

ANÁLISE E DESENVOLVIMENTO DE UM AMPLIFICADOR LOCK-IN DIGITAL

Eduardo Telmo Fonseca Santos

Dissertação apresentada ao curso de
Mestrado de Engenharia Elétrica da
Universidade Federal da Bahia, como
requisito parcial à obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica.

Amauri Oliveira, D.Sc.
Orientador

Salvador
Departamento de Engenharia Elétrica da UFBA
Fevereiro de 2002

Agradecimentos

Aos meus pais, pelo apoio inestimável em todos os momentos.

Ao Professor Amauri Oliveira, pela orientação e percepção analítica do conhecimento.

Aos amigos Vinícius Cunha, Raimundo Jorge, Cleber Vinícius e Sheyla Damasceno, pela amizade, apoio, compartilhamento de conhecimento e espírito de equipe. Sem estes, a jornada perderia a riqueza de significado.

Aos professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica da UFBA, pelo valioso suporte durante o curso de mestrado.

Salvador, Fevereiro de 2002

Eduardo Telmo Fonseca Santos

Resumo

A medição do valor de sinais, principalmente quando contaminados com ruído, é um problema de grande relevância entre pesquisadores experimentais. Existem duas técnicas freqüentemente utilizadas para a medição do valor de sinais com um nível aceitável de ruído: a filtragem de sinal e a recuperação de sinal. A filtragem de sinal é geralmente empregada quando se tem um ruído de potência menor do que a de um sinal de interesse arbitrário, podendo eventualmente ocorrer uma alteração no sinal medido. A recuperação de sinal é utilizada em sinais de freqüência conhecida, mesmo quando a potência do ruído excede a do sinal de interesse ou quando a potência do sinal medido é muito baixa. Um Amplificador Lock-in (ALI) é um dispositivo eletrônico que utiliza a técnica de recuperação de sinal, sendo capaz de recuperar sinais de freqüência conhecida contaminados com ruído mesmo quando a potência deste ruído excede em muito a potência do sinal de interesse. A utilização de circuitos digitais para a recuperação de sinal minimiza problemas comuns em circuitos analógicos para o mesmo fim, tais como resposta a harmônicos, freqüência de corte de filtros, dimensões físicas do dispositivo, etc. O dispositivo que utiliza circuitos digitais para implementar a técnica de recuperação de sinal é denominado Amplificador Lock-in Digital (ALID). A teoria e o desenvolvimento de um ALID são o tema desta dissertação.

Abstract

The measurement of signals masked with noise is an important question among experimental researchers. There are two main techniques used to do a measure a signal reducing noise: filtering and recovery. The filtering technique is adequated when the noise is smaller than the signal power with arbitrary frequency. The recovery is used when the signal frequency is previously known and the noise exceeds the signal or the signal is very weak. A Lock-in Amplifier (LIA) is an electronic device that uses the signal recovery approach. It is capable to recover signals smaller than the mixed noise. The utilization of digital circuits minimizes some problems that frequently occurs in the analog counterparts as harmonic response, frequency response of filters, physical dimensions of equipment, etc. The device built with digital circuits to do signal recovery approach is called Digital Lock-in Amplifier (DLIA). The theory and development of an ALID are the subject of this work.

Índice Analítico

ÍNDICE ANALÍTICO	IV
LISTA DE FIGURAS	VI
LISTA DE TABELAS	VII
LISTA DE GRÁFICOS	VIII
CAPÍTULO 1	1
Introdução	1
CAPÍTULO 2	7
Princípios de Recuperação Lock-in	7
2.1 Recuperação de Sinal	7
2.2 Demodulação com referência síncrona	10
2.3 Demodulação de amplitude	11
2.4 Demodulação de fase	12
2.5 Demodulação simultânea de amplitude e fase	14
2.6 Rejeição ao ruído	15
CAPÍTULO 3	18
Detectores Sensíveis à Fase	18
3.1 Detecção Síncrona	18
3.2 Detector sensível à fase utilizando onda quadrada como sinal de referência	20
3.3 Detecção Sensível à Fase com Defasagem Arbitrária	22
3.4 Sinais Não-senoidais	27
3.5 Especificações Técnicas de um Detector Sensível à Fase	27
CAPÍTULO 4	29
Amplificador Lock-in de Uma Fase	29
4.1 Introdução	29
4.2 Princípio Teórico do Funcionamento do ALI de uma Fase	32
CAPÍTULO 5	36
Amplificador Lock-in de Duas Fases	36
5.1 Introdução	36
5.2 Princípio Teórico de um Amplificador Lock-in de Duas Fases	37

CAPÍTULO 6	42
Amplificadores Lock-in Digitais	42
6.1 Introdução	42
6.2 <i>Digital Signal Processor (DSP)</i>	43
CAPÍTULO 7	46
Desenvolvimento de um Amplificador Lock-in Digital	46
7.1 Introdução	46
7.2 Desenvolvimento de um Amplificador Lock-in Digital	50
7.3 Analisador de Espectro Lock-in	52
7.4 Princípios Teóricos do Analisador de Espectro Lock-in	54
7.5 Algoritmo Utilizado Para Implementar o Analisador de Espectro Lock-in	59
CAPÍTULO 8	61
Resultados Experimentais	61
8.1 Introdução	61
8.2 Estimação Indireta da Velocidade de um Motor de Indução Trifásico (MIT)	61
8.3 Resultados Experimentais	63
CAPÍTULO 9	71
Conclusão	71
APÊNDICE A	72
Código-Fonte do Amplificador Lock-in Digital para DSP em C	72
APÊNDICE B	85
Código-Fonte do Analisador de Espectro Lock-in para DSP em C	85
APÊNDICE C	103
Código-Fonte do Analisador de Espectro Lock-in para Matlab	103
BIBLIOGRAFIA	113

Lista de Figuras

Figura 1.1: Um sistema experimental genérico	2
Figura 2.1: Utilização de um detector síncrono em um sistema experimental	8
Figura 2.2: Modelo de um detector síncrono utilizando um multiplicador e um filtro passa-baixas.....	9
Figura 2.3: Utilizando um detector síncrono com um deslocamento de fase alterável para a referência	11
Figura 2.4: Representação com fasores de um sinal	15
Figura 3.1: Detector sensível à fase chaveado utilizando onda quadrada como sinal de referência	21
Figura 3.2: Formas de onda em um detector sensível à fase tendo como entrada um sinal senoidal em fase com a sua referência de onda quadrada.....	22
Figura 3.3: Formas de onda de um detector sensível à fase para diferentes defasagens entre o sinal analisado e o sinal de referência. (a) $\phi = 180^\circ$; (b) $\phi = 90^\circ$; (c) fase arbitrária (não é múltipla de 90°). A linha pontilhada no gráfico da saída da chave representa o nível médio obtido pelo filtro passa-baixas.	24
Figura 3.4: Modelo de multiplicador ideal para um detector sensível à fase	25
Figura 4.1: Amplificador Lock-in de uma fase	30
Figura 5.1: Representação com fasores de um vetor que representa o sinal analisado em um Amplificador Lock-in de Duas Fases.....	37
Figura 5.2: Diagrama de blocos de um Amplificador Lock-in Analógico. As saídas V_A e V_B podem ser utilizadas em um computador vetorial para que amplitude e fase sejam obtidas automaticamente.....	40
Figura 5.3: Diagrama de blocos de um Amplificador Lock-in Digital de Duas Fases. O sinal de excitação é injetado no sistema externo com um conversor D/A. A resposta do sistema (V_o) é obtida utilizando um conversor A/D.....	41
Figura 6.1: Exemplo de sistema de aquisição e processamento de sinais	45
Figura 7.1: Diagrama de blocos de um Amplificador Lock-in de Duas Fases.	47
Figura 7.2: Diagrama de blocos de um Lock-in Analyzer.	48
Figura 7.3: Técnica de rastreamento de vetor ("Vector Tracking").....	49

Lista de Tabelas

Tabela 8.1: <i>Velocidade obtida do eixo do MIT com FFT, tacômetro óptico e Analisador de Espectro Lock-in</i>	64
---	----

Lista de Gráficos

Gráfico 8.2: Espectro do sinal obtido com a FFT com resolução espectral real de 1 Hz (1320 Hz – 1380 Hz).	68
Gráfico 8.3: Espectro do sinal obtido com a PSD com resolução espectral real de 1 Hz (1320 Hz – 1380 Hz).	68
Gráfico 8.4: Espectro do sinal obtido com o Analisador de Espectro Lock-in com resolução espectral efetiva de 0,1 Hz (1320 Hz – 1380 Hz).	70

Capítulo 1

Introdução

A medição de grandezas relacionadas à sistemas é uma das necessidades inerentes à pesquisa experimental. Fatores extrínsecos ao fenômeno observado tais como ruído branco ou interferências de outros sistemas, afetam o valor das grandezas medidas. Para obter medições mais exatas da grandeza de interesse, diversas técnicas são encontradas na literatura, dentre as quais pode se destacar duas pela sua freqüente utilização: a filtragem de sinal (“*signal filtering*”) [4, 5, 11, 12, 13] e a recuperação de sinal (“*signal recovery*”) [1].

A filtragem de sinal consiste em eliminar uma faixa de freqüências que não são relevantes para a medição através do uso de filtros passa-altas ou passa-baixas. Filtros passa-baixas são geralmente utilizados para evitar sobreposição do valor de harmônicas devido à freqüência de amostragem estar abaixo do valor estabelecido pelo Teorema de Nyquist (“*aliasing*”) [3, 14], ou para eliminar altas freqüências indesejadas. Filtros passa-altas são freqüentemente utilizados quando a faixa de freqüências abaixo da faixa de interesse precisa ser descartada. Existem filtros, denominados passa-faixa, que delimitam a faixa de freqüências de interesse. Também é possível eliminar uma freqüência específica, o que ocorre com a aplicação de filtros que rejeitem apenas uma freqüência (“*notch filters*”). Filtros *notch* são geralmente empregados para eliminar um ruído de freqüência específica, tal como o ruído de linha de 50 Hz ou 60 Hz. A filtragem de sinal tem um problema inerente que é a possibilidade de atenuar componentes do sinal que se deseja medir ou deixar passar componentes indesejáveis [1]. Se um filtro *notch* for utilizado para remover um componente indesejado, pode-se atenuar também uma faixa do sinal de interesse próxima ao componente indesejado. Pode-se utilizar filtros adaptativos [4] para diminuir a perda do sinal de interesse, mas o

sinal de interesse continuará a sofrer perdas. A possível perda de parte do sinal devido ao uso de técnicas de filtragem de sinal torna o seu uso bastante limitado para aplicações nas quais o ruído tem frequência na mesma faixa do sinal de interesse. Outra limitação da técnica de filtragem de sinal está relacionada ao uso de filtros passa-baixas com frequência de corte cada vez menor para rejeitar ruídos, o que é conhecido como suavização de sinais. Quando a frequência de corte passa a estar na faixa de interesse, ocorre a perda de componentes necessárias à medição. As limitações inerentes à suavização de sinais inviabilizam os seus usos em situações de ruído cuja potência excede a potência do sinal [1].

A técnica de recuperação de sinal [1] minimiza as limitações inerentes à técnica de filtragem de sinal anteriormente citadas. Medições do valor de sinais cuja potência é muito inferior à potência do ruído presente no fenômeno observado tornam-se possíveis graças ao uso da recuperação de sinal. Também é possível minimizar ruídos de frequência igual a do sinal de interesse sem interferir no sinal medido.

Um Amplificador Lock-In (ALI) [1] é um dispositivo que utiliza a técnica de recuperação de sinal para medir grandezas de interesse em fenômenos mesmo sob condições severas, tais como ruído de mesma frequência que o sinal de interesse ou ruído com potência maior que a do sinal de interesse.

O método denominado detecção sensível à fase (*“phase-sensitive detection”*) [1] é o mais amplamente utilizado para efetuar a recuperação de sinal em um ALI. Devido a este fato, os termos recuperação de sinal (*“signal recovery”*) e recuperação lock-in (*“lock-in recovery”*) têm o mesmo significado na literatura [1].

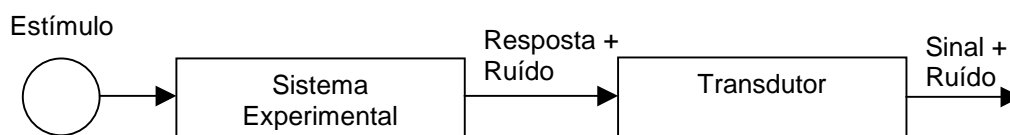


Figura 1.1 - Um sistema experimental genérico

Na **Figura 1.1** é mostrado um sistema experimental genérico. Este sistema pode ser elétrico, mecânico, óptico ou qualquer combinação destes sistemas. Um estímulo ou excitação é aplicado ao sistema experimental, causando uma resposta do sistema contaminada com ruído. A resposta do sistema, incluindo o ruído, é convertida em sinais elétricos com um transdutor apropriado.

O ruído misturado ao sinal pode obscurecer o comportamento real do sistema. Frequentemente é necessário efetuar condicionamento dos dados obtidos de um experimento para minimizar os efeitos do ruído nas medições. Devido às limitações da técnica de filtragem de sinal anteriormente citadas, existem medições para as quais é mais apropriado o uso de um ALI.

Uma medição na qual o experimento é excitado por um estímulo CC, é freqüentemente influenciada de maneira mais significativa pela temperatura. As mudanças de temperatura geram um ruído (*"flicker noise"*) [1] que aumenta com o decorrer do tempo. O valor do sinal medido sofre um deslocamento (*"offset"*) devido ao ruído. Este deslocamento obscurece o comportamento real do experimento, sendo desejável minimizá-lo ou eliminá-lo.

Para minimizar o ruído causado pela variação de temperatura, utiliza-se um estímulo modulado ao sistema ao invés de um estímulo estático. Geralmente esta modulação é do tipo alternado (*"chopped"*) [1], ou seja, o estímulo ao sistema é ligado e desligado alternadamente por um dispositivo denominado cortador (*"chopper"*). Em dispositivos elétricos, o *"chopper"* pode ser um relê, misturador (*"mixer"*) ou qualquer chave eletrônica controlada de forma alternada enquanto que em dispositivos ópticos, este *"chopper"* consiste de um disco giratório com janelas radiais que permitem ou não a passagem de luz, causando um comportamento alternado da luz.

A resposta de um sistema estimulado por um entrada alternada é posteriormente tratada por um filtro passa-altas [4, 5, 11, 13] que elimina o deslocamento causado pela variação de temperatura. Como a variação de temperatura é um deslocamento que tem freqüência relativamente baixa, o filtro passa-altas minimiza o ruído (*"flicker noise"*) causado pela temperatura [1]. Geralmente é utilizada uma freqüência muito maior que a do ruído no *"chopper"* para facilitar a separação entre os ruídos de baixa freqüência e a resposta

alternada (“*chopped*”). Esta separação realizada pelo filtro passa-altas resulta em um sinal alternado com amplitude proporcional ao parâmetro experimental de interesse e que geralmente possui uma flutuação indesejável no decorrer do experimento devido ao aumento de temperatura do experimento [1]. Uma medição diferencial é então utilizada para minimizar esta flutuação. A medição é efetuada calculando-se a média da diferença de tensão entre intervalos de modulação. Posteriormente calcula-se a média de vários ciclos. Quanto mais ciclos forem observados, melhor é a estimativa do parâmetro experimental de interesse [1].

Este tipo de medição pode ser efetuado automaticamente com um detector sensível à fase (“*phase-sensitive detector*”) [1]. Um detector sensível à fase mede a diferença de tensão de interesse utilizando uma referência de tensão síncrona derivada do modulador de estímulo do experimento. A utilização de um detector sensível à fase permite calcular a média das medições durante períodos longos de tempo, o que melhora significativamente a relação sinal / ruído. Torna-se possível a realização de medições de sinais de potência muito menor do que a do ruído de fundo.

A recuperação de sinal, realizada com detectores sensíveis à fase, possui vantagens significativas em relação às técnicas de filtragem de ruído. A utilização de um sinal modulado como entrada de um sistema permite um conhecimento prévio do sinal de saída do sistema, que também será modulado. Este conhecimento prévio permite distinguir o sinal real de um ruído de mesma frequência [1].

Um detector sensível à fase tem sua resposta dependente da amplitude mas também é sensível à diferença de fase entre o sinal medido e a referência utilizada. Estas características permitem medir amplitude e fase de sinais periódicos mesmo na presença de ruído.

Sistemas que utilizam o princípio do detector sensível à fase são denominados sistemas “*lock-in*”. Um Amplificador Lock-in pode ser utilizado para realizar detecção sensível à fase em um experimento. Amplificadores Lock-in possuem diferentes blocos básicos, mas têm em comum um detector sensível à fase, pré-amplificadores e um bloco de processamento de referência.

Existem duas classes principais de aplicação do ALI: recuperação de sinal e medição com alto grau de exatidão. Na primeira classe são incluídos os experimentos nos quais o sinal está contaminado com ruído e é necessária a sua recuperação. Na segunda classe estão as medições de exatidão nas quais a recuperação de sinal não é a consideração principal.

Um Amplificador Lock-in tem grande importância devido a sua capacidade de recuperar sinais com exatidão mesmo sob condições adversas de ruído. A recuperação de sinais de baixa potência também é uma característica que torna o Amplificador Lock-in relevante em várias aplicações [1] científicas e comerciais, tais como espectroscopia, aplicações biomédicas, densitometria, medições “*Doppler*”, efeito “*Hall*”, pesquisa na área de “*lasers*”, microondas, física dos plasmas, pirometria e recepção de sinais de satélite.

Este trabalho trata da análise teórica e do desenvolvimento de um dispositivo Amplificador Lock-in Digital. A partir deste Amplificador Lock-in, que realiza uma medição completa em uma frequência única, é desenvolvido um Analisador de Espectro Lock-in, que permite a análise de uma faixa de frequências. Este Analisador de Espectro Lock-in foi utilizado para estimar a velocidade de um Motor de Indução Trifásico, o que permitiu validar a sua exatidão e imunidade a ruído. A estrutura desta dissertação é mostrada a seguir:

No Capítulo 2, são expostos os princípios de recuperação lock-in, fornecendo dos conceitos básicos para a compreensão do Amplificador Lock-in.

No Capítulo 3, são apresentados os detectores sensíveis à fase, que são blocos básicos de construção de um Amplificador Lock-in.

No Capítulo 4, é apresentado o Amplificador Lock-in de Uma Fase, cuja análise é utilizada posteriormente para discutir o Amplificador Lock-in de Duas Fases.

No Capítulo 5, é apresentado o Amplificador Lock-in de Duas Fases, e mostram-se as vantagens em relação ao seu equivalente de uma fase.

No Capítulo 6, são apresentados os Amplificadores Lock-ins Digitais e apresentam-se as suas diferenças e vantagens em relação a seu equivalente analógico.

No Capítulo 7, é discutido o desenvolvimento de um Amplificador Lock-in Digital que foi efetivamente construído para analisar e testar os princípios teóricos discutidos nesta dissertação. Também são discutidas as aplicações do Amplificador Lock-in Digital em recuperação de sinal ("*signal recovery*") e como Analisador de Espectro Lock-in

No Capítulo 8, são discutidos os resultados experimentais obtidos na utilização de um Analisador de Espectro Lock-in para estimar a velocidade de um Motor de Indução Trifásico (MIT) de forma não-invasiva.

No Capítulo 9, é apresentada a conclusão do trabalho.

Capítulo 2

Princípios de Recuperação Lock-in

2.1 Recuperação de Sinal

A recuperação lock-in visa separar um sinal dos ruídos que interferem na medição do seu valor. Este sinal pode ser obtido diretamente do experimento (grandezas elétricas) ou indiretamente com um transdutor intermediário (grandezas de natureza não-elétrica). Se a entrada do experimento possui uma modulação [16] conhecida, torna-se possível diferenciar sinal de ruído até mesmo quando estes possuem a mesma frequência [1]. Os ruídos que interferem nas medições podem ter as origens mais diversas tais como a frequência de linha (60 Hz), dispositivos eletrônicos, transmissões de rádio-frequência e efeitos térmicos.

Quando o sinal tem frequência distinta das frequências dos ruídos que interferem nas medições, é possível separar o sinal do ruído com a eliminação da faixa do espectro não desejada. Para efetuar a separação entre o sinal e o ruído, pode-se utilizar técnicas tais como filtros [4, 5, 11, 13] ou efetuar uma transformação matemática [3, 5, 11, 12, 13, 14] que evidencie o ruído no domínio da frequência, possibilitando a sua redução ou eliminação. Estas técnicas têm os seus desempenhos degradados quando a faixa de frequência do sinal sobrepõe-se à do ruído. Nestas condições, a redução do ruído é relacionada à redução do sinal, o que dificulta a sua medição.

O condicionamento de sinal [4, 5, 11, 13] para a redução de ruídos tem limitações na sua capacidade de manter uma relação sinal-ruído aceitável. Uma destas limitações diz respeito à limitação tecnológica de construir filtros com seletividade indefinidamente elevada [1]. Para níveis elevados de ruído, torna-se mais difícil construir um filtro adequado. A outra limitação está ligada indiretamente à primeira: mesmo que seja possível construir um filtro com a seletividade adequada, é necessário levar em conta a largura de banda do sinal

medido. Estas duas limitações conduzem à conclusão de que existem medições experimentais inviáveis através do uso isolado de condicionamento de sinal [1].

As restrições no uso de técnicas de condicionamento de sinal para efetuar medições experimentais conduzem à necessidade de instrumentação adequada para observar experimentos sob condições adversas de ruído. As técnicas de recuperação de sinal [1] diferem do condicionamento de sinal devido ao conhecimento prévio do sinal medido pela recuperação de sinais, o que torna possível a medição do valor de sinais misturados com ruídos de potência elevada e cuja banda pode eventualmente sobrepor a banda do sinal [1].

Na técnica de recuperação de sinal, um sinal de referência [1] é usado para demodular [16] a resposta de um sistema à uma entrada de modulação conhecida. Este sinal modulado é transmitido aos circuitos de demodulação de um ALI com um sinal de referência que atua como portadora. Este mesmo sinal de referência é utilizado para controlar *choppers* ou quaisquer outros dispositivos que modulem a excitação do experimento observado. A disponibilidade de um sinal de referência permite utilizar o princípio da detecção síncrona, também denominada detecção sensível à fase [1] ou detecção coerente [16]. A **Figura 2.1** mostra um sistema cujo valor do sinal de saída é medido com um detector síncrono.

O termo *lock-in* tem sua origem relacionada ao fato de ser um dispositivo que realiza a demodulação de um sinal de interesse travado (“*locked*”) a um sinal de referência síncrona responsável pela sua modulação. A utilização de pré-amplificadores para sinais de pequena potência e detectores síncronos permite a construção de um ALI. Um ALI é um dispositivo utilizado para realizar a recuperação de sinal [1].

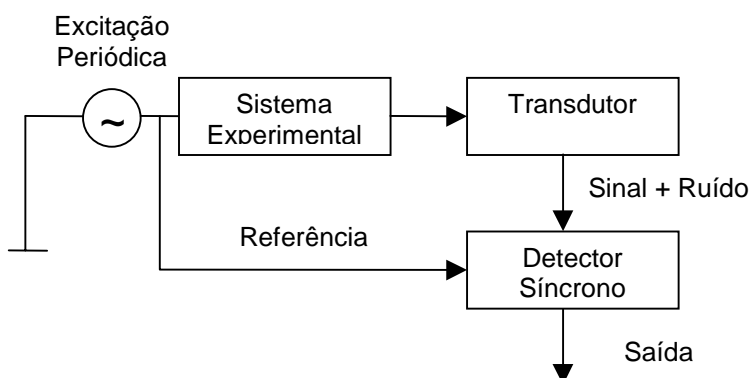


Figura 2.1: Utilização de um detector síncrono em um sistema experimental

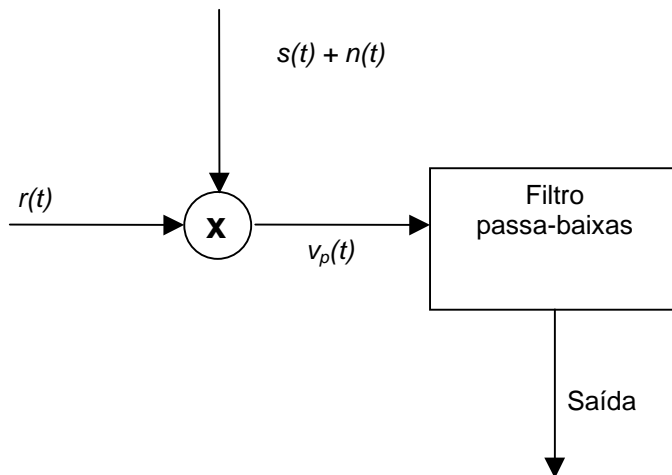


Figura 2.2: Modelo de um detector síncrono utilizando um multiplicador e um filtro passa-baixas

O conhecimento prévio da modulação [16] de excitação do experimento permite a utilização de detectores síncronos na recuperação do sinal. O sinal de interesse tem um alto grau de correlação com o sinal de referência, porque é modulado por este último [1, 8].

