

Introdução ao Amplificador Lock-In e Prototipação em Hardware Reconfigurável

M. Bochner,* Marcelo P. de Albuquerque, L.C. Resende, and R.A.A. Nunes
*Coordenação de Atividades Técnicas (CAT), Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas (CBPF),
Rua Dr. Xavier Sigaud, 150, Urca, Rio de Janeiro, Brasil*

J.L.G. Alfonso

Instituto de Física da Universidade Federal do Espírito Santos (UFES), Av. Fernando Ferrari 514, Goiabeiras, Vitória

Resumo:

Esta nota técnica apresenta uma descrição introdutória de um Amplificador Lock-In, abordando desde seus fundamentos matemáticos até sua implementação digital utilizando o KIT DSP modelo EP2S60 (STRATIXII) da Altera com a ferramenta DSP BUILDER e softwares associados (MATLAB, QUARTUSII).

Abstract:

This paper presents an introduction of a Lock-In Amplifier, describing their mathematical foundations to its digital implementation using the EP2S60 DSP KIT (STRATIXII) model from Altera with the DSP Builder tool and associated software (MATLAB, QUARTUSII).

Keywords: Amplificador Lock-in; Prototipação em hardware reconfigurável; DSP.

1. INTRODUÇÃO

Os sinais estão presentes em nosso cotidiano. Ter o domínio sobre técnicas de processamento e análise de sinais é de elevada importância para resolução de vários problemas na área de física experimental.

O Processamento de Sinais consiste na análise e/ou modificação de sinais de forma a extrair informações dos mesmos e/ou torná-los mais apropriados para alguma aplicação específica. A área de processamento de sinais trabalha essencialmente com modelagem matemática que serve como ferramenta poderosa para a compreensão e construção de instrumentos que são de grande valia para a verificação e detecção de fenômenos físicos. O processamento de sinais de baixa amplitude é muito importante quando se deseja fazer análises de propriedades elétricas e magnéticas de materiais.

Um instrumento de grande importância para fazer tais medidas nos laboratórios de física do CBPF [1] é o Amplificador Lock-In, pois ele detecta sinais na presença de ruído e faz análise de magnitude e fase.

2. O QUE É UM AMPLIFICADOR LOCK-IN

O Amplificador Lock-In é um instrumento de dupla potencialidade. Ele pode detectar sinais na presença de ruídos, sendo também eficiente para fazer medidas de alta resolução de sinais relativamente limpos em diversas ordens de magnitude e frequência.

Atualmente um Amplificador Lock-In desempenha outras funções, tais como: instrumento medidor de fase, unidade medidora de ruído, analisador de espectro, etc. Particularmente nos laboratórios de física, o Lock-In é um dos instrumentos mais valiosos e úteis já que o mesmo faz parte de diferentes sistemas experimentais que permitem identificar

transições de fases em sólidos cristalinos e outros sistemas físicos.

Especificamente, o Lock-In permite separar e estudar sinais em fase e quadratura em diferentes experimentos, fornecendo valiosas informações sobre diferentes grandezas físicas as quais estão associadas com as componentes (Real e Imaginária) dos sinais medidos.

O funcionamento do amplificador Lock-In está baseado no princípio do Detector Sensível a Fase (PSD-Phase Sensitive Detector), que realiza a correlação entre um sinal senoidal de referência e um sinal medido em um Sistema Físico (Figura 1). O PSD é chamado de coração do Lock-In, pois todas as operações realizam-se dentro dele.

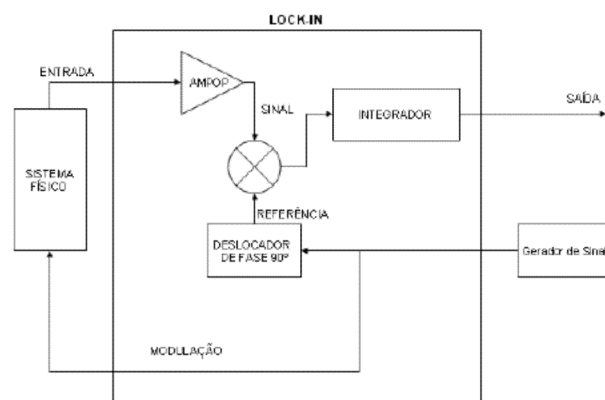


Figura 1: Sistema Físico e sua Conexão com o Lock-In.

