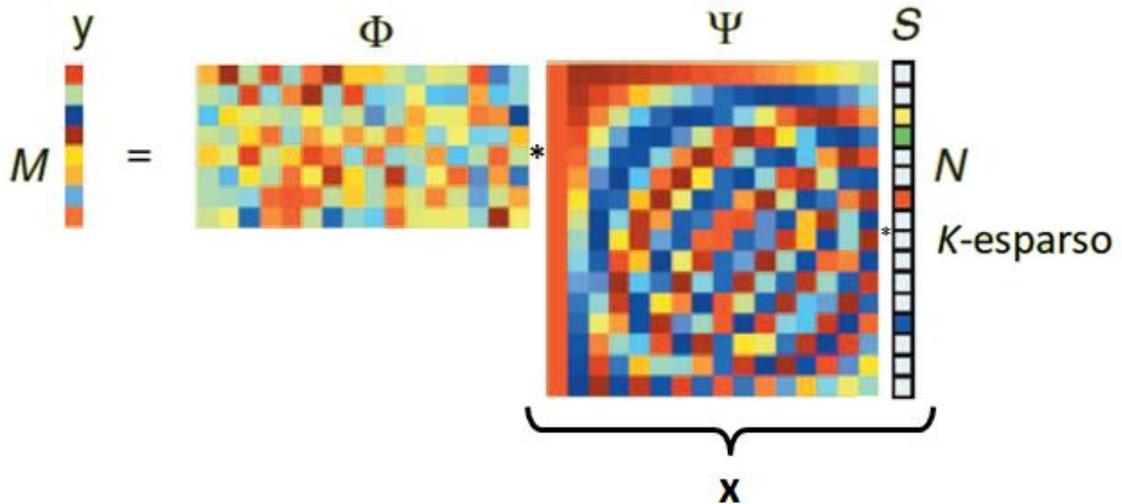


Figura 3 - Processo de medição da amostragem compressiva com uma matriz de medida Gaussiana aleatória Φ e a matriz discreta de transformação de cosseno (DCT) Ψ . O vetor s é esparso com $K = 4$.

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, basicamente, utilizar a esparsidade dos sinais a serem amostrados. Portanto, formalmente, assume-se que o sinal amostrado tem alta esparsidade (poucos valores não nulos) em alguma base Ψ $N \times N$ e em outra base Φ $M \times N$, realiza-se a amostragem (equação 2.1.2). Porém este método de amostragem exige que essas matrizes obedeçam a certos critérios como pode ser visto no próximo tópico.

2.1.2 MATRIZ DE MEDIÇÃO

A matriz de medição Φ deve permitir a reconstrução do sinal x do comprimento N a partir das $M < N$ medidas (vetor y). Como $M < N$, esse problema parece estar mal condicionado. Se, no entanto, x é K -esparso e as posições K dos coeficientes diferentes de zero em s são conhecidas, então o problema pode ser resolvido desde que $M \geq K$ [13]. 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 Φ e Ψ .

Coerência pode ser definida como o maior valor entre todos os produtos internos, feitos dois a dois, entre os elementos de Φ e Ψ , como descrito na equação 2.1.3, em que N é o número de linhas (ou colunas) da matriz de esparsidade.

$$\mu(\Psi, \Phi) = \sqrt{N} \max\{\Phi^T \Psi\} \quad (2.1.3)$$

A coerência, então, refere-se a maior correlação entre dois elementos de Φ e Ψ , variando entre 1 e \sqrt{N} . Em que, tendo $\mu(\Psi, \Phi) = \mathbf{1}$, 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 Ψ for uma matriz de esparsidade e tiver baixa coerência com Φ , então o sinal representado na base Φ não será esparso [14]. 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 sobre o sinal [14][15].

Como existe redundância no sinal (visto que é um sinal esparso) e a representação do sinal na base Φ gera elementos que carregam a mesma quantidade de informação, infere-se que amostrando com apenas $M < N$ elementos, é possível reconstruir o sinal sem perder informação, como será visto no tópico 2.1.3 [15]. 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} , a matriz de medição Θ e a base Ψ e reconstruir o sinal \mathbf{x} de comprimento N ou, de forma equivalente, o seu vetor de coeficiente esparso \mathbf{s} . Para os sinais K -esparso, uma vez que $M < N$ em 2.1.2, existem infinitamente muitos \mathbf{s} que satisfazem $\Theta \mathbf{s} = \mathbf{y}$. 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 Θ , $\ker(\Theta) = \{\mathbf{r} \in \mathbb{R}^N : \mathbf{r} = \mathbf{0}\}$.

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 , detalhados a seguir [11].

De maneira clássica, este tipo de problema inverso é resolvido por meio da norma l_2 , isto é, utilizando o método dos mínimos quadrados para encontrar a solução de menor energia para $\Theta \mathbf{s} = \mathbf{y}$, resolvendo o problema visto na equação 2.1.4:

$$\hat{s} = \min_{s \in \mathbb{R}^n} \|s\|_{l_2} \text{ sujeito a } \Theta s = y, \quad (2.1.4)$$

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

Embora a equação 2.1.4 tenha uma conveniente solução de forma fechada dada por $\hat{s} = \Phi^T (\Phi \Phi^T)^{-1} y$, a solução é quase nunca esparsa. Como o problema de minimização de norma l_2 ou mínimos quadrados geralmente não retorna um vetor esparsa, alternativas foram buscadas. Uma é aplicar diretamente uma restrição de esparsidade (um vetor K -esparsa deve ter norma l_0 igual a K) na solução, isto é, resolver o problema de minimização visto na equação 2.1.5:

$$\hat{s} = \min_{s \in \mathbb{R}^n} \|s\|_{l_0} \text{ sujeito a } \Theta s = y. \quad (2.1.5)$$

Esta solução pode recuperar um sinal K -esparsa exatamente com alta probabilidade utilizando apenas $M = K + 1$ medidas gaussianas independentes e distribuídas de forma idêntica [15-16]. Infelizmente, a resolução (2.1.5) é um tanto numericamente instável e NP completa, exigindo uma enumeração exaustiva de todos $\binom{N}{K}$ locais possíveis das entradas diferentes de zero em s [16].

A resolução desse problema busca a solução mais esparsa da Expressão 2.1.2, contudo é um problema NP-completo. Esse tipo de problema pode ser resolvido por algoritmos de busca gulosa, adicionando sucessivamente componentes não nulos a uma aproximação esparsa de s [16].

De forma interessante, a otimização baseada na norma l_1 , descrita na equação 2.1.6, pode recuperar exatamente os sinais K -esparsos e aproximar os sinais compressíveis com alta probabilidade usando apenas $M \geq c * K * \log(N/K)$ medidas gaussianas independentes e distribuídas de forma idêntica [17-18]. Este é um problema de otimização convexa que se reduz convenientemente a um programa linear conhecido como base de busca [18] cuja complexidade computacional é sobre $O(N^3)$. Outros algoritmos de reconstrução relacionados são propostos em [19] e [20].

$$\hat{s} = \min_{s \in \mathbb{R}^n} \|s\|_{l_1} \text{ sujeito a } \Theta s = y, \quad (2.1.6)$$

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

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 -

esparso 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 $H = \ker(\theta) + s$ é orientado em um ângulo aleatório devido à aleatoriedade na matriz Φ como mostrado na Figura 4 (é importante destacar que na prática $N, M, K \gg 3$, então qualquer intuição baseada em três dimensões pode ser um pouco ilusória [11]). A solução que minimiza s por meio da norma l_2 (2.1.4) é o ponto em H mais próximo da origem. Este ponto pode ser encontrado expandindo uma esfera até entrar em contato com H . Devido à orientação aleatória de H , o ponto mais próximo tem alta probabilidade de estar longe dos eixos de coordenadas e, portanto, não será esparso e assim distante da resposta correta de s . Em contraste, o octaedro da norma l_1 na Figura 4 tem pontos alinhados com os eixos de coordenadas.

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

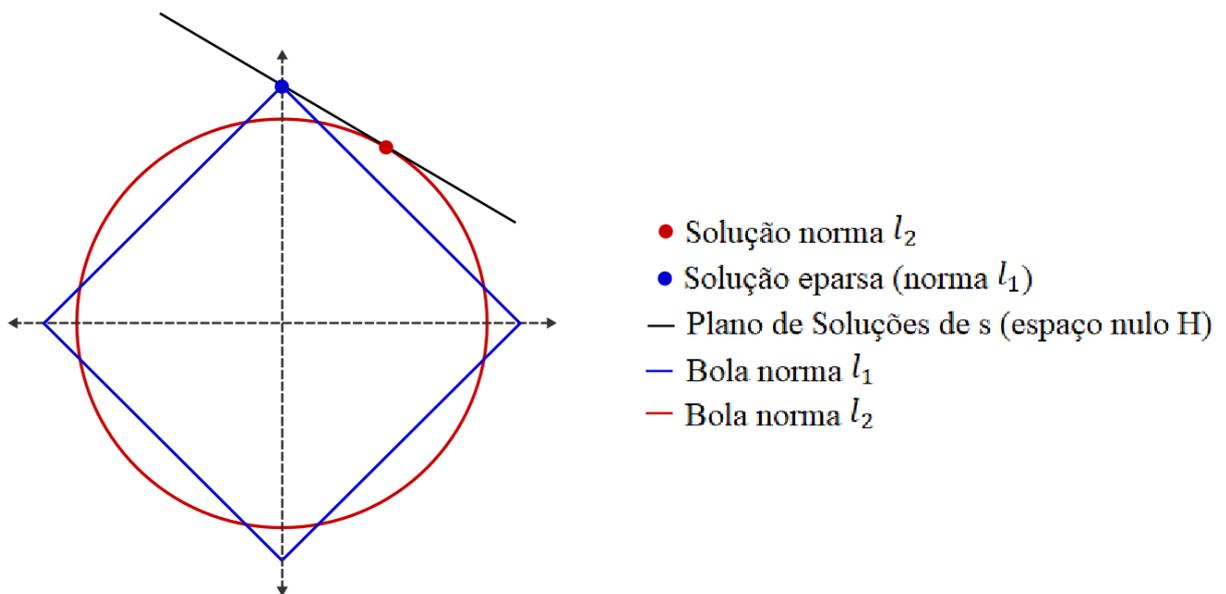


Figura 4 - Minimizações por l_1 e por l_2 para um caso 2-dimensional.