Pode-se observar na **Figura 2.2** um modelo de detector síncrono, em que $s(t)$ representa o sinal de interesse, $n(t)$ representa ruído (“noise”) e $r(t)$ representa o sinal de referência. O detector síncrono multiplica a resposta do sistema, ou seja, $s(t) + n(t)$, pela referência síncrona $r(t)$, o que pode ser escrito como:

$$v_p(t) = r(t) \cdot [s(t) + n(t)] \quad (2-1)$$

Quando $r(t)$ e $s(t)$ estão altamente correlacionados [2], o seu produto depende de amplitude e fases relativas entre o sinal e a referência [1]. Adotando-se $r(t)$ senoidal, o produto entre $r(t)$ e $s(t)$ resulta em uma tensão que inclui uma componente de baixa frequência proporcional ao sinal a ser medido. Com um filtro passa-baixas (**Figura 2.2**), é possível separar esta componente das demais. Assumindo que o ruído e a referência têm baixa correlação entre si [1], a média do produto $r(t) \cdot n(t)$ tende a zero, sendo esta componente eliminada pelo filtro passa-baixas. Logo, a saída do detector síncrono é proporcional ao sinal de interesse, sendo altamente imune ao ruído, o que conduz à conclusão de que a utilização do

detector síncrono da **Figura 2.2** permite melhorar a relação sinal / ruído de maneira significativa [1].

2.2 Demodulação com referência síncrona

Com detectores síncronos, é possível realizar demodulação [16] de sinal. Um caso de particular interesse para estudo é quando a referência e o sinal derivam de uma mesma fonte. Ou seja, utilizar uma excitação senoidal do experimento com frequência ω_R que também será utilizada como referência para detectar o sinal de saída. O sinal de saída tem a mesma frequência da excitação [8] e sofre uma defasagem ϕ_S [1] no experimento. A referência é aplicada ao multiplicador do detector síncrono com um deslocamento de fase alterável, como pode é mostrado na **Figura 2.3**.

Para efeitos de simplificação, o sinal será considerado como livre de ruído. A saída do filtro passa-baixas pode ser obtida igualando-se $\omega_S = \omega_R$ nas equações que expressam a saída de um detector síncrono, citadas anteriormente. No caso particular de sinais com amplitude e fase fixas, a resposta obtida é uma componente contínua:

$$V_o = k_R V_S \cos \phi \quad (2-2)$$

Em que:

$$\phi = \phi_S - \phi_R \quad (2-3)$$

$$k_R = V_R \cdot A_L(0) \quad (2-4)$$

$A_L(\omega)$ é o ganho do filtro passa-baixas para uma frequência ω

Como o valor eficaz da referência é um fator de escala constante, a resposta é proporcional à amplitude do sinal e possui uma dependência de fase no termo que contém cosseno. Através do deslocamento de fase alterável, é possível medir modulações específicas no sinal. Discute-se a seguir como demodular amplitude e fase com um detector síncrono.

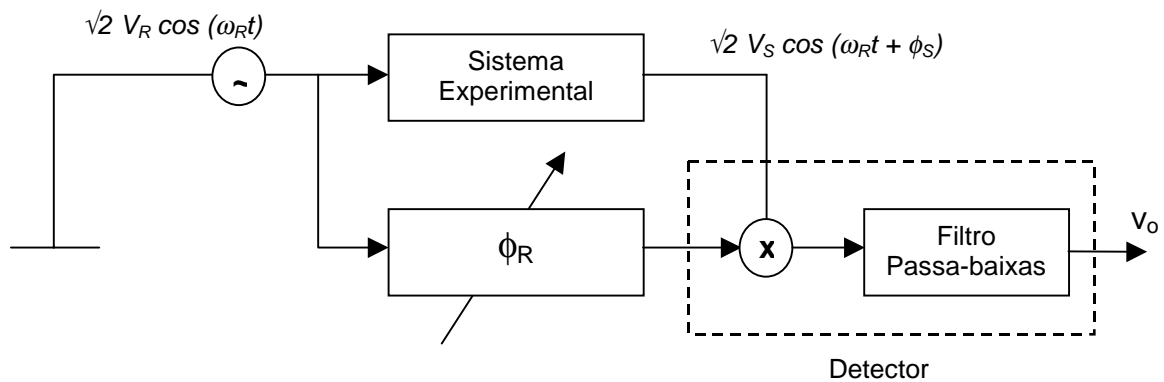


Figura 2.3: Utilizando um detector síncrono com um deslocamento de fase alterável para a referência

2.3 Demodulação de amplitude

A demodulação da amplitude, discutida nesta seção, requer frequência e fase constantes do sinal de interesse, para efeitos de simplificação. A demodulação sem suposições sobre fase e frequência será discutida no Capítulo 3. Para realizar a demodulação, é necessário ajustar a fase de referência ϕ_R para que se igual à fase do sinal ϕ_S . O produto do sinal e da referência em fase fornece como resultado no multiplicador:

$$V_o = k_R \cdot v_S \quad (2-5)$$

para

$$\phi_R = \phi_S \quad (2-6)$$

A saída V_o do detector síncrono é proporcional às variações do sinal de interesse contanto que o filtro passa-baixas utilizado possua largura de banda suficiente para transmitir a modulação do sinal sem distorção. Para um sinal de interesse na forma:

$$v_S(t) = m(t) \cdot \cos(\omega_0 t) \quad (2-7)$$

a tensão de saída do detector síncrono é :

$$V_o(t) = k_R \cdot m_F(t) \quad (2-8)$$

em que $m_F(t)$ é o sinal de modulação $m(t)$ condicionado pelo filtro passa-baixas cuja resposta ao impulso é $h_L(t)$, representado pela convolução [1]:

$$m_F(t) = m(t) \otimes h_L(t) \quad (2-9)$$

Nestas condições, a tensão de saída do detector síncrono possui o espectro [1]:

$$V_o(j\omega) = k_R \cdot M(j\omega) \cdot H_L(j\omega) \quad (2-10)$$

$$V_o(j\omega) = M(j\omega) \cdot H_D(j\omega) \quad (2-11)$$

em que $M(j\omega)$ é a transformada de Fourier [3, 5, 11, 13, 14] do sinal de modulação e $H_D(j\omega)$ é a função de resposta em frequência do detector síncrono que é dada por

$$H_D(j\omega) = k_R \cdot H_L(j\omega) \quad (2-12)$$

2.4 Demodulação de fase

Para realizar a demodulação [16] de fase discutida nesta seção, assume-se que a amplitude e a frequência do sinal de interesse são constantes. Inicialmente, ajusta-se a fase da referência para zerar o valor da saída do detector síncrono. Para zerar o valor da saída do detector síncrono, se faz necessário que o sinal e a referência estejam em quadratura no multiplicador [1]:

$$\phi_R = \phi_S - \pi/2 \quad (2-13)$$

Se posteriormente a fase do sinal de interesse varia de uma constante ϕ_m , a resposta do detector síncrono é:

$$V_o = k_R \cdot V_S \cdot \text{sen}(\phi_m) \quad (2-14)$$

O detector síncrono opera como um detector de fase linear para pequenas variações de fase. Isto ocorre porque, para pequenas variações de ϕ_m , pode-se adotar $\text{sen}(\phi_m) \approx \phi_m$, obtendo-se a resposta linear:

$$V_o \approx k_R \cdot V_S \cdot \phi_m \quad (2-15)$$

Uma vantagem do detector síncrono em relação a um PLL (“*Phase-Locked Loop*”) [1] é a sua maior imunidade ao ruído [1]. Discute-se a seguir o caso mais geral em que ϕ_m é um deslocamento de fase variando no tempo $\phi_m(t)$. Quando $|\phi_m(t)| \ll 1$, tem-se uma pequena modulação de fase. Torna-se necessário agora considerar os efeitos do filtro passa-baixas nas componentes de $\phi_m(t)$. Se a modulação de fase tem uma transformada de Fourier $\phi_m(j\omega)$, a relação necessária é:

$$V_o(j\omega) = k_R \cdot V_S \cdot \phi_m(j\omega) \cdot H_L(j\omega) \quad (2-16)$$

$$V_o(j\omega) = V_S \cdot \phi_m(j\omega) \cdot H_D(j\omega) \quad (2-17)$$

ou, em termos de variação no tempo, obtém-se a seguinte convolução:

$$V_o(t) = k_R \cdot V_S \cdot \phi_m(t) \otimes h_L(t) \quad (2-18)$$

A sensibilidade do sistema a variações é então proporcional à amplitude do sinal de interesse. Por outro lado, a função de resposta em frequência do detector síncrono $H_D(j\omega)$ exerce o mesmo papel nas detecções de amplitude e fase.

2.5 Demodulação simultânea de amplitude e fase

Em um caso mais geral, deseja-se demodular simultaneamente amplitude e fase de um sinal de interesse. Neste caso, pode-se modelar o sinal de interesse com:

$$s(t) = m(t) \cdot \cos [\omega_s t + \phi_s + \phi_m(t)] \quad (2-19)$$

Ajustando-se a fase do sinal de referência para igualar-se à fase do sinal de interesse de modo que a fase ϕ_s seja igual à fase ϕ_R , a resposta do sistema pode ser representada matematicamente pela equação:

$$V_o(t) = k_R \cdot m(t) \cdot \cos[\phi_m(t)] \otimes h_L(t) \quad (2-20)$$

Quando $|\phi_m(t)| \ll 1$ radiano, pode-se adotar a seguinte aproximação:

$$V_o(t) \approx k_R \cdot m(t) \otimes h_L(t) \quad (2-21)$$

A detecção de amplitude é pouco influenciada pelas variações de fase, devido ao cosseno aplicado à fase. Ou seja, pode-se fazer a detecção de amplitude mesmo que o sinal de interesse e o sinal de referência não estejam exatamente em fase. Por outro lado, uma inversão de amplitude causada pela modulação pode ser interpretada como inversão de fase. Além disso, a resposta do sistema é diretamente proporcional à amplitude, o que impossibilita o seu uso como detector de fase quando ocorre simultaneamente modulação de amplitude.

Para obter a demodulação em fase e amplitude simultaneamente, torna-se necessário o uso de sistemas mais complexos. Estes sistemas são denominados Lock-in de Duas Fases, (os termos encontrados na literatura [1] são “*Two-Phase Lock-in*” ou “*Lock-in Analyzer*”) e são estudados com mais detalhes no **Capítulo 5**.

O princípio básico de um Lock-in de Duas Fases consiste na representação com fasores [9] do sinal e da referência em relação à fase de referência, o que é mostrado na **Figura 2.4**.

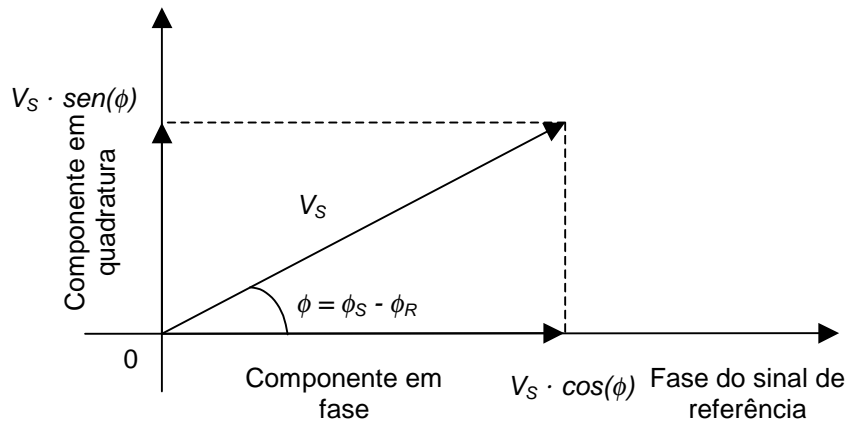


Figura 2.4: Representação com fasores de um sinal

A saída do detector síncrono no Lock-in de Duas Fases é proporcional à componente em fase do sinal, enquanto que mudar a fase do sinal de referência de uma constante $\pi/2$ fornece uma medida da componente em quadratura do sinal. Com as componentes em fase e em quadratura do sinal de interesse, torna-se possível recuperar simultaneamente a amplitude e a fase de um sinal de interesse.

2.6 Rejeição ao ruído

Um ALI é utilizado para analisar-se um sinal de interesse sob a forma alternada. Se este sinal está sob a forma contínua, torna-se necessário modulá-lo sincronizado com um sinal de referência para que se possa realizar a detecção síncrona [1]. A resposta do ALI é um sinal contínuo proporcional ao sinal de interesse. Componentes não sincronizados com a referência tais como ruído e interferência são descartados pelo detector síncrono [1].

A imunidade ao ruído de um detector síncrono depende da janela de transmissão [1] do seu filtro passa-baixas [4, 5, 11, 13]. Este filtro deve possuir largura de banda suficiente para transmitir mudanças de amplitude ou fase do sinal de interesse, mas precisa limitar a banda para descartar ruídos e interferências. Em experimentos nos quais é possível controlar a largura de banda

do sinal de saída, limita-se ao máximo a taxa de mudança de fase ou amplitude para diminuir a janela de transmissão do filtro passa-baixas. Quanto mais estreita a janela de transmissão deste filtro, maior a imunidade ao ruído do ALI, respeitando-se a largura de banda do sinal de interesse para evitar distorções [1].

Para a análise de sinais corrompidos com ruído, utilizam-se parâmetros tais como a razão sinal / ruído (“*SNR: signal-to-noise ratio*”), geralmente medida em decibéis. A razão SNR pode ser formulada como:

$$SNR = 20 \cdot \log\left(\frac{S}{R}\right) \quad (2-22)$$

Tomando-se, por exemplo, um sinal corrompido com uma componente de ruído dez vezes maior do que a componente de interesse, tem-se uma razão de 10:1 entre sinal e ruído e um SNR de -20 dB. Uma SNR de -20 dB não permite tratar o sinal com técnicas convencionais de condicionamento de sinais [4, 5, 11, 13], sendo geralmente empregada a técnica de recuperação de sinal denominada detecção síncrona, utilizada em ALI.

A capacidade de recuperar a amplitude de um sinal contaminado com ruído pode ser escrita como [1]:

$$\left(\frac{SNR_o}{SNR_i}\right) = \left(\frac{B_i}{B_o}\right) \quad (2-23)$$

Em que:

SNR_o é a razão sinal / ruído do sinal de saída (“*output*”)

SNR_i é a razão sinal / ruído do sinal de entrada (“*input*”)

B_i é a largura de banda do ruído branco que contamina o sinal de entrada e influencia a razão SNR_i

B_o é a largura de banda do filtro passa-baixas do detector síncrono de um ALI, devendo ser minimizada, mas suficiente para transmitir a modulação do sinal de interesse sem distorção.

A **Equação 2.23** conduz à conclusão de que as características do filtro passa-baixas utilizado exercem um papel crucial na detecção síncrona. Filtros RLC de fator Q elevado [1, 9] são utilizados em ALI analógicos [1] para assegurar a imunidade ao ruído e filtros *notch* analógicos [4] eliminam o ruído de linha de 60 Hz. Em ALI digitais empregam-se filtros digitais passa-baixas [4, 5, 11, 13] e *notch* [4] com a mesma finalidade dos equivalentes analógico. Pode-se implementar filtros passa-baixas digitais com o fator Q desejado, respeitando-se as limitações de exatidão computacional, erros de quantização e limitações de processamento em tempo real [1, 4, 5, 11, 13].

Capítulo 3

Detectores Sensíveis à Fase

3.1 Detecção Síncrona

A utilização de um detector síncrono [1] permite a recuperação de sinal em um ALI. O detector síncrono empregado no ALI é denominado detector coerente ou detector sensível à fase devido a sua resposta ser dependente da diferença de fase entre o sinal medido e o sinal de referência. Este detector consiste de duas partes em série: um multiplicador e um filtro passa-baixas. O multiplicador tem como entradas um sinal de referência e um sinal modulado que se deseja medir. O filtro passa-baixas elimina as componentes alternadas que contêm ruído, permitindo apenas a passagem do sinal contínuo de interesse e de pequenas variações do mesmo. Se a referência é uma onda quadrada, o multiplicador funciona de maneira alternada, ou seja, o sinal medido que é a outra entrada só é transmitido quando o nível da referência é diferente de zero. Para uma referência senoidal, a resposta do multiplicador depende da diferença de fase entre o sinal medido e o sinal de referência, ou seja, é sensível à fase.

Em um ALI analógico [1], o multiplicador do detector síncrono consiste de um misturador (“*mixer*”). O filtro passa-baixas pode ser implementado por um filtro RLC de um ou mais pólos, um filtro monolítico ou um filtro de sintonia ativa [1] (“*active tuned filters*”).

O equivalente digital de um ALI realiza as operações equivalentes de componentes analógicos com processamento digital. O sinal medido precisa ser digitalizado com um conversor analógico / digital (ADC), respeitando-se o Teorema de Nyquist / Shannon [3, 13, 14]. O multiplicador passa a ser uma operação matemática de multiplicação entre o valor do sinal medido e o valor do sinal de referência. A implementação digital de um multiplicador é muito mais exata do que o seu equivalente analógico, pois não possui resposta dependente das

características elétricas de um componente misturador, sendo, portanto próximo do comportamento de um multiplicador ideal [1]. A implementação digital do filtro passa-baixas [4, 5, 11, 13] pode ser efetuada de várias formas e é muito mais exata e flexível do que o seu equivalente analógico, considerando a alta resolução em bits e o baixo erro de quantização dos conversores A/D disponíveis. Filtros digitais podem ser implementados com um grande número de pólos sem o aumento de custo que ocorreria em um filtro analógico de muitos pólos, considerando-se que o processador disponível consiga realizar a filtragem em tempo real, o que é facilmente obtido com DSP. Pode-se obter uma curva de reposta em frequência com resposta maximamente plana e uma frequência de corte muito melhor definida do que as encontradas em filtros analógicos. Além disso, o comportamento de filtros analógicos varia com o tempo devido ao envelhecimento dos componentes [9], o que é minimizado em circuitos integrados. A possibilidade de modificar o tipo de filtro passa-baixas empregado modificando-se apenas o código-fonte que o implementa torna-o muito flexível, não exigindo modificações no circuito do ALI.

Um filtro digital passa-baixas pode ser implementado como FIR (*“Finite Impulse Response”*) ou IIR (*“Infinite Impulse Response”*) [4, 5, 11, 13]. Filtros FIR exigem mais coeficientes do que o seu equivalente IIR, o que pode limitar sua aplicação em processamento em tempo-real para processadores relativamente lentos. Filtros IIR têm menos coeficientes do que os seus equivalentes IIR mas exigem considerações adicionais quanto à sua estabilidade. Devido à realimentação da saída para a entrada dos filtros IIR, os seus coeficientes devem ser calculados de modo a não gerar instabilidade, o que pode ser verificado no diagrama de zeros e pólos. O domínio utilizado em sistemas computacionais pode ser modelado pela Transformada Z [3], devido aos sinais medidos serem amostrados em intervalos de tempo discretos.

Uma outra forma menos eficiente, em termos computacionais, de implementar um filtro digital passa-baixas consiste em calcular apenas alguns coeficientes relativos às frequências de interesse da Transformada de Fourier [3, 5, 11, 13, 14] do sinal medido. O sinal de interesse é passado do domínio do tempo para o domínio da frequência com a Transformada de Fourier, seleciona-se

apenas os coeficientes das frequências de interesse e com a Transformada Inversa de Fourier obtém-se o sinal filtrado no domínio do tempo. A vantagem desta técnica é uma frequência de corte próxima do ideal e um tempo de estabilização menor do que a de um filtro digital IIR ou FIR. Devido à quantidade de processamento em tempo real efetuado pelo processador depender da frequência de amostragem do conversor analógico / digital, é necessário um processador suficientemente rápido para executar a operação em tempo-real. Este poder de processamento pode ser obtido com uma boa relação custo / benefício em *chips* DSP (*Digital Signal Processor*) [21 – 30].

3.2 Detector sensível à fase utilizando onda quadrada como sinal de referência

Um detector sensível à fase geralmente utiliza como sinal de referência uma onda quadrada, senoidal ou um sinal PWM [1] (*Pulse Width Modulation*). Os dispositivos ALI comerciais, em sua maioria, utilizam ondas senoidais geradas com osciladores analógicos ou utilizando um oscilador digital microprocessado com um conversor digital / analógico [10] (DAC) de alta resolução em bits.

Alguns dispositivos ALI utilizam onda quadrada [1] como sinal de referência. A utilização de onda quadrada como sinal de referência é mais simples do ponto de vista do projeto e desenvolvimento de circuitos e também é mais eficiente em termos computacionais porque não exige o custoso cálculo de uma referência senoidal em tempo real. Por outro lado, este tipo de ALI responde não apenas ao sinal de interesse, mas também aos harmônicos do mesmo [1], o que o torna inferior a um ALI que utiliza uma onda senoidal como sinal de referência. A resposta a harmônicos pode ser explicada com a Transformada de Fourier [3, 14] de uma onda quadrada. A representação no domínio da frequência de uma onda quadrada é composta de uma fundamental e seus harmônicos ímpares, ou seja, o ALI de onda quadrada responde não apenas à frequência fundamental do sinal de referência, mas também aos harmônicos ímpares que compõem a onda quadrada.

Para um ALI de onda quadrada, como é mostrado na **Figura 3.1**, o sinal de referência é gerado com uma chave eletrônica que alterna entre os estados ligado

e desligado, o que modifica o ganho entre os estados $+1$ e -1 . Este ganho é aplicado a uma tensão de referência que será utilizada como entrada de um sistema em estudo. Esta onda quadrada tem frequência constante e ciclo de trabalho de 50 %.

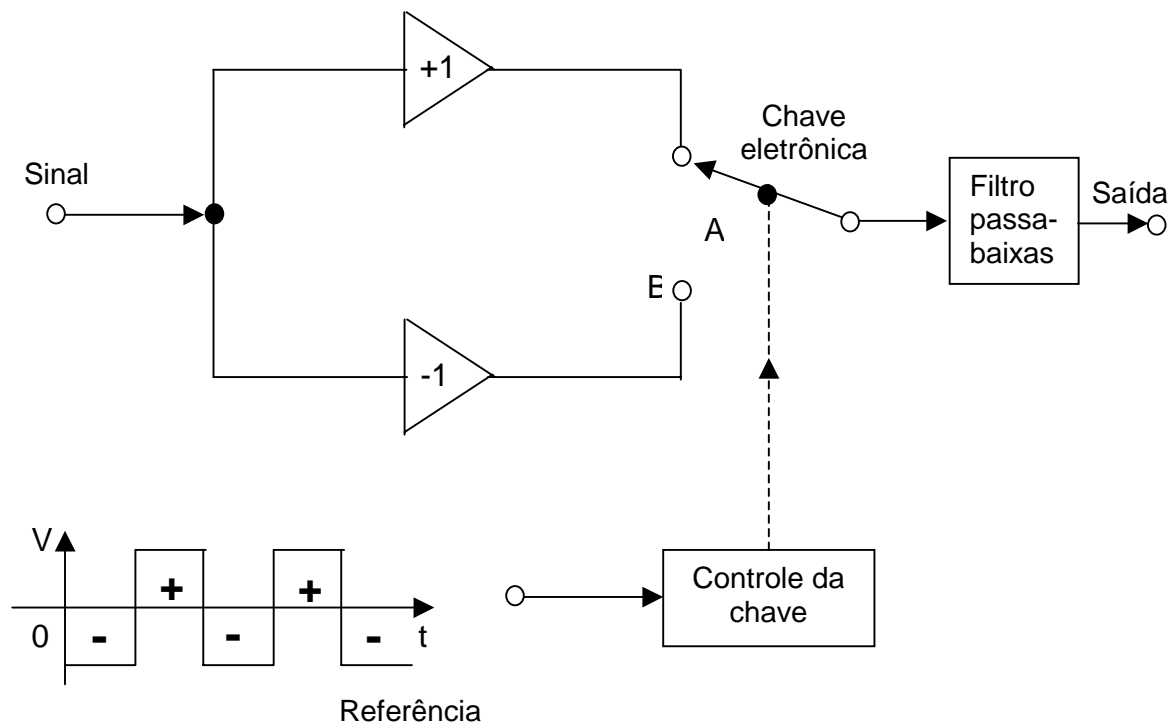
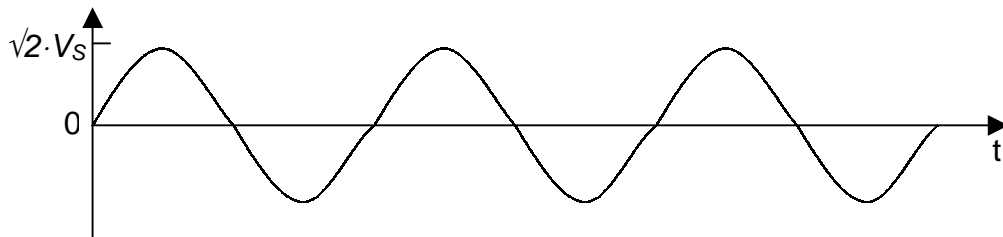


Figura 3.1: Detector sensível à fase chaveado utilizando onda quadrada como sinal de referência

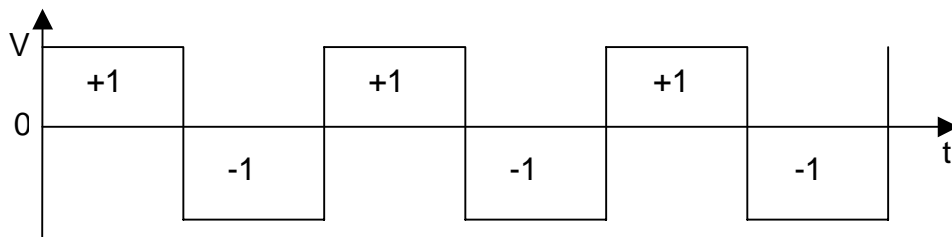
Para explicar o funcionamento de um detector sensível à fase utilizando como referência uma onda quadrada, pode-se analisar o caso mais simples no qual o sinal de interesse é uma onda senoidal, como é mostrado na **Figura 3.2**. Neste exemplo inicial, é assumida a condição de que o sinal analisado e a referência de onda quadrada estão em fase. Quando a onda senoidal está em seu semiciclo positivo, a onda quadrada em fase também estará no seu semi-ciclo positivo, o que equivale a dizer que a onda senoidal é transmitida com ganho unitário positivo. O semiciclo negativo da onda senoidal também está em fase com o semiciclo negativo da onda quadrada, invertendo o sinal da onda senoidal com um ganho unitário negativo. A alternância de ganhos causada pela onda quadrada em fase com o sinal senoidal causa uma retificação [8] de onda

completa no sinal senoidal. A saída da chave eletrônica, que é uma onda senoidal retificada, é suavizada por um filtro passa-baixas, o que resulta em uma tensão contínua (CC) que é proporcional à amplitude do sinal analisado.