3. FUNDAMENTOS MATEMÁTICOS

Para o entendimento do funcionamento do Lock-In é necessária uma fundamentação matemática das operações realizadas. O instrumento pode ser dividido em três partes:

*Electronic address: mauricio@cbpf.br

- 1) Entradas do sinal medido e do sinal de referência;
- 2) PSD;
- 3) Integrador.

O Lock-In possui duas entradas, uma de referência que pode ser gerada internamente ou externamente e a entrada que é usada para injetar o sinal a ser analisado. A Figura 2 mostra a estrutura básica de um Lock-In [2]:

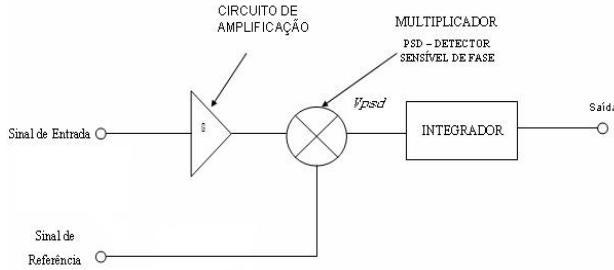


Figura 2: Diagrama Simplificado.

Suponhamos que um sinal senoidal de referência: $V_{ref} = A \cos(\omega t)$ é gerado internamente pelo Lock-In (ou fornecido externamente) na mesma frequência ($\omega = 2\pi f$) que o sinal aplicado como sinal de entrada: $V_{in} = B \cos(\omega t + \theta)$, este com defasagem em relação à referência de θ . O processo de detecção consiste em multiplicar os dois sinais. Abaixo vemos a demonstração matemática da multiplicação.

$$\begin{aligned}
 V_{psd} &= A \cos(\omega t) \cdot B \cos(\omega t + \theta) \\
 &= A \cdot B \cdot \cos(\omega t) \cdot (\cos(\omega t) \cdot \cos \theta - \sin(\omega t) \cdot \sin \theta) \\
 &= A \cdot B \cdot (\cos^2(\omega t) \cdot \cos \theta - \cos(\omega t) \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin \theta) \\
 \cos^2(\omega t) &= (\cos(2\omega t) + 1) / 2 \\
 \cos(\omega t) \cdot \sin(\omega t) &= \sin(2\omega t) / 2 \\
 \text{substituindo:} \\
 &= A \cdot B \cdot ((1/2) + (1/2) \cdot \cos(2\omega t)) \cdot \cos \theta - (1/2) \cdot \sin(2\omega t) \cdot \sin \theta \\
 &= (1/2) \cdot A \cdot B \cdot ((1 + \cos(2\omega t)) \cdot \cos \theta - \sin(2\omega t) \cdot \sin \theta) \\
 &= (1/2) \cdot A \cdot B \cdot (\cos \theta + \cos \theta \cdot \cos(2\omega t) - \sin(2\omega t) \cdot \sin \theta) \\
 &= (1/2) \cdot A \cdot B \cdot \cos \theta + (1/2) \cdot A \cdot B \cdot (\cos \theta \cdot \cos(2\omega t) - \sin(2\omega t) \cdot \sin \theta) \\
 \cos \theta \cdot \cos(2\omega t) - \sin(2\omega t) \cdot \sin \theta &= \cos(2\omega t + \theta) \\
 \text{substituindo:} \\
 &= (1/2) \cdot A \cdot B \cdot \cos \theta + (1/2) \cdot A \cdot B \cdot \cos(2\omega t + \theta)
 \end{aligned}$$

O resultado obtido na saída mostra que há dependência da fase do sinal de entrada e também mostra que a frequência foi multiplicada por dois. Abaixo temos um diagrama (Figura 3) que mostra o Lock-In e suas operações de maneira mais abrangente, no qual é acrescentado outro módulo multiplicador, sendo este em quadratura.