2.2 ARQUITETURAS DE AIC

O objetivo deste tópico é fornecer uma visão geral de alto nível das diferentes arquiteturas e diferentes soluções introduzidas até agora para a implementação de hardware de

um conversor analógico-analógico (AIC). Para cada arquitetura, alguns exemplos de arquiteturas já implementadas são mostrados.

2.2.1 *RANDOM SAMPLING* (AMOSTRAGEM ALEATÓRIA)

Nos sistemas de aquisição padrão, as amostras do sinal são tomadas regularmente no eixo do tempo a uma taxa dada (geralmente não inferior ao 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 [20].

Em termos mais gerais, m instantes de amostragem τ_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 2.2.1.

$$y_j = \int_0^{T_w} \delta(t - \tau_j)x(t)dt. \quad (2.2.1)$$

No entanto, qualquer implementação escolherá o j entre os pontos de tempo regularmente espaçados, permitindo assim seleccioná-los por quantidades digitais, como pode ser visto na Figura 2. Neste 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 [20].

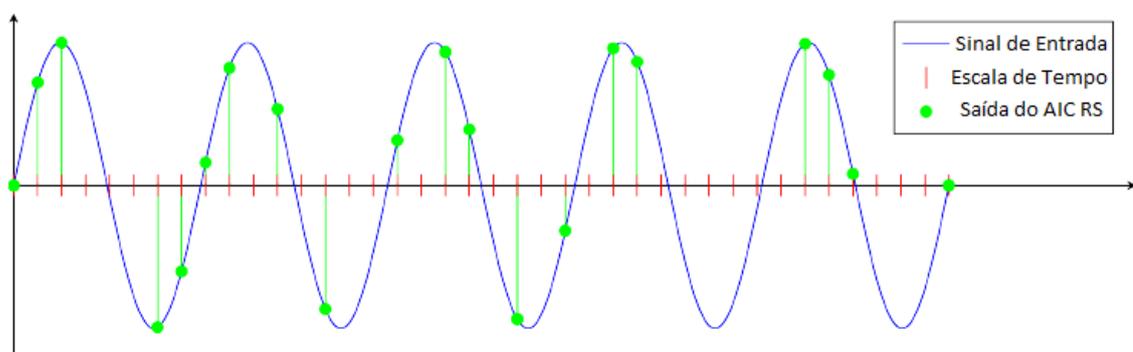


Figura 5 - O processo de aquisição de um AIC baseado em amostragem aleatória (do inglês, *random sampling*) (Adaptado de [9]).

Amostrando o sinal de entrada visto na Figura 5, uma escala de tempo de tamanho N (tiques vermelhos), cujo comprimento do passo é um intervalo $T_s = 1/f_s$. Esse intervalo limita o componente de frequência máxima do sinal de entrada que pode ser adquirido, que deve ser inferior a $f_s/2 = 1/(2T_s)$ (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 5). Neste caso, as amostras são adquiridas a uma frequência de amostragem média igual à $f_s(M/N)$.

A matriz de medidas pode ser montada simplesmente considerando uma matriz esparsa (A), onde elementos iguais a 1 estão presentes, um em cada linha, em todas as colunas correspondentes a uma posição na qual a amostragem ocorre [20]. Um exemplo de uma matriz de medidas (A) é representado na Equação 2.2.2. Essa matriz possui as seguintes propriedades, mostrada na Equação 2.2.3, 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 2.2.2.

$$\begin{cases} A_{j,k} \in \{0,1\}, & \forall j, \forall k \\ \|A_{j,\cdot}\|_0 = 1, & \forall j \\ \|A_{\cdot,k}\|_0 \leq 1, & \forall k \end{cases} \quad (2.2.2)$$

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.2.3)$$

A matriz A mostrada na Equação 2.2.2 é uma matriz 8×16 , o que implica dizer que 8 amostras foram escolhidas aleatoriamente entre 16.

Nos artigos [21-23], podem ser vistas implementações para este tipo de arquitetura. No caso de [4] e [21], 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 [22] e [23] são implementados AIC RS usando circuitos *Level Crossing (LC)*, sendo a única mudança entre eles mudança no algoritmo da parte digital.

2.2.2 RANDOM DEMODULATION (DEMOMULADOR ALEATÓRIO)

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 [24] e [25] bem como suas demonstrações), se os sinais considerados forem esparsos no domínio da frequência [20][26].

A arquitetura básica do Demodulador Aleatório, mostrada na Figura 6, 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.

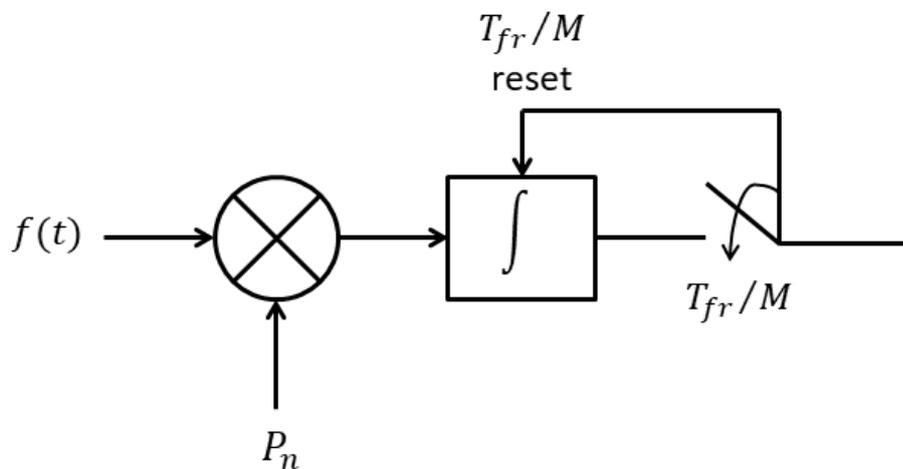


Figura 6 - Diagrama de Blocos da Arquitetura Demodulador Aleatório (do inglês, *Random Demodulation*).

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 [26-29]. 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 2.2.4.

$$f(t) = \sum_{k=1}^K \alpha_k e^{\frac{j2\pi w_{i_k} t}{N}} \quad (2.2.4)$$

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} , então $f_{fr}(t)$ pode ser escrito como visto na Equação 2.2.5, em que \check{F} é a transformada de Fourier de $f(t)$.

$$f_{fr}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \check{F}\left(\frac{2\pi k}{T_{fr}}\right) e^{\frac{j2\pi k t}{T_{fr}}} \quad (2.2.5)$$

Com base no modelo de sinal na Equação 2.2.4, o sinal analógico pode ser representado por um vetor de tempo discreto \mathbf{a} . Além disso, as medidas discretas na saída do ADC podem ser escritas como $\mathbf{y} = \mathbf{\Phi}\mathbf{a}$ [27], de modo que o demodulador aleatório pode ser analisado usando os métodos de amostragem compressiva (apresentado no tópico 2.1).

A maioria das implementações utilizando esta arquitetura [27-30] se utilizam de filtros no lugar do integrador, como pode ser visto na Figura 7.

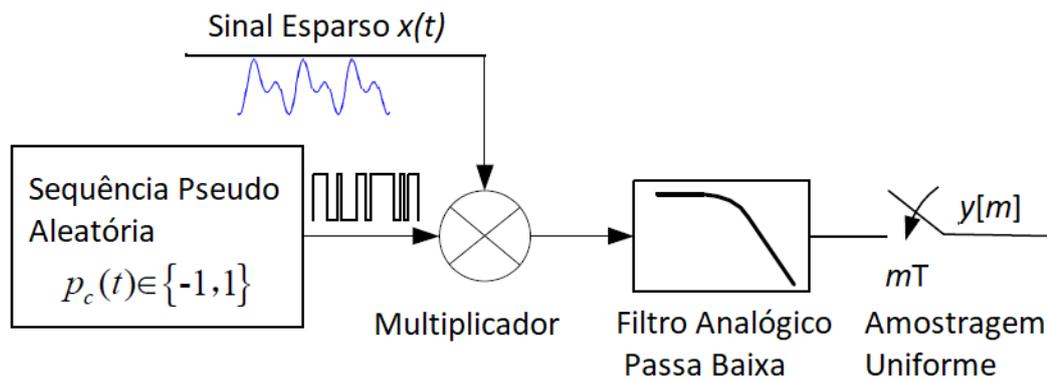


Figura 7 - Arquitetura RD com filtro no lugar do integrador (Adaptado de [20]).

2.2.3 PRÉ-INTEGRADOR DE MODULAÇÃO ALEATÓRIA

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 8, 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 [31-32].

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 [32].

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, $M < N$) [31].