Sinal:



Referência:



Saída da chave:

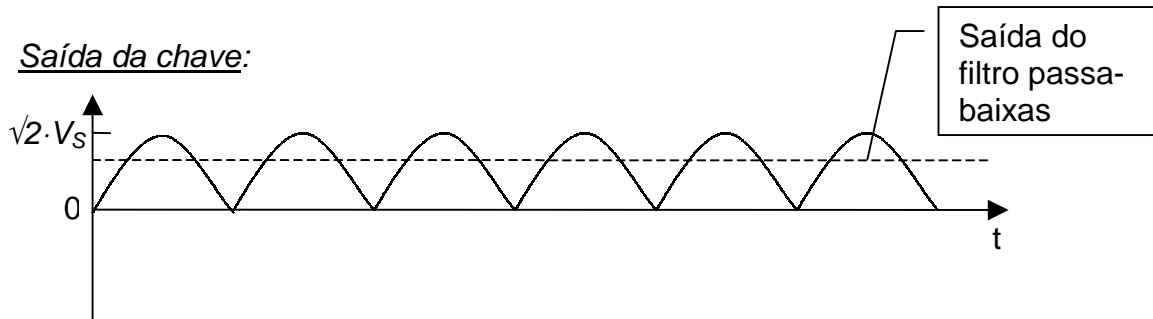


Figura 3.2: Formas de onda em um detector sensível à fase tendo como entrada um sinal senoidal em fase com a sua referência de onda quadrada.

3.3 Detecção Sensível à Fase com Defasagem Arbitrária

A suposição de sinais de interesse e referência em fase, assumida no exemplo anterior, é muito restritiva para o uso prático de detectores sensíveis à fase. Em geral, nenhuma suposição é feita a respeito da fase do sinal de interesse, sendo necessário apenas que a frequência do sinal analisado seja igual

à frequência do sinal de referência. Para o caso mais geral de diferença de fase arbitrária entre o sinal e a referência, diferentes respostas são obtidas através do detector sensível à fase, dependendo da defasagem entre os sinais, como pode ser observado na **Figura 3.3**.

Quando os sinais de interesse e referência possuem uma defasagem de 90° , ou seja, estão em quadratura, o nível médio CC obtido pelo filtro passa-baixas é zero. Este caso particular, como é analisado nos capítulos seguintes, é de grande importância no ajuste de ALI de uma fase ou no princípio de funcionamento de um ALI de duas fases (“*Two-phase Lock-in*”). Para defasagens arbitrárias, obtém-se um nível CC entre o máximo positivo e o máximo negativo, que correspondem, em módulo, ao valor eficaz da senóide multiplicado pela amplitude da onda quadrada [1].

A onda quadrada utilizada como referência é composta por uma frequência fundamental e seus harmônicos ímpares. Este resultado pode ser obtido com a série de Fourier da onda quadrada [14]:

$$r(t) = \frac{4}{\pi} \left\{ \cos(\omega_R t + \phi_R) - \frac{1}{3} \cos[3 \cdot (\omega_R t + \phi_R)] + \frac{1}{5} \cos[5 \cdot (\omega_R t + \phi_R)] - K \right\} \quad (3-1)$$

O produto entre o sinal de interesse e a referência de onda quadrada pode ser modelado por:

$$V_P(t) = r(t) \cdot s(t) \quad (3-2)$$

em que

$$s(t) = \sqrt{2} \cdot V_S \cdot \cos(\omega_S t + \phi_S) \quad (3-3)$$

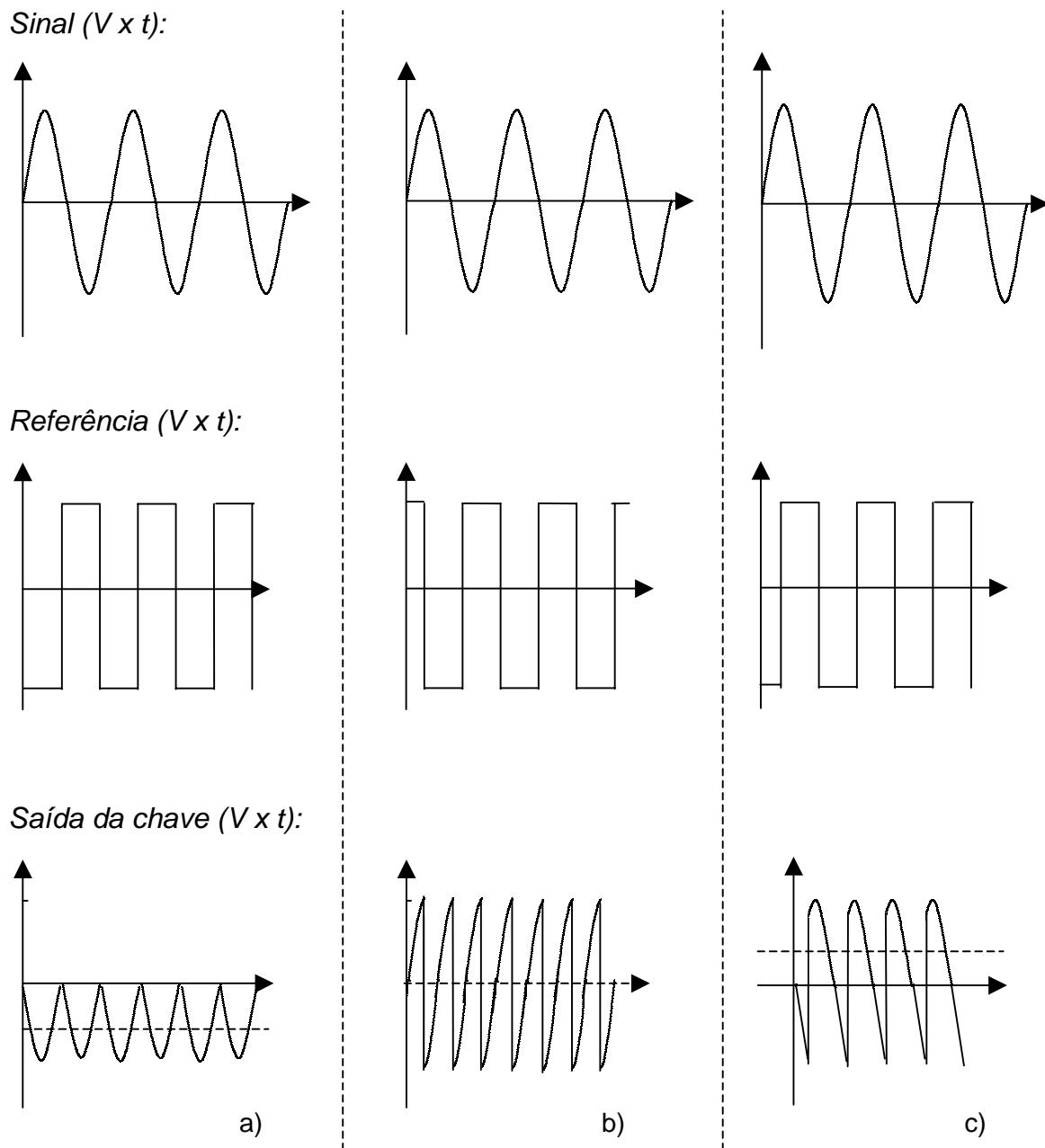


Figura 3.3: Formas de onda de um detector sensível à fase para diferentes defasagens entre o sinal analisado e o sinal de referência. (a) $\phi = 180^\circ$; (b) $\phi = 90^\circ$; (c) fase arbitrária (não é múltipla de 90°). A linha pontilhada no gráfico da saída da chave representa o nível médio obtido pelo filtro passa-baixas.

Multiplicando o sinal de interesse e a referência e separando as componentes que envolvem a soma das frequências e a diferença das frequências, obtém-se [1]:

$$\begin{aligned}
 V_P(t) = & (2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_S / \pi) \cdot V_S \cdot [\cos(\omega_R t \pm \omega_S t + \phi_R \pm \phi_S) \\
 & - (1/3) \cos(3\omega_R t \pm \omega_S t + 3\phi_R \pm \phi_S) \\
 & + (1/5) \cos(5\omega_R t \pm \omega_S t + 5\phi_R \pm \phi_S) - \dots] \quad (3-4)
 \end{aligned}$$

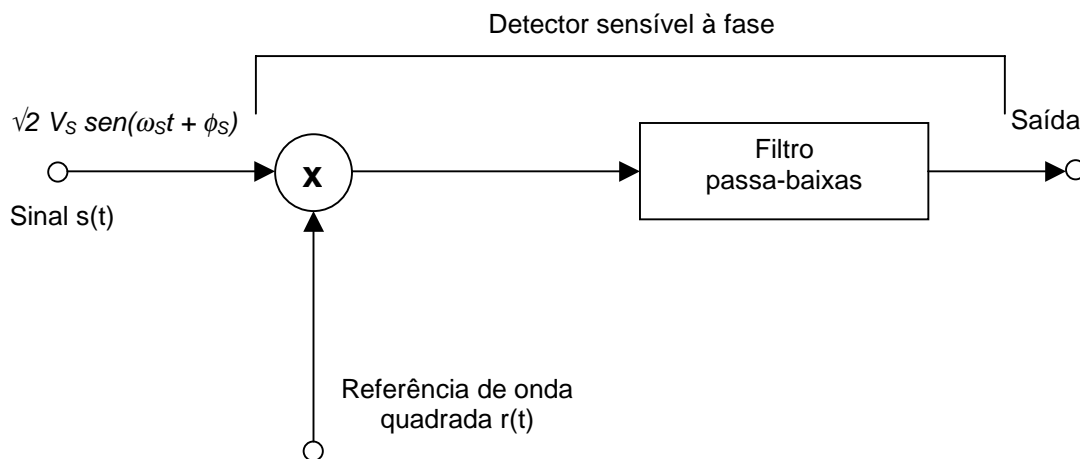


Figura 3.4: Modelo de multiplicador ideal para um detector sensível à fase

Para o caso particular de operação síncrona, iguala-se $\omega_S = \omega_R$ e assume-se que o filtro passa-baixas tem frequência de corte abaixo da frequência de referência. Este caso particular é de grande relevância, pois é usado na operação de detectores síncronos. O filtro passa-baixas elimina os produtos do multiplicador nas frequências $2\omega_R$, $4\omega_R$, $6\omega_R$, etc. A saída do filtro contém apenas a componente CC sensível à fase:

$$V_o = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_S \cdot A_L(0) \cdot \cos(\phi_R - \phi_S) \quad (3-5)$$

Em que:

$A_L(0)$ é a magnitude da resposta do filtro [5] na frequência de 0 Hz.

É interessante notar que a resposta do detector síncrono utilizando referência de onda quadrada é praticamente idêntica à resposta de um detector síncrono ideal utilizando como referência uma onda senoidal, exceto por um fator de escala. Porém, o detector sensível à fase que utiliza onda quadrada como

referência responde com um nível CC sensível à fase às frequências $3\omega_R$, $5\omega_R$, $7\omega_R$, etc. A sensibilidade do sistema à estas frequências [1] é $1/3$, $1/5$, $1/7$, etc. Este comportamento pode ser explicado com a série de Fourier da onda quadrada, que contém os harmônicos ímpares da frequência fundamental, enquanto que a decomposição de uma onda senoidal possui apenas a frequência fundamental.

Pode-se interpretar o fenômeno de resposta aos harmônicos de um detector sensível à fase com referência de onda quadrada através do conceito de janela de transmissão [1, 4, 5] ("*transmission windows*"). Uma janela de transmissão corresponde a uma faixa de frequências para a qual um detector sensível à fase possui uma resposta não-nula. Pode-se entender a resposta de um detector sensível à fase com referência de onda quadrada com várias janelas de transmissão nas frequências [1] ω_R , $3\omega_R$, $5\omega_R$, $7\omega_R$, etc. A magnitude relativa da resposta de um detector sensível à fase à estas frequências é 1 , $1/3$, $1/5$, $1/7$, etc. Ou seja, o sistema de detecção sensível à fase responde aos harmônicos ímpares da frequência fundamental, o que não é desejável devido ao interesse exclusivo na resposta à frequência fundamental.

Para produzir uma resposta CC, o sinal deve estar sincronizado com uma ou mais das componentes de Fourier da referência. Caso contrário, a saída do detector sensível à fase será um batimento alternado em uma frequência de diferença entre o sinal e a frequência central de uma janela de transmissão. Esta resposta alternada é eliminada pelo filtro passa-baixas. No caso de referência de onda quadrada, os vários harmônicos presentes na referência permitem que várias frequências do sinal analisado gerem componentes CC que passam pelo filtro passa-baixas e geram respostas a estes harmônicos.

Sistemas sensíveis à fase que respondem aos harmônicos são desvantajosos em relação aos sistemas que respondem apenas à frequência fundamental. A resposta aos harmônicos é considerada, na maioria dos casos práticos, como resposta espúria ou anômala. Dispositivos comerciais Lock-in que utilizam ondas senoidais como referência têm um desempenho muito superior aos seus equivalentes que utilizam onda quadrada como referência.

3.4 Sinais Não-senoidais

Para o caso particular de sinais de interesse senoidais, o detector sensível a fase chaveado, a resposta é proporcional ao termo $\cos(\phi)$, em que ϕ representa a fase relativa entre o sinal de interesse e a forma de onda chaveada medida no detector sensível a fase.

Existe um procedimento importante na utilização e compreensão de dispositivos Lock-in denominado procedimento de defasagem nula [1] (“*null-shift procedure*”). Este procedimento permite maximizar a resposta de um detector sensível à fase através do ajuste da fase da referência em fase com o sinal de interesse. O primeiro passo do processo consiste em ajustar a fase da referência até que a saída do detector sensível à fase seja nula. Isto significa que o sinal de interesse e o sinal de referência estão em quadratura. O segundo passo consiste em deslocar a fase do primeiro passo em 90° , o que maximiza a resposta do detector sensível à fase com a obtenção da condição de sinais em fase. Na prática, a anulação da resposta de um detector sensível à fase pode ser obtida mesmo sob condições extremamente adversas de ruído. O deslocamento da fase da referência em 90° a partir da situação de resposta nula é trivial. Consequentemente, a execução do procedimento para maximizar a resposta de um detector sensível à fase é facilmente realizável. Este procedimento de ajustar a fase de um detector sensível à fase é genérico e pode ser aplicado a sinais periódicos de formas arbitrárias de onda [1].

3.5 Especificações Técnicas de um Detector Sensível à Fase

Detectores sensíveis à fase possuem especificações técnicas que permitem determinar sua aplicabilidade às condições do experimento e a comparação entre as diversas implementações existentes. As especificações mais comuns em detectores sensíveis à fase são:

- Sinal de fundo de escala (“*full scale signal*”): Máxima tensão medida com um detector sensível à fase, excluindo flutuações devido a ruídos no sinal de interesse.
- Nível de sobrecarga de saída (“*output overload level*”): Nível máximo que um detector sensível à fase pode medir, incluindo sinal e ruído. Este nível não deve ser ultrapassado para evitar danos ao circuito.
- Reserva dinâmica de saída (“*output dynamic reserve*”): Faixa de operação acima do fundo de escala. Esta faixa permite operação normal do detector sensível à fase e ocorre quando o sinal de interesse tem magnitude elevada ou quando as flutuações devido ao ruído fazem a medição exceder o fundo de escala.
- Mínimo sinal detectável (“*minimum detectable signal*”): Corresponde ao menor sinal de interesse que pode ser medido confiavelmente com um detector sensível à fase.
- Faixa dinâmica de saída (“*output dynamic range*”): É a razão entre a tensão de saída de fundo de escala e a componente de flutuação de saída. Esta razão é medida em decibéis (dB) e a componente de flutuação de saída é medida em p.p.m./K.

Capítulo 4

Amplificador Lock-in de Uma Fase

4.1 Introdução

Amplificadores lock-in de uma fase são dispositivos de recuperação de sinais que utilizam como blocos básicos um ou mais pré-amplificadores, um gerador de sinal de referência de fase ajustável, um detector sensível à fase e um filtro passa-baixas. Os detectores sensíveis à fase por sua vez são compostos de um multiplicador e um filtro passa-baixas, conforme se explicitou no Capítulo 3.

O ALI emprega uma técnica conhecida como Detecção Sensível à Fase [1] (“*Phase-Sensitive Detection*”) para separar a componente de sinal que possui frequência e fase conhecidas. As componentes de ruído de frequências diferentes da frequência de referência são descartadas e não afetam a medição.

Atualmente, Amplificadores Lock-in de uma fase não são largamente utilizados. Isto se deve à suas limitações intrínsecas e à necessidade de intervenção manual para medir o sinal de interesse.

A compreensão do funcionamento de um Amplificador lock-in de uma fase permite o entendimento do Amplificador Lock-in de duas fases (“*Two-phase lock-in amplifier*”). Este último é comercializado por diversas empresas e utilizado extensamente nos laboratórios de pesquisa experimental e em aplicações comerciais das mais diversas tais como telecomunicações, instrumentação biomédica, indústria química, acústica, etc.

Um Amplificador lock-in possui duas características muito importantes no estudo de sistemas experimentais:

1. Melhora significativamente a relação sinal/ruído (SNR) de sinais elétricos de baixa magnitude

2. É capaz de executar detecção de fase (*“phase sensitive detection”*) de sinais CA.

Estas características tornam o Amplificador Lock-in um dispositivo de grande valia no estudo de sinais de pequena potência corrompidos com ruídos de potência relativamente mais alta. Medições com alto grau de exatidão se tornam possíveis mesmo sob as condições mais adversas. Estas medições dificilmente seriam efetuadas com a mesma exatidão utilizando técnicas convencionais de condicionamento de sinal tais como filtros [4, 5, 11, 13] FIR (*“Finite Impulse Response”*) e IIR (*“Infinite Impulse Response”*) porque estas técnicas são mais adequadas a um nível de ruído menor do que o nível do sinal de interesse.

A capacidade de recuperar amplitude, frequência e fase de um sinal torna o ALI um dispositivo com aplicações, por exemplo, na área de telecomunicações. A utilização de modulação [16] em amplitude, frequência e fase para transmitir voz e dados têm limitações intrinsecamente relacionadas ao ruído do meio de transmissão. O aumento do número de níveis detectáveis de amplitude, frequência e fase permitem transmitir dados com taxas mais altas de transmissão e de modo mais confiável. Este aumento do número de níveis torna-se possível com dispositivos que conseguem medir sinais mesmo sob condições adversas de ruído, tais como o ALI.

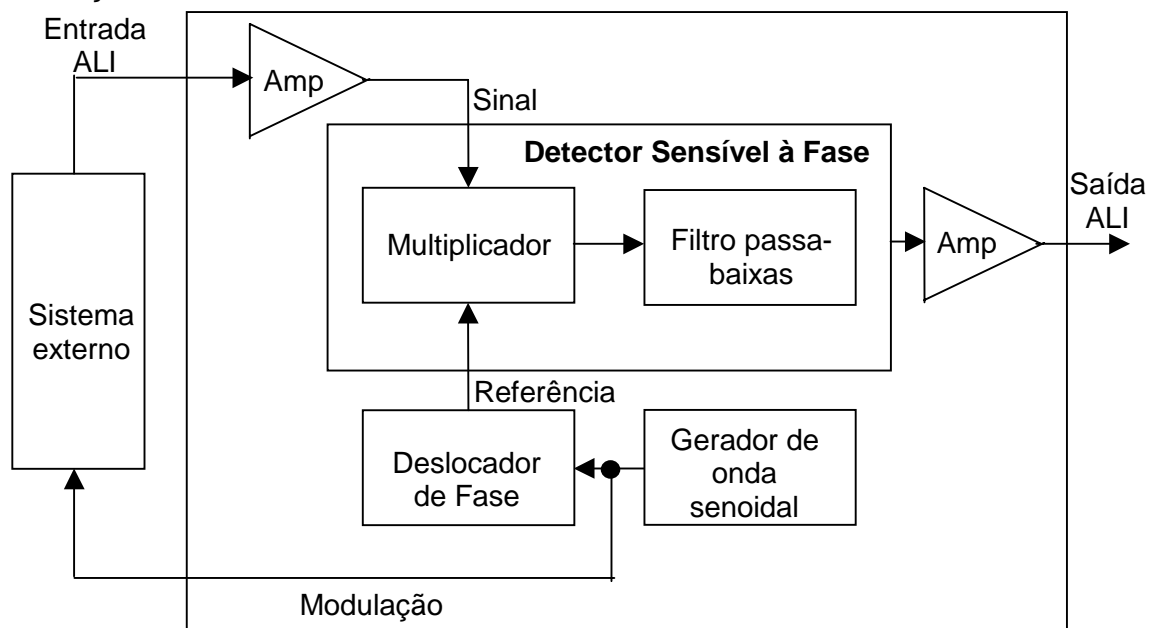


Figura 4.1: Amplificador Lock-in de uma fase

Um diagrama de blocos de um ALI de fase única é mostrado na **Figura 4.1**. Um experimento externo é excitado pelo ALI para que a sua entrada seja modulada por uma onda senoidal, o que causa uma modulação de mesma frequência na saída do experimento [1, 8]. A saída do experimento externo, que contém ruído, é amplificada dentro do ALI e multiplicada por um sinal de referência. O sinal de referência é a onda senoidal gerada no ALI defasada entre 0° e 180° através do deslocador de fase. A saída do multiplicador é condicionada por um filtro passa-baixas ajustável. A saída do filtro passa-baixas tem sua magnitude aumentada com um amplificador com ganho ajustável que gera a saída do ALI.

O filtro passa-baixas do ALI não é utilizado para filtrar diretamente o sinal recebido do experimento. A ligação em série do multiplicador com o filtro passa-baixas forma um bloco denominado detector sensível à fase, conforme é mostrado no Capítulo 3. Este detector sensível à fase é responsável pela capacidade de recuperação de sinal do ALI.

O multiplicador de um ALI pode ser implementado, por exemplo, com um circuito integrado multiplicador ou com uma operação de multiplicação em um processador. O filtro passa-baixas pode ser implementado, por exemplo, com filtros RLC, filtros implementados em circuitos integrados ou filtros digitais em processadores.

A excitação do experimento externo deve ser modulada com a onda senoidal gerada no ALI. Se o experimento puder ser estimulado diretamente por sinais elétricos, pode-se injetar diretamente o sinal de referência gerado pelo ALI no experimento. Para experimentos que já estejam sendo excitados por uma entrada externa CC, pode-se utilizar um multiplicador para modular esta entrada no experimento. Caso o experimento seja óptico, utiliza-se um *chopper* para modular a entrada do experimento, que é um disco giratório com janelas radiais que permitem ou não a passagem da luz de maneira alternada. A velocidade angular deste *chopper* pode ser controlada pelo sinal senoidal gerado no ALI, permitindo assim modular a excitação óptica de um experimento.

Para experimentos que possuem uma relação sinal/ruído (SNR) baixa, ajusta-se o filtro passa-baixas para uma frequência de corte muito próxima de 0 Hz, aumentando o tempo de estabilização do filtro e aumentando a imunidade a ruído. A heterodinagem realizada com o multiplicador desloca as frequências do sinal analisado nas proximidades do sinal de referência para frequências nas proximidades de 0 Hz. O ajuste da frequência de corte do filtro passa-baixas próximo de 0 Hz causa um estreitamento na janela de transmissão do ALI, permitindo que apenas frequências muito próximas à frequência de referência gerem resposta, eliminando as componentes de ruído em outras frequências. Para filtros com frequência de corte próxima de 0 Hz, tem-se maior imunidade ao ruído, mas um tempo maior de experimento. Para filtros com frequência de corte relativamente mais alta, tem-se um tempo menor de experimento, mas uma menor imunidade ao ruído. A escolha da frequência de corte depende do nível de ruído no experimento e da exatidão desejada.