Dentro do Lock-in ocorre a correlação entre os sinais e não somente uma multiplicação entre eles. O que acontece é uma modulação do sinal e uma amplificação sintonizada na frequência de operação, que é o princípio da detecção síncrona. A correlação entre dois sinais consiste na soma dos componentes de um sinal multiplicado com o outro defasado de um valor qualquer. A operação de correlação que ocorre dentro do PSD trata de dois sinais que são definidos como

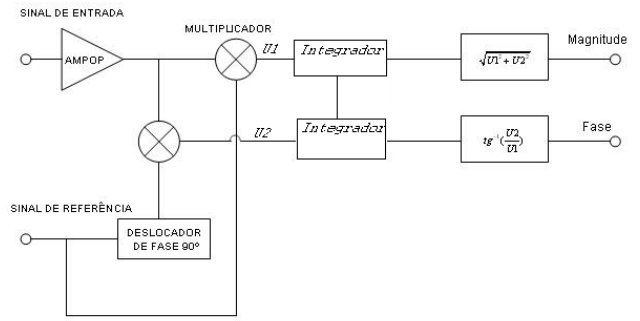


Figura 3: Diagrama de um Amplificador Lock-In.

funções matemáticas para a análise. Funções de correlação são funções matemáticas que determinam o grau de interdependência entre duas funções de mesma natureza. Detecção síncrona é um tipo de medida da física e da engenharia, em que se produz uma perturbação em um determinado sinal para confirmá-la em outro sinal, o que pode estabelecer alguma relação entre ambos. São empregadas com a finalidade de comparar estas duas funções e determinar onde elas apresentam comportamento mais semelhante. O processo matemático de correlação que ocorre no Lock-In é descrito abaixo [3]:

Correlação do sinal de referência: $V_{ref} = A \cos(\omega t)$ com o sinal na entrada: $V_{in} = B \cos(\omega t + \theta)$, considerando-se o ganho do amplificador igual a 1:

- Correlação em fase:

$$\begin{aligned}
 \Gamma(\varphi) &= \frac{1}{T} \int_0^T V_{ref}(t) V_{in}(t + \varphi) dt \\
 \Gamma(\varphi) &= \frac{1}{T} \int_0^T A \cos(\omega t) B \cos(\omega t + \varphi) dt \\
 \Gamma(\varphi) &= \frac{AB}{T} \int_0^T \cos(\omega t) \cos(\omega t + \varphi) dt \\
 \Gamma(\varphi) &= \frac{AB}{T} \left(\int_0^T \cos(\varphi) \cos^2(\omega t) dt - \int_0^T \sin(\varphi) \sin(\omega t) \cos(\omega t) dt \right) \\
 \Gamma(\varphi) &= \frac{AB}{T} \cos(\varphi) = U1
 \end{aligned}$$

- Correlação em Quadratura ($V_{ref} = A \cos(\omega t \pm 90^\circ)$)

$$\begin{aligned}
 \Gamma(\varphi) &= \frac{AB}{T} \int_0^T \cos(\omega t \pm 90^\circ) \cos(\omega t + \varphi) dt \\
 \Gamma(\varphi) &= \frac{\pm AB}{T} \left(\int_0^T \sin(\omega t) \cos(\omega t) \cos(\varphi) dt - \int_0^T \sin^2(\omega t) \sin(\varphi) dt \right) \\
 \Gamma(\varphi) &= \frac{\pm AB}{T} \int_0^T \sin(\varphi) \sin^2(\omega t) dt \\
 \Gamma(\varphi) &= \frac{\pm AB}{2} \sin(\varphi) = U2
 \end{aligned}$$

$$Magnitude = \sqrt{U1^2 + U2^2} = \sqrt{\left(\frac{AB}{2}\right)^2 (\cos^2(\varphi) + \sin^2(\varphi))}$$

$$Magnitude = \left(\frac{A}{\sqrt{2}}\right) \left(\frac{B}{\sqrt{2}}\right) = ArmsBrms$$

$$\tan(\varphi) = \frac{U2}{U1} = \frac{(\sin(\varphi))}{(\cos(\varphi))} = \tan(\varphi) \rightarrow \varphi = \arctan\left(\frac{U2}{U1}\right)$$

Pode-se perceber que tanto U1 quanto U2 são dependentes das amplitudes dos respectivos sinais e também da fase. Todos esses valores são constantes definindo o que foi mencionado anteriormente de que o resultado é um valor constante dependente das magnitudes. Finalmente, temos o processamento para a determinação dos valores de magnitude e fase. O processamento em fase e quadratura nos permite eliminar a influência da defasagem na determinação do módulo do sinal.