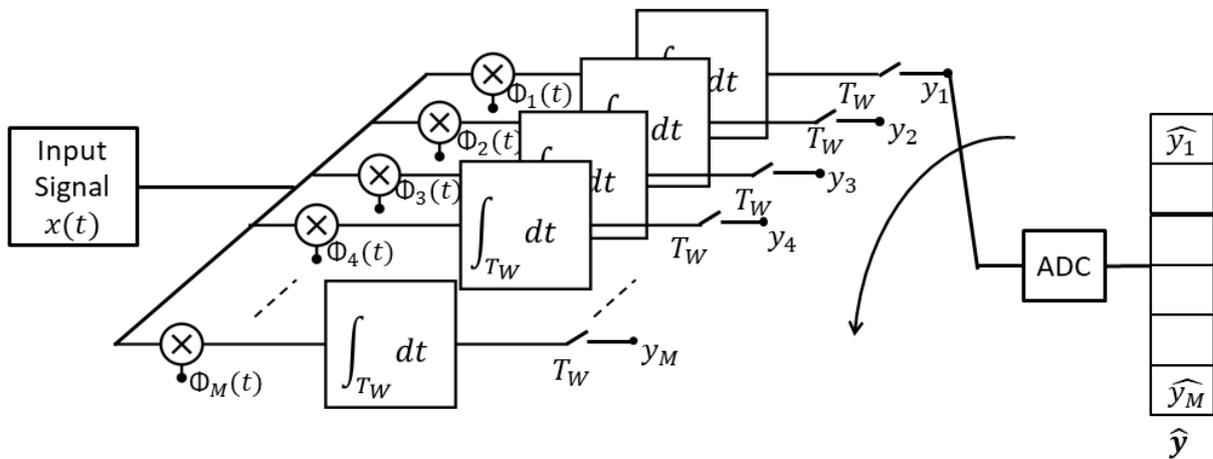


Figura 8 - Diagrama de blocos da Arquitetura *Random Modulator Pre-Integration* (RMPI) [32].

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 $\mathbf{x} = \{x_1, x_2, \dots, x_N\} \in R^N$, onde 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 \mathbf{x} e o conjunto de M vetores de "detecção" (*sensing*) $\Phi_j \in R^N$, como descrito na Equação 2.2.6 em que $\Phi_{j,i}$ é o i -ésimo elemento do j -ésimo vetor [31].

$$y_i = \langle \Phi_j, x \rangle_N = \sum_{i=1}^N \Phi_{j,i} x_i \quad (2.2.6)$$

Por definição a matriz de medidas $\Phi \in R^{M \times N}$, cujo M linhas são os vetores Φ_j , assim pode-se expressar o vetor de medidas $y = \Phi x$. Assim, temos que j varia de 1 até M . Nas implementações [33-35] faz-se cada linha da matriz de medidas Φ uma sequência pseudoaleatória gerada por um polinômio primitivo usando um LFSR.

2.3 TESTE PARA CONVERSORES AIC

Segundo o IEEE Std 1241, testar um conversor analógico digital nada mais é do que extrair suas figuras de mérito. Podendo ser estas estáticas ou dinâmicas, como por exemplo: os erros de linearidade, offset, relação sinal-ruído, entre outras [36].

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 [36]. Já quando se trata de conversores analógico para informação ainda não existe nenhum padrão de teste.

Segundo [37], 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.

A pesquisa dedicada aos métodos de teste e figuras de mérito para caracterizar AIC independentemente de sua arquitetura ainda está no início [9].

Em [7] foi apresentado um primeiro estudo sobre o 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 dinâmico do ADC, a abordagem seguida em [7] 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 [36].

Um estudo de simulação da influência da não-linearidade do mixer, a não-linearidade e quantificação do ADC, o comprimento do filtro, o parâmetro de reconstrução ε na Equação 3.1.6 foi apresentado. Os resultados da simulação mostram que ambas as não-linearidades do mixer e do ADC contribuem para aumentar o nível do 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 nível do ruído [7].

Um protótipo do RD AIC foi realizado com o objetivo de verificar a capacidade de [36] 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, enquanto um relógio de amostragem de 50 MSa / S foi adotado para conduzir um ADC de 12 bits. Neste caso, de forma diferente, a maioria dos outros apresentados acima, o protótipo é feito de componentes e instrumentos *off-the-shelf* conectados entre si. Como em todos os casos apresentados acima, o protótipo depende de um ADC externo e a solução do problema convexo 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 THD em [36] foi proposta pela inclusão da energia dos componentes de *aliasing*. A análise mostrou que as figuras de mérito propostas são, em geral, capazes de descrever o desempenho do RD AIC. No entanto, os valores devem ser observados para diferentes valores de ε , pois valores elevados de ε pode ocultar os efeitos do ruído e distorção [7].

Ainda falta muito trabalho neste tópico [9]. Por exemplo, os resultados obtidos em [7] dependem do algoritmo de reconstrução. É necessária uma figura de mérito capaz de caracterizar o hardware AIC independentemente do algoritmo de reconstrução.

Em [8], uma adaptação ao teste *sine wave fit* do padrão IEEE Std 1241 é feita vislumbrado 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 SINE WAVE FIT PARA AIC

O *sine wave fit* é um padrão de teste no qual consiste em aplicar um sinal senoidal na entrada de um conversor analógico digital e assim efetuar a aquisição de certo número de amostras (M) que são armazenados em uma memória intermediária. Uma boa regra é fazer M grande o suficiente para conter pelo menos 5 ciclos completos da onda senoidal de entrada [38]. Na Figura 9 pode ser visualizado um setup para a aplicação deste método em um conversor analógico digital.

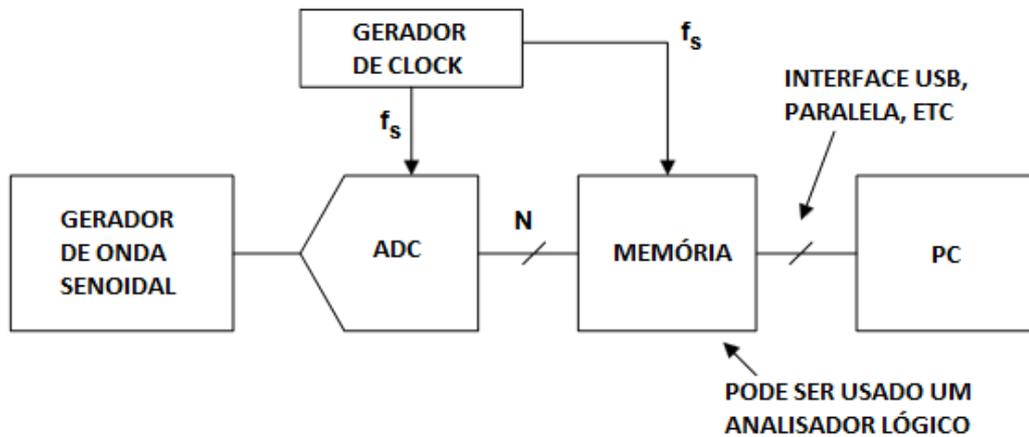


Figura 9 - Setup para a aplicação do método *sine wave fit* em um conversor analógico digital. (Adaptado de [38]).

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) de uma estimativa do senoide de entrada, como será detalhado a seguir.

2.3.1.1 ALGORITMO SINE WAVE FIT (PADRÃO IEEE 1241)

O algoritmo do *sine wave fit* fornece um método que se utiliza 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 [36]. O algoritmo será apresentado usando a notação matricial.

Uma senoide pode ser escrita pela Equação 2.3.1.

$$x[n] = A0 \cos(2\pi f_0 t_n) + B0 \sin(2\pi f_0 t_n) + C0 \quad (2.3.1)$$

Supondo que o registro de dados contenha a sequência de amostras M ($x[1], x[2], \dots, x[M]$) 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 2.3.2, em que f_0 é a frequência da senoide de entrada.

$$\sum_{n=1}^M [x[n] - A_0 \cos(2\pi f_0 t_n) - B_0 \text{sen}(2\pi f_0 t_n) - C_0]^2 \quad (2.3.2)$$

Para encontrar os valores para A_0 , B_0 e C_0 , primeiro crie as matrizes representadas nas Equações 2.3.3, 2.3.4 e 2.3.5.

$$D_0 = \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_0 t_1) & \text{sen}(2\pi f_0 t_1) & 1 \\ \cos(2\pi f_0 t_2) & \text{sen}(2\pi f_0 t_2) & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(2\pi f_0 t_M) & \text{sen}(2\pi f_0 t_M) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.3.3)$$

$$x[n] = \begin{bmatrix} x[1] \\ x[2] \\ \vdots \\ x[M] \end{bmatrix} \quad (2.3.4)$$

$$s_0 = \begin{bmatrix} A_0 \\ B_0 \\ C_0 \end{bmatrix} \quad (2.3.5)$$

Em notação matricial, a soma das diferenças dos quadrados da Equação (3.3.1) é dada pela descrita na expressão 2.3.6, em que $(*)^T$ designa transposição do vetor ou matriz $(*)$.

$$(x - D_0 s_0)^T (x - D_0 s_0). \quad (2.3.6)$$

A solução de mínimos quadrados, \hat{s}_0 , que minimiza a expressão 2.3.6 é dada pela Equação 2.3.7.

$$\hat{s}_0 = (D_0^T D_0)^{-1} (D_0^T x). \quad (2.3.7)$$

Os componentes de \hat{s}_0 podem então ser usados na Equação 2.3.1 para calcular a função estimada e assim calcular os resíduos, como pode ser descrito na Equação 2.3.8.

$$r[n] = x[n] - A_0 \cos(2\pi f_0 t_n) - B_0 \sin(2\pi f_0 t_n) - C_0. \quad (2.3.8)$$

Desta forma, é possível calcular o Erro Médio Quadrático (EMQ, em inglês: *Mean Square Error*, MSE) por meio da Equação 2.3.9. A partir do EMQ podem-se calcular as figuras de mérito dinâmicas já citadas.

$$e_{rms} = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{n=1}^M r[n]^2} \quad (2.3.9)$$

2.3.1.2 ALGORITMO SINE WAVE FIT ESTENDIDO PARA AIC

Em [8] é feita uma adaptação no algoritmo descrito no tópico 2.3.1.1, de forma que este método consiga efetuar o cálculo da SINAD a partir das medidas feitas em um conversor analógico para informação.