O deslocador de fase é utilizado para efetuar o procedimento de defasagem nula (*"null-shift procedure"*). Este é um procedimento muito comum na utilização de Amplificadores Lock-in de uma fase e a compreensão do seu funcionamento permite esclarecer o princípio dos Amplificadores Lock-in de duas fases. O procedimento consiste de dois passos. Inicialmente, ajusta-se o deslocamento de fase até que a saída do ALI seja nula. Em seguida, desloca-se a fase de 90° ($\pi/2$ radianos), tornando a saída do ALI máxima. O primeiro passo coloca os sinais de interesse e de referência em quadratura, tornando a saída do ALI nula. O segundo passo coloca os sinais de interesse e referência em fase, maximizando a saída do ALI, que é o objetivo do procedimento.

4.2 Princípio Teórico do Funcionamento do ALI de uma Fase

O princípio teórico de funcionamento do ALI de uma fase está intimamente relacionado ao funcionamento do detector sensível à fase. O ALI gera um sinal de referência, em geral senoidal, que é utilizado para modular a entrada do experimento externo. A resposta do experimento contém a modulação utilizada na

entrada do mesmo, possuindo uma componente com a mesma frequência da referência. O ALI de uma fase multiplica sua referência interna, que foi utilizada para modular a excitação do experimento externo, pela resposta do experimento. Este produto é tratado por um filtro passa-baixas de frequência de corte ajustável que responde idealmente apenas à componente que têm a mesma frequência que a do sinal de referência. Isto assegura a imunidade ao ruído do ALI, que é baseada no detector sensível à fase composto pelo multiplicador e pelo filtro passa-baixas em série. Matematicamente, o sinal de referência senoidal pode ser expresso como:

$$A_1(t) = E_1 \cdot \text{sen}(\omega_1 t + \phi_1) \quad (4-1)$$

O sinal analisado pode ser decomposto em componentes senoidais com a Transformada de Fourier [3, 5, 11, 13, 14] e cada componente pode ser modelada como:

$$A_2(t) = E_2 \cdot \text{sen}(\omega_2 t + \phi_2) \quad (4-2)$$

Com a multiplicação destes dois sinais, que pode ser analisada como uma operação de modulação [16], obtém-se:

$$A_{1x2} = E_1 \cdot \text{sen}(\omega_1 t + \phi_1) \cdot E_2 \cdot \text{sen}(\omega_2 t + \phi_2) \quad (4-3)$$

Utilizando manipulações algébricas simples e equações trigonométricas, advém:

$$A_{1x2} = \frac{1}{2} E_1 E_2 \cos((\omega_2 - \omega_1)t + \phi_2 - \phi_1) - \frac{1}{2} \cos((\omega_2 + \omega_1)t + \phi_2 + \phi_1) \quad (4-4)$$

O resultado contém dois termos, um dependendo da diferença de frequências ($\omega_2 - \omega_1$) e outro dependendo da soma de frequências ($\omega_2 + \omega_1$). Para o caso específico no qual as frequências do sinal analisado e da referência são iguais ($\omega = \omega_2 = \omega_1$), o resultado da expressão é a soma de uma componente

contínua (CC) com uma componente alternada (CA) variando de modo senoidal com a frequência 2ω :

$$A_{1x2} = \frac{1}{2} E_1 E_2 \cos(\phi_2 - \phi_1) - \frac{1}{2} \cos(2\omega t + \phi_2 + \phi_1) \quad (4-5)$$

A primeira componente é um termo CC diretamente proporcional às amplitudes E_1 e E_2 e ao cosseno da diferença de fases ($\phi_2 - \phi_1$). Este termo reflete o princípio da detecção sensível à fase [1] (PSD) de uma fonte de tensão CA: se a diferença de fases ($\phi_2 - \phi_1$) é ajustada para zero com a defasagem do sinal de referência que entra no multiplicador, então se pode determinar E_2 , uma vez que E_1 é conhecido com calibração do dispositivo. A determinação de E_2 permite saber a amplitude do sinal de interesse.

Em um ALI, a determinação da amplitude do sinal de interesse é realizada com a eliminação da componente alternada (CA) resultante do produto de duas ondas senoidais. A utilização de um filtro passa-baixas com frequência de corte próxima à frequência de 0 Hz remove a componente alternada, deixando apenas a componente contínua (CC). Com a componente contínua, pode-se determinar facilmente a amplitude do sinal de interesse:

$$A_{CC} = \frac{1}{2} E_1 E_2 \cos(\phi_2 - \phi_1) \quad (\text{componente contínua}) \quad (4-6)$$

$$A_{CA} = \frac{1}{2} E_1 E_2 \cos(2\omega t + \phi_2 + \phi_1) \quad (\text{componente alternada}) \quad (4-7)$$

A maximização da componente contínua do ALI é realizada através do procedimento de defasagem nula ("*null-shift procedure*"), descrita anteriormente. Quando os sinais estão em fase, a diferença de fases ($\phi_2 - \phi_1$) é nula, tornando o termo $\cos(\phi_2 - \phi_1)$ igual a um, o que maximiza a componente CC. Como a componente contínua é a metade do produto entre as amplitudes do sinal de

referência e do sinal analisado e se conhece previamente a amplitude do sinal de referência, a determinação da amplitude do sinal analisado é trivial.

Além da determinação da amplitude do sinal analisado, pode-se também detectar a sua fase. O detector sensível à fase do ALI é também utilizado como bloco básico de construção de circuitos como PLL [1] (“*Phase-Locked Loop*”), que permitem rastrear a fase de um sinal. Se as amplitudes do sinal de interesse e do sinal analisado são constantes e previamente conhecidas, a resposta do ALI é a metade do produto das mesmas pelo $\cos(\phi_2 - \phi_1)$. Ou seja, caso a diferença de fases varie, a resposta do ALI variará proporcionalmente. Deste modo, é possível detectar fase com um ALI.

O procedimento de defasagem nula é manual e não é fácil de realizar para sinais contaminados com muito ruído [1], o que limita a aplicabilidade do ALI de uma fase. Esta limitação foi superada pelo ALI de duas fases (“*Two-Phase Lock-in*”) que é mostrado no próximo capítulo

Capítulo 5

Amplificador Lock-in de Duas Fases

5.1 Introdução

Amplificadores Lock-in de uma fase possuem, em geral, três ajustes manuais [1, 15]: ajuste de defasagem da referência, ajuste da constante de tempo, ou seja, da frequência de corte do filtro passa-baixas e ajuste da sensibilidade. Os ajustes de constante de tempo e de sensibilidade dependem da natureza do experimento em estudo e exigem intervenção humana. Porém, o ajuste de fase é um procedimento fixo, que não deveria exigir necessariamente intervenção humana. Além disso, o procedimento de ajuste de fase, também denominado procedimento de defasagem nula (“*null-shift procedure*”) pode ser de difícil realização sob condições adversas de ruído.

Nos Amplificadores Lock-in de Uma Fase, o usuário do dispositivo ajusta a defasagem interna da referência até que a saída do ALI seja nula. Depois, o usuário desloca o ajuste de defasagem em 90° , maximizando a resposta do ALI. Em Amplificadores Lock-in de Duas Fases [1] (“*Two-Phase Lock-in*”), o procedimento de ajuste de fase para maximizar a resposta é automatizado, com a utilização de dois detectores sensíveis à fase com referência defasada de 90° .

Com a detecção sensível à fase realizada entre o sinal analisado e dois sinais de referência em quadratura, automatiza-se o ajuste de fase, eliminando a necessidade do procedimento de defasagem nula. Além disso, pode-se calcular amplitude e fase do sinal analisado com a análise dos fasores [9] de um vetor que representa o sinal em estudo, como é mostrado na **Figura 5.1**.

Um bloco básico do ALI de Duas Fases denominado Computador Vetorial [1] é responsável pelo cálculo da amplitude e fase do sinal analisado. Este cálculo é realizado com a resposta dos dois detectores sensíveis à fase do ALI. O computador vetorial pode ser implementado com um computador analógico ou,

nos dispositivos digitais, com um programa [1,15] que efetue os cálculos matemáticos necessário à determinação da amplitude e fase do sinal em estudo.

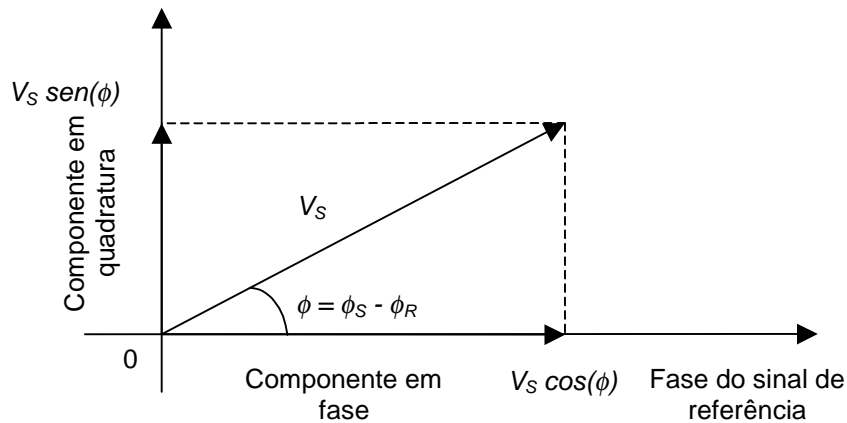


Figura 5.1: Representação com fasores de um vetor que representa o sinal analisado em um Amplificador Lock-in de Duas Fases.

5.2 Princípio Teórico de um Amplificador Lock-in de Duas Fases

O funcionamento do ALI de duas fases pode ser compreendido analisando separadamente os seus dois detectores sensíveis à fase. A resposta de um detector sensível à fase, para uma referência de valor eficaz não defasada, pode ser expressa como [1, 15]:

$$V_A = V_S \cdot \cos(\Delta\phi) \quad (5-1)$$

Em que:

V_S é o valor eficaz do sinal analisado.

$\Delta\phi$ é a diferença de fase entre o sinal analisado e o sinal de referência.

A resposta de um detector sensível à fase, para um sinal de referência com valor eficaz igual a dois e defasado de 90° em relação ao sinal analisado, pode ser expressa como:

$$V_B = V_S \cdot \cos(\Delta\phi + \pi/2) \quad (5-2)$$

Que é equivalente à expressão:

$$V_B = V_S \cdot \text{sen} (\Delta\phi) \quad (5-3)$$

Em que:

V_S é o valor eficaz do sinal analisado.

$\Delta\phi$ é a diferença de fase entre o sinal analisado e o sinal de referência.

$\pi/2$ é uma defasagem de 90° aplicada ao sinal de referência

O computador vetorial [1] mostrado na **Figura 5.3** é um circuito eletrônico analógico ou digital que recebe como entrada as tensões V_A e V_B e calcula a amplitude e fase do sinal analisado. A amplitude do sinal analisado é calculada com a equação:

$$V_o = (V_A^2 + V_B^2)^{1/2} \quad (5-4)$$

A fase do sinal analisado é calculada com:

$$\phi = \tan^{-1} (V_B / V_A) \quad (5-5)$$

A saída do ALI de duas fases pode ser exibida nas formas cartesiana ou polar, uma vez que a amplitude e a fase do sinal são conhecidas. O princípio do ALI de duas fases é análogo a uma decomposição vetorial que consiste na multiplicação de um vetor pelo seno e pelo cosseno de um ângulo, resultando em duas componentes ortogonais. Esta operação é realizada com a multiplicação do sinal analisado pelo sinal de referência em fase e pelo sinal de referência em quadratura, resultando em componentes ortogonais que são posteriormente utilizadas no computador vetorial para calcular a amplitude e a fase do sinal analisado.

O diagrama de blocos de um ALI de duas fases é mostrado na **Figura 5.2**. Existem dois detectores sensíveis à fase operando em quadratura no ALI de duas fases, em contraste com um único detector sensível à fase presente no ALI de

uma fase. Cada detector sensível à fase é composto por um multiplicador e um filtro passa-baixas ligados em série. A referência senoidal é defasada internamente de 90° , utilizando-se a referência sem defasagem em um dos detectores sensíveis à fase e a referência em quadratura no outro detector sensível à fase.

Implementações analógicas do ALI de duas fases ainda são de interesse comercial e acadêmico. Pode-se citar como exemplo a *Stanford Research Systems* (SRS), que comercializa uma grande variedade de modelos de Amplificadores Lock-in de duas fases analógicos.

Antes do surgimento dos Amplificadores Lock-in Digitais, sistemas híbridos utilizavam Amplificadores Lock-in Analógicos controlados pelo computador [1]. Estes sistemas permitiam modificar os parâmetros do Lock-in tais como ajuste de fase, constante de tempo do filtro passa-baixas e sensibilidade através do computador. A aquisição dos dados do ALI era possível em alguns dispositivos com portas para transmissão de dados para o computador. Os dispositivos que não dispunham desta porta necessitavam de uma placa com um conversor analógico / digital externa para transmitir dados para o computador.

A *Stanford Research Systems* (www.thinksrs.com) também comercializa Amplificadores Lock-in Digitais utilizando DSP (*"Digital Signal Processor"*). Estes Amplificadores Lock-in são denominados DSP Lock-ins.

A estrutura e funcionamento dos DSP Lock-ins são discutidas no próximo capítulo, que explica o funcionamento do DSP, bem como os blocos básicos do Amplificador Lock-in Analógico são implementados com *"software"*.

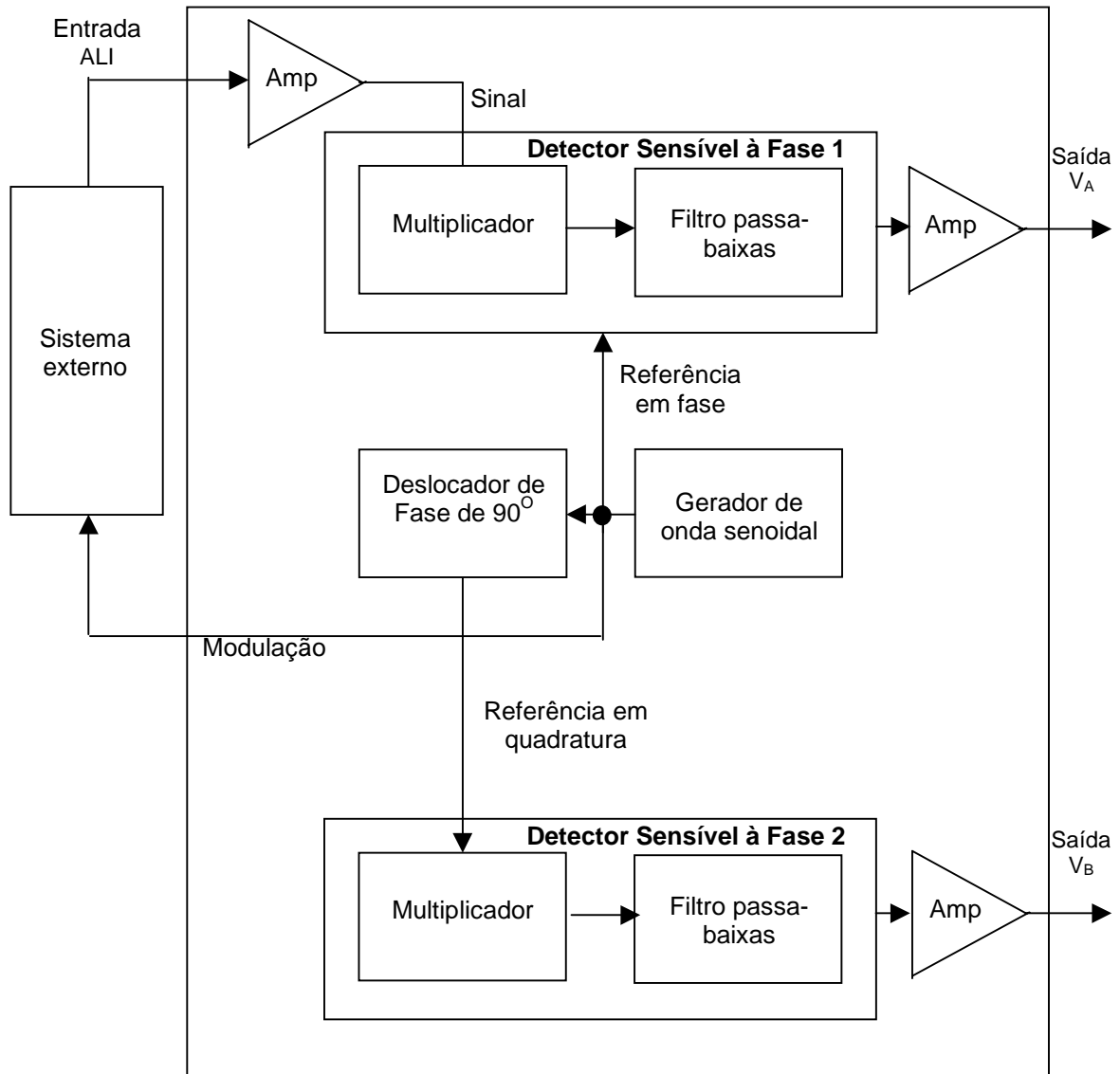


Figura 5.2: Diagrama de blocos de um Amplificador Lock-in Analógico. As saídas V_A e V_B podem ser utilizadas em um computador vetorial para que amplitude e fase sejam obtidas automaticamente.

Um diagrama de blocos de um Amplificador Lock-in Digital é mostrado na **Figura 5.3**.

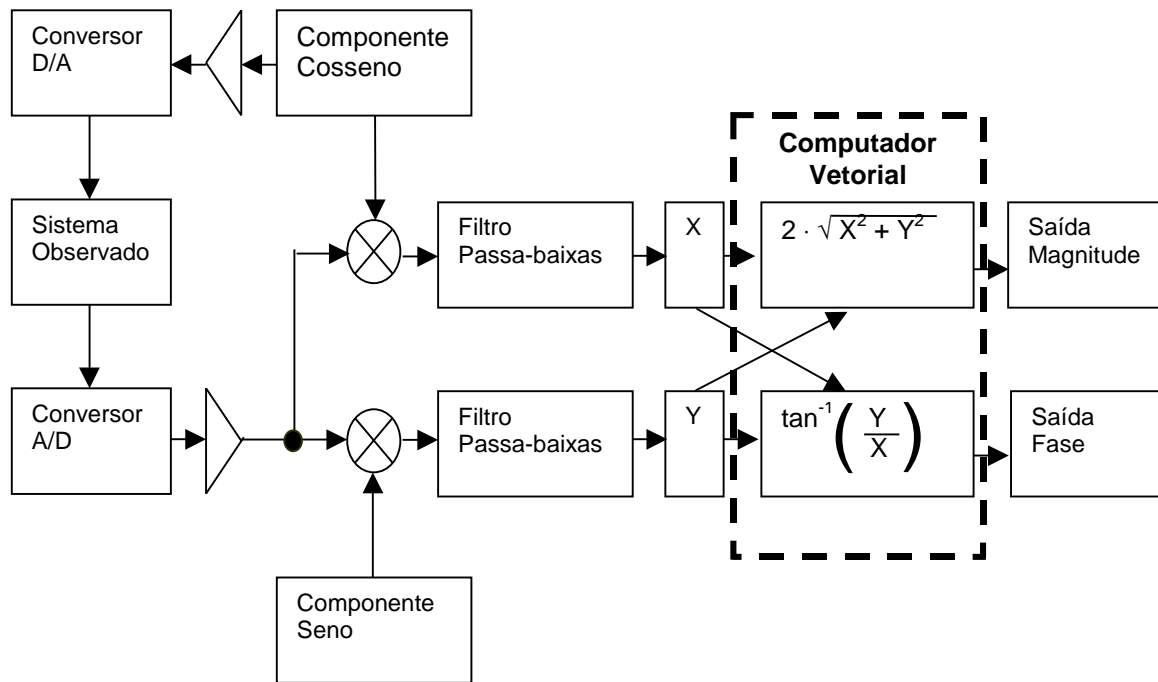


Figura 5.3: Diagrama de blocos de um Amplificador Lock-in Digital de Duas Fases. O sinal de excitação é injetado no sistema externo com um conversor D/A. A resposta do sistema (V_o) é obtida utilizando um conversor A/D.

Capítulo 6

Amplificadores Lock-in Digitais

6.1 Introdução

Amplificadores Lock-in Analógicos possuem limitações relacionadas ao uso de circuitos analógicos [1, 10] que os compõem tais como relação custo/benefício e complexidade de projeto. Apesar do seu continuado interesse comercial e acadêmico, as vantagens dos circuitos digitais equivalentes parecem indicar a substituição dos ALI analógicos pelos Amplificadores Lock-in Digitais.

A utilização de circuitos analógicos na implementação de Amplificadores Lock-in traz desvantagens em relação aos equivalentes digitais, tais como:

- Vida útil: os componentes analógicos têm seu comportamento eletrônico modificado com o tempo mais rapidamente do que os equivalentes digitais.
- Confiabilidade: os parâmetros dos componentes analógicos variam e possuem uma tolerância relativamente alta. Os circuitos digitais asseguram que para as mesmas condições de entrada, a mesma saída equivalente será obtida.
- Conectividade: apesar de existirem ALI analógicos controlados pelo computador, este controle é limitado apenas ao ajuste dos parâmetros manuais do ALI. Amplificadores Lock-in Digitais podem ser totalmente integrados ao computador em funções como aquisição, armazenamento, modificação do “*software*”, ajuste dos parâmetros e análise dos dados obtidos.

Um Amplificador Lock-in Digital pode ser implementado com quaisquer processadores com velocidade de processamento suficiente para realizar os cálculos de recuperação Lock-in. Um computador com um “*software*” específico de recuperação Lock-in e uma placa de aquisição que possua um conversor

analógico / digital e um conversor digital / analógico também pode ser usado para implementar um Amplificador Lock-in Digital [15].

Alguns Amplificadores Lock-in Digitais utilizam DSP (*“Digital Signal Processor”*) [21-30] para realizar o processamento relacionado à recuperação de sinal. Este tipo de implementação é denominado com o termo genérico DSP Lock-in, que se refere a qualquer ALI Digital que utilize DSP para realizar recuperação Lock-in de sinal.

6.2 *Digital Signal Processor (DSP)*

O grande número de aplicações práticas do processamento de sinais na indústria eletroeletrônica indicava a necessidade de processadores específicos, otimizados para aquisição e análise de sinais. Este processador deve possuir baixo custo, fácil conectividade, baixo consumo e elevado poder de processamento. Neste contexto, surgiram processadores especiais denominados DSP (*“Digital Signal Processor”*), com características otimizadas para o processamento digital de sinais (*“Digital Signal Processing”*) [4, 5, 11, 12, 13].

Um DSP pode atingir *gigaflops* (bilhões de operações aritméticas de ponto flutuante por segundo) a depender do modelo. Em contraste com um processador convencional [20], necessita de poucos periféricos e alguns possuem uma BIOS interna com a capacidade de multitarefa.

Uma operação de multiplicação e soma cumulativa, também denominada de MAC (*“Multiply Add and Carry”*) [21], é realizada em apenas um ciclo de CPU de um DSP, enquanto que os processadores convencionais levariam vários ciclos para executar este tipo de operação. Este tipo de operação é freqüente em cálculos de processamento de sinais [4, 5, 11, 12, 13], tais como filtragem, transformada rápida de Fourier (FFT), convolução, dentre outros. Algumas instruções de máquina são executadas em paralelo, o que aumenta ainda mais a performance de um DSP.

Devido às características citadas, o DSP despontou em aplicações tais como telecomunicações, processamento de áudio, processamento de imagens, reconhecimento de voz, compressão de dados, multimídia e dispositivos de

armazenamento. Aplicações que necessitam de processamento em tempo-real utilizando computação intensiva e baixos custos são fortes candidatas ao uso de DSP.

Atualmente, a líder mundial no mercado de DSP é a empresa Texas Instruments (TI), com um grande número de modelos de DSP, componentes auxiliares, *kits* de desenvolvimento / avaliação e “*softwares*” para o desenvolvimento de aplicações em DSP. A comercialização de “*kits*”, denominados DSK (“*DSP Starter Kit*”), incluindo DSP, conversor A/D e D/A, compilador C [17 – 19] e comunicação com microcomputadores com baixo custo e alto poder de processamento e versatilidade, permitem o desenvolvimento de um grande número de aplicações na área de processamento de sinais com um tempo de desenvolvimento menor e facilidade de modificação.

Um exemplo de sistema de aquisição e processamento de sinais utilizando DSP é mostrado na **Figura 6.1**. Um transdutor transforma sinais de natureza não-elétrica em sinais elétricos. Um conversor analógico / digital [10] converte estes sinais elétricos de natureza contínua em sinais discretos representados com bits. Um DSP recebe o sinal discreto, processa este sinal com um “*software*” escrito pelo projetista do sistema. O DSP envia o resultado do processamento para um conversor digital / analógico [10] que transforma a saída digital do DSP em um sinal analógico que pode ser utilizado como entrada de algum outro sistema.