4. AMPLIFICADOR LOCK-IN DIGITAL TÍPICO

Amplificadores Lock-in são usualmente chamados de instrumentos “digitais” se o detector sensível à fase (phase-sensitive detector – PSD) for implementado em circuitos digitais. Na Figura 4 é mostrado um diagrama em blocos de um típico Lock-in digital [4].

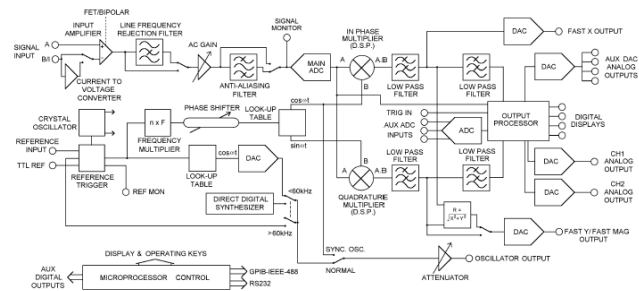


Figura 4: Diagrama de blocos de um típico Lock-in Digital comercial.

O lock-in digital geralmente apresenta vantagens sobre os sistemas analógicos, incluindo:

- Estabilidade de saída – Diferente dos sistemas analógicos, não há estágios de saída com acoplamento CC o que os torna menos sensíveis a deslocamentos (“drifts”) com o tempo e a temperatura.
- Estabilidade dos Osciladores internos – Os osciladores internos estabilizados a cristal são mais estáveis a variações com respeito ao tempo e à temperatura, dando melhores resultados em experimentos que podem ser afetados por estes parâmetros. A operação com referência interna, nas unidades de processamento de sinal também oferece um tempo quase nulo na aquisição do sinal de referência.

- Ortogonalidade no demodulador – Aumenta a precisão na medida de pequenos sinais em fase na presença de grandes sinais em quadratura.
- Custo/benefício – Redução dos custos de fabricação e teste de sistemas digitais em relação a outras tecnologias.

Para usufruir destas vantagens, devemos respeitar as limitações que o sistema digital impõe, como por exemplo a proximidade da frequência do sinal da frequência de amostragem e a reserva dinâmica, que veremos mais adiante.

Esta seção trata da descrição das principais funcionalidades e considerações com respeito a um amplificador Lock-In digital.

Para uma adequação mais imediata à fonte de sinal, são disponibilizadas entradas aterradas e flutuantes em alta impedância e em modo de corrente em baixa impedância.

O canal de sinal contém filtros analógicos e amplificadores com ganho configurável. Para cada seleção do ganho, há um correspondente nível no qual a entrada satura.

É uma propriedade básica do amplificador Lock-In que a melhor performance do demodulador é obtida ao ser fornecido o maior sinal possível para o conversor A/D. Portanto, o ganho CA deve ser feito o maior possível que não cause saturação no amplificador nem no conversor A/D. Naturalmente, caso haja ganho digital no demodulador (fase e quadratura) este ganho deve ser simultaneamente ajustado para manter a sensibilidade de fundo de escala selecionada. Mudanças no ganho CA afetam outras características como banda passante e precisão, mas mudanças no ganho digital não tem este efeito. Portanto, mudanças na sensibilidade de fundo de escala baseadas somente no ganho digital estão livres de introduzir erros.

A mudança do ganho CA afeta a reserva dinâmica [5] do instrumento. Reserva dinâmica (Figura 5) é a medida da habilidade do instrumento em efetuar medições precisas na presença de sinais de interferência. A reserva dinâmica de um amplificador Lock-In para um sinal de entrada a um determinado fundo de escala, é a relação (em dB) entre o maior sinal de interferência e a tensão de fundo de escala. O maior sinal de interferência é definido como a amplitude do sinal em qualquer frequência que pode ser aplicado para a entrada antes do Lock-In não poder medir um sinal com sua precisão especificada. Por exemplo, sendo o fundo de escala de $1\mu V$, então uma reserva dinâmica de 60 dB significa que ruídos até 1mV podem ser aplicados na entrada sem saturá-la. Se o ganho CA é baixo, então o sinal real irá ocupar apenas alguns bits da faixa dinâmica do conversor A/D, permitindo assim que possam ser medidos sinais na presença de forte interferência sem saturação, porém será necessária uma constante de tempo maior para atingir um determinado nível de precisão. Inversamente, altos ganhos CA permitem usarmos menores constantes de tempo para um determinado nível de precisão, mas resultam em menor reserva dinâmica.