Para tanto, [8] se utiliza do conceito de esparsidade, no qual o sinal y pode ser escrito conforme a Equação 2.1.1 ($y = \Phi x$). Neste caso, o sinal y é uma versão comprimida do sinal x , o que é conhecido em Amostragem Compressiva como medida do sinal, como pode ser visto na Figura 10, em que M é menor do que N .

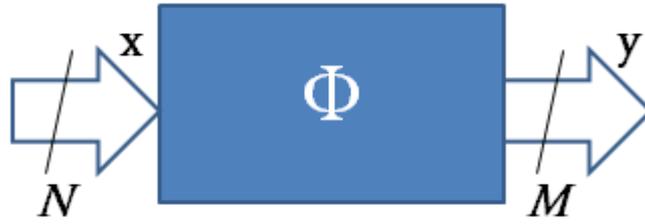


Figura 10 - Compressão do vetor x , reduzido para um vetor y de tamanho M , com $M < N$ pela transformação linear, representada por uma multiplicação pela matriz Φ ($M \times N$).

Sendo assim, para ampliar o método sine wave fit (visto no tópico 2.3.1), portanto, a contribuição de Φ deve ser levada 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 2.3.10., em que a matriz Φ é conhecida e D_0 e s_0 podem ser escritos como visto nas Equações 2.3.11 e 2.3.12, respectivamente.

$$\hat{s}_0 = \arg \min_{s_0} \|y - \Phi D_0 s_0\|^2 \quad (2.3.10)$$

$$D_0 = \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_0 t_1) & \text{sen}(2\pi f_0 t_1) & 1 \\ \cos(2\pi f_0 t_2) & \text{sen}(2\pi f_0 t_2) & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(2\pi f_0 t_N) & \text{sen}(2\pi f_0 t_N) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.3.11)$$

$$s_0 = \begin{bmatrix} A_0 \\ B_0 \\ C_0 \end{bmatrix} \quad (2.3.12)$$

A solução do problema na Equação 2.3.10 é fácil calcular como pode ser visualizado na Equação 2.3.13.

$$s_0 = ((\Phi D_0)^T (\Phi D_0))^{-1} (\Phi D_0)^T y. \quad (2.3.13)$$

Uma vez que s_0 foi calculado, a estimativa do sinal de entrada pode ser calculada como descrito na Equação 2.3.14.

$$\hat{x}(t) = A_0 \cos(2\pi f_0 t) + B_0 \text{sen}(2\pi f_0 t) + C_0 \quad (2.3.14)$$

Portanto, a SINAD pode ser calculada pela Equação 3.3.15, em que A_{rms} e NAD podem ser descritas pelas Equações 2.3.16 e 2.3.17, respectivamente. Na Equação 2.3.17, $\phi_{m,n}$ é o elemento da matriz Φ da m-ésima linha e n-ésima coluna.

$$SINAD = 20 \log_{10} \frac{A_{rms}}{NAD} \quad (2.3.15)$$

$$A_{rms} = \frac{\sqrt{A0^2 + B0^2}}{\sqrt{2}} \quad (2.3.16)$$

$$NAD = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{M-1} \left(y_m - \sum_{n=0}^{N-1} \phi_{m,n} \hat{x}(t_n) \right)^2} \quad (2.3.17)$$

Como visto neste capítulo, o teste para AIC não foi investigado com o mesmo interesse que o design 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 PROPOSTA DE TESTE PARA AIC

No Tópico 2.3, que trata do estado da arte do tema desta proposta de tese, pôde 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 [8].

Este método é expandido do padrão IEEE 1241 de testes para conversores analógicos digitais [36], baseado no *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 2.1.1), 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 senóide, 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 [36] e se tem a senóide como um dos sinais de referência.
2. O método apresentado baseia-se, como já dito no 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 se faz necessário levantar o seguinte questionamento: Será que as figuras de mérito do AIC devem ser as mesmas de um ADC convencional?
3. O método foi validado apenas para um tipo de arquitetura de AIC, *random sampling*, sendo os resultados apresentados apenas em nível de simulação.

Baseando-se nestas informações, algumas lacunas podem ser vistas neste tema e trabalhadas para que a área de teste em AIC tenha avanços.

Neste trabalho pretende-se criar um método de teste para AIC que seja feito com as medidas do sinal e que consiga extrair figuras de mérito relevantes para que se possa comparar AIC de forma mais justa.

Nesta proposta de tese, o *sine wave fit* expandido para AIC foi aplicado à outra arquitetura, um conversor AIC RMPI [35], diferente da testada em [8], como poderá ser visto no Capítulo de resultados preliminares (Capítulo 56) e foi possível calcular a SINAD para sinais de um tom.

Partindo do sine wave fit expandido para AIC, após validá-lo com resultados experimentais preliminares, pretende-se, expandir este método para uma classe de sinais, os sinais resultantes da soma de senoides, e não apenas para um tom de senoide (como é feito em [8]).

Uma senoide pode ser escrita na 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 [8] 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 3.3, Equação 3.3.10. Assim, é possível determinar os coeficientes A_0 , B_0 e C_0 e calcular a SINAD a partir da Equação 2.3.15, como já foi visto. Com o intuito de melhorar este método de teste, a ideia é, inicialmente, tentar calcular a SINAD para um sinal de dois tons, ou seja, um sinal como o escrito na Equação 3.2, na qual $x_0(t)$ e $x_1(t)$ são sinais senoidais de apenas um tom.

$$x(t) = x_0(t) + x_1(t). \quad (3.2)$$

Substituindo a equação 3.1 na 3.2, temos a equação 3.3.

$$x(t) = A_0 \cos(2\pi f_0 t) + B_0 \sin(2\pi f_0 t) + C_0 + A_1 \cos(2\pi f_1 t) + B_1 \sin(2\pi f_1 t) + C_1 \quad (3.3)$$

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 $\cos(2\pi f_l t_n)$, $\sin(2\pi f_l t_n)$, em que n varia de 1 a N (em que N é o número de amostras do sinal de entrada) e a última coluna por N uns, como pode ser visto na Equação 3.4.

$$D_0 = \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_0 t_1) & \sin(2\pi f_0 t_1) & 1 & \cos(2\pi f_0 t_1) & \sin(2\pi f_0 t_1) & 1 \\ \cos(2\pi f_0 t_2) & \sin(2\pi f_0 t_2) & 1 & \cos(2\pi f_0 t_2) & \sin(2\pi f_0 t_2) & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(2\pi f_0 t_N) & \sin(2\pi f_0 t_N) & 1 & \cos(2\pi f_0 t_N) & \sin(2\pi f_0 t_N) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Tendo a nova matriz $\mathbf{D0}$ e substituindo no algoritmo do *sine wave fit* expandido [8], é possível encontrar um vetor $\mathbf{s0}$ que resolva o problema de minimização do algoritmo, composto pelos coeficientes $A0, B0, C0$ e $A1, B1, C1$, como pode ser visto na Equação 3.5 e 3.6.

$$\mathbf{s0} = ((\boldsymbol{\phi}\mathbf{D0})^T (\boldsymbol{\phi}\mathbf{D0}))^{-1}(\boldsymbol{\phi}\mathbf{D0})^T \mathbf{y}. \quad (3.5)$$

$$\mathbf{s0} = \begin{bmatrix} A0 \\ B0 \\ C0 \\ A1 \\ B1 \\ C1 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

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

Esta expansão do algoritmo para dois tons foi testada colocando como entrada as medidas de um sinal de dois tons resultantes de um AIC RMPI [35], e a matriz de compressão (matriz de medidas ou medição), sendo possível estimar o $\mathbf{s0}$ para sinais de dois tons, como pode ser visto na Figura 11.

O intuito é expandir este algoritmo pelo menos para sinais de até quatro tons. Pois assim, poderemos fazer análises mais interessantes como, por exemplo, testar hipóteses como: a SINAD dos sinais esparsos cai com o aumento do k , ou seja, a diminuição da esparsidade?