Um DSP pode ser utilizado para implementar um Amplificador Lock-in Digital de duas fases, conforme é mostrado no próximo capítulo. O sinal do experimento externo é adquirido através do conversor analógico / digital. O conversor digital / analógico gera um sinal de referência para excitar o experimento externo. Através do DSP e um “*software*” desenvolvido especificamente para um Amplificador Lock-in Digital, a recuperação *lock-in* de sinal é realizada. A amplitude e fase do sinal analisado são transmitidas para um microcomputador que pode efetuar armazenamento e análises posteriores sobre os resultados.

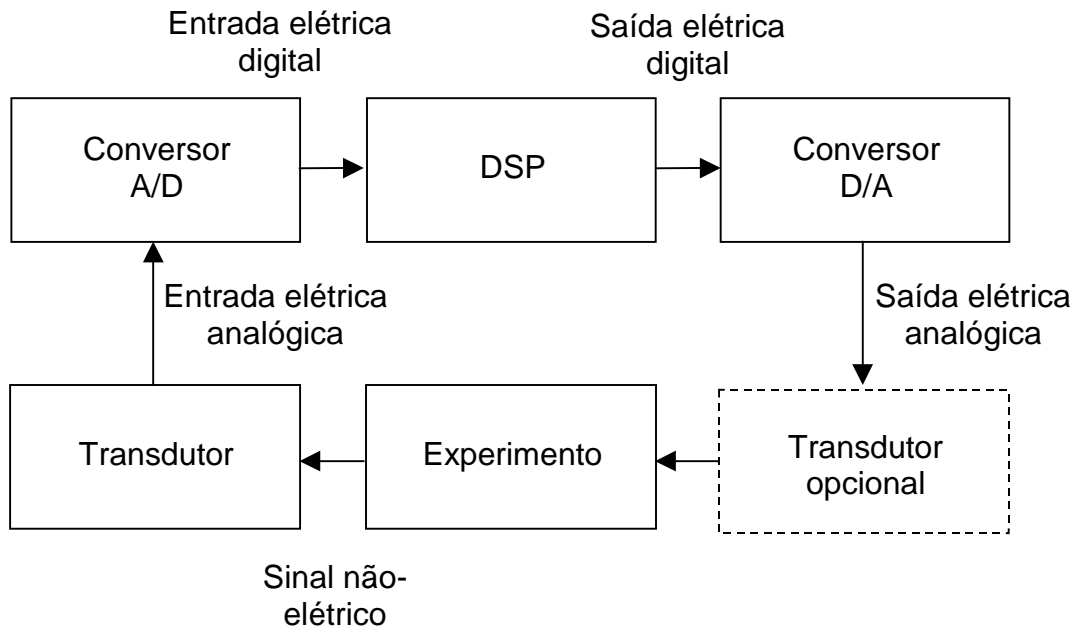


Figura 6.1: Exemplo de sistema de aquisição e processamento de sinais

Capítulo 7

Desenvolvimento de um Amplificador Lock-in Digital

7.1 Introdução

Este capítulo descreve a implementação de um Amplificador Lock-in Digital, desenvolvido como um trabalho paralelo e complementar à dissertação, visando a compreensão e análise dos princípios teóricos de recuperação *lock-in*. A partir deste Amplificador Lock-in, implementou-se um Analisador de Espectro para realizar a recuperação *lock-in* em uma faixa de frequências de um sinal de interesse.

A flexibilidade e versatilidade da implementação digital do Amplificador Lock-in permite modificar as especificações do dispositivo de modo mais simples e integrá-lo a um computador pessoal com “*softwares*” de processamento matemático.

Os Amplificadores Lock-in Analógicos têm problemas como resposta aos harmônicos da frequência de referência [1], tolerância dos componentes analógicos [10] e dificuldade de efetuar modificações no dispositivo. Apesar destas limitações, estes dispositivos têm grande aplicabilidade e ainda são vendidos pelas mesmas empresas que vendem os equivalentes digitais.

A implementação digital do ALI realiza as operações equivalentes dos circuitos analógicos. Ao invés de utilizar um circuito analógico multiplicador (“*mixer*”), o sinal analisado é digitalizado com um conversor analógico / digital [10] e uma operação aritmética de multiplicação é efetuada internamente pelo processador do ALI digital [15]. O filtro passa-baixas analógico é substituído por um filtro [4] IIR ou FIR implementado com “*software*”. O sinal de referência é implementado utilizando uma interrupção periódica [15] que calcula o valor da

senóide de referência e o envia para os multiplicadores e para o conversor digital / analógico [10, 20].

Devido à realização das operações equivalentes de um circuito analógico serem efetuadas com “software”, pode-se modificar o Amplificador Lock-in Analógico sem necessidade de modificar circuitos. Ou seja, modificar o “software” de Amplificador Lock-in Digital seria o equivalente a grosso modo de modificar o circuito de um Amplificador Lock-in Analógico.

As implementações dos Amplificadores Lock-in Digitais são em geral de um ALI de duas fases. O diagrama de blocos de um ALI de duas fases é mostrado na **Figura 7.1**. Em um nível de abstração mais alto como o diagrama de blocos, os Amplificadores Lock-in Digitais e Analógicos são equivalentes, diferindo apenas no modo de implementar os blocos.

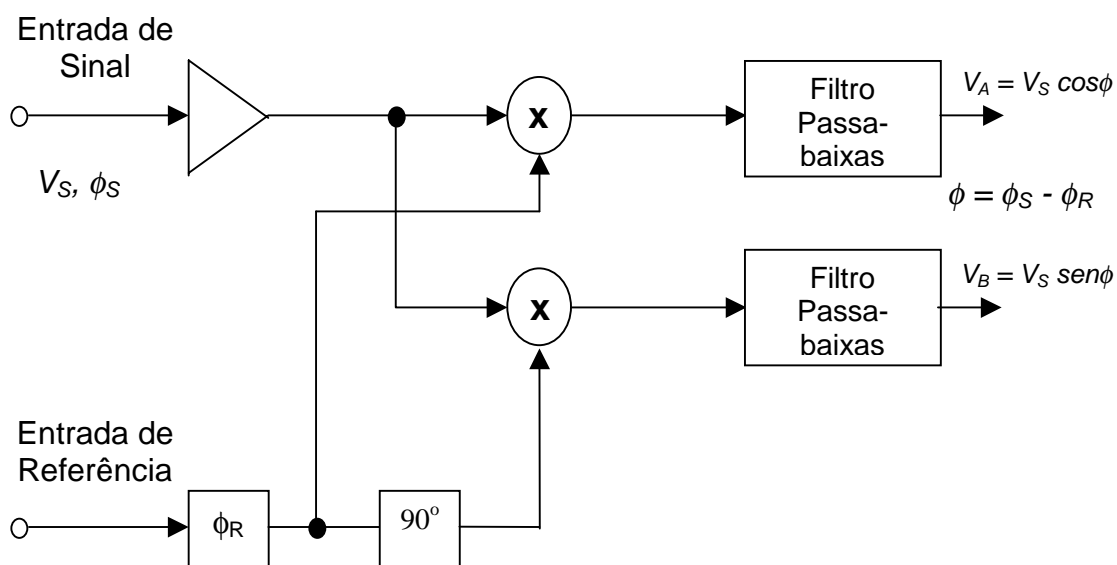


Figura 7.1: Diagrama de blocos de um Amplificador Lock-in de Duas Fases.

A partir das tensões de saída V_A e V_B , mostradas na **Figura 7.1**, é possível obter a amplitude e a fase do sinal analisado. O bloco responsável pelo cálculo da amplitude e da fase de um sinal em um Amplificador Lock-in é denominado de Computador Vetorial (“Vector Computer”) [1]. As tensões V_A e V_B são as

componentes em fase e quadratura do sinal analisado, permitindo assim obter a amplitude e a fase do sinal com as equações:

$$V_S = (V_A^2 + V_B^2)^{1/2} \quad (\text{Amplitude do sinal}) \quad (7-1)$$

$$\phi_S = \tan^{-1}(V_B / V_A) \quad (\text{Fase do sinal}) \quad (7-2)$$

Amplificadores Lock-in que incluem o computador vetorial são também denominados de Analisadores Lock-in (“*Lock-in Analyzers*”) [1]. O diagrama de blocos de um Analisador Lock-in é mostrado na **Figura 7.2**. O computador vetorial, presente em um Analisador Lock-in, é mais adequado para um sinal senoidal e possui restrições de uso para sinais com muito ruído, o que limita sua aplicabilidade direta em circuitos analógicos que respondem a harmônicos.

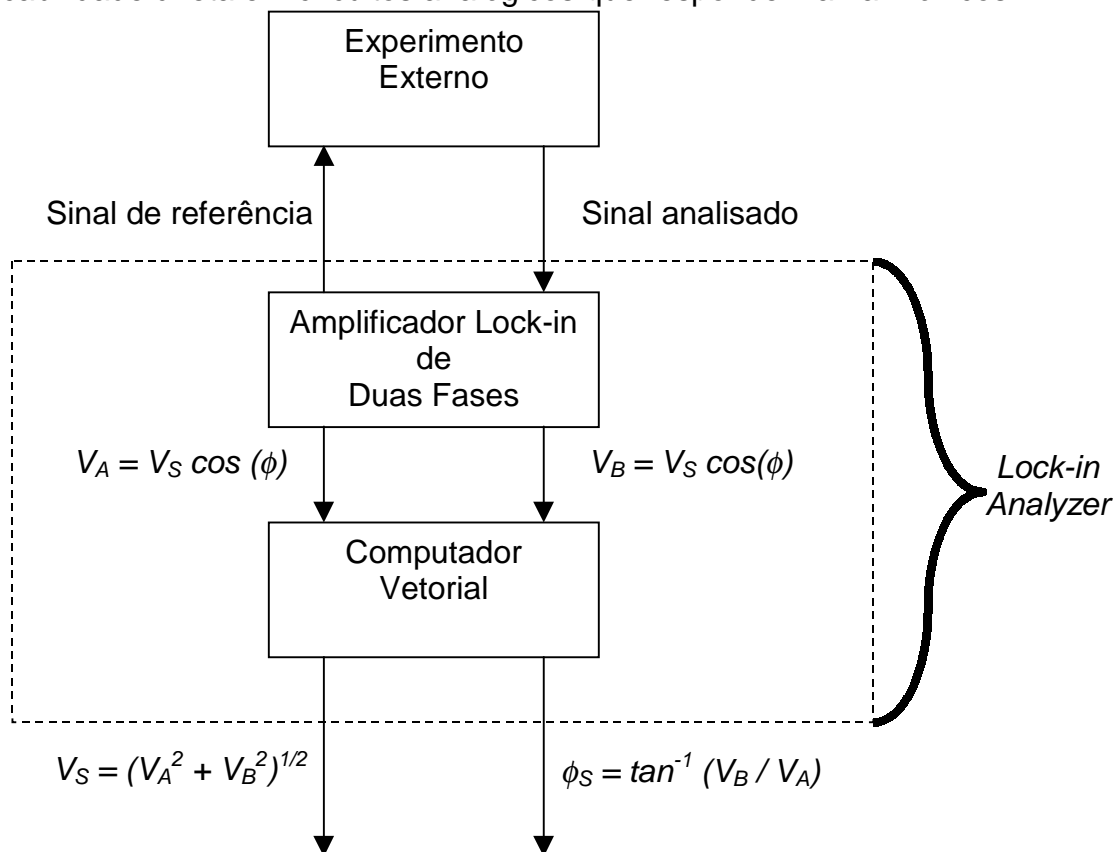


Figura 7.2: Diagrama de blocos de um Lock-in Analyzer.

Para superar as limitações do computador vetorial, tais como susceptibilidade a ruído e menor desempenho para sinais não senoidais, pode-se utilizar um filtro (“*tuned filter*”) [1] que permita apenas a passagem da frequência de referência no sinal analisado. Outro modo de superar as limitações do

computador vetorial é utilizar a técnica de rastreamento de vetor (“*Vector Tracking*”) [1], mostrada na **Figura 7.2**.

A técnica de *Vector Tracking* utiliza um laço de controle, como é mostrado na **Figura 7.3**, para automatizar o procedimento de defasagem nula (“*Null-Shift Procedure*”). Esta técnica supera as limitações de ruído do computador vetorial e permite monitorar sinais que não são senoidais independentemente do ajuste de defasagem do sinal de referência.

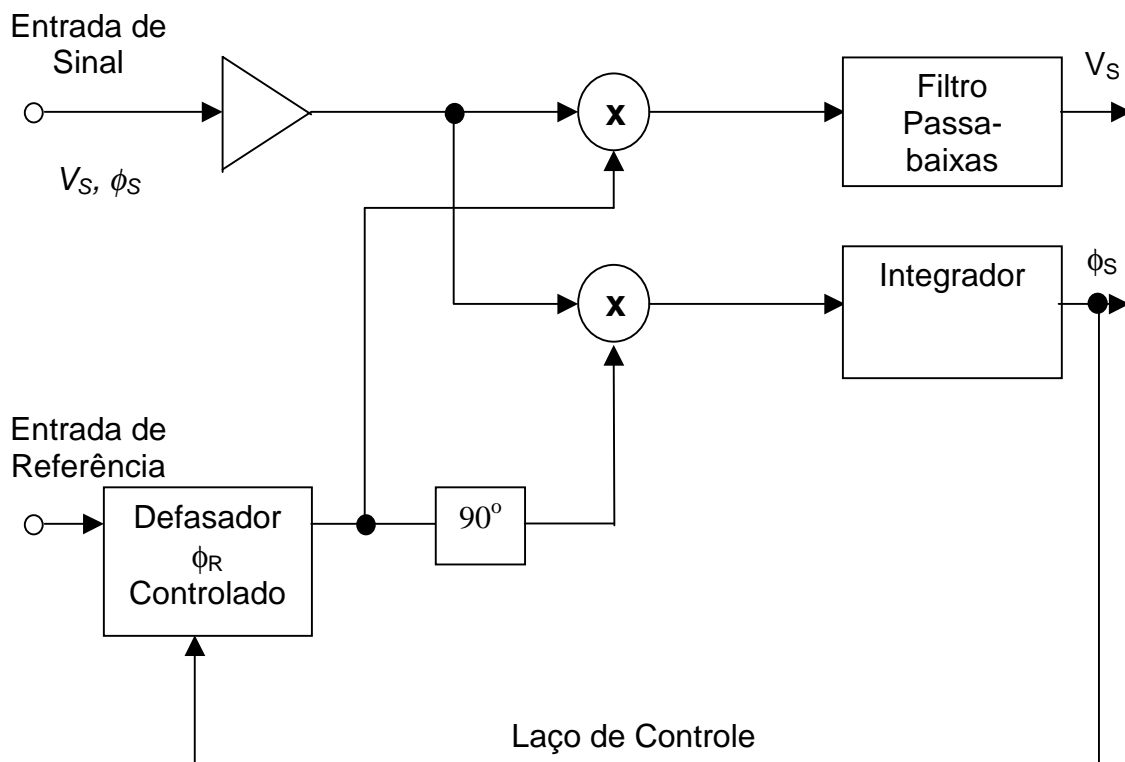


Figura 7.3: Técnica de rastreamento de vetor (“*Vector Tracking*”).

7.2 Desenvolvimento de um Amplificador Lock-in Digital

Um Amplificador Lock-in Digital foi desenvolvido para testar, aplicar e validar os princípios teóricos discutidos nesta dissertação. Adotou-se o modelo de ALI de duas fases (“*Two-Phase Lock-in*”) utilizando um computador vetorial (“*Vector Computer*”) para calcular amplitude e fase do sinal analisado.

O Amplificador Lock-in Digital realiza as operações de processamento de sinais do seu equivalente analógico com “*software*”. Ao invés de utilizar filtros e multiplicadores analógicos, são utilizados filtros digitais [4, 5, 11, 13] e operações de multiplicação [15]. As componentes cosseno e seno, respectivamente em fase e quadratura, também são calculadas com “*software*” [15].

Para realizar a implementação digital do Amplificador Lock-in, foi utilizado um DSK (“*Developer’s Starter Kit*”) [21 – 30] da empresa *Texas Instruments*. O DSK é uma placa contendo um DSP, os componentes básicos para a sua utilização e um *Codec* que atua como conversor analógico / digital e digital / analógico de 16 bits com taxa de amostragem de 11 025 Hz. Esta placa é conectada a um PC pela porta paralela, permitindo sua programação em linguagem C ou Assembly com um ambiente integrado de desenvolvimento (IDE).

O “*software*” desenvolvido para o DSP gera duas seqüências periódicas em quadratura. A componente em fase (cosseno) é utilizada para excitar ou modular a entrada de um sistema externo (experimento), sendo denominada sinal de referência. A freqüência da resposta do experimento é igual à da excitação do sinal de referência, desconsiderando componentes espúrias tais como o ruído branco [2].

O sinal recebido do experimento está contaminado com ruído que geralmente se assume como ruído branco, sendo posteriormente multiplicado pelos sinais de referência em fase e quadratura, obtendo-se duas componentes, respectivamente X e Y (**Equações 7-4 e 7-5**). Esta multiplicação produz uma modulação [16] no sinal, resultando em uma componente contínua (CC) que possui informação sobre o sinal e uma ou mais componentes alternadas que podem ser desprezadas [1]. A eliminação destas componentes alternadas permite minimizar ruídos na medição de grandezas de um experimento externo [1].

Os sinais X e Y são processados por dois filtros digitais passa-baixas, os quais permitem que apenas a componente contínua (0 Hz) e pequenas variações desta permaneçam, eliminando as componentes alternadas. A largura de banda do filtro passa-baixas está diretamente relacionada com a capacidade do ALI de descartar ruído [1]. Quanto menor a largura de banda do filtro, menor será a componente de ruído que perturbará a medição e maior será o tempo de resposta [1]. Um filtro FIR (*Finite Impulse Response*) [4, 5] utiliza muitos coeficientes, o que consome recursos de memória e de processamento, tornando limitado o seu uso em aplicações de tempo real [15]. Um filtro passa-baixas recursivo IIR (*Infinite Impulse Response*) [4, 5] de características similares é mais eficiente em termos computacionais mas deve-se levar em consideração a estabilidade e a distorção de fase [4, 15]. Utilizando-se um filtro IIR estável, pode-se ignorar a distorção de fase introduzida pelo mesmo, porque se utiliza a componente contínua do sinal no caso específico do ALI.

A equação de diferenças de um filtro passa-baixas recursivo de primeira ordem é dada por [4]:

$$y[n] = (1 - a) \cdot x[n] + a \cdot y[n - 1] \quad (7-3)$$

A frequência de corte do filtro se ajusta modificando o valor do coeficiente **a**, sendo que este deve estar no intervalo aberto (0,1). Quanto maior o valor de **a**, menor a frequência de corte, maior a imunidade a ruído e maior o tempo de resposta [1]. Pode-se colocar filtros passa-baixas de um pólo em série para se obter um número maior de pólos. Se a frequência de corte dos filtros é próxima de 0 Hz, a potência do ruído filtrado é desprezível [15]. Nestas condições, as componentes nas saídas dos filtros resultam em:

$$X = \frac{V}{2} \cos(\theta) \quad (7-4)$$

$$Y = -\frac{V}{2} \sin(\theta) \quad (7-5)$$

Com estas duas componentes, pode-se obter o valor eficaz V e a fase θ com as expressões:

$$V = 2 \cdot (X^2 + Y^2)^{1/2} \quad (7-6)$$

$$\theta = \tan^{-1}(-Y/X) \quad (7-7)$$

Em que V é o valor eficaz da resposta do experimento e θ é a defasagem produzida pelo mesmo. O valor eficaz e a fase do sinal em estudo são calculados pelo “*software*” e enviadas para um PC, podendo ser exibido, sofrer outro tipo de análise ou ser armazenado. Deste modo, torna-se possível realizar a recuperação de sinal (“*signal recovery*”) de um sinal contaminado com ruído, mesmo sob situações nas quais o ruído tem potência superior à do sinal de interesse.

7.3 Analisador de Espectro Lock-in

O Amplificador Lock-in Digital recupera o sinal de um experimento externo em uma frequência específica denominada frequência de referência. Para que o experimento forneça uma resposta nesta frequência, um sinal de referência é gerado para excitar ou modular a entrada do experimento nesta mesma frequência. É importante ressaltar que a técnica de recuperação de sinal é muito superior às técnicas convencionais de filtragem de sinal [1], ou seja, analisadores de espectro convencionais ou quaisquer dispositivos baseados em filtragem de sinal não são apropriados para substituir um Analisador de Espectro Lock-in.

Para implementar um Analisador de Espectro Lock-in [1], se faz necessário efetuar uma varredura do espectro com a varredura correspondente da frequência do sinal de referência. Devido ao tempo relativamente alto [1] de estabilização dos filtros passa-baixas do Amplificador Lock-in para uma única frequência, esta operação geralmente não é realizada em tempo real.

A partir do Amplificador Lock-in Digital desenvolvido para esta dissertação, foram realizadas alterações para transformá-lo em um Analisador de Espectro Lock-in (“*DSP Lock-in Spectrum Analyzer*”). No dispositivo desenvolvido, também foi adotada uma modificação da arquitetura do Analisador de Espectro Lock-in que é encontrada na literatura [1]. Ao invés de efetuar a varredura de frequências ao

mesmo tempo em que a aquisição é realizada, como ocorre na técnica convencional, é efetuada a aquisição de um determinado número de amostras e só então é efetuada a varredura de frequências. Este processo é repetido seqüencialmente, alternando entre aquisição e varredura, o que traz como vantagens um espectro consistente sobre um mesmo período de aquisição e um melhor tempo de resposta a alterações rápidas do sinal. Nos apêndices desta dissertação, podem ser encontrados os códigos-fonte dos “softwares” desenvolvidos para implementar o Amplificador Lock-in Digital e o Analisador de Espectro Lock-in.

O valor do sinal de referência é calculado com uma rotina de interrupção periódica do DSP. Uma área de memória intermediária (“buffer”), é preenchida com vários valores previamente calculados do sinal de referência. O sincronismo do sinal de referência gerado é mantido pela BIOS (“Basic Input / Output System”) [21-30] do DSP, que gerencia a temporização do envio dos dados do *buffer* para o Conversor Digital / Analógico (DAC). O sinal de referência gerado está sincronizado com o sinal de interesse obtido do experimento devido às taxas de amostragem do DAC e do ADC serem iguais e terem o seu armazenamento em *buffer* gerenciado pela BIOS.

O Analisador de Espectro Lock-in tem uma resolução espectral efetiva maior do que técnicas convencionais tais como Transformada Rápida de Fourier (FFT) [5, 11, 13] e Densidade Espectral de Potência (PSD) [12], para um mesmo número de amostras e taxa de amostragem. A Incerteza de Heisenberg [3, 14] limita todas as técnicas de análise espectral, inclusive o Analisador de Espectro Lock-in, a um mesmo limite, mas pode-se obter uma resolução espectral efetiva maior na detecção de máximos de um espectro com o Analisador de Espectro Lock-in, que interpola componentes em uma resolução maior do que a resolução real da FFT e da PSD.

A resolução espectral da FFT e da PSD pode ser calculada como [3,14]:

$$R = \frac{f_{amostragem}}{N} \quad (7-8)$$

Em que:

R é a resolução espectral

$f_{amostragem}$ é a frequência de amostragem

N é o número de amostras

Por exemplo, para uma frequência de amostragem de 8 192 Hz e 2 048 amostras, a FFT e a PSD possuem resolução espectral de $R = 4 \text{ Hz} / \text{divisão}$. Ou seja, o espectro tem medições dos valores das frequências de 4 Hz em 4 Hz. Com um Analisador de Espectro Lock-in é possível obter resoluções de 1 Hz ou menos, ou seja, tem-se um espectro com uma resolução pelo menos 4 vezes maior, sem a necessidade de aumentar o número de amostras. Este aumento efetivo de resolução melhora a detecção de máximos no espectro de frequências, mas não significa um aumento real na resolução devido à Incerteza de Heisenberg [3, 14]. Pode-se também aumentar esta resolução para valores como 0,1 Hz com a modificação do incremento de frequência na varredura de frequências ou com refinamentos sucessivos utilizando resoluções cada vez maiores nas faixas de frequência de interesse.

7.4 Princípios Teóricos do Analisador de Espectro Lock-in

O Analisador de Espectro Lock-in realiza a recuperação lock-in convencional em cada uma das frequências de uma faixa, enquanto que o Amplificador Lock-in realiza a recuperação de sinal em uma única frequência. A utilização de um Amplificador Lock-in modificado para varrer uma faixa de frequências de referência, permite obter o espectro de um sinal analisado. Isto ocorre porque uma determinada frequência de referência adotada permite apenas que a componente do sinal analisado de mesma frequência seja recuperada. Ou seja, a frequência de referência determina a frequência em que ocorrerá a recuperação de sinal. Este fato está relacionado aos princípios teóricos da detecção sensível à fase, discutidos no Capítulo 3, e é analisado nesta seção.

