

MODELO AUTOREGRESSIVO APLICADO A ANÁLISE ESPECTRAL DE SINAIS
DOPPLER ULTRA-SÓNICOS EM TEMPO-REAL

por

F.S. SCHLINDWEIN¹ e D.H. EVANS²

RESUMO -- A estimação da densidade espectral de potência de sinais Doppler é normalmente realizada através de uma transformada rápida de Fourier (FFT). Apesar de ser um algoritmo computacionalmente muito eficiente e produzir resultados satisfatórios para o regime de análise normalmente usado (128 componentes de frequência calculados a cada 5 ou 10 ms), a FFT tem limitações: A estimativa do espectro produzida pela FFT é um sinal discreto com $N/2$ valores para N amostras do sinal Doppler; a resolução espectral é o inverso do intervalo de tempo correspondente ao segmento de sinal analisado, e a FFT assume implicitamente periodicidade do sinal, o que, para trechos finitos de sinal, causa o fenômeno de 'leakage'. A técnica autoregressiva (AR) produz um espectro contínuo, não assume que o sinal seja periódico no domínio do tempo, e nem sofre dos indesejáveis efeitos decorrentes da aplicação de 'janelas anti-leakage'. Em situações onde o espectro do sinal varia rapidamente no tempo o modelo autoregressivo apresenta-se como uma técnica promissora pela capacidade de estimar o espectro do sinal a partir de segmentos curtos. Um sistema composto por um processador de sinais digitais TMS320C25 e um microcomputador pessoal foi programado para obter, em tempo-real, o espectro do sinal Doppler utilizando o modelo AR de máxima entropia para a análise espectral. O sistema amostra o sinal Doppler com frequências de até 40.96kHz e produz 128 componentes de frequência a partir de 64 amostras. O sonograma-AR é exibido na tela do microcomputador em tempo-real. A análise de cada segmento é realizada em 3.2ms, tipicamente.

¹ Professor Assistente do Departamento de Engenharia Eletrônica da Escola de Engenharia da UFRJ, e do Programa de Engenharia Biomédica da COPPE/UFRJ, CEP 21945 - Rio de Janeiro, RJ. Brasil.

² Top Grade Physicist, Department of Medical Physics & Clinical Engineering, Leicester Royal Infirmary. Leicester LE1 5WW, UK. (endereço para correspondência).

INTRODUÇÃO

A técnica Doppler é largamente utilizada na rotina clínica para avaliação da condição vascular. Sendo não-invasivo, o exame dopplerométrico presta-se para acompanhamento de casos, e já que o velocímetro Doppler é um instrumento relativamente barato e o exame dopplerométrico é rápido, a técnica constitui-se excelente método de triagem para exames mais sofisticados (Brum e cols., 1980).

O desvio em frequência do sinal Doppler é proporcional a velocidade de fluxo sanguíneo em cada instante no voxel iluminado pelo transdutor. Idealmente o espectro de frequência do sinal Doppler corresponde a um histograma das velocidades do sangue no vaso. Sendo assim, respeitadas certas condições (principalmente iluminação uniforme do vaso e banda de frequência transmitida estreita, Evans 1986), a avaliação qualitativa da velocidade sanguínea pode ser feita através da análise espectral do sinal Doppler.

O estudo da condição vascular pela técnica Doppler pode ser feito a partir do sinal de áudio (análise espectral) ou a partir de algum tipo de estimador da frequência média (ou máxima) deste. Inicialmente os velocímetros Doppler continham um processador analógico que produzia um sinal de 'velocidade média' baseado em um demodulador de frequência do tipo 'contador de cruzamentos por zero'. A precisão do detetor de cruzamentos por zero é bastante discutível (Lunt, 1975). Apesar disso, por ser de fácil construção, este tipo de detetor tem sido muito utilizado para exames qualitativos, em que a forma de onda é analisada (Brum e cols., 1980, Schindwein, 1982, Ferreira, Brum e Panerai, 1984). Ao detetor de cruzamentos por zero seguiram-se o estimador de velocidade média descrito por Arts e Roevros (1972) e o detetor por 'phase locked loop' (Sainz, Roberts and Pinardi, 1976). Alguns pesquisadores utilizaram curvas provenientes da digitalização manual ou automática de envelopes de sonogramas para seus estudos (Evans and MacPherson, 1982, Gibbons, Evans, Barrie and Cosgriff, 1981).