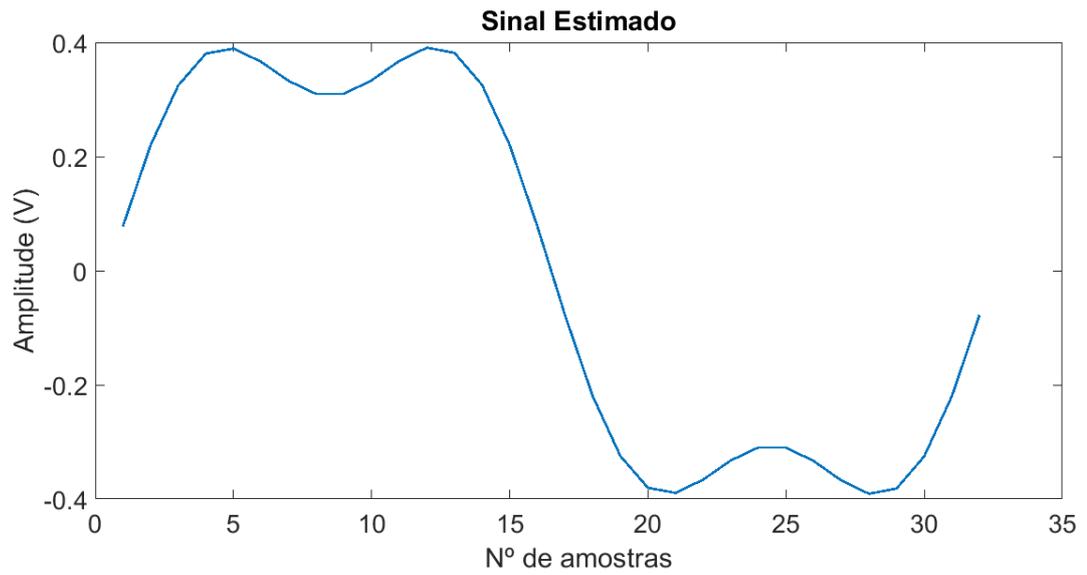


Figura 11 - Sinal estimado pelo método de teste *sine wave fit* para AIC estendido para 2 tons ($f_0 = 10^3$ e $f_1 = 3 \cdot 10^3$).

Em resumo, a proposta deste trabalho é criticar os métodos de teste existentes para AIC e suas figuras de mérito, otimizar e/ou criar novos métodos e figuras de mérito para este tipo de conversor, iniciando com a expansão do método de teste proposto em [8].

4 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste tópico abordaremos os materiais e metodologias utilizadas para verificação dos métodos de teste para AIC estudados como também a validação através de resultados experimentais.

Uma arquitetura AIC RMPI [35] foi utilizada tanto em nível de simulação como resultados experimentais, como poderá ser visto no tópico 5.1.

4.1 AIC RMPI UTILIZADO

Um AIC RMPI configurável de oito canais [35] foi utilizado para aplicação do método de teste *sine wave fit* expandido para AIC [8]. A arquitetura RMPI em [35] pode ser vista no tópico 2.2.3.

O AIC implementado em [35] foi primeiramente em um modelo no Simulink, como pode ser visto nas Figuras 12, 13, 14, 15 e 16, correspondentes ao gerador sequências pseudoaleatórias (PRBS), condicionador de sinal, multiplicador, integrador e ADC.

O Gerador de sequências pseudoaleatórias (PRBS) é modelado no Simulink como um LFSR e apresentado na Figura 12 (o mesmo que foi implementado em FPGA e visto na Figura 13(a)), seu polinômio primitivo é configurado por uma variável chamada “primitive_polynomial”.

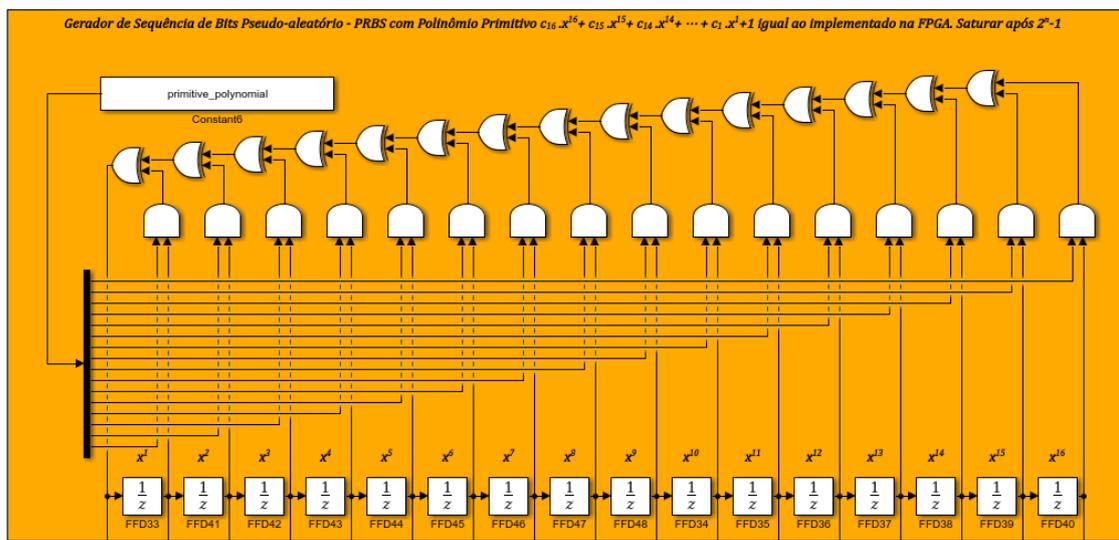


Figura 12 - LFSR gerador de sequências pseudoaleatórias (PRBS) com polinômios de até 16ª ordem [35].

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 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 sequência PRBS é composta apenas por 1 e -1. Na Figura 13 é possível ver em detalhes 4 canais deste Condicionador de Sinal.

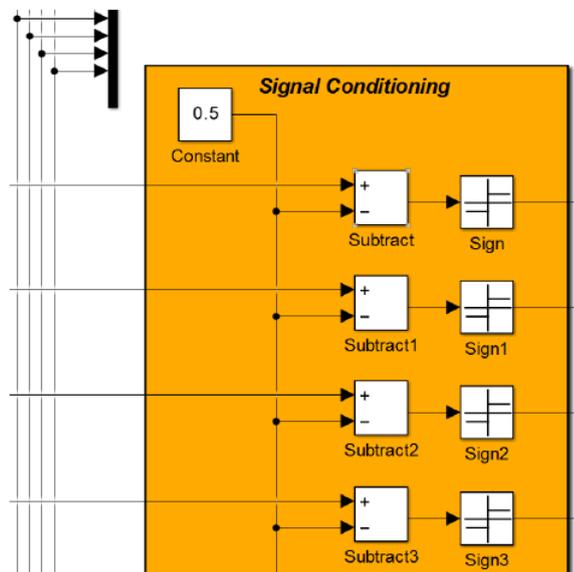


Figura 13 - Condicionador de Sinal [35].

O bloco Multiplicador (visto na Figura 14) é responsável pela multiplicação do sinal de entrada com uma sequência PRBS. Foi implementado usando o bloco *Product*, 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 [35]), 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 14 é possível ver 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).

O bloco Integrador é composto por um filtro passa baixa com uma frequência de corte baixa, 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 15 é possível visualizar 4 canais deste bloco e à direita da figura sua construção interna.

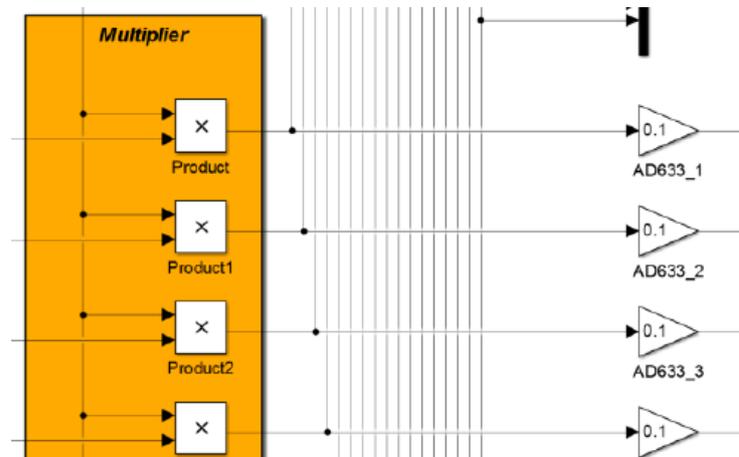


Figura 14 – Multiplicador [35].

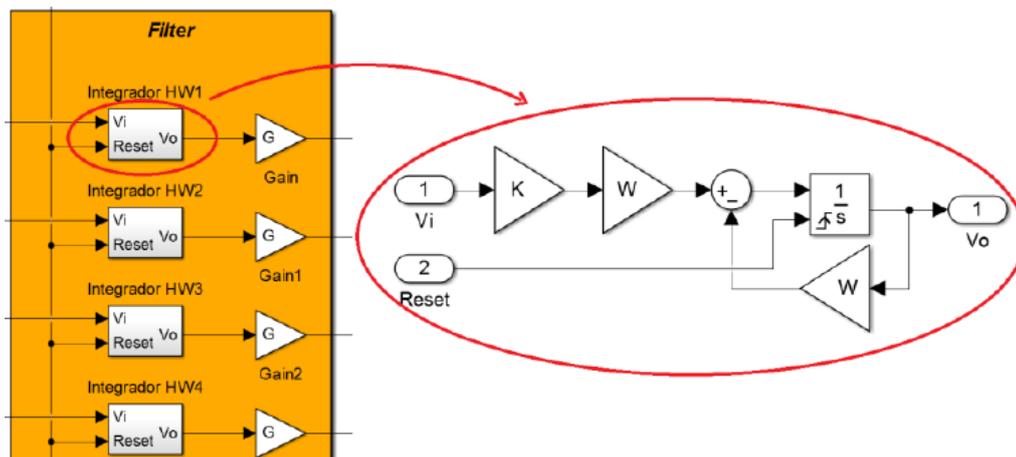


Figura 15 – Integrador [35].

O modelo do ADC pode ser visto na Figura 16, 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”.