O sinal obtido a partir de um experimento contém o sinal de interesse em uma determinada frequência e componentes em outras frequências. Um sinal

complexo pode ser decomposto em componentes senoidais com a Transformada de Fourier e pode ter o seu estudo simplificado pela análise do comportamento de cada componentes senoidal, sem perda de generalidade. Ou seja, para demonstrar o funcionamento de um Analisador de Espectro Lock-in, basta mostrar como é realizada a recuperação de sinal em cada uma das freqüências da faixa analisada. O sinal de interesse com freqüência ω_S e fase ϕ_S pode ser modelado como:

$$s(t) = \sqrt{2} \cdot V_S \cdot \cos(\omega_S \cdot t + \phi_S) \quad (7-9)$$

O sinal de referência com freqüência ω_R e fase ϕ_R pode ser modelado como:

$$r(t) = \sqrt{2} \cdot V_R \cdot \cos(\omega_R \cdot t + \phi_R) \quad (7-10)$$

O produto do sinal de interesse e do sinal de referência, realizado pelo multiplicador de um Analisador de Espectro Lock-in, pode ser analisado como uma modulação, que gera uma componente com a freqüência igual à soma das freqüências dos sinais de interesse e de referência, e outra componente com a freqüência equivalente à diferença das mesmas:

$$\begin{aligned} r(t) \cdot s(t) = & V_S \cdot V_R \cdot \cos[(\omega_S + \omega_R)t + \phi_S + \phi_R] \\ & + V_S \cdot V_R \cdot \cos[(\omega_S - \omega_R)t + \phi_S - \phi_R] \end{aligned} \quad (7-11)$$

Nesta demonstração, os sinais serão considerados em fase, condição esta que é sempre atendida em um Amplificador Lock-in de Duas Fases, como o adotado no desenvolvimento do Analisador de Espectro Lock-in.

Aplicando um filtro passa-baixas com resposta $H_L(j\omega)$, como ocorre no Analisador de Espectro Lock-in, torna-se possível isolar a componente cuja freqüência é a diferença entre as freqüências do sinal de interesse e do sinal de referência:

$$|V_o| = V_S \cdot V_R \cdot A_L(\omega_S - \omega_R) \quad (7-12)$$

$$A_L(\omega) = |H_L(j\omega)| \quad (7-13)$$

Adotando-se um filtro passa-baixas com a freqüência de corte muito abaixo da freqüência de referência, conclui-se que o Analisador de Espectro Lock-in

responderá apenas à componente do sinal analisado com frequência próxima da frequência do sinal de interesse. Isto ocorre porque após a modulação, a referida componente irá gerar uma outra próxima de 0 Hz, e que não será descartada pelo filtro passa-baixas, ao contrário das demais frequências. Aplicando-se este mesmo princípio para recuperar uma única frequência às várias frequências de uma faixa, tem-se o espectro de um sinal complexo obtido a partir de recuperação lock-in.

Um outro modo de demonstrar que o Analisador de Espectro Lock-in possui resposta máxima quando $\omega_S = \omega_R$, consiste em multiplicar o sinal analisado pela referência, utilizar um integrador como filtro ideal e mostrar que o máximo ocorre na frequência de 0 Hz, como é mostrado no resto da seção.

A partir da **Equação 7-11**, considerando-se, sem perda de generalidade, os sinais em fase e com amplitude unitária, definem-se duas componentes:

$$v_1(t) = \cos[(\omega_S + \omega_R)t + \phi_S + \phi_R] \mid \phi_S = \phi_R \quad (7-14)$$

$$v_2(t) = \cos[(\omega_S - \omega_R)t + \phi_S - \phi_R] \mid \phi_S = \phi_R \quad (7-15)$$

Adotando-se as substituições de variáveis:

$$\omega_1 = \omega_S + \omega_R \quad (7-16)$$

$$\phi_1 = \phi_S + \phi_R \quad (7-17)$$

$$\omega_2 = \omega_S - \omega_R \quad (7-18)$$

$$\phi_2 = \phi_S - \phi_R = 0 \quad (7-19)$$

As **Equações 7-14 e 7-15** com as substituições adotadas podem ser expressas como:

$$v_1(t) = \cos(\omega_1 t + \phi_1) \quad (7-20)$$

$$v_2(t) = \cos(\omega_2 t + \phi_2) = \cos(\omega_2 t) \quad (7-21)$$

Utilizando-se um integrador como filtro passa-baixas ideal dos sinais $v_1(t)$ e $v_2(t)$:

$$v = \int_0^N \cos(\omega t) dt \quad (7-22)$$

Efetuada-se a integração existente na **Equação 7-22**, obtém-se:

$$v = \frac{\sin(\omega N)}{\omega} = N \cdot \frac{\sin(\omega N)}{(\omega N)} \quad (7-23)$$

Ignorando as constantes, pode-se estabelecer que:

$$v \propto \frac{\text{sen}(\omega N)}{(\omega N)} = Sa(\omega N) \quad (7-24)$$

A função $Sa(x)$ é denominada função de amostragem. Esta função é uma onda senoidal amortecida, que possui um máximo quando x tende a zero e é sempre menor do que este máximo para os demais valores de x . Para um x tendendo a infinito, $Sa(x)$ tende a zero. Estas características podem ser expressas por:

$$\lim_{x \rightarrow 0} Sa(x) = 1 \quad (7-25)$$

$$\lim_{x \rightarrow \infty} Sa(x) = 0 \quad (7-26)$$

$$Sa(x) < 1, \forall x \neq 0 \quad (7-27)$$

Para obter a condição de máximo da **Equação 7-25**, é necessário igualar ω a zero na **Equação 7-24**. Esta condição de máximo não é atingida pela **Equação 7-20**, uma vez que ω_R e ω_S são somados e também são sempre diferentes de zero para ser possível realizar a detecção sensível à fase. Pode-se obter a condição de máximo com a **Equação 7-21**, igualando-se ω_2 a zero, o que significa que o máximo é obtido quando $\omega_S = \omega_R$. Para os demais valores de ω_S diferentes de ω_R na **Equação 7-21**, obtém-se sempre um valor atenuado menor do que o máximo, o que é mostrado na **Equação 7-27**. Para valores de ω_S e ω_R , com uma diferença entre si elevada, a **Equação 7-20** aproxima-se assintoticamente da condição da **Equação 7-27**, ou seja, a resposta tende a zero.

Logo, a resposta máxima do Analisador de Espectro Lock-in é obtida quando $\omega_S = \omega_R$, é atenuada pelo filtro passa-baixas para $\omega_S \neq \omega_R$ e tende a zero quando ω_S e ω_R possuem uma grande diferença entre si. Para um filtro passa-baixas com uma frequência de corte muito próxima de 0 Hz, conclui-se que o

Analizador de Espectro Lock-in possui uma grande imunidade a componentes com frequências diferentes de ω_R , ou seja, uma componente de frequência do sinal analisado não interfere significativamente na medição de uma outra componente. Esta característica permite obter um Analizador de Espectro com alta resolução espectral e imunidade a ruído.

7.5 Algoritmo Utilizado Para Implementar o Analisador de Espectro Lock-in

Para implementar o Analisador de Espectro Lock-in, foi desenvolvido um “software” que realizasse a recuperação lock-in em uma faixa de frequências. Este mesmo “software” também realiza a busca de um máximo entre 1 320 Hz e 1 380 Hz para estimar a velocidade de um Motor de Indução Trifásico (MIT), como será discutido no Capítulo 8. Esta faixa de frequências corresponde ao intervalo entre o 22^o e o 23^o harmônicos da frequência de alimentação (60 Hz) do MIT analisado e foi adotada por abranger uma faixa de frequências e velocidades do MIT relacionadas suficientemente extensa para validar o método de análise de espectro. A busca do máximo utiliza refinamentos sucessivos, realizando uma busca rápida inicial do máximo com resolução de 1 Hz e uma posterior busca com resolução de 0,1 Hz nas vizinhanças do máximo inicial, visando aumentar a eficiência do “software”. O algoritmo do “software” desenvolvido é mostrado a seguir:

```
//Aquisição a partir do conversor
//analógico / digital de 2048 amostras:
amostras = aquisição_do_AD(2048);
// Variáveis auxiliares para armazenar
// a frequência com maior amplitude:
freq_max = 0;
amp_max = -1;
// Varredura de faixa de frequências
// entre 1320 Hz e 1380 Hz:
f1 = 1320;
f2 = 1380;
// Resolução de 1 Hz:
resolução = 1;
// Rotina de varredura:
ROTINA_VARREDURA:
Para frequência de f1 até f2 passo = resolução
```

```
// Recuperação de sinal nas amostras adquiridas:
Para amostras de 1 até 2048
// Gerar referências senoidais em fase e em
//quadratura na frequência especificada:
gerar_referências(frequência, referência_em_fase,
referência_em_quadratura);
// Multiplicação do sinal pela referência em fase
// e em quadratura
xinicial = amostras[n] * referência_em_fase;
yinicial = amostras[n] * referência_em_quadratura;
// Filtro passa-baixas das componentes:
x = filtro_passa_baixa(xinicial);
y = filtro_passa_baixa(yinicial);
Fim_Para_amostra
// Cálculo da fase e da amplitude
// recuperadas
amplitude = raiz_quadrada(x * x + y * y);
fase = arco-tangente(-x / y);
Se amplitude > amp_max Então
    freq_max = frequência;
    amp_max = amplitude;
Fim_Se
Fim_Para_frequência
// Refinamento de 0,1 Hz:
Se resolução = 1 Então
    // Restringe faixa de frequências:
    f1 = freq_max - 1;
    f2 = freq_max + 1;
    // Resolução de 0,1 Hz:
    resolução = 0.1;
    // Volta para a rotina de varredura (refinamento):
    VOLTAR PARA ROTINA_VARREDURA;
Fim_Se
```

Capítulo 8

Resultados Experimentais

8.1 Introdução

Para testar o Amplificador Lock-in Digital, fez-se necessário encontrar uma aplicação prática na qual pudesse ser verificada a sua validade como dispositivo de medição. Existem inúmeras áreas de pesquisa pura e aplicada [1] que utilizam Amplificadores Lock-in para realizar medições experimentais tais como Física, Química, Astronomia, Telecomunicações, etc. Optou-se por empregar o ALI em uma área na qual não se encontrou referência de sua utilização: a área de medição de grandezas físicas de motores. Utilizar o ALI como analisador de espectro em motores tem como vantagem a imunidade à grande quantidade de harmônicos e ruídos que poderiam interferir na medição e que são muito comuns em medições desta natureza. Além disso, o método adotado para estimar a velocidade do eixo de um motor tem sua exatidão relacionada à resolução espectral do dispositivo de medição utilizado, ou seja, utilizar um dispositivo com alta resolução espectral, tal como o Analisador de Espectro Lock-in, permite obter estimativas com maior exatidão.

8.2 Estimação Indireta da Velocidade de um Motor de Indução Trifásico (MIT)

A utilização de métodos invasivos de medição da velocidade do eixo de um Motor de Indução Trifásico (MIT) [7] tais como tacômetros mecânicos ou a utilização de sensores que exigem intervenção física no motor, podem se tornar inconvenientes ou pouco práticos para motores de grande porte e difícil modificação. Dispositivos de medição menos invasivos tais como tacômetros ópticos e sensores eletromagnéticos, têm a sua exatidão limitada e necessitam de

modificações como fitas refletivas no eixo do motor, no caso do tacômetro óptico, ou interação eletromagnética, no caso do sensor eletromagnético.

Neste contexto, métodos indiretos [6] para estimar a velocidade do eixo apresentam-se como uma alternativa com alto grau de exatidão e que não exigem alterações na estrutura do motor nem interação mecânica com o mesmo. Técnicas que utilizam o espectro de freqüências das correntes de um MIT enquadram-se nesta categoria de métodos. A partir de freqüências relacionadas com a freqüência fundamental de 60 Hz, é possível determinar a velocidade do eixo de um MIT [6].

Para obter a velocidade do eixo de um MIT, inicialmente realiza-se a aquisição de uma das correntes de fase com um conversor analógico-digital. Posteriormente, o “*software*” desenvolvido para o DSP detecta a freqüência (f_H) que possui maior amplitude entre o 21º e o 23º harmônicos da freqüência fundamental (f_F) de 60 Hz. A partir destes dados, a relação entre a freqüência de maior amplitude e a freqüência fundamental pode ser calculada como:

$$h = \frac{f_H}{f_F} \quad (8-1)$$

A expressão para calcular o escorregamento (s) do eixo do MIT pode ser dada por [6]:

$$s = 1 - \frac{k \cdot (h-1)}{\left(\frac{p}{2}\right)} \quad (8-2)$$

Em que:

k: é o número de ranhuras do MIT

p: é o número de pólos do MIT

O escorregamento (s) do eixo do MIT, para um motor de 4 pólos e 44 ranhuras pode ser obtido com a expressão:

$$s = 1 - \frac{(h-1)}{22} \quad (8-3)$$

A partir das equações anteriores, obtém-se a velocidade do eixo do MIT com a equação:

$$v = v_s \cdot (1 - s) \quad (8-4)$$

Em que:

v_s é a velocidade síncrona [7] do MIT (1.800 rpm para 4 pólos)

Nesta dissertação, ao invés da utilização de técnicas tradicionais no domínio da frequência, tais como Transformada de Fourier [14] e Densidade Espectral de Potência [12], foi utilizado um Analisador de Espectro Lock-in [1] para detectar a frequência do harmônico f_F . Deste modo, para um mesmo número de amostras, foi obtida maior resolução espectral e imunidade ao ruído, o que aumentou a exatidão na medição da velocidade do eixo do MIT. É importante ressaltar que as técnicas de filtragem de sinal não têm a mesma imunidade ao ruído que as técnicas de recuperação de sinal e que o Analisador de Espectro Lock-in não é equivalente a um equipamento baseado em filtragem de sinal.

8.3 Resultados Experimentais

Um MIT de quatro pólos [7] foi utilizado nos ensaios experimentais. Estes ensaios foram realizados exclusivamente para obter dados que permitissem testar o Analisador de Espectro Lock-in desenvolvido. Com um alicate amperométrico, foi realizada a aquisição indireta de uma das correntes de fase. Esta corrente é digitalizada através do *Codec* do DSK para posterior processamento pelo DSP. Um gerador CC simula uma carga no MIT que pode ser graduada com um potenciômetro. Para as diferentes cargas foram realizadas medições comparando um tacômetro óptico, as medições indiretas com uma técnica convencional como a FFT [5, 11, 13] e as medições indiretas com um Analisador de Espectro Lock-in. Utilizou-se como referência o tacômetro óptico devido ao fato deste ser o equipamento disponível no laboratório com o grau de exatidão mais aceitável. A velocidade obtida do eixo do MIT pode ser vista na **Tabela 8.1**.

Tabela 8.1: Velocidade obtida do eixo do MIT com FFT, tacômetro óptico e Analisador de Espectro Lock-in

Carregamento ($i_{medida}/i_{nominal}$) (%)	FFT (rpm)	Tacômetro óptico (rpm)	Analisador de Espectro Lock-in (rpm)
53,07	1793,18	1793	1793,18
54,31	1789,77	1789	1789,09
56,62	1786,36	1788	1787,73
62,46	1779,54	1780	1780,91
68,46	1772,77	1772	1772,73
74,92	1762,54	1763	1763,18
81,23	1752,27	1752	1752,27
87,54	1742,05	1742	1742,73
93,08	1731,82	1733	1733,18
98,15	1725	1725	1725
99,69	1718,18	1718	1718,18
184,62	*	1376	1375,91
194,12	*	1347	1347,23

* Não foi possível determinar a velocidade pela FFT

Dados de placa do motor:
 $P_{nominal}$: 2 cv
 $i_{nominal}$: 6,5 A
 $n_{sincrona}$: 1800 rpm
 $n_{nominal}$: 1725 rpm

A partir dos dados da **Tabela 8.1**, o erro percentual máximo utilizando a FFT é de 0,09 % enquanto que o erro percentual máximo do Analisador de Espectro Lock-in é de 0,05 %, ou seja, 1,8 vez menor. Além disso, uma pequena variação na velocidade do eixo pode causar uma variação maior do que a real na FFT, devido à sua menor resolução espectral. Ou seja, pequenos ruídos podem provocar um grande erro na estimativa obtida com a FFT, o que é minimizado no Analisador de Espectro Lock-in.

Uma comparação visual entre a FFT, a PSD e o Analisador de Espectro Lock-in pode ser realizada para uma melhor compreensão das limitações das técnicas convencionais. Um mesmo sinal (**Figura 8.1**), obtido a partir de uma das

correntes de fase de um MIT, é analisado no domínio da frequência com as três técnicas. Efetua-se a aquisição de 2 048 amostras com uma taxa de amostragem de 5 000 Hz, o que implica em uma resolução espectral de 2,44 Hz para os métodos convencionais, tais como a FFT e a PSD. O **Gráfico 8.2** mostra a FFT do sinal em questão, tornando-se clara a baixa resolução em frequência (2,44 Hz), com as mudanças abruptas e lineares do gráfico. O **Gráfico 8.3** mostra a PSD do mesmo sinal, possuindo as mesmas limitações de resolução espectral (2,44 Hz) da FFT. O **Gráfico 8.4** mostra o espectro do sinal obtido através do Analisador de Espectro Lock-in. A resolução espectral utilizada é de 0,1 Hz, ou seja, muito maior do que a resolução obtida com a FFT e da PSD, sob as mesmas condições. O aumento da resolução espectral e a imunidade a ruídos podem ser percebidos com a suavidade da curva obtida.

Nos métodos convencionais, o aumento da resolução espectral pode ser obtido de dois modos:

- Aumento do número de amostras e do intervalo de tempo de aquisição;
- Aumento da taxa de amostragem e do intervalo de tempo de aquisição.

Os dois modos citados de aumentar a resolução espectral implicam em maior esforço computacional, ou seja, um tempo de processamento maior para uma resolução espectral maior. O Analisador de Espectro Lock-in utiliza refinamentos sucessivos para obter resoluções espectrais maiores, o que o torna mais eficiente computacionalmente do que a FFT e a PSD para uma alta resolução espectral.

A técnica de refinamento sucessivo que é utilizada no Analisador de Espectro Lock-in consiste em varrer a faixa de frequências entre 1320 Hz e 1380 Hz com uma baixa resolução (exemplo: 1 Hz). Após esta varredura inicial, obtém-se a frequência de maior amplitude (f_H) para uma resolução de 1 Hz. Posteriormente, é realizada a varredura na faixa de frequências entre ($f_H - 1$) e ($f_H + 1$) com uma alta resolução espectral (exemplo: 0,1 Hz), uma vez que a frequência de maior amplitude está em uma vizinhança de 1 Hz de f_H . Como esta faixa de frequências é muito mais estreita do que a inicial torna-se possível realizar uma busca da frequência de maior amplitude de modo eficiente. Nos métodos convencionais, tais como a FFT e a PSD, para uma mesma taxa de amostragem,

tem-se que um aumento da resolução espectral em dez vezes implicaria em um número dez vezes maior de amostras, o que aumentaria consideravelmente o tempo de processamento. A técnica de refinamento sucessivo foi utilizada no algoritmo proposto na **Seção 7.6**.

O espectro do **Gráfico 8.4** foi obtido sob as mesmas condições da FFT e da PSD, não havendo necessidade de modificar o número de amostras ou a taxa de amostragem. A susceptibilidade a ruídos da FFT e da PSD também é maior do que a apresentada pelo Analisador de Espectro Lock-in, porque este último realiza recuperação de sinal, aumentando a sua imunidade ao ruído.

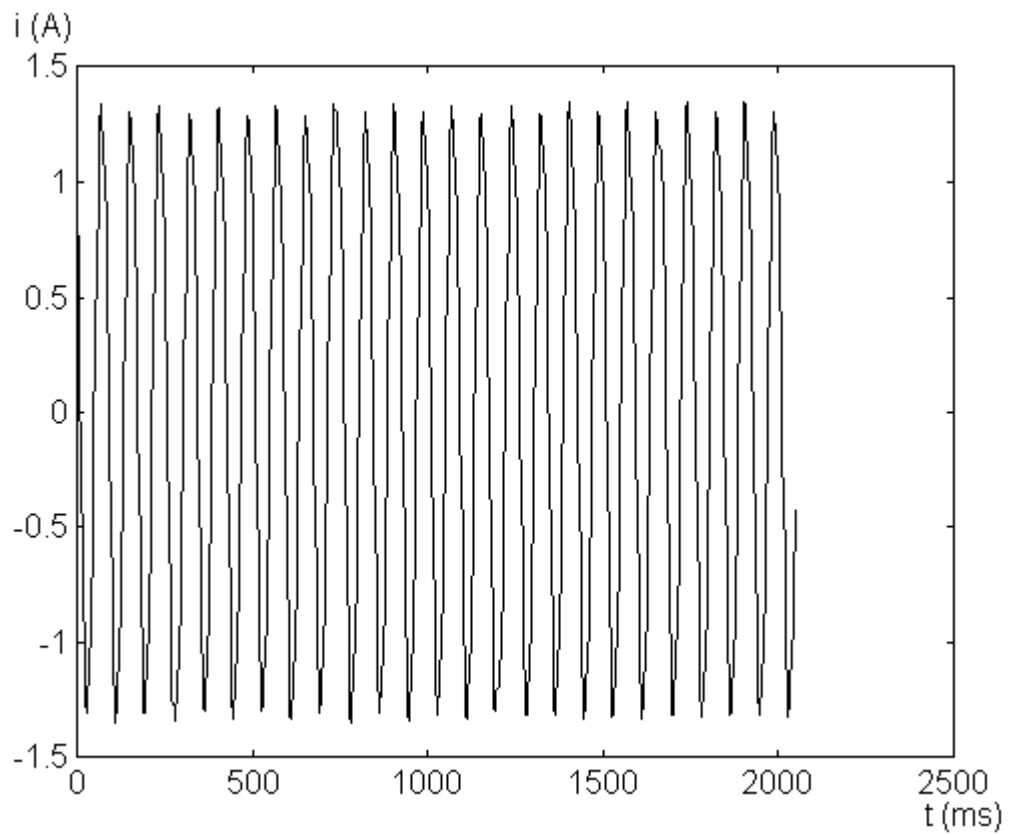


Gráfico 8.1 : Sinal obtido a partir de uma das correntes de fase de um MIT

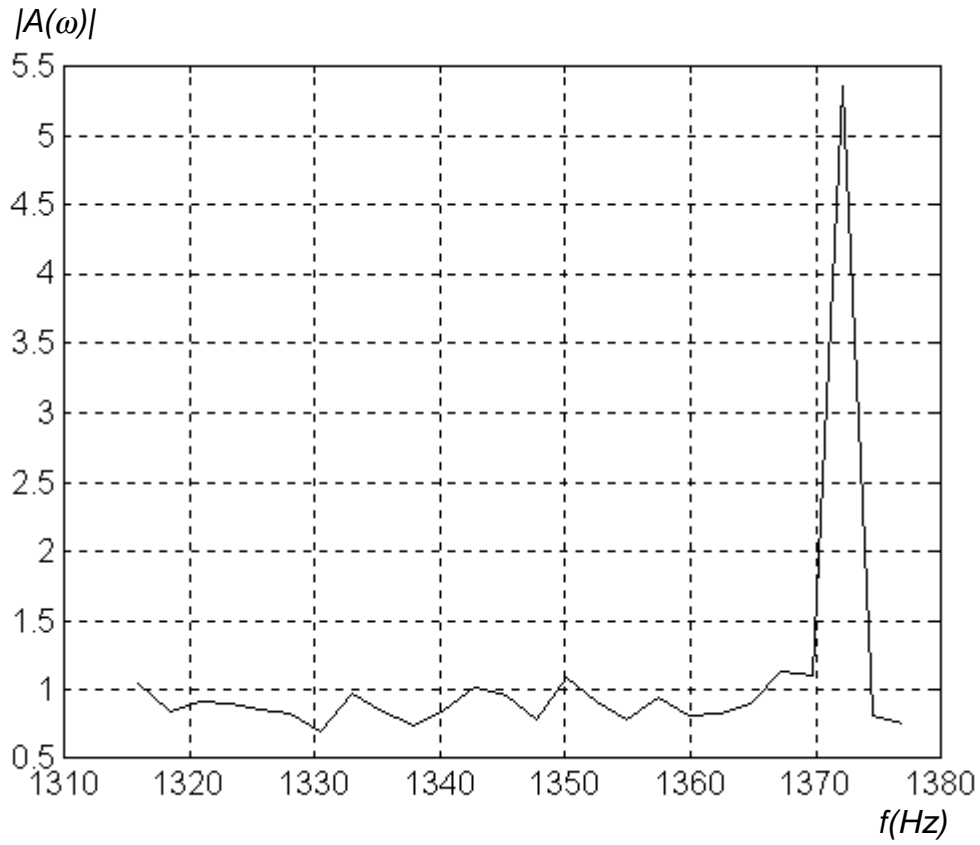


Gráfico 8.2: Espectro do sinal obtido com a FFT (1320 Hz – 1380 Hz).