Nas técnicas supra-citadas uma estimativa de frequência (velocidade) média (ou máxima) é empregada para gerar um sinal ao longo do tempo. Como a forma de onda desse sinal muda suas características em determinadas condições patológicas, a análise desta forma de onda pode auxiliar o diagnóstico de doenças arteriais (Gosling, King and Woodcock, 1972; Brody and Meindl, 1974; Johnston, Maruzzo and Cobbold, 1978; Brum e cols., 1980; Clifford and cols., 1981). Como essas técnicas fornecem apenas um estimador da velocidade média (ou máxima) e o sinal Doppler contém um espectro de frequências, a análise espectral em tempo-real do sinal de áudio era a grande promessa do final da década passada. Alguns pesquisadores chegaram a implementar analisadores espectrais em tempo-real utilizando bancos de filtros (Johnston, Maruzzo and Cobbold, 1977).

No início da década, com a tecnologia de 'bit-slice' surgiram os primeiros sistemas de pequeno porte capazes de realizar a análise espectral de sinais na faixa de áudio em tempo real digitalmente (Pedersen, 1982). Com o lançamento dos processadores de sinais digitais (DSP's), veio a implementação da técnica de Fourier para análise espectral utilizando sistemas compostos por um DSP e um microcomputador pessoal (Schlindwein e Evans, 1987, Schlindwein, Smith e Evans, 1988), barateando o custo final do analisador espectral e permitindo o projeto do sistema a partir de blocos 'standard', produzidos comercialmente.

A estimação da densidade espectral de potência de sinais Doppler é normalmente realizada através da aplicação de uma transformada rápida de Fourier diretamente ao sinal amostrado seguida da elevação ao quadrado das magnitudes da transformada. O sinal é processado em segmentos individuais de 128 ou 256 amostras, sendo que normalmente cada segmento é multiplicado por uma janela 'anti-leakage' previamente ao cálculo da FFT (Bingham, Godfrey and Tukey, 1967) Os segmentos podem ser justapostos no tempo ou com superposição parcial, conforme a fig. 1 (Welch, 1967). Esta técnica de efetuar a transformada diretamente no sinal foi primeiro descrita por Schuster (1898), que cunhou o nome 'periodograma' para designar o espectro do sinal obtido dessa maneira. O nome foi feliz, e até hoje o processo é conhecido como 'técnica dos periodogramas'.

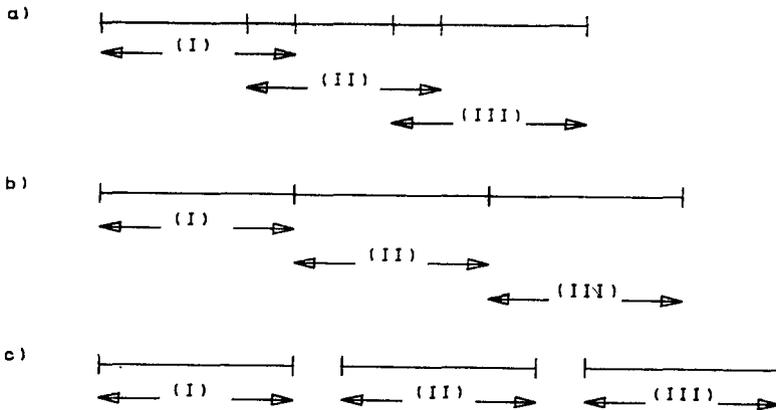


Figura 1 - Dependendo do tempo total de processamento (T_t), três tipos de particionamento podem ser implementados. Caso T_t seja menor que o tempo de aquisição ($N T$), pode-se implementar sobreposição parcial de segmentos (a), ou os segmentos podem ser justapostos (b); se T_t for maior que $N T$, algumas amostras serão perdidas (c).