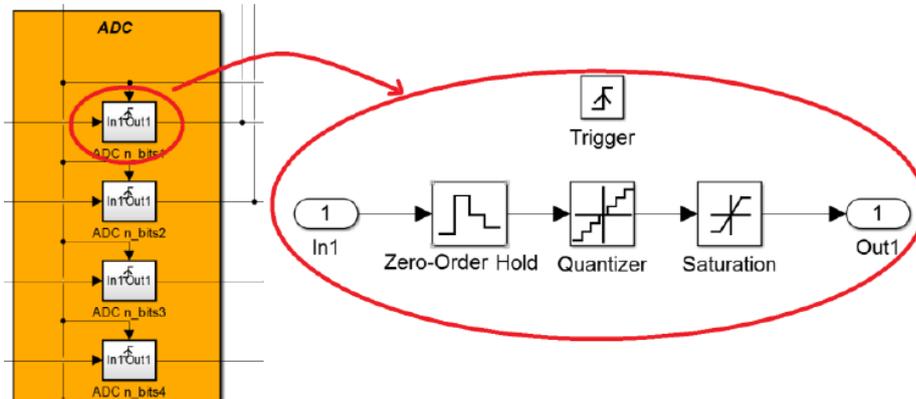


Figura 16 - Conversor Analógico Digital [35].

O método de teste também foi testado na implementação em hardware AIC RMPI configurável [35].

O hardware pode ser visualizado na Figura 17, em que na parte (a) se tem a placa de desenvolvimento com a FPGA utilizada (na FPGA desta placa está implementada a parte digital do AIC, gerador PRBS); em (b) A parte analógica do AIC (placa com multiplicadores e filtros), ligada à parte digital por meio de um cabo com várias vias de dados; em (c) O DAQ (com o ADC) realiza a digitalização dos 8 sinais do AIC, isso ocorre após receber um sinal de gatilho vindo de um circuito interno da FPGA, esses sinais são ligados do AIC para o DAQ por meio de outro cabo (esse com detalhes coloridos); em (d) O gerador de forma de onda arbitrária, no qual previamente já foram gravados os sinais a serem adquiridos; em (e) Uma fonte de alimentação DC, desenvolvida especialmente para alimentar os circuitos da parte analógica do AIC; em (f) Um Osciloscópio com os sinais na saída de 4 integradores (filtros passa baixa); em (g) Um Osciloscópio com vários sinais ao longo de um canal, como também as sequências PRBS geradas; e em (h) Um Osciloscópio com os sinais de controle [35].

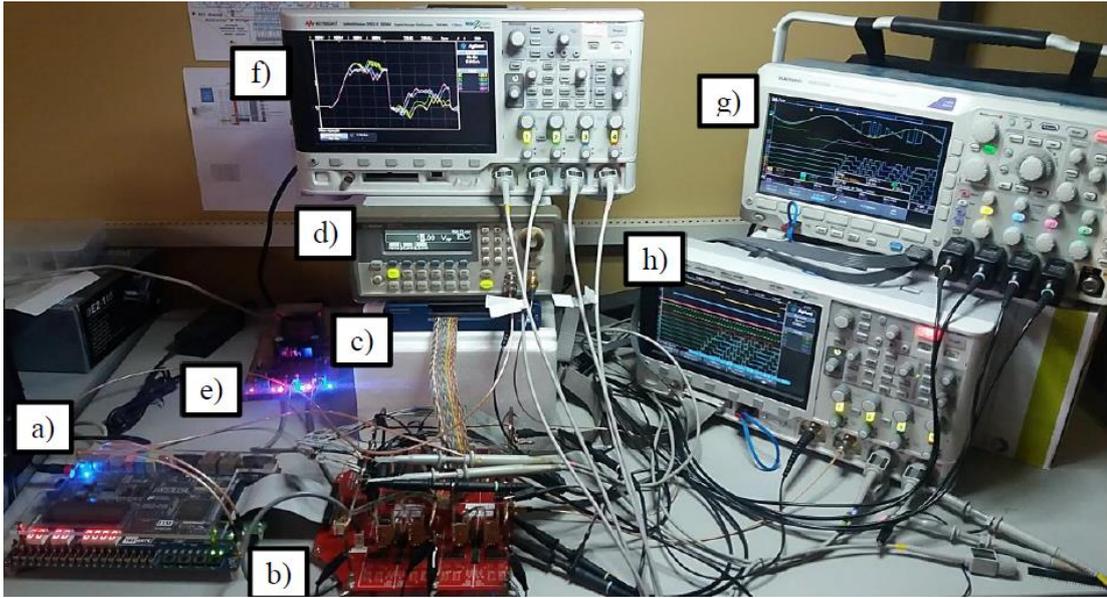


Figura 17 - Hardware do AIC sob teste [35].

5 RESULTADOS PRELIMINARES

Como visto no Capítulo 4, o método de teste [8] foi verificado aplicando o algoritmo *sine wave fit* estendido inicialmente em um modelo do AIC RMPI [35] no Simulink e foi calculada a SINAD (ver Equação 2.3.15) para uma senoide de entrada de 14Vpp e frequência 1kHz, variando a frequência de corte do filtro passa baixa (integrador) para diferentes taxas de compressão. Os resultados deste primeiro teste podem ser vistos na Figura 18. Para o cálculo da SINAD foi necessário aplicar as medidas advindas da saída do AIC tanto para diferentes tamanhos de matrizes de medidas/medição (taxa de compressão), como para diferentes frequências de corte do filtro.

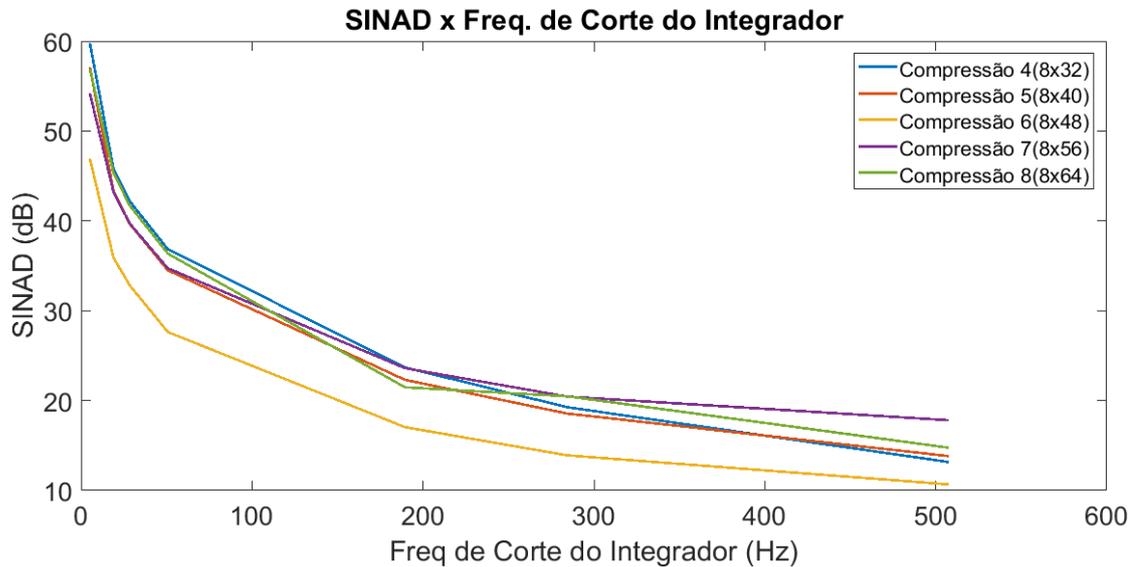


Figura 18 - SINAD (dB) \times Frequência de Corte do Integrador (Hz) para diferentes taxas de compressão (ou seja, diferentes matrizes de medição Φ).

Pode-se perceber na Figura 18 que a SINAD cai com o aumento da frequência de corte, independente da taxa de compressão. O que é esperado, já que quanto maior a frequência de corte do filtro passa baixa (funcionando como Integrador), mais distante ele fica de um integrador ideal.

Para este teste foi calculado também o erro médio quadrático (do inglês, *Mean Square Error*, MSE) do sinal reconstruído a partir de um algoritmo de otimização convexa. E a tendência da SINAD se confirmou. 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 19.

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 observar que não dá para se observar uma tendência a partir dos resultados levantados. O polinômio primitivo foi mudado e ainda assim nenhuma tendência foi percebida, precisando então de mais testes para conclusão da hipótese levantada.

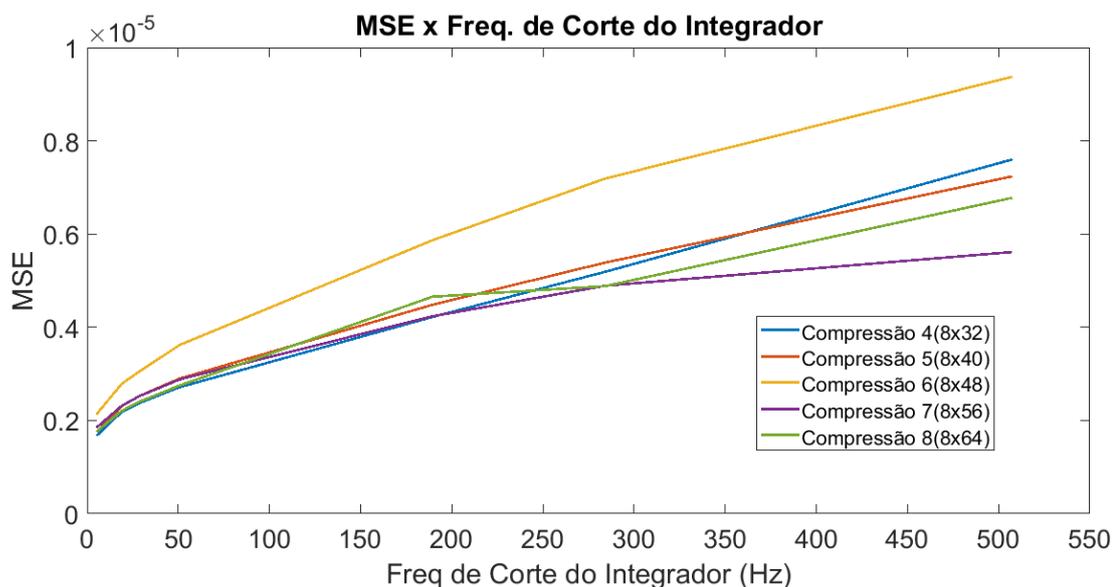


Figura 19 - MSE \times Frequência de Corte do Integrador (Hz) para diferentes taxas de compressão (ou seja, diferentes matrizes de medição Φ).