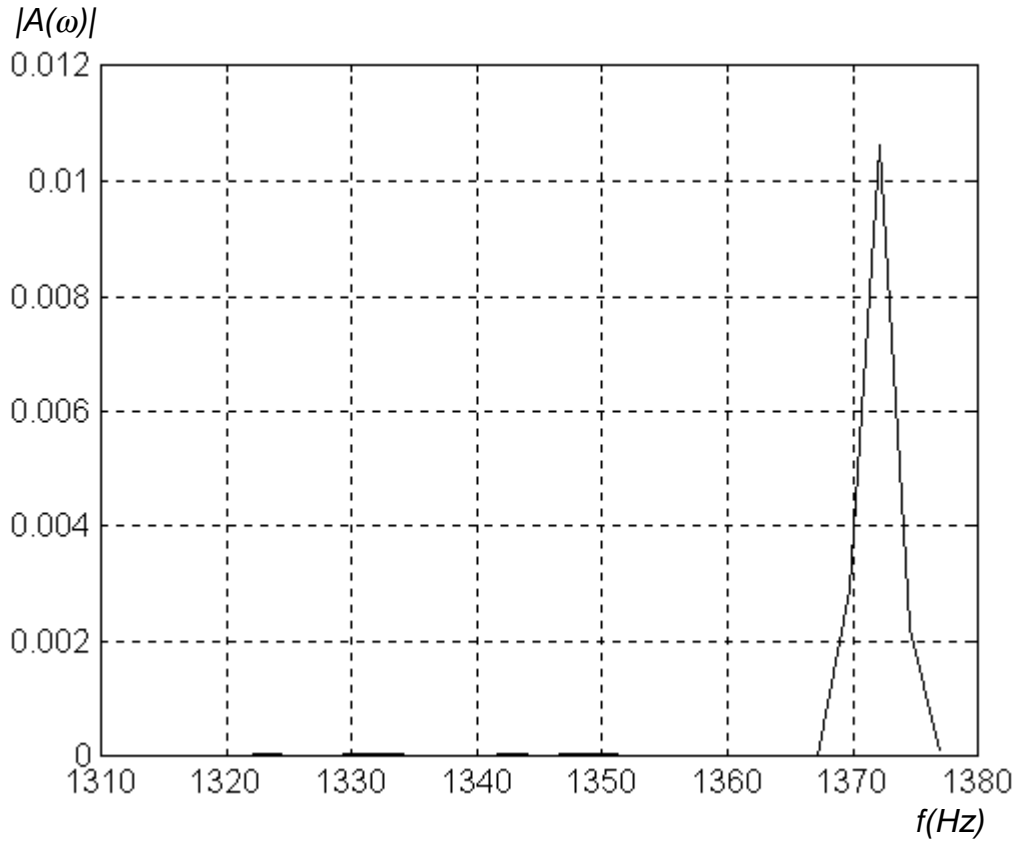


Gráfico 8.3: Espectro do sinal obtido com a PSD (1320 Hz – 1380 Hz).

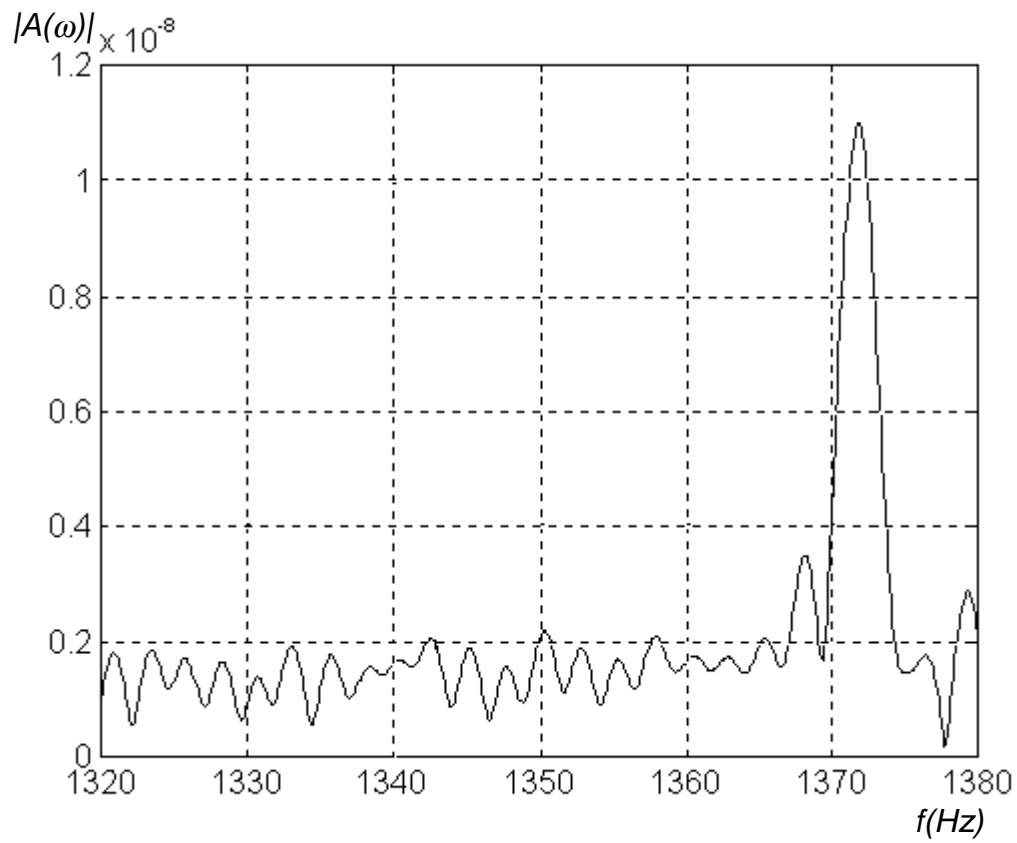


Gráfico 8.4: Espectro do sinal obtido com o Analisador de Espectro Lock-in com resolução espectral efetiva de 0,1 Hz (1320 Hz – 1380 Hz).

Capítulo 9

Conclusão

Um Amplificador Lock-in Digital melhora significativamente a análise sinais elétricos de baixa magnitude, mesmo sob condições adversas de ruído [1]. Implementando-se um Analisador de Espectro Lock-in, obtém-se uma maior resolução espectral e imunidade ao ruído do que a obtida com técnicas convencionais como a FFT, sob as mesmas condições.

Implementou-se um Amplificador Lock-in Digital baseado em DSP para testar e analisar os princípios teóricos contidos nesta dissertação e na literatura correlata [1, 15]. A partir deste Amplificador Lock-in Digital, um Analisador de Espectro Lock-in foi desenvolvido com modificações no “*software*” executado pelo DSP para realizar a recuperação de sinal.

Com um espectro de freqüências de alta resolução de uma das correntes de fase de um MIT, pode-se estimar com alto grau de exatidão a velocidade do seu eixo [6]. Para obter o referido espectro de freqüências, foi empregado um Analisador de Espectro Lock-in. Deste modo, foi possível obter, de modo não-invasivo, a velocidade do eixo de um MIT, técnica esta que se mostrou mais exata na estimação da velocidade do eixo do que as convencionais, tais como a FFT [5] e a PSD [12].

Pode-se indicar como trabalho futuro a aplicação das técnicas de recuperação de sinais na área de aquisição e processamento de sinais biomédicos, em que os sinais geralmente possuem baixa potência e podem ser corrompidos por diversas fontes de ruído. Outra perspectiva futura seria a recuperação de sinais de ultrassonografia médica, o que minimizaria o elevado nível de ruído nas imagens, possibilitando um melhor diagnóstico.

Apêndice A

Código-Fonte do Amplificador Lock-in Digital para DSP em C

```
/*
Amplificador Lock-in Digital
Arquivo : lockin.c
Mestrado em Engenharia Eletrica
Eduardo Telmo Fonseca Santos
2002
*/

#include <std.h>
#include <pip.h>
#include <swi.h>
#include <log.h>
#include <trc.h>
#include <math.h>

/* Constantes e tipos */
#define PI 3.1415926535898f
#define MAXSAMPLES 2048
#define TIPOSAMPLE float

TIPOSAMPLE coef_filtro1 = 0.99999f;

/* Objetos externos definidos em audio.cdb */
extern far LOG_Obj trace;
static Void error(Void);
extern Void DSS_init(Void);
extern Void AUDIO_load(Int);
Void load(Int );

/* Lock-in */
TIPOSAMPLE frequencia_de_amostragem_dac = 8000.0; /* 8000 Hz */
TIPOSAMPLE frequencia_de_referencia_continua = 3000.0;
```

```
TIPOSAMPLE amplitude_sinal = 10000.0;
TIPOSAMPLE frequencia_de_referencia_discreta;
TIPOSAMPLE frequencia_corte = 10; /* Frequencia do passa-baixas de 2 polos */
TIPOSAMPLE frequencia_notch_1 = 60; /* 60 Hz da rede eletrica */
TIPOSAMPLE frequencia_notch_2 = 120; /* 120 Hz da rede eletrica */
TIPOSAMPLE amplitude_recuperada;
TIPOSAMPLE fase_recuperada;
TIPOSAMPLE amostras[MAXSAMPLES];
TIPOSAMPLE minimo = 1e+6f;
TIPOSAMPLE maximo = -1e+6f;
char reset = 1;
Uns *src, *dst;
Uns index = 0;

/*****/

void referencia(TIPOSAMPLE amplitude, TIPOSAMPLE *componente_fase,
TIPOSAMPLE *componente_quadratura, char reset)
{
/*
Gera sinal de referencia amostrado
*/

static TIPOSAMPLE sinal_fase;
static TIPOSAMPLE sinal_quadratura;
static TIPOSAMPLE sinal_fase_anterior;
static TIPOSAMPLE sinal_quadratura_anterior;
static TIPOSAMPLE cosseno_da_frequencia;
static TIPOSAMPLE seno_da_frequencia;

if (reset == 0)
{
```

```
        /* Formulas recursivas */
        sinal_fase = sinal_fase_anterior * cosseno_da_frequencia -
sinal_quadratura_anterior * seno_da_frequencia;
        sinal_quadratura = sinal_quadratura_anterior * cosseno_da_frequencia +
sinal_fase_anterior * seno_da_frequencia;
    }
else
    {
        /* Condicao inicial da recursividade */
        cosseno_da_frequencia = cos(frequencia_de_referencia_discreta);
        seno_da_frequencia = sin(frequencia_de_referencia_discreta);
        sinal_fase = cosseno_da_frequencia;
        sinal_quadratura = seno_da_frequencia;
    }

*componente_fase = amplitude * sinal_fase;
*componente_quadratura = amplitude * sinal_quadratura;

sinal_fase_anterior = sinal_fase;
sinal_quadratura_anterior = sinal_quadratura;
}

/*****/

TIPOSAMPLE simula_sinal(TIPOSAMPLE n, TIPOSAMPLE amplitude,
TIPOSAMPLE frequencia, TIPOSAMPLE fase)
{
    /* Simula sinal senoidal de entrada */
    return amplitude * sin(frequencia * n + fase);
}

/*****/
```

```
TIPOSAMPLE ruido_branco(TIPOSAMPLE amplitude)
{
/* Simula ruido branco na entrada */
TIPOSAMPLE saida_normalizada;

saida_normalizada = ((rand() % 30000) / 15000.0) - 1.0; /* -1 <= saida <= 1 */
return amplitude * saida_normalizada;
}
```

```
/******
```

```
TIPOSAMPLE passa_baixa_1_polo_x(TIPOSAMPLE amostra, TIPOSAMPLE
corte)
{
/*
Filtro passa-baixas IIR de 1 polo
Distorce fase
0 < corte < 1
*/
static TIPOSAMPLE ultima_amostra_filtrada = 0;
TIPOSAMPLE amostra_filtrada;

amostra_filtrada = (1.0 - corte) * amostra + corte * ultima_amostra_filtrada;
ultima_amostra_filtrada = amostra_filtrada;
return amostra_filtrada;
}
```

```
/******
```

```
TIPOSAMPLE passa_baixa_1_polo_y(TIPOSAMPLE amostra, TIPOSAMPLE
corte)
```

```
{
/*
Filtro passa-baixas IIR de 1 polo
Distorce fase
0 < corte < 1
*/
static TIPOSAMPLE ultima_amostra_filtrada = 0;
TIPOSAMPLE amostra_filtrada;

amostra_filtrada = (1.0 - corte) * amostra + corte * ultima_amostra_filtrada;
ultima_amostra_filtrada = amostra_filtrada;
return amostra_filtrada;
}

/*****/

TIPOSAMPLE passa_baixa_2_polos_x(TIPOSAMPLE sinal, TIPOSAMPLE
frequencia_corte, char reset)
{
/*
Filtro passa-baixas IIR de dois polos
Igual ao de y : manter os dois com o mesmo codigo
Distorce fase
*/
static TIPOSAMPLE x0 = 0, x1 = 0, x2 = 0, y0 = 0, y1 = 0, y2 = 0;
static TIPOSAMPLE a1 = 0, a2 = 0, b1 = 0, b2 = 0;
TIPOSAMPLE r, teta;

if (reset)
{
a1 = 2.0; /* Filtro passa-baixas */
a2 = 1.0; /* Filtro passa-baixas */
}
```

```

    teta = frequencia_corte; /* frequencia_corte ja e um valor amostrado */
    /* r determina o raio do polo : underdamping / overdamping */
    r = 0.5;
    b1 = 2.0 * r * cos(teta);
    b2 = r * r;
}

x2 = x1;
x1 = x0;
x0 = sinal;

y0 = b1 * y1 - b2 * y2 + x0 + a1 * x1 + a2 * x2;

y2 = y1;
y1 = y0;

return y0;
}

/*****/

TIPOSAMPLE passa_baixa_2_polos_y(TIPOSAMPLE sinal, TIPOSAMPLE
frequencia_corte, char reset)
{
/*
Filtro passa-baixas IIR de dois polos
Igual ao de y : manter os dois com o mesmo codigo
Distorce fase
*/
static TIPOSAMPLE x0 = 0, x1 = 0, x2 = 0, y0 = 0, y1 = 0, y2 = 0;
static TIPOSAMPLE a1 = 0, a2 = 0, b1 = 0, b2 = 0;
TIPOSAMPLE r, teta;

```

```
if (reset)
{
    a1 = 2.0; /* Filtro passa-baixas */
    a2 = 1.0; /* Filtro passa-baixas */
    teta = frequencia_corte; /* frequencia_corte ja e um valor amostrado */
    /* r determina o raio do polo : underdamping / overdamping */
    r = 0.5;
    b1 = 2.0 * r * cos(teta);
    b2 = r * r;
}

x2 = x1;
x1 = x0;
x0 = sinal;

y0 = b1 * y1 - b2 * y2 + x0 + a1 * x1 + a2 * x2;

y2 = y1;
y1 = y0;

return y0;
}

/*****/

TIPOSAMPLE notch(TIPOSAMPLE amostra)
{
    /* NOP */
    return amostra;
}
```



```
/*  
  
void computador_vetorial(TIPOSAMPLE sinal, TIPOSAMPLE componente_fase,  
TIPOSAMPLE componente_quadratura, TIPOSAMPLE *amplitude, TIPOSAMPLE  
*fase, TIPOSAMPLE frequencia_corte, char reset)  
{  
TIPOSAMPLE x, y;  
  
x = sinal * componente_fase;  
y = sinal * componente_quadratura;  
/*  
x = passa_baixa_2_polos_x(x, frequencia_corte, reset);  
y = passa_baixa_2_polos_y(y, frequencia_corte, reset);  
*/  
  
/*  
coef_filtro1 = 0.95 funcionou bem para fdac = 50000 e fref = 2500  
Quanto mais alto o coeficiente, mais tempo leva para convergir  
e mais exata eh a resposta (menor oscilacao)  
0.99 eh um bom valor (demora mais para convergir)  
*/  
  
x = passa_baixa_1_polo_x(x, coef_filtro1);  
y = passa_baixa_1_polo_y(y, coef_filtro1);  
  
*amplitude = 2.0 * sqrt(x*x + y*y);  
*fase = atan2(-y, x);  
}  
  
*/
```

```
Void main()
{
DSS_init();
LOG_printf(&trace, "Amplificador Lock-in iniciado !\n");

/* Inicializacao de variaveis */
frequencia_de_referencia_discreta = 2.0 * PI * (frequencia_de_referencia_continua
/ frequencia_de_amostragem_dac);
frequencia_corte = 2.0 * frequencia_de_referencia_discreta; /* Quanto menor,
melhor */
reset = 1;

/* Loop vazio da BIOS */
return;
}

/*****/

static Void error(Void)
{
LOG_printf(&trace, "Erro na aquisicao do sinal !");

/* Loop Eterno */
for (;;)
}

/*****/

Void load(Int prd_ms)
{
/* Funcao periodica 1 */
/* Ocorre a cada 1000 ms = 1 s */
```

```
/* Recuperacao de sinal com Amplificador Lock-in para frequencia unica */
LOG_printf(&trace, "Amplitude Recuperada : %#0.4f", amplitude_recuperada);
LOG_printf(&trace, "Fase Recuperada : %#0.4f", fase_recuperada);
LOG_printf(&trace, "Amplitude Minima : %#0.4f", minimo);
LOG_printf(&trace, "Amplitude Maxima : %#0.4f\n", maximo);
}
```

```
/******
```

```
Void step(void)
```

```
{
```

```
/* Funcao periodica 2 */
```

```
/* Ocorre a cada 10000 ms = 10 s */
```

```
/* Lock-in Spectrum Analyzer */
```

```
/* Volta para o inicio do buffer para que ele seja repreenchido */
```

```
index = 0;
```

```
}
```

```
/******
```

```
Void audio(PIP_Obj *in, PIP_Obj *out)
```

```
{
```

```
/* Loop principal de tratamento de sinal */
```

```
TIPOSAMPLE sinal = 0.0;
```

```
TIPOSAMPLE componente_fase;
```

```
TIPOSAMPLE componente_quadratura;
```

```
TIPOSAMPLE frequencia_corte;
```

```
/* Simula ruido branco na entrada */
```

```
TIPOSAMPLE ruido_normalizado;
```

```
TIPOSAMPLE ruido;
```

```
/* Amplitudes de sinal e ruido */
```

```
/* TIPOSAMPLE amplitude_sinal = 300.0f; */
TIPOSAMPLE amplitude_sinal = 10000.0f;
TIPOSAMPLE amplitude_ruido;
/* SNR */
TIPOSAMPLE relacao_sinal_ruido = 0.0f;
/* Aquisicao do ADC */
TIPOSAMPLE sinal_adc;
short int saida;
Uns size;

amplitude_ruido = relacao_sinal_ruido * amplitude_sinal;

/* Testa erro na aquisicao */
if (PIP_getReaderNumFrames(in) == 0 || PIP_getWriterNumFrames(out) == 0)
    {
        error();
    }

/* Recebe sinal de entrada e aloca buffer de saida */
PIP_get(in);
PIP_alloc(out);

/* Copia dados de entrada no buffer de saida */
src = PIP_getReaderAddr(in);
dst = PIP_getWriterAddr(out);
size = PIP_getReaderSize(in);
PIP_setWriterSize(out,size);

for (; size > 0; size--)
    {
        referencia(1.0, &componente_fase, &componente_quadratura, reset);
        /* Leitura do ADC */
```

```
sinal_adc = (short int) *src++;

ruído_normalizado = ((rand() % 30000) / 15000.0) - 1.0; /* -1 <= saída <= 1
*/

sinal = amplitude_sinal * componente_fase;
ruído = amplitude_ruído * ruído_normalizado;
saída = (short int)(sinal + ruído);

/* Referencia Lock-in */
/* saída = (short int) (amplitude_sinal * componente_fase); */
*dst++ = (Uns) saída;
computador_vetorial(sinal_adc, componente_fase, componente_quadratura,
&amplitude_recuperada, &fase_recuperada, frequencia_corte, reset);
reset = 0;

if (sinal < minimo)
    minimo = sinal;
if (sinal > maximo)
    maximo = sinal;
if (index < MAXSAMPLES)
    amostras[index++] = sinal;
/* *dst++ = *src++; */
}

/* Transmite dados processados para a saída e libera buffer */
PIP_put(out);
PIP_free(in);
}
```

Apêndice B

Código-Fonte do Analisador de Espectro Lock-in para DSP em C

```
/*
Lock-in Spectrum Analyzer (LSA)
Arquivo : lsa.c
Mestrado em Engenharia Eletrica
Eduardo Telmo Fonseca Santos
2002
*/

#include <std.h>
#include <pip.h>
#include <swi.h>
#include <log.h>
#include <trc.h>
#include <math.h>

/* Constantes e tipos */
#define PI 3.1415926535898f
#define MAXSAMPLES 2048
#define TIPOSAMPLE float

/* Objetos externos definidos em audio.cdb */
extern far LOG_Obj trace;
static Void error(Void);
extern Void DSS_init(Void);
extern Void AUDIO_load(Int);
Void load(Int );

/* Lock-in */
TIPOSAMPLE coef_filtro1 = 0.999f;
TIPOSAMPLE frequencia_de_amostragem_dac = 8000.0; /* 8000 Hz */
TIPOSAMPLE frequencia_de_referencia_continua = 3000.0;
TIPOSAMPLE frequencia_de_referencia_discreta;
```

```
TIPOSAMPLE frequencia_de_referencia_discreta_lsa;
TIPOSAMPLE amplitude_sinal = 10000.0;
TIPOSAMPLE frequencia_corte = 10; /* Frequencia do passa-baixas de 2 polos */
TIPOSAMPLE frequencia_notch_1 = 60; /* 60 Hz da rede eletrica */
TIPOSAMPLE frequencia_notch_2 = 120; /* 120 Hz da rede eletrica */
TIPOSAMPLE amplitude_recuperada;
TIPOSAMPLE fase_recuperada;
TIPOSAMPLE amostras[MAXSAMPLES];
TIPOSAMPLE minimo = 1e+6f;
TIPOSAMPLE maximo = -1e+6f;
/* Passo de varredura de frequencia */
TIPOSAMPLE passo_freq = 1.0f;
/* Armazena espectro recuperado */
TIPOSAMPLE espectro[MAXSAMPLES];
char reset = 1;
char resetlsa = 1;
Uns *src, *dst;
Uns index = 0;

/*****/

void referencia(TIPOSAMPLE amplitude, TIPOSAMPLE *componente_fase,
TIPOSAMPLE *componente_quadratura, char reset)
{
/*
Gera sinal de referencia amostrado
*/

static TIPOSAMPLE sinal_fase;
static TIPOSAMPLE sinal_quadratura;
static TIPOSAMPLE sinal_fase_anterior;
static TIPOSAMPLE sinal_quadratura_anterior;
```



```
static TIPOSAMPLE cosseno_da_frequencia;
static TIPOSAMPLE seno_da_frequencia;

if (reset == 0)
    {
        /* Formulas recursivas */
        sinal_fase = sinal_fase_anterior * cosseno_da_frequencia -
sinal_quadratura_anterior * seno_da_frequencia;
        sinal_quadratura = sinal_quadratura_anterior * cosseno_da_frequencia +
sinal_fase_anterior * seno_da_frequencia;
    }
else
    {
        /* Condição inicial da recursividade */
        cosseno_da_frequencia = cos(frequencia_de_referencia_discreta);
        seno_da_frequencia = sin(frequencia_de_referencia_discreta);
        sinal_fase = cosseno_da_frequencia;
        sinal_quadratura = seno_da_frequencia;
    }

*componente_fase = amplitude * sinal_fase;
*componente_quadratura = amplitude * sinal_quadratura;

sinal_fase_anterior = sinal_fase;
sinal_quadratura_anterior = sinal_quadratura;
}

/*****/

void referenciaisa(TIPOSAMPLE amplitude, TIPOSAMPLE *componente_fase,
TIPOSAMPLE *componente_quadratura, char reset)
{
```

```
/*
Gera sinal de referencia amostrado
Identica a funcao referencia()
Mantem outras variaveis estaticas para ser referencia do LSA
*/

static TIPOSAMPLE sinal_fase;
static TIPOSAMPLE sinal_quadratura;
static TIPOSAMPLE sinal_fase_anterior;
static TIPOSAMPLE sinal_quadratura_anterior;
static TIPOSAMPLE cosseno_da_frequencia;
static TIPOSAMPLE seno_da_frequencia;

if (reset == 0)
    {
        /* Formulas recursivas */
        sinal_fase = sinal_fase_anterior * cosseno_da_frequencia -
sinal_quadratura_anterior * seno_da_frequencia;
        sinal_quadratura = sinal_quadratura_anterior * cosseno_da_frequencia +
sinal_fase_anterior * seno_da_frequencia;
    }
else
    {
        /* Condicao inicial da recursividade */
        cosseno_da_frequencia = cos(frequencia_de_referencia_discreta_lsa);
        seno_da_frequencia = sin(frequencia_de_referencia_discreta_lsa);
        sinal_fase = cosseno_da_frequencia;
        sinal_quadratura = seno_da_frequencia;
    }

*componente_fase = amplitude * sinal_fase;
*componente_quadratura = amplitude * sinal_quadratura;
```

```
sinal_fase_anterior = sinal_fase;
sinal_quadatura_anterior = sinal_quadatura;
}
```

```
/*******/
```

```
TIPOSAMPLE simula_sinal(TIPOSAMPLE n, TIPOSAMPLE amplitude,
TIPOSAMPLE frequencia, TIPOSAMPLE fase)
```

```
{
/* Simula sinal senoidal de entrada */
return amplitude * sin(frequencia * n + fase);
}
```

```
/*******/
```

```
TIPOSAMPLE ruido_branco(TIPOSAMPLE amplitude)
```

```
{
/* Simula ruido branco na entrada */
TIPOSAMPLE saida_normalizada;

saida_normalizada = ((rand() % 30000) / 15000.0) - 1.0; /* -1 <= saida <= 1 */
return amplitude * saida_normalizada;
}
```

```
/*******/
```

```
TIPOSAMPLE passa_baixa_1_polo_x(TIPOSAMPLE amostra, TIPOSAMPLE
corte, TIPOSAMPLE reset)
```

```
{
/*
Filtro passa-baixas IIR de 1 polo
```