Após o amplificador CA, o sinal passa por um filtro “anti-aliasing”, que restringe a banda passante para remover frequências não desejadas que possam causar falsas saídas do conversor A/D devido ao processo de amostragem. Caso seja aceitável o nível de ruído no sinal medido, é conveniente não utilizar este filtro, evitando as distorções que o mesmo

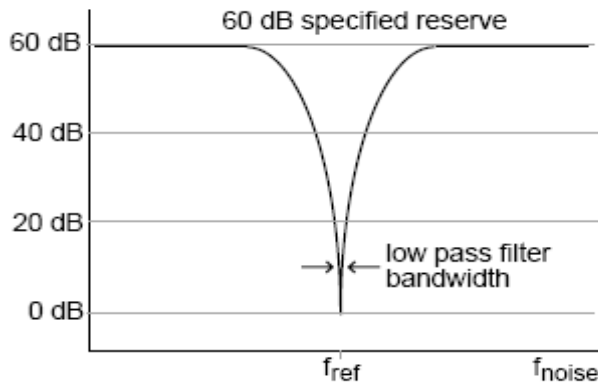


Figura 5: Gráfico mostrando um exemplo da reserva dinâmica em dB (eixo vertical) de um amplificador Lock-In em função da frequência do ruído (eixo horizontal). Não há reserva dinâmica caso o ruído esteja na mesma frequência do sinal de referência.

possa introduzir no sinal. Geralmente uma saída direta é introduzida para monitorar os efeitos da filtragem no sinal de entrada.

Após o filtro “anti-aliasing” o sinal chega ao conversor A/D que digitaliza o sinal de entrada na frequência de amostragem que estiver configurado, respeitando-se a banda de passagem do filtro (Teorema da amostragem de Nyquist). A saída deste conversor, que é uma série de valores digitais (valores quantizados) representando a amplitude do sinal de entrada, alimenta o DSP¹ principal dedicado ao PSD (phase-sensitive detector), que apresenta a saída em dois canais: em fase e em quadratura, que passam por filtros digitais que implementam a função convencional de filtro passa-baixas de saída (Figura 6).

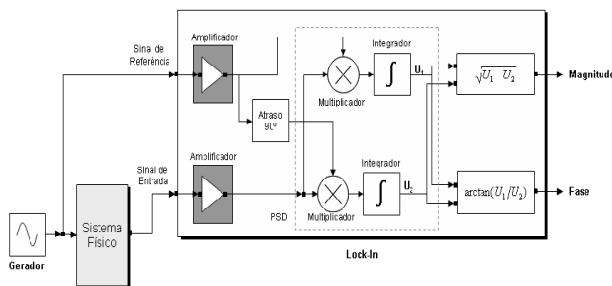


Figura 6: Configuração básica de um amplificador Lock-In.

Consideremos por exemplo uma frequência de referência de 1 kHz, gerada internamente ou externa. Sendo a frequência de amostragem de 180 kHz, o DSP dedicado de referência gera 180 amostragens em um período do sinal, que estarão dispostas entre os ângulos de fase de 0 a 360° em in-

crementos de 2°. Estas amostragens multiplicadas por seno e co-seno unitários armazenados em uma memória (*look-up table*), geram os multiplicadores de fase e quadratura do PSD. Sendo o sinal de referência externo, outro DSP dedicado configurado como um PLL (*phase-locked loop*) é usado para medir a frequência do sinal aplicado.

No modo de referência interna, a situação ideal seria que o processador do sinal de referência gere também um sinal de saída na frequência selecionada. Neste caso, o canal de referência fica independente de um PLL, não requerendo o tempo utilizado para que o PLL estabilize na frequência. Por limitações técnicas, especialmente para as frequências mais altas, tem sido utilizado um sintetizador digital de frequências independente com elevada taxa de amostragem, para esta finalidade.

Para certas aplicações, respeitando-se a máxima frequência de referência permitida pelo sistema, encontra-se disponível a função de efetuar medidas a certo múltiplo “n”, ou harmônica, da frequência de referência.