A maneira mais comum de exibir a informação espectral é o sonograma, em que o eixo das abscissas corresponde a tempo, o das ordenadas a frequências (velocidades) e a potência do sinal (correspondente ao número de hemácias animadas daquela particular velocidade em cada instante) é representada como intensidade na tela ou nível de cinza no papel (fig.2).

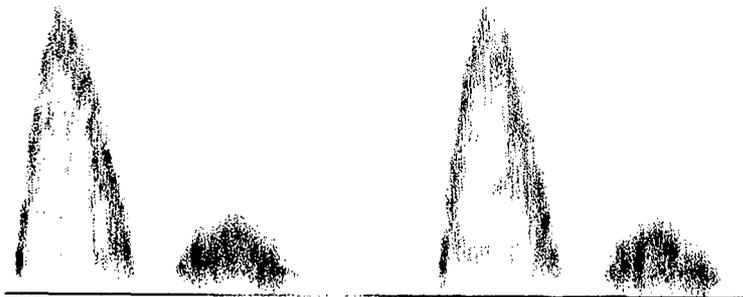


Figura 2 - Sonograma AR do sinal Doppler da artéria femoral comum de um voluntário assintomático. O sinal acima do eixo das abscissas corresponde a fluxo no sentido do transdutor e abaixo do eixo, a fluxo no sentido contrário. A ordem usada para o modelo AR foi $p=20$.

A técnica de periodogramas é computacionalmente bastante eficiente e produz resultados satisfatórios para o regime de análise normalmente usado (128 componentes de frequência a cada 5 ou 10 ms), mas sofre de algumas limitações: A resolução espectral é o inverso do intervalo de tempo correspondente ao segmento analisado. Isso significa que para se ter melhor resolução espectral, devem-se utilizar segmentos mais longos, o que nem sempre é possível com sinais tipicamente não-estacionários como o sinal Doppler. A transformada discreta de Fourier (DFT) assume implicitamente que o sinal seja periódico e que o intervalo de sinal analisado corresponde a um número inteiro de períodos. Como esse não é o caso em se tratando de sinais genéricos, a 'periodicidade' implícita no cálculo da DFT causa descontinuidades nos extremos do segmento que na verdade não existem no sinal original. A energia associada a essa pseudo descontinuidade se espalha para todos os coeficientes da transformada, corrompendo a estimativa do espectro. Esse fenômeno é bastante conhecido pelo nome de 'leakage' (vazamento). Quando, numa tentativa de reduzir o 'leakage', se utiliza uma janela de processamento 'antileakage', o preço pago pela redução do fenômeno é um empobrecimento da resolução espectral (Gold and Rader, 1969, Harris, 1978).

Na técnica autoregressiva de máxima entropia um conjunto de coeficientes é calculado a partir da função de autocorrelação

(FAC) do sinal, e esses coeficientes são usados para extrapolar a FAC além dos valores conhecidos. O estimador do espectro é obtido a partir dessa função de autocorrelação extrapolada. Esse procedimento significa que não é assumido que o sinal seja periódico ou nulo fora do intervalo de amostragem, sendo assim, a técnica não sofre os efeitos indesejáveis de aplicação de janelas de processamento. Como a densidade espectral de potência é a transformada de Fourier da função de autocorrelação, a extrapolação dos coeficientes também implica que o método não está restrito a estimação de apenas $N/2$ componentes espectrais para segmentos de N amostras. Em 1986, Kitney e Giddens sugeriram que a habilidade de estimar o conteúdo de frequência de sinais a partir de segmentos muito menores torna a técnica autoregressiva atraente para a estimação do conteúdo de frequência de sinais Doppler correspondentes a fluxo instável (pouco estacionário).

Esse artigo descreve a implementação, em tempo-real, da técnica autoregressiva de máxima entropia para análise espectral de sinais Doppler e discute brevemente algumas possíveis vantagens desta sobre a técnica dos periodogramas.