Distorce fase

0 < corte < 1

*/

```
static TIPOSAMPLE ultima_amostra_filtrada = 0;
```

```
TIPOSAMPLE amostra_filtrada;
```

```
if (reset)
```

```
    ultima_amostra_filtrada = 0;
```

```
    amostra_filtrada = (1.0 - corte) * amostra + corte * ultima_amostra_filtrada;
```

```
    ultima_amostra_filtrada = amostra_filtrada;
```

```
    return amostra_filtrada;
```

```
}
```

```
/******
```

```
TIPOSAMPLE passa_baixa_1_polo_y(TIPOSAMPLE amostra, TIPOSAMPLE  
corte, TIPOSAMPLE reset)
```

```
{
```

```
/*
```

```
Filtro passa-baixas IIR de 1 polo
```

Distorce fase

0 < corte < 1

*/

```
static TIPOSAMPLE ultima_amostra_filtrada = 0;
```

```
TIPOSAMPLE amostra_filtrada;
```

```
if (reset)
```

```
    ultima_amostra_filtrada = 0;
```

```
    amostra_filtrada = (1.0 - corte) * amostra + corte * ultima_amostra_filtrada;
```

```
    ultima_amostra_filtrada = amostra_filtrada;
```

```
    return amostra_filtrada;
```

```
}
```

```
/******  
  
TIPOSAMPLE passa_baixa_2_polos_x(TIPOSAMPLE sinal, TIPOSAMPLE  
frequencia_corte, char reset)  
{  
/*  
Filtro passa-baixas IIR de dois polos  
Igual ao de y : manter os dois com o mesmo codigo  
Distorce fase  
*/  
static TIPOSAMPLE x0 = 0, x1 = 0, x2 = 0, y0 = 0, y1 = 0, y2 = 0;  
static TIPOSAMPLE a1 = 0, a2 = 0, b1 = 0, b2 = 0;  
TIPOSAMPLE r, teta;  
  
if (reset)  
{  
    a1 = 2.0; /* Filtro passa-baixas */  
    a2 = 1.0; /* Filtro passa-baixas */  
    teta = frequencia_corte; /* frequencia_corte ja e um valor amostrado */  
    /* r determina o raio do polo : underdamping / overdamping */  
    r = 0.5;  
    b1 = 2.0 * r * cos(teta);  
    b2 = r * r;  
    x0 = 0;  
    x1 = 0;  
    x2 = 0;  
    y0 = 0;  
    y1 = 0;  
    y2 = 0;  
}
```

```
x2 = x1;
x1 = x0;
x0 = sinal;
```

```
y0 = b1 * y1 - b2 * y2 + x0 + a1 * x1 + a2 * x2;
```

```
y2 = y1;
y1 = y0;
```

```
return y0;
}
```

```
/*******/
```

```
TIPOSAMPLE passa_baixa_2_polos_y(TIPOSAMPLE sinal, TIPOSAMPLE
frequencia_corte, char reset)
```

```
{
/*
```

```
Filtro passa-baixas IIR de dois polos
```

```
Igual ao de y : manter os dois com o mesmo codigo
```

```
Distorce fase
```

```
*/
```

```
static TIPOSAMPLE x0 = 0, x1 = 0, x2 = 0, y0 = 0, y1 = 0, y2 = 0;
```

```
static TIPOSAMPLE a1 = 0, a2 = 0, b1 = 0, b2 = 0;
```

```
TIPOSAMPLE r, teta;
```

```
if (reset)
```

```
{
```

```
    a1 = 2.0; /* Filtro passa-baixas */
```

```
    a2 = 1.0; /* Filtro passa-baixas */
```

```
    teta = frequencia_corte; /* frequencia_corte ja e um valor amostrado */
```

```
    /* r determina o raio do polo : underdamping / overdamping */
```

```
    r = 0.5;
    b1 = 2.0 * r * cos(teta);
    b2 = r * r;
    x0 = 0;
    x1 = 0;
    x2 = 0;
    y0 = 0;
    y1 = 0;
    y2 = 0;
}
```

```
x2 = x1;
x1 = x0;
x0 = sinal;
```

```
y0 = b1 * y1 - b2 * y2 + x0 + a1 * x1 + a2 * x2;
```

```
y2 = y1;
y1 = y0;
```

```
return y0;
}
```

```
/******
```

```
TIPOSAMPLE notch(TIPOSAMPLE amostra)
```

```
{
/* NOP */
return amostra;
}
```

```
/******
```

```
void computador_vetorial(TIPOSAMPLE sinal, TIPOSAMPLE componente_fase,  
TIPOSAMPLE componente_quadratura, TIPOSAMPLE *amplitude, TIPOSAMPLE  
*fase, TIPOSAMPLE frequencia_corte, char reset)
```

```
{
```

```
TIPOSAMPLE x, y;
```

```
x = sinal * componente_fase;
```

```
y = sinal * componente_quadratura;
```

```
/*
```

```
x = passa_baixa_2_polos_x(x, frequencia_corte, reset);
```

```
y = passa_baixa_2_polos_y(y, frequencia_corte, reset);
```

```
*/
```

```
/*
```

```
coef_filtro1 = 0.95 funcionou bem para fdac = 50000 e fref = 2500
```

```
Quanto mais alto o coeficiente, mais tempo leva para convergir
```

```
e mais exata eh a resposta (menor oscilacao)
```

```
0.99 eh um bom valor (demora mais para convergir)
```

```
*/
```

```
x = passa_baixa_1_polo_x(x, coef_filtro1, reset);
```

```
y = passa_baixa_1_polo_y(y, coef_filtro1, reset);
```

```
*amplitude = 2.0 * sqrt(x*x + y*y);
```

```
*fase = atan2(-y, x);
```

```
}
```

```
/******
```

```
Void main()
```



```
{
DSS_init();
LOG_printf(&trace, "Amplificador Lock-in iniciado !\n");

/* Inicializacao de variaveis */
frequencia_de_referencia_discreta = 2.0 * PI * (frequencia_de_referencia_continua
/ frequencia_de_amostragem_dac);
frequencia_corte = 2.0 * frequencia_de_referencia_discreta; /* Quanto menor,
melhor */
reset = 1;

/* Loop vazio da BIOS */
return;
}

/*****/

static Void error(Void)
{
LOG_printf(&trace, "Erro na aquisicao do sinal !");

/* Loop Eterno */
for (;;)
}

/*****/

Void load(Int prd_ms)
{
/* Funcao periodica 1 */
/* Ocorre a cada 1000 ms = 1 s */
/* Recuperacao de sinal com Amplificador Lock-in para frequencia unica */
```

```
/*
LOG_printf(&trace, "Amplitude Recuperada : %#0.4f", amplitude_recuperada);
LOG_printf(&trace, "Fase Recuperada : %#0.4f", fase_recuperada);
*/
/*
LOG_printf(&trace, "Amplitude Minima : %#0.4f", minimo);
LOG_printf(&trace, "Amplitude Maxima : %#0.4f\n", maximo);
*/
}
```

```
/******
```

```
Void step(void)
```

```
{
```

```
/* Funcao periodica 2 */
```

```
/* Ocorre a cada 5000 ms = 5 s */
```

```
/* Lock-in Spectrum Analyzer (LSA) */
```

```
TIPOSAMPLE sinal = 0.0f;
```

```
TIPOSAMPLE componente_fase;
```

```
TIPOSAMPLE componente_quadratura;
```

```
TIPOSAMPLE frequencia_corte;
```

```
TIPOSAMPLE freq_min = 1320.0f; /* 22 * 60 Hz mas pode ser menor */
```

```
TIPOSAMPLE freq_max = 1380.0f; /* 23 * 60 Hz */
```

```
TIPOSAMPLE freq;
```

```
TIPOSAMPLE max_amp = -1e+6f;
```

```
TIPOSAMPLE max_freq = 0.0f;
```

```
TIPOSAMPLE amplitude_recuperada;
```

```
TIPOSAMPLE fase_recuperada;
```

```
TIPOSAMPLE p, ns, n;
```

```
TIPOSAMPLE fh, fo;
```

```
TIPOSAMPLE h, s;
```

```
Uns i, j;

/* LOG_printf(&trace, "Varredura de espectro iniciada\n"); */

/* Comeca em 1320 Hz */
freq_min = 1320.0;
/* Termina em 1380 Hz */
freq_max = 1380.0;
/* Resolucao de 1 Hz */
passo_freq = 1.0;
max_amp = -1e+6f;
max_freq = 0.0f;
j = 0;
for (freq = freq_min; freq <= freq_max; freq = freq + passo_freq)
    {
        resetlsa = 1;
        frequencia_de_referencia_discreta_lsa = 2.0 * PI * (freq /
frequencia_de_amostragem_dac);
        for (i = 0; i < MAXSAMPLES; i++)
            {
                referenciaalsa(1.0, &componente_fase, &componente_quadratura,
resetlsa);

                sinal = amostras[i];
                computador_vetorial(sinal, componente_fase,
componente_quadratura, &amplitude_recuperada, &fase_recuperada,
frequencia_corte, resetlsa);
                resetlsa = 0;
            }
        espectro[j++] = amplitude_recuperada;
        if (amplitude_recuperada > max_amp)
            {
                max_amp = amplitude_recuperada;
```

```
        max_freq = freq;
    }
}

/* RAS */
/* Resolucao de 0.1 Hz nas proximidades do maximo encontrado com resolucao
de 1 Hz */
/* Comeca 1 Hz antes */
freq_min = max_freq - 1.0;
/* Termina 1 Hz depois */
freq_max = max_freq + 1.0;
/* Resolucao de 0.1 Hz */
passo_freq = 0.01;
max_amp = -1e+6f;
max_freq = 0.0f;
j = 0;
for (freq = freq_min; freq <= freq_max; freq = freq + passo_freq)
    {
        resetlsa = 1;
        frequencia_de_referencia_discreta_lsa = 2.0 * PI * (freq /
frequencia_de_amostragem_dac);
        for (i = 0; i < MAXSAMPLES; i++)
            {
                referenciaalsa(1.0, &componente_fase, &componente_quadratura,
resetlsa);
                sinal = amostras[i];
                computador_vetorial(sinal, componente_fase,
componente_quadratura, &amplitude_recuperada, &fase_recuperada,
frequencia_corte, resetlsa);
                resetlsa = 0;
            }
        espectro[j++] = amplitude_recuperada;
```

```
    if (amplitude_recuperada > max_amp)
        {
            max_amp = amplitude_recuperada;
            max_freq = freq;
        }
    }

/* Variaveis de frequencia */
/* Frequencia de rede 60 Hz */
fo = 60.0;
fh = max_freq;

/* Razão entre a frequencia do maximo e a fundamental de 60 Hz */
h = fh / fo;

/* Calculo do escorregamento */
s = 1.0 - (h - 1.0) / 22.0;

/* Numero de polos = 4 */
p = 4.0;

/* Velocidade sincrona = 120 * 60 Hz / 4 polos = 1.800 rpm */
ns = 120.0 * fo / p;

/* Velocidade estimada no eixo do MIT */
n = ns * (1.0 - s);
/*
LOG_printf(&trace, "Amplitude de pico : %#0.4f\n", max_amp);
*/
LOG_printf(&trace, "Frequencia de pico : %#0.4f\n", max_freq);
LOG_printf(&trace, "Velocidade %#0.4f RPM\n", n);
```

```
/* Volta para o inicio do buffer para que ele seja repreenchido */
index = 0;

/* LOG_printf(&trace, "Varredura de espectro terminada"); */
}

/*****/

Void audio(PIP_Obj *in, PIP_Obj *out)
{
/* Loop principal de tratamento de sinal */

TIPOSAMPLE sinal = 0.0;
Uns size;

/* Testa erro na aquisicao */
if (PIP_getReaderNumFrames(in) == 0 || PIP_getWriterNumFrames(out) == 0)
    {
    error();
    }

/* Recebe sinal de entrada e aloca buffer de saida */
PIP_get(in);
PIP_alloc(out);

/* Copia dados de entrada no buffer de saida */
src = PIP_getReaderAddr(in);
dst = PIP_getWriterAddr(out);
size = PIP_getReaderSize(in);
PIP_setWriterSize(out,size);

for (; size > 0; size--)
```

```
{
/* Nao precisa mais gerar referencia porque eh LSA */
/* referencia(1.0, &componente_fase, &componente_quadratura, reset); */
sinal = (short int) *src++;
/*
saida = (short int) (amplitude_sinal * componente_fase);
*dst++ = (Uns) saida;
computador_vetorial(sinal, componente_fase, componente_quadratura,
&amplitude_recuperada, &fase_recuperada, frequencia_corte, reset);
*/
reset = 0;

if (sinal < minimo)
    minimo = sinal;
if (sinal > maximo)
    maximo = sinal;
if (index < MAXSAMPLES)
    amostras[index++] = sinal;
/* *dst++ = *src++; */
}

/* Transmite dados processados para a saida e libera buffer */
PIP_put(out);
PIP_free(in);
}
```

Apêndice C

Código-Fonte do Analisador de Espectro Lock-in para Matlab


```
% Lock-in Spectrum Analyzer (LSA)
% Arquivo : lockin.m
% Cálculo indireto da velocidade de um MIT a partir da corrente
% Determinação da frequência da componente de maior amplitude
% Eduardo Telmo Fonseca Santos
% 2002

clear
global sinal_fase_anterior;
global sinal_quadratura_anterior;
global seno_da_frequencia;
global cosseno_da_frequencia;
global amostra_filtradax;
global amostra_filtraday;
global freq_ref_discreta;
global coef_filtro;
global num_ticks;

% Conversor D/A com taxa de amostragem de 5000 Hz
% Aquisicao realizada com dispositivo de medicao externo ao DSK
freq_amostragem_dac = 5000;
% Frequencia de interesse (recuperacao de sinal) : (Exemplo : 1300 Hz)
freq_ref_continua = 1374;
% Coeficiente de corte do filtro passa-baixas : (Exemplo : 0 < 0.95 < 1)
coef_filtro = 0.999999999;
% Numero do arquivo utilizado :
num_arquivo = 1;
% Resolucao em frequencia (passo de varredura do Lock-in Spectrum Analyzer) :
passo_freq = 1;
%Amplitude da referencia (Exemplo : 1)
amplitude_referencia = 1;
```

```
% Inicializacao
sinal_fase_anterior = 0;
sinal_quadratura_anterior = 0;
seno_da_frequencia = 0;
cosseno_da_frequencia = 0;
amostra_filtradax = 0;
amostra_filtraday = 0;
freq_ref_discreta = 0;
num_ticks = 0;

% Leitura das correntes e tensões do MIT
load('dados\A0t1.TXT');
v1(:,1)=A0t1;
A0t1=0;
load('dados\A0t2.TXT');
v2(:,1)=A0t2;
A0t2=0;
load('dados\A0i1.TXT');
i1(:,1)=A0i1;
A0i1=0;
load('dados\A0i2.TXT');
i2(:,1)=A0i2;
A0i2=0;

% Taxa de amostragem e número de amostras por variável lida
Fs=5000;
N=2048;

freq_ref_discreta = (2.0 * pi) * freq_ref_continua / freq_amostragem_dac;
% Nyquist / Shanon :
% frequencia_passa_baixa = 2.0 * freq_ref_continua;
amplitude_sinal = 100.0;
```

```
% Quanto menor, melhor
frequencia_corte = 2.0 * freq_ref_discreta;

% Loop de recuperação lock-in :
tic
reset = 1;
tami1 = length(i1(:,1));
% fhmin <= 22 * 60 (pode ser menor)
% fhmax = 23 * 60
fhmin=1320;
fhmax=1380;
min_amp = 1e+30;
min_freq = 1e+30;
max_amp = -1;
max_freq = -1;
conta_freq = 1;
% Laço principal do LSA (Lock-in Spectrum Analyzer)
% Varredura de frequencias (1320 Hz ... 1380 Hz)
for freq_ref_continua = fhmin:passo_freq:fhmax,
    freq_ref_continua
    % Discretizacao do angulo
    freq_ref_discreta = (2.0 * pi) * freq_ref_continua / freq_amostragem_dac;
    sinal_fase_anterior = 0;
    sinal_quadratura_anterior = 0;
    seno_da_frequencia = 0;
    cosseno_da_frequencia = 0;
    amostra_filtrodax = 0;
    amostra_filtrodax = 0;
    num_ticks = 0;
    reset = 1;
    % Recuperacao de sinal para cada frequencia especifica
    for i = 1:tami1,
```

```
        % Calcula sinal de referência amostrado
        [componente_fase,          componente_quadratura]          =
referenc(amplitude_referencia, reset);
        % Sinal de interesse :
        sinal_medido = i1(i, num_arquivo);
        % Sinal de referência (DAC) :
        sinal_de_referencia = componente_fase;
        % Recuperação de sinal (amplitude e fase) :
        [amplitude_recuperada, fase_recuperada] = compvect(sinal_medido,
componente_fase, componente_quadratura, frequencia_corte, reset);
        amps(i) = amplitude_recuperada;
        fass(i) = fase_recuperada;
        reset = 0;
    end
    % Exibe a amplitude e fase recuperadas para cada frequencia
    amplitude_recuperada
    fase_recuperada
    % Busca a frequencia cuja amplitude e a maxima do intervalo
    if amplitude_recuperada > max_amp
        max_amp = amplitude_recuperada;
        max_freq = freq_ref_continua;
    end
    if amplitude_recuperada < min_amp
        min_amp = amplitude_recuperada;
        min_freq = freq_ref_continua;
    end
    amplitudes(conta_freq) = amplitude_recuperada;
    fases(conta_freq) = fase_recuperada;
    conta_freq = conta_freq + 1;
end
disp 'Tempo decorrido em minutos : '
tempo = toc / 60
```

```
plot(fhmin:passo_freq:fhmax,amplitudes);  
min_amp  
min_freq  
max_amp  
max_freq
```

```
% Lock-in Spectrum Analyzer
% Arquivo : fpbx.m
% Filtro passa-baixas IIR de 1 pólo para a componente X (0 < corte < 1)
% Eduardo Telmo Fonseca Santos
% 2002

function [amostra_filtrada] = fpbx(amostra, corte)
global amostra_filtradax;

amostra_filtrada = (1.0 - corte) * amostra + corte * amostra_filtradax;
amostra_filtradax = amostra_filtrada;
```

```
% Lock-in Spectrum Analyzer
% Arquivo : fpby.m
% Filtro passa-baixas IIR de 1 pólo para a componente Y (0 < corte < 1)
% Eduardo Telmo Fonseca Santos
% 2002

function [amostra_filtrada] = fpby(amostra, corte)
global amostra_filtraday;

amostra_filtrada = (1.0 - corte) * amostra + corte * amostra_filtraday;
amostra_filtraday = amostra_filtrada;
```

```
% Lock-in Spectrum Analyzer
% Arquivo : compvect.m
% Computador vetorial para recuperar amplitude e fase do sinal de interesse
% Eduardo Telmo Fonseca Santos
% 2002

function [amplitude, fase] = compvect(sinal, componente_fase,
componente_quadratura, frequencia_corte, reset)
global coef_filtro;

x = sinal * componente_fase;
y = sinal * componente_quadratura;

% 0.95 funcionou bem para fdac = 50000 e fref = 2500
% Quanto mais alto o coeficiente, mais tempo leva para convergir
% e mais exata eh a resposta (menor oscilacao)
% 0.99 eh um bom valor (demora mais para convergir)

x = fpbx(x, coef_filtro);
y = fpby(y, coef_filtro);

amplitude = 2 * sqrt(x*x + y*y);

% atan() oscila entre w e -w (w é uma constante qualquer), não sendo adequado
% fase = atan(-y/x);
% -pi <= atan2(y,x) <= pi (resolve o problema do atan())
fase = atan2(-y, x);
```



```
% Lock-in Spectrum Analyzer
% Arquivo : referenc.m
% Cálculo do sinal de referência com equações recursivas
% Eduardo Telmo Fonseca Santos
% 2002

function [comp_fase, comp_quad] = referencia(amplitude, reset)
global sinal_fase_anterior;
global sinal_quadratura_anterior;
global freq_ref_discreta;
global seno_da_frequencia;
global cosseno_da_frequencia;
global num_ticks;

if (reset == 0)
    sinal_fase = sinal_fase_anterior * cosseno_da_frequencia -
sinal_quadratura_anterior * seno_da_frequencia;
    sinal_quadratura = sinal_quadratura_anterior * cosseno_da_frequencia +
sinal_fase_anterior * seno_da_frequencia;
else
    cosseno_da_frequencia = cos(freq_ref_discreta);
    seno_da_frequencia = sin(freq_ref_discreta);
    sinal_fase = cosseno_da_frequencia;
    sinal_quadratura = seno_da_frequencia;
end
comp_fase = amplitude * sinal_fase;
comp_quad = amplitude * sinal_quadratura;
sinal_fase_anterior = sinal_fase;
sinal_quadratura_anterior = sinal_quadratura;
```

Bibliografia

- [1] MEADE, Mike L., *"Lock-in amplifiers : principles and applications"*, IEE Electrical Measurement Series 1, Short Run Press Ltd., 1983
- [2] STARK, Henry Stark, WOODS, John W., *"Probability, Random Processes, and Estimation Theory for Engineers"*, Prentice Hall, 1998
- [3] OPPENHEIM, Alan V., WILSKY, Alan S., *"Signal and Systems"*, Prentice-Hall, 1997
- [4] TOMPKINS, Willis J., *"Biomedical Digital Signal Processing"*, Prentice Hall, 1993
- [5] PRESS, William H. et al, *"Numerical Recipes"*, Cambridge University Press, 1992
- [6] HURST, Kevin D., HABETLER, Thomas G., *"Sensorless Speed Measurement Using Current Harmonic Spectral Estimation in Induction Machine Drives"*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, Number 1, 1996
- [7] MUÑOZ, Nardo Toledo, *"Cálculo de enrolamentos de máquinas elétricas e sistemas de alarme"*, Biblioteca Técnica Freitas Bastos, 1987
- [8] HAYT, William H., KEMMERLY, Jack E., *"Análise de Circuitos em Engenharia"*, McGraw-Hill, 1973
- [9] HIGGINBOTHAM, David E., et al, *"Engenharia Elétrica"*, McGraw-Hill, 1981
- [10] NATALE, Ferdinando, *"Tecnologia Digital"*, Atlas, 1992
- [11] IFEACHOR, Emmanuel C., JERVIS, Barrie W., *"Digital Signal Processing – A Practical Approach"*, Addison-Wesley, 1996
- [12] MARPLE, S. Lawrence, *"Digital Spectral Analysis with applications"*, Prentice-Hall, 1987
- [13] DEFATTA, David J., et al, *"Digital Signal Processing – A System Design Approach"*, Wiley, 1988
- [14] HSU, Hwei P., *"Applied Fourier Analysis"*, Hartcourt Brace College Publishers, 1984

- [15] CHEN, Swei Feng, et al, "*Implementación de un amplificador lock-in digital con el DSP32C*", Revista de Física Aplicada e Instrumentação, vol. 11, Nº 4, 1996
- [16] CARLSON, A. Bruce, "*Sistemas de comunicação*", McGraw-Hill, 1981
- [17] SCHILDT, Herbert, "*Turbo C Avançado – Guia do usuário*", McGraw-Hill, 1990
- [18] SCHILDT, Herbert, "*Linguagem C – Guia do usuário*", McGraw-Hill, 1990
- [19] SCHILDT, Herbert, "*C Completo e total*", McGraw-Hill, 1997
- [20] MALVINO, Albert Paul, "*Microcomputadores e Microprocessadores*", McGraw-Hill, 1985
- [21] "DSP Starter Kit Manual", Texas Instruments, 1998
- [22] "TMS320C3x Digital Signal Processing Teaching Kit – Instructor's Guide", Texas Instruments, 1998
- [23] "*Code Composer Studio Quick Start*", Texas Instruments, 2001
- [24] "*Code Composer Studio Tutorial*", Texas Instruments, 2001
- [25] "*Code Composer Studio User's Guide*", Texas Instruments, 2001
- [26] "*TMS320C6000 DSP/BIOS User's Guide*", Texas Instruments, 2001
- [27] "*TMS320C6000 DSP/BIOS Application Programming Interface (API) Reference Guide*", Texas Instruments, 2001
- [28] "*TMS320C6000 Optimizing Compiler User's Guide*", Texas Instruments, 2001
- [29] "TMS320C6000 Programmer's Guide", Texas Instruments, 2001
- [30] "TMS320C6000 Technical Brief", Texas Instruments, 2001