O DSP de referência geralmente implementa também um defasador digital, com resolução na faixa de 10 miligraus, para possibilitar obter fase de zero graus com o sinal de entrada. Ou também os passos podem ser de 90° quando o ajuste é feito primeiramente pelo valor nulo, adicionando-se depois 90° ou 270° para maximizá-lo.

As saídas filtradas dos canais do PSD são encaminhadas para um processador que implementa filtragem e processamento adicionais como módulo e fase, podendo inclusive efetuar medidas de ruído.

Geralmente, amplificadores Lock-In digitais usam Filtros passa-baixas FIR (*Finite Impulse Response*), com atenuação de 6, 12, 18 e 24 dB/oitava conforme maior a frequência. Estes filtros oferecem substancial vantagem no tempo de resposta se comparados com filtros analógicos ou digitais IIR (*Infinite Impulse Response*). A eficiência destes filtros (constante de tempo) está diretamente ligada à razão de crescimento da reserva dinâmica a partir da frequência de referência. Ao aumentarmos a constante de tempo, aumentamos também a relação sinal-ruído.

5. KIT EP2S60 STRATIXII

O kit EP2S60 [6] foi o escolhido devido à alta taxa de conversão A/D. Este Kit (Figura 7) é uma plataforma de desenvolvimento de alto desempenho em processamento de sinais digitais baseados no dispositivo Stratix II e na utilização de megafunções (DSP Intellectual Property [7]), que auxiliam no desenvolvimento de sistemas de alta velocidade. O objetivo do projeto de desenvolvimento de instrumentação científica do Laboratório de Eletrônica do CBPF é construir um Amplificador Lock-In capaz de analisar sinais na faixa de frequência de 500 kHz até 4MHz. O circuito de entrada para os conversores A/D da placa de desenvolvimento é constituído de acoplamento por capacitor e dois transformadores em série, portanto estamos utilizando estas entradas com as restrições impostas por esta configuração.

Foi construindo um protótipo para executar as operações matemáticas discutidas anteriormente (correlação em fase e quadratura) que caracterizam o instrumento Lock-in (Figura

¹ DSPs (do inglês Digital Signal Processor) são microprocessadores especializados em processamento digital de sinal usados para processar sinais de áudio, vídeo, etc., quer em tempo real quer em “off-line”.

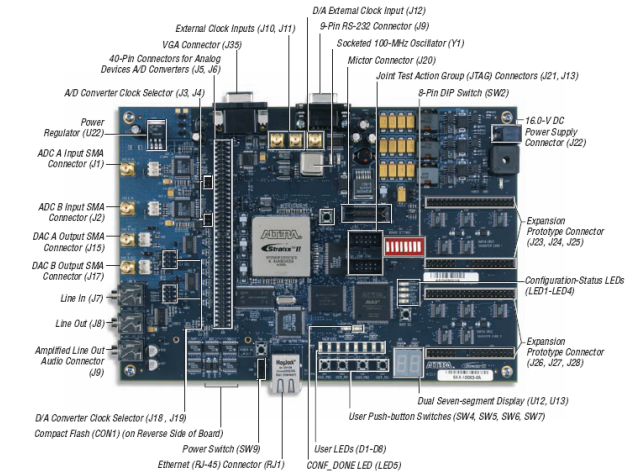


Figura 7: O kit EP2S60

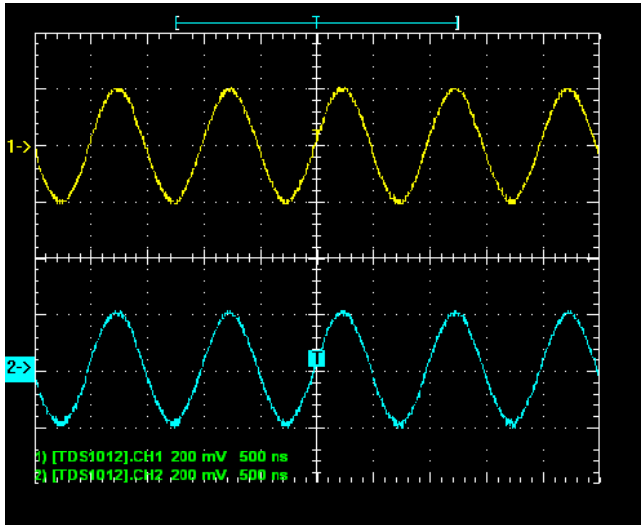


Figura 8: Sinais de entrada e referência lidos no osciloscópio capturados através do software Wavestar (Tektronix).