TRANSFORMADA DE FOURIER, TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER,
FUNÇÃO DE AUTOCORRELAÇÃO E A FUNÇÃO DENSIDADE ESPECTRAL

A transformada de Fourier de um sinal analógico, determinístico e contínuo no tempo, $x(t)$, é o sinal contínuo $X(f)$, definido como

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \exp(-j2\pi ft) dt \quad (1)$$

e o quadrado dos valores absolutos da transformada é chamado espectro de energia do sinal, $S(f)$

$$S(f) = |X(f)|^2 \quad (2)$$

Quando se trata de processamento digital de sinais, duas modificações são introduzidas a partir das definições acima: Em primeiro lugar, computadores digitais não podem trabalhar com sinais contínuos, logo o sinal $x(t)$ é discretizado.

Uma das diferenças entre a transformada de Fourier de uma série discreta e a do sinal contínuo que deu origem a série é o fato de que a transformada da série é periódica, com período $1/T$, onde ' T ' é o período de amostragem. Amostragem no domínio do tempo corresponde a periodicidade no domínio da frequência e vice-versa (Brigham, 1974). Desde que o sinal original não possua frequências acima de $1/2T$, o formato do espectro não é corrompido pela amostragem. Como sempre é possível garantir a ausência de 'aliasing' utilizando-se um filtro analógico passa-baixas com frequência de corte na maior frequência de interesse e escolhendo-se uma taxa de amostragem conveniente, não é a

amostragem o maior problema na estimação digital do conteúdo de frequências de um sinal.

Um efeito adicional é causado pela quantização do sinal de entrada, já que o conversor A/D introduz um erro de arredondamento aleatório de até 1/2 bit. Esse efeito foi estudado em detalhe por Gold e Rader (1969).

A segunda modificação no tratamento da série por técnicas digitais é que introduz os maiores problemas no que concerne a estimação do espectro de sinais. Como na prática não se pode usar uma série infinita, o procedimento usual consiste em tomar um trecho finito do sinal a analisar, $x(t)$ e contentar-se em estudar a série finita resultante do truncamento do sinal original amostrado em N valores.

Já que nenhuma restrição foi imposta ao que acontece ao sinal fora do intervalo das N amostras de que se dispõe, uma das possíveis situações é que o sinal se repete periodicamente fora do intervalo. Como consequência, a transformada do sinal $x'(n)$ é uma série discreta (lembrando que a uma função periódica no domínio do tempo corresponde um par de Fourier discreto no domínio da frequência), e a definição da transformada discreta de Fourier (DFT) emerge:

$$X'(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x'(n) \exp(-j2\pi nk) / N, \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (3)$$

com a correspondente definição de espectro

$$S'(k) = |X'(k)|^2, \quad (4)$$

periódico e discreto.

Neste ponto é importante notar que a DFT é uma estimativa da transformada do sinal original e que a forma do 'espectro' obtido segundo a eq.(4) não é igual a do verdadeiro espectro do sinal original, $x(t)$, mas uma aproximação. A validade da aproximação depende do comportamento do sinal original fora do intervalo utilizado para a obtenção da DFT. Assim, se o sinal $x(t)$ é de fato periódico e o trecho utilizado para o cálculo da DFT corresponde a um número inteiro de períodos, então a forma do espectro $S'(k)$ é igual a forma do verdadeiro espectro $S(f)$, mas como no caso genérico isso não é o que ocorre, os estimadores de espectro utilizando a técnica de periodogramas são uma aproximação do espectro contínuo $S(f)$ e devem ser tratados com cuidado (ver fig.3). Além disso, já que se utiliza apenas um segmento finito do sinal (não determinístico, em geral), estimativas estatisticamente instáveis do espectro do processo podem resultar, já que a 'amostra' finita do sinal original pode ser pouco representativa do comportamento estatístico do mesmo. A estimativa do espectro fica ainda mais distorcida quando, na tentativa de reduzir o 'leakage' devido às descontinuidades provocadas pelo truncamento do sinal e a pseudo

periodicidade assumida pela DFT, janelas de processamento são empregadas.