A SINAD também foi calculada para medidas do AIC, mantendo constante a matriz de medidas/medição Φ , taxa de compressão quatro (matriz 8×32), e variando a amplitude de entrada do senoide, com a frequência de entrada de 1 kHz. Os resultados podem ser vistos na Figura 20.

A partir do gráfico na Figura 20, pode-se ver que a SINAD calculada a partir das medidas do AIC (gráfico em azul) se mostrou bem abaixo da SINAD simulada (gráfico em vermelho). Pode-se observar que a SINAD simulada se comportou conforme o esperado: não se alterou com a variação da amplitude de entrada. Porém a SINAD medida foi aumentando com o aumento da amplitude de entrada, o que mostra uma grande probabilidade da necessidade de um método de calibração, ou da melhoria dos componentes do hardware construído [35].

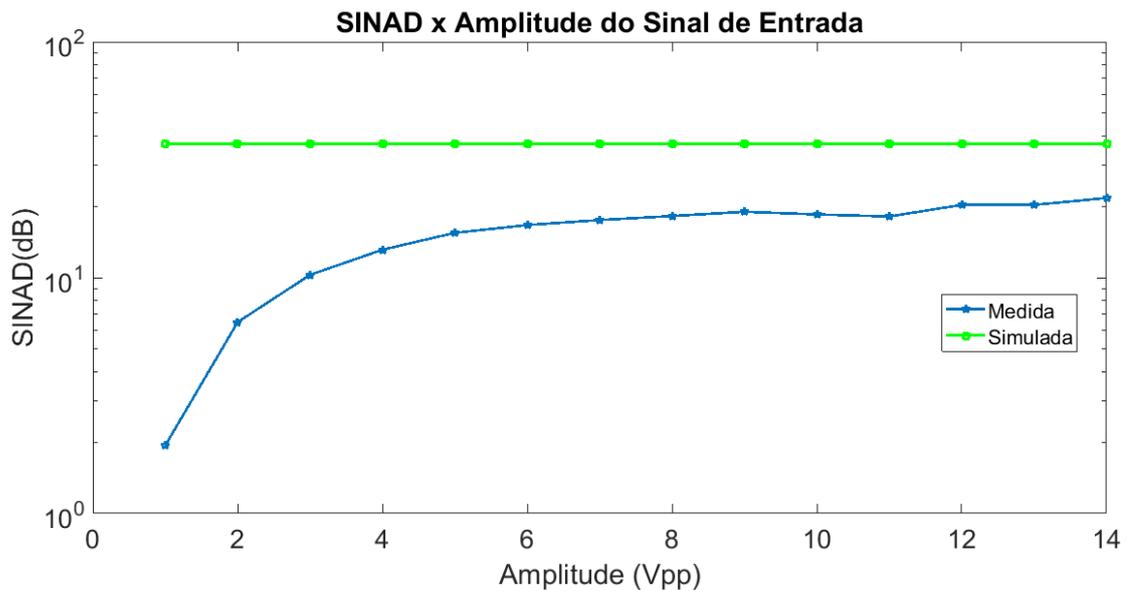


Figura 20 - SINAD (dB) \times Amplitude do sinal de entrada (Vpp).

O método de teste *sine wave fit* para AIC foi matematicamente expandido para sinais com mais de um tom (inicialmente para dois tons), como pode ser visto no Capítulo 3, mas ainda não foi calculado SINAD a partir deste método estendido, apenas o sinal estimado. Isto faz parte dos próximos passos da pesquisa.

A partir dos resultados, pode-se perceber que uma figura de mérito calculada a partir das medidas do AIC é possível, mas que ainda existem muitos questionamentos não respondidos, como: o quão eficaz é essa figura de mérito? Outra figura de mérito pode ser calculada a partir dele? Estudos mais detalhados a partir da teoria da amostragem compressiva serão realizados para tentar responder a estes questionamentos.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A proposta de tese aqui relatada trata de um problema em aberto: um método ou procedimento de teste generalizado e figuras de mérito adequadas para Conversores Analógico para Informação (AIC). Como visto no Capítulo 2, Tópico 2.3, a maior parte dos estudos realizados na área de AIC foca somente no *design* e implementação de arquiteturas, sendo, portanto, a área de teste uma área importante que deve ser explorada, pois é inviável dispor no mercado de AICs sem que haja meios de testá-los.

Algumas razões que dificultam a criação de procedimentos de testes de AIC podem ser as que seguem:

1. O sinal de saída do AIC de várias arquiteturas tem um forte comportamento estocástico devido à mistura com sequências pseudoaleatórias, o que aumenta a complexidade da análise tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência.
2. Os parâmetros envolvidos nos algoritmos de reconstrução podem afetar os resultados do teste do AIC em questão, pois assim os métodos de teste dependem não somente da resposta do AIC como também do algoritmo de reconstrução utilizado e, portanto, as figuras de mérito obtidas baseiam-se no sinal reconstruído. A questão é que 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, torna-se algo bastante interessante para a comparação entre arquiteturas diferentes de AIC, como visto no Capítulo 2, Tópico 2.3.

Neste contexto, 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 proposta e é derivado de um método do padrão de testes para ADC convencionais, o *sine wave fit*. Este método foi testado e verificado neste presente trabalho 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. Com base nisso, este método de teste foi matematicamente estendido para uma classe de sinais esparsos formados por soma de senoides (até dois tons).

Trabalhos futuros se concentrarão na validação desta extensão para sinais formados por até n senoides (sinais multi-tons).

7 CRONOGRAMA

O cronograma para desenvolvimento desta proposta de tese é apresentado na Tabela 1.

ITEM	ATIVIDADE	2017.2	2018.1	2018.2
1	Revisão Bibliográfica	X	X	X
2	Estudo da Amostragem Compressiva para Desenvolvimento de Figuras de Mérito	X	X	
3	Desenvolvimento e ajuste do algoritmo do método de teste <i>sine wave fit</i> para AIC expandido para sinais multi-tons	X	X	X
4	Testes aplicados ao AIC RMPI com o algoritmo do método <i>sine wave fit</i> para AIC	X	X	
5	Testes aplicados ao AIC RMPI com o algoritmo expandido para sinais multi-tons	X	X	X
6	Redação de Artigos	X	X	X
7	Redação e Apresentação da Tese			X

Tabela 1 - Cronograma de atividades.

REFERÊNCIAS

- [1] SWEENEY, J.; TSEFREKAS, A., "Reducing test cost through the use of digital testers for analog tests," Proceedings IEEE Int. Test Conf., 2005, pp. 9-17.
- [2] SRIKANTH REDDY, D.S.; TAMBOLI, R.R.; JANA, S., "Universal nonuniform sampling of ECG signals: Opportunities and obstacles," *Biomedical Engineering International Conference (BMEiCON), 2012*, vol., no., pp.1,5, 5-7 Dec. 2012.
- [3] S.Mallat, *A wavelet tour of signal processing: the sparse way*, 3rd ed. Academic press, 2009.
- [4] V. Maria Lima 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.
- [5] Z.Yu, J.Zhou, M.Ramirez, S.Hoyos, 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.
- [6] D.Bao, P.Daponte, L.De Vito, S.Rapuano, "Defining frequency domain performance of Analog-to-Information Converters", Proc. of 17th IMEKO International Workshop on ADC Modelling and Testing, Barcelona, Spain, June 2013, pp. 748–753.
- [7] D. Bao, P. Daponte, L. De, S. Rapuano, "Frequency-domain characterization of random demodulation Analog-to-Information Converters", *ACTA IMEKO*, vol. 4, no. 1, pp. 111-120, Feb. 2015.
- [8] P. Daponte, L. De Vito and S. Rapuano, "An extension to IEEE Std. 1241 sine fit for analog-to-information converters testing," 2015 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings, Pisa, 2015, pp. 1933-1937.
- [9] S. Rapuano, "Analog-to-Information Converters: research trends and open problems," 2016 26th International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA), Kosice, 2016, pp. 10-17.
- [10] C. E. Shannon, "A mathematical theory of communication", *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 27, no 4, p. 623–656, out. 1948
- [11] R. G. Baraniuk, "Compressive Sensing [Lecture Notes]," in *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 24, no. 4, pp. 118-121, July 2007
- [12] L. He and L. Carin, "Exploiting Structure in Wavelet-Based Bayesian Compressive Sensing," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 57, no. 9, pp. 3488-3497, Sept. 2009.
- [13] Foucart, Simon, and Holger Rauhut. *A mathematical introduction to compressive sensing*. Vol. 1. No. 3. Basel: Birkhäuser, 2013.