3). Alguns testes foram realizados a fim de validar a base teórica do sistema a ser implementado.

Com um sintetizador de frequências, injetamos um sinal conhecido (400mvpp/1Mhz), simultaneamente, em fase, nos dois conversores A/D da placa de desenvolvimento (Figura 8). Desta forma, obtivemos o sinal a ser medido e o sinal de referência para o Lock-in.

Utilizando os recursos do QuartusII e SignaltapII, capturamos e efetuamos externamente, com estes sinais discretos, os cálculos de multiplicação, integração e demais cálculos para obter o módulo e a fase.

As tabelas abaixo mostram o resultado de seis medições:

VALORES CONHECIDOS	
Sinal de Entrada e Referência	400mVpp
Fase	0°

MEDIÇÕES COM O PROTÓTIPO	
Fase em graus	Magnitude pico a pico (quantizada 12bits)
0, 06	403
0, 12	406
-0, 06	410
0, 04	401
-0, 13	416
-0, 19	417
Média fase	Média magnitude
-0, 03	409
Magnitude (Vin) convertida (Vpp)	399,10mVpp
Fase	-0,03°

VERIFICAÇÃO	
Sinal de Entrada	400mVpp
Fase	0°
Sinal de entrada medido	399,10mVpp
Fase medida	-0,03°

Tabela 1 – Resultados das medidas feitas pelo Amplificador Lock-In.

6. CONCLUSÕES

Foram apresentados os fundamentos matemáticos e características básicas de um amplificador Lock-in, bem como foi apresentado um Kit da ALTERA composto de uma placa com hardware básico (botões, conversores A/D e D/A, conector para depuração e configuração JTAG) em torno de uma FPGA STRATIXII dotada de blocos lógicos e de pro-

cessamento de sinais. Este hardware apresenta vantagens na prototipação e avaliação do projeto, mas também impõe limitações. Por exemplo, os transformadores de entrada do conversor A/D que conformam adequadamente o sinal de entrada no modo diferencial mas possuem frequência de corte em 400Khz.

Os recursos apresentados foram direcionados à prototipação em hardware reconfigurável dos fundamentos de um amplificador Lock-in, isto é, do PSD em quadratura cujo processamento foi testado através da aplicação de sinal externo. Foi utilizado o recurso de captura em tempo real, SignaltapII, para comparar diretamente as medições de módulo e fase do sinal medido com os valores fornecidos ao

PSD pelo conversor A/D.

Após o processamento obtivemos uma medida final (média) de tensão de 399,10mVpp e -0,03° de fase. A medida deste sinal, capturado pelo *SignaltapII* na saída do conversor A/D e visualizado em planilha antes do processamento foi de 399,48mVpp, em fase com a referência (0,00° de fase), comprovando que as entradas (sinal e referência) estão em fase e que a magnitude é o produto dos dois sinais (rms).

Uma próxima etapa será o desenvolvimento e implementação na FPGA destes elementos matemáticos que caracterizem em hardware reconfigurável o PSD, que é o núcleo do amplificador Lock-in.

-
- [1] Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas, www.cbpf.br
 - [2] SIGNAL RECOVERY,
http://www.signalrecovery.com/_AppsNotes/tn1000.pdf
 - [3] J. G. Proakis and D. G. Manolakis. "Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications". 3a Edição; Prentice-Hall, ISBN 0133737624; 1996;
 - [4] SIGNAL RECOVERY,
http://www.signalrecovery.com/_AppsNotes/tn1003.pdf

- [5] About Lock-In Amplifiers,
<<http://www.thinksrs.com/downloads/PDFs/ApplicationNotes/AboutLIAs.pdf>>.
- [6] Documentos ALTERA,
http://www.altera.com/literature/ds/ds_stratixII_dsp_dev_board.pdf
- [7] Intellectual Property & Reference Designs,
<http://www.altera.com/products/ip/ipm-index.html>