O teorema de Wiener-Khinchin estabelece que o espectro de energia de um sinal e a sua função de autocorrelação constituem um par de Fourier

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xx}(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau, \quad (5)$$

onde $R_{xx}(\tau)$ é a função de autocorrelação do sinal $x(t)$. Em 1958, Blackman e Tukey sugeriram que, para a estimação do espectro de séries finitas de processos estacionários, uma versão discreta da equação de Wiener-Khinchin poderia ser empregada, truncando a função de autocorrelação em alguns poucos coeficientes, o que resulta no estimador

$$S_{BT}(f) = T \sum_{k=-M}^{M-1} \hat{R}_{xx}(k) \exp(-j2\pi fkT). \quad (6)$$

Esta expressão, juntamente com a do estimador da FAC

$$\hat{R}_{xx}(k) = \sum_{n=0}^{N-k-1} [x(n+k) x(n)] / (N-k) \quad (7)$$

permite estimativas consistentes do espectro do sinal original (consistentes no sentido de que a média dos estimadores calculados segundo a eq.(6) para várias realizações do processo converge para o espectro do sinal original e a variância do estimador tende a zero).

O MODELO AUTOREGRESSIVO E A FUNÇÃO DENSIDADE ESPECTRAL

Técnicas de estimação do espectro de um trecho de sinal podem ser encaradas como tentativas de ajustar o segmento de sinal a um modelo pré-concebido. A técnica de estimação espectral tradicional, utilizando a FFT é baseada num modelo de série de Fourier para os dados, ie, assume-se que o processo do qual o sinal foi obtido se comporta como uma soma finita de senóides (ou exponenciais) e os coeficientes das senóides que melhor descrevem o trecho de sinal de que dispomos, calculados segundo algum critério de convergência, descrevem o processo segundo o modelo.

A escolha do modelo a empregar depende do tipo de sinal que se deseja analisar e o tipo de informação que se deseja obter. Não há uma técnica universal que deva ser empregada para a análise de toda e qualquer série, em toda e qualquer situação (Jenkins and Watts, 1968).

Dependendo do tipo de sinal a ser analisado, o modelo de Fourier pode não ser o mais adequado para descrever o processo, ie, é possível que algum outro modelo seja capaz de descrever o sinal em mais detalhe (com melhor resolução espectral, por exemplo), ou que faça extrapolações mais razoáveis a respeito do comportamento do sinal fora do intervalo utilizado (evitando o 'leakage' e a necessidade de utilizar janelas de processamento).

A fig.3 ilustra uma situação em que as técnicas tradicionais de Blackman & Tukey (com $M=25$) e FFT com janela de Hanning não conseguem resolver as duas componentes espectrais de um processo que consiste da soma de duas senóides com frequências normalizadas de 12.1/32 e 12.9/32, enquanto a técnica auto-regressiva (com $p=25$) resolve.

O modelo autoregressivo assume que o valor atual do processo, x_n , pode ser descrito como uma função de uma série finita de valores do processo mais o valor atual de um ruído branco, n_n , como função forçante (Box and Jenkins, 1976). Um processo autoregressivo de ordem p e média zero é definido como

$$x_n = n_n - a_1 x_{n-1} - a_2 x_{n-2} - a_3 x_{n-3} - \dots - a_p x_{n-p} \quad (8)$$

O modelo contém $n+1$ parâmetros que devem ser estimados a partir dos dados: os coeficientes, $a(k)$, e a variância do ruído branco, σ^2 . A estimação desses parâmetros resulta em equações lineares, denominadas equações de Yule-Walker.

Equações de Yule-Walker e algoritmo recursivo para o cálculo dos parâmetros do modelo autoregressivo

O método clássico de calcular os coeficientes, $a(k)$, e a variância do ruído forçante, σ^2 , de um processo autoregressivo (AR) de média zero e ordem p é através das equações de Yule-Walker (Kay and Marple, 1981)

$$\begin{aligned} R_{xx}(0) + a_1 R_{xx}(1) + a_2 R_{xx}(2) + \dots + a_p R_{xx}(p) - \sigma^2 &= 0 \\ R_{xx}(1) + a_1 R_{xx}(0) + a_2 R_{xx}(1) + \dots + a_p R_{xx}(p-1) &= 0 \\ R_{xx}(2) + a_1 R_{xx}(1) + a_2 R_{xx}(0) + \dots + a_p R_{xx}(p-2) &= 0 \\ R_{xx}(3) + a_1 R_{xx}(2) + a_2 R_{xx}(1) + \dots + a_p R_{xx}(p-3) &= 0 \\ \vdots & \\ R_{xx}(p) + a_1 R_{xx}(p-1) + a_2 R_{xx}(p-2) + \dots + a_p R_{xx}(0) &= 0 \end{aligned} \quad (9)$$