- [14] Donoho, D. L.; Huo, X. Uncertainty principles and ideal atomic decomposition. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 47, p. 2845–2862, 2001.
- [15] Medeiros, Rubem José Vasconcelos de. "Investigação Sobre Aplicação de Amostragem Compressiva a Sinais de Audio". Diss. Universidade Federal de Campina Grande, 2010.
- [16] J. A. Tropp e A. C. Gilbert, "Signal Recovery From Random Measurements Via Orthogonal Matching Pursuit", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 53, no 12, p. 4655–4666, dez. 2007.
- [17] A. Y. Carmi, L. S. Mihaylova, e S. J. Godsill, "Introduction to Compressed Sensing and Sparse Filtering", in *Compressed Sensing & Sparse Filtering*, Springer, Berlin, Heidelberg, 2014, p. 1–23.
- [18] E. Candès, J. Romberg, and T. Tao, "Robust uncertainty principles: Exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 52, no. 2, pp. 489–509, Feb. 2006.
- [19] V. Reis, "Conversor Configurável Analógico para Informação", Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2017.
- [20] Mangia, Mauro, et al. *Adapted Compressed Sensing for Effective Hardware Implementations: A Design Flow for Signal-Level Optimization of Compressed Sensing Stages*. Springer, 2017.
- [21] V. M. L. Silva and S. Y. C. Catunda, "Flexible A/D converter architecture targeting sparse signals," 2014 *IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings*, Montevideo, 2014, pp. 1496-1500.
- [22] J. Zhou et al., "Compressed Level Crossing Sampling for Ultra-Low Power IoT Devices," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 64, no. 9, pp. 2495-2507, Sept. 2017.
- [23] T. Marisa et al., "Pseudo Asynchronous Level Crossing adc for ecg Signal Acquisition," in *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 11, no. 2, pp. 267-278, April 2017.
- [24] E. J. Candès, "The restricted isometry property and its implications for compressed sensing.", *Compte Rendus de l'Academie des Sciences, Paris, Serie I*, 346, p. 589–592.
- [25] E. J. Candes e T. Tao, "Decoding by linear programming", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 51, no 12, p. 4203–4215, dez. 2005.
- [26] Y. Massoud, S. Smaili and V. Singal, "Efficient realization of random demodulator-based analog to information converters," 2011 *IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)*, San Diego, CA, 2011, pp. 133-136.
- [27] S. Kirolos, J. Laska, M. Wakin, M. Duarte, D. Baron, T. Ragheb, Y. Massoud, and R. Baraniuk, "Analog-to-Information Conversion via Random Demodulation," *IEEE ISCAS*, 2006.

- [28] 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," *Circuits and Systems*, 2008. MWSCAS 2008.51st Midwest Symposium on, pp. 37–40, aug. 2008.
- [29] J. Laska, S. Kirolos, M. Duarte, T. Ragheb, R. Baraniuk, Y. Massoud, "Theory and Implementation of an Analog-to-Information Converter using Random Demodulation," *IEEE ISCAS 2007*.
- [30] H. Mamaghanian, N. Khaled, D. Atienza and P. Vandergheynst, "Design and Exploration of Low-Power Analog to Information Conversion Based on Compressed Sensing," in *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. 2, no. 3, pp. 493-501, Sept. 2012.
- [31] 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," in *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 10, no. 1, pp. 149-162, Feb. 2016.
- [32] J. Yoo, S. Becker, M. Monge, M. Loh, E. Candès and A. Emami-Neyestanak, "Design and implementation of a fully integrated compressed-sensing signal acquisition system," 2012 *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, Kyoto, 2012, pp. 5325-5328.
- [33] Safarpour, Mahdi, Mostafa Charmi, and Siroos Toofan. "Implementation of Random Modulator Per-Integrator Analog to Information Devices." 2016 *International Journal of Science and Engineering Investigations*. vol. 5, issue 55.
- [34] M. Mangia, R. Rovatti, G. Setti and P. Vandergheynst, "Combining Spread Spectrum Compressive Sensing with rakes for low frequency modulation in RMPI architecture," 2014 *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, Florence, 2014, pp. 4146-4150.
- [35] V. de L. Reis, P. C. Lobo, E. C. Gurjão and R. C. S. Freire, "Influence of integrators in the performance of analog-to-information converters," 2016 1st *International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT)*, Belo Horizonte, 2016, pp. 118-121.
- [36] *IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-to-Digital Converters*, in *IEEE Std 1241-2010 (Revision of IEEE Std 1241-2000)*, vol., no., pp.1-139, Jan. 14 2011.
- [37] M. Mishali, Y.C. Eldar, O. Dounaevsky, E. Shoshan, "Xampling: analog to digital at sub-Nyquist rates", *IET Circuits, Devices & Systems*, vol. 5, no. 1, pp. 8-20, Jan. 2011.
- [38] *IEEE Standard for Digitizing Waveform Recorders - Redline*, in *IEEE Std 1057-2007(Revision of IEEE Std 1057-1994) - Redline*, vol., no., pp.1-210, April 18 2008.



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO - UFERSA
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO - PROPPG

Av. Francisco Mota, 572 – C. Postal 137 – Bairro Pres. Costa e Silva – Mossoró – RN – CEP: 59.625-900 - Tel.: (84)3317-8296/8295 – E.mail: proppg@ufersa.edu.br

Anexo VI

RELATÓRIO DE AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO

Declaro que a aluna Veronica Maria Lima Silva, matriculada no Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) na Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), matrícula 201516003-5, tem realizado suas atividades de maneira satisfatória, com dedicação, empenho e comprometimento aos objetivos da pesquisa.

A aluna já integralizou todos os créditos necessários para o doutorado, tendo logrado êxito em todas as disciplinas, bem como foi aprovada no exame de proficiência e Exame de qualificação. Publicou 02 artigos em Congressos Internacionais (INSCIT, I2MTC) e está aguardando o resultado de mais 02 artigos. Encontra-se na fase final da pesquisa a qual finalizará experimentos laboratoriais e trabalhará na escrita de artigos para periódicos especializados no tema de sua pesquisa.

Data: 29 de janeiro de 2018

Raimundo C.S. Freire

Assinatura do(a) orientador (a)



Universidade Federal de Campina Grande - UFCG

Centro de Engenharia Elétrica e Informática - CEEI

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPgEE

DECLARAÇÃO

Declaramos, para fins de comprovação que, VERÔNICA MARIA LIMA SILVA, matrícula 201516003-5, é aluno(a) regularmente matriculado(a) no curso de DOUTORADO do Programa de Pós-Graduação Stricto Sensu em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - UFCG, na área de Processamento da Informação, sob a orientação de RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE .

Campina Grande, 2 de Dezembro de 2016


Edson Guedes da Costa
Coordenador do PPgEE
DEE/CEEI/UFCG - SIAPE 331948



Universidade Federal de Campina Grande - UFCG

Centro de Engenharia Elétrica e Informática - CEEI

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPgEE

Histórico Escolar Resumido

Nome: VERÔNICA MARIA LIMA SILVA

Matrícula: 201516003-5

CÓDIGO DISCIPLINA	PERÍODO	CRED.	NOTA	CONCEITO	SITUAÇÃO
	EQUIVALÊNCIA AO TÍTULO DE MESTRE ³	24			APROVADO
65608	PROJETO E PESQUISA: INTERFACE GRÁFICA PARA RECEPÇÃO E MONITORAMENTO DE DADOS DE UM SISTEMA DE ATERRAMENTO	2015.1	4	9,5	APROVADO
15569	DISPOSITIVOS ELETRÔNICOS - TEORIA E APLICAÇÕES	2015.1	4	9,5	APROVADO
69883	PROFICIÊNCIA EM LÍNGUA ESTRANGEIRA (LÍNGUA ESTRANGEIRA - INGLÊS)*	2015.1	0		APROVADO
69883	LÍNGUA ESTRANGEIRA - FRANCÊS	2015.2	0	9,0	APROVADO
65608	PROJETO E PESQUISA: ESTUDO DO ALGORITMO DE BERLEKAMP-MASSEY PARA PROJETO DE UM GERADOR DE FORMA DE ONDA ARBITRÁRIA	2015.2	4	9,5	APROVADO
65608	PROJETO E PESQUISA: ESTUDO E APLICAÇÃO DOS MÉTODOS: HISTOGRAMA E SINE WAVE FIT PARA TESTE DE UM CONVERSOR ANALÓGICO DIGITAL	2016.1	4	9,5	APROVADO
91013	PROJETO DE TESE	2016.2	4		MATRICULADO
PEQ001	PREPARAÇÃO DO EXAME DE QUALIFICAÇÃO	2017.1	0		MATRICULADO
PEQ001	PREPARAÇÃO DO EXAME DE QUALIFICAÇÃO	2017.2	0		MATRICULADO

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPgEE
Campina Grande, 30 de Janeiro de 2018

Página 1 de 1



Universidade Federal de Campina Grande - UFCG

Centro de Engenharia Elétrica e Informática - CEEI

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPgEE

Histórico Escolar Resumido

Nome: VERÔNICA MARIA LIMA SILVA

Matrícula: 201516003-5

CÓDIGO DISCIPLINA	PERÍODO	CRED.	NOTA	CONCEITO	SITUAÇÃO
--------------------------	----------------	--------------	-------------	-----------------	-----------------

CRA: 9,50

Observação:

* Realizada no Mestrado em Engenharia Elétrica da UFPB

³ A aluna solicitou Equivalência do Título de Mestre, tendo sido aprovado em reunião do Colegiado de 22.04.2015, num total de 24(vinte e quatro) créditos, de acordo com o Art. 49 do Regulamento Geral de Pós-Graduação.

Carga horário obtida: 600 horas.

Obs.: Cada crédito corresponde a 15 horas/aula.

CRÉDITOS INTEGRALIZADOS PARA O DOUTORADO: 40.

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPgEE
Campina Grande, 30 de Janeiro de 2018