onde $R_{xx}(k)$ é o estimador da função de autocorrelação

$$R_{xx}(k) = \frac{\sum_{n=0}^{N-k-1} x(n+k)x(n)}{N} \quad (10)$$

e σ^2 é a variância do ruído branco.

Notar que a eq.(10) representa um estimador tendencioso para a FAC, dando um peso maior para os primeiros valores e diminuindo o peso linearmente para zero a medida que k tende

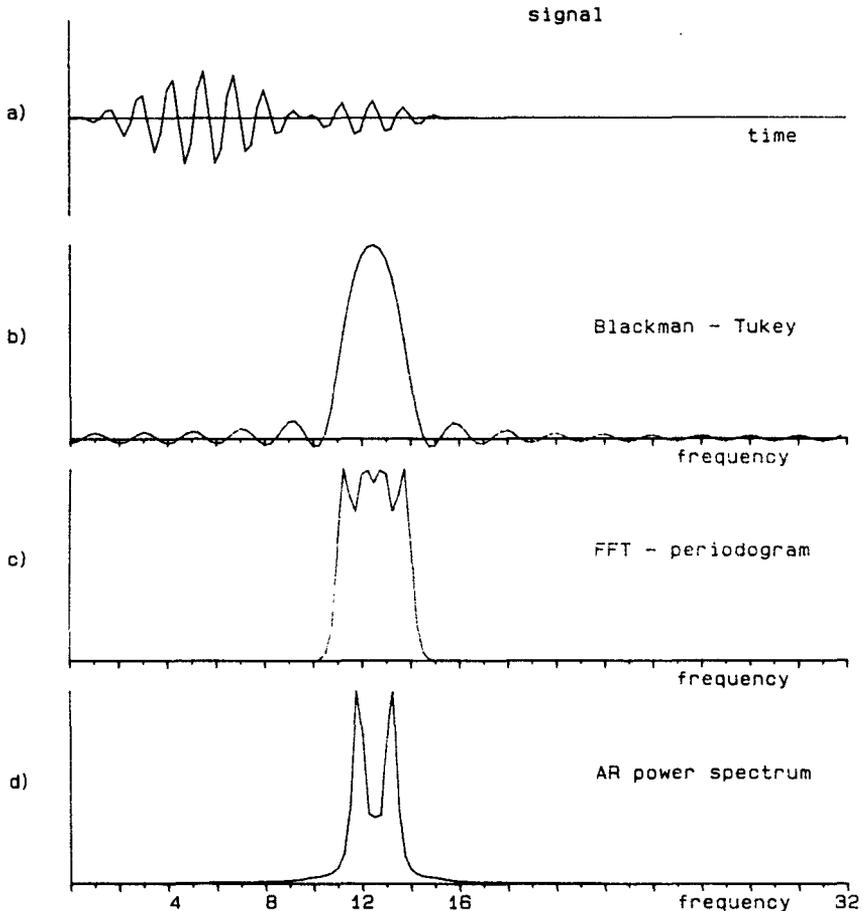


Figura 3 - O sinal (a) corresponde a 64 amostras de um processo que consiste da soma de duas senóides de mesma amplitude e frequências próximas. As estimativas do espectro segundo as técnicas tradicionais de Blackman & Tukey (b) e FFT-periodograma (c) não conseguem resolver as duas componentes, mas a técnica autoregressiva (d) consegue.

para N. Esta definição alternativa para o estimador da FAC é defendida por Gold e Rader (1969) e por Box e Jenkins (1976), que argumentam que o estimador tendencioso é estatisticamente melhor que o estimador não tendencioso da eq.(7), já que, na medida que $k \rightarrow N$, as estimativas dos valores da FAC são estatisticamente mais pobres porque menos termos da série original foram usados para o cálculo; assim, menor peso deve-lhes ser atribuído.

Um método alternativo para a obtenção dos parâmetros autoregressivos é o chamado algoritmo de Levinson-Durbin (Kay and Marple, 1981). O método é computacionalmente muito eficiente e baseia-se na importante propriedade de que os coeficientes de um processo AR de ordem k podem ser obtidos a partir dos parâmetros do modelo de ordem k-1, mais k valores da função de autocorrelação. Inicialmente os coeficientes do processo de primeira ordem são obtidos, e a partir desses, o algoritmo continua iterativamente até a ordem desejada p.

Nas equações de Levinson-Durbin que seguem, dois índices são empregados para os coeficientes $a(k,i)$. O primeiro índice, k, representa a ordem do modelo e o segundo, i, o número do coeficiente.

O modelo de primeira ordem é definido por

$$a(1,1) = -R_{XX}(1)/R_{XX}(0), \text{ e} \quad (11)$$

$$\sigma(1)^2 = [1 - a(1,1)^2] R_{XX}(0), \quad (12)$$

e então a seguinte iteração é utilizada para a obtenção de ordem superiores, desde $k = 2$ até p

$$a(k,k) = -[R_{XX}(k) + \sum_{i=1}^{k-1} a(k-1,i)R_{XX}(k-i)] / \sigma(k-1)^2, \quad (13)$$

$$a(k,i) = a(k-1,i) + a(k,k)a(k-1,k-i), \quad (14)$$

$$\sigma^2(k) = [1 - a(k,k)^2] \sigma(k-1)^2. \quad (15)$$

Quando a ordem desejada, p, é alcançada, a estimativa da densidade espectral de energia do sinal é dada por

$$S_{AR}(f) = \sigma(p)^2 T / \left| \sum_{n=0}^p a(p,n) \exp(-j2\pi fnt) \right|^2, \quad (16)$$

onde $a(p,0) = 1$

Note-se que a equação (16) refere-se a uma função contínua, $S(f)$, obtida a partir de uma série discreta finita de parâmetros, $a(p,n)$ e $\sigma(p)^2$. Para executar a tarefa em um computador digital, o espectro de energia é calculado para uma série finita de frequências, k

$$S_{AR}(k) = \sigma(p)^2 T / \left| \sum_{n=0}^p a(p,n) \exp(-j2\pi nkT) \right|^2 \quad (17)$$

onde $a(p,0) = 1$.

Se somente $p+1$ valores forem necessários e esse valor for uma potência inteira de dois, então a expressão no denominador pode ser avaliada utilizando-se um eficiente algoritmo de FFT.

Estimador espectral de máxima entropia

A estimação do espectro pela técnica de máxima entropia baseia-se numa extrapolação dos valores conhecidos (ou estimados) da função de autocorrelação utilizando o modelo autoregressivo como base para tal extrapolação. Supondo que $p+1$ valores da FAC são conhecidos, $R_{xx}(0)$ até $R_{xx}(p)$, a extrapolação da FAC segundo a técnica de máxima entropia é dada por

$$\begin{aligned} r_{xx}(n) &= R_{xx}(n) && \text{para } |n| \leq p \\ r_{xx}(n) &= - \sum_{k=1}^p a(p,k) r_{xx}(n-k) && \text{para } |n| > p \end{aligned} \quad (18)$$

Esta extrapolação da FAC, sugerida por Burg (Kay and Marple, 1981), é a base para a obtenção do espectro do sinal segundo a técnica de máxima entropia. A técnica tem esse nome porque a extrapolação da FAC de acordo com a eq.(18) é aquela que maximiza a aleatoriedade da porção não conhecida da série temporal, produzindo o espectro mais 'branco', ie, a extrapolação de máxima entropia é aquela que impõe o menor número de restrições ao comportamento da série fora dos limites conhecidos (Kay and Marple, 1981).

Quando a técnica de máxima entropia é utilizada, a densidade espectral de energia do sinal é dada por uma expressão equivalente a equação (16)

$$S_{ME}(k) = T \sum_{n=-\infty}^{\infty} r_{xx}(n) \exp(-j2\pi knT) \quad (19)$$

e, na prática, já que os valores de $r_{xx}(n)$ tendem a zero para $n \rightarrow \infty$, o somatório pode ser limitado a $2M$ parcelas

$$\hat{S}_{ME}(k) = T \sum_{n=-M}^{M-1} r_{xx}(n) \exp(-j2\pi knT), \quad (20)$$

onde M pode ser escolhido como uma potência de dois para permitir o emprego de uma FFT para o cálculo do estimador do espectro.

Como a maior parte dos problemas da técnica dos periodogramas para a estimação do espectro está relacionada às restrições feitas ao comportamento do sinal fora do intervalo medido (periodicidade), e já que o modelo autoregressivo não faz esta restrição, a técnica AR não sofre as seqüelas da necessidade de utilizar janelas 'anti-leakage'. Como a FAC pode ser estendida conforme a eq.(18), e $r_{xx}(n)$ é constituída de uma quantidade de valores limitada apenas por erros de aproximação, o número de componentes espectrais na técnica AR não é limitado a $N/2$ valores para N amostras (fig.3). Isso pode ser particularmente interessante na estimação do conteúdo de frequências de sinais pouco estacionários, já que séries temporais mais curtas podem ser empregadas pelo modelo AR comparativamente a técnica tradicional de FFT's. Cabe salientar que os valores adicionais obtidos no espectro de frequência devido a extrapolação da FAC não são, de modo algum equivalentes a interpolação tipo $\text{sen}(f)/f$ obtida quando a série temporal é complementada com zeros na técnica de Fourier!

DECISÕES DE PROJETO

Antes de implementar um analisador espectral em tempo-real, é preciso conhecer o tipo de sinal que se deseja analisar e algumas decisões de projeto precisam ser tomadas:

- Qual frequência de amostragem deve ser empregada?
- Qual é o tamanho do segmento de sinal a ser utilizado para as estimativas do espectro?
- Quantas componentes espectrais são desejadas?
- Quantos espectros por segundo são desejados (resolução temporal)?

O conteúdo de frequência do sinal determinará a frequência de amostragem a empregar, já que a máxima frequência analisada, F_{max} , é a metade da frequência de amostragem, f_{am} . Como tal informação não é conhecida 'a priori', é interessante dotar o sistema de um conjunto de possibilidades para f_{am} (e, conseqüentemente, F_{max}), deixando ao operador a escolha dentre elas. Cinco possibilidades de taxa de amostragem foram implementadas no sistema, de 2.56kHz a 40.96kHz (tabela 1), permitindo analisar sinais com F_{max} de até 20.48kHz.

O comprimento do segmento a utilizar para a estimativa do espectro depende da estacionariedade do sinal que se deseja analisar. Sinais Doppler são considerados quase-estacionários por períodos de até 20ms (Evans, 1986), mas há sítios (crossa da aorta, ou em estenoses, por exemplo) nos quais sabe-se que o espectro do sinal Doppler varia muito rapidamente ao longo do tempo, e aí o período para o qual o sinal pode ser considerado estacionário pode ser bem menor. Tem-se então uma relação de compromisso: Os segmentos devem ter o menor tamanho possível para evitar problemas de estacionariedade, mas ao mesmo tempo, trechos muito curtos de sinal implicarão estimativas estatisticamente pobres para o espectro. No sistema descrito neste

artigo 64 amostras foram utilizadas. Isto corresponde a um trecho de sinal de 1.5625ms para a maior taxa de amostragem empregada, resultando em uma taxa máxima teórica de 640 espectros por segundo.

TABELA 1

freqüência de amostragem (kHz)	freqüência de análise (kHz)	largura do bloco (ms)
40.96	20.48	1.5625
20.48	10.24	3.125
10.24	5.12	6.25
5.12	2.56	12.5
2.56	1.28	25.0

As cinco faixas de freqüência que podem ser selecionadas pelo operador, juntamente com as freqüências de amostragem correspondentes e a largura de cada bloco de 64 amostras.

O número de componentes de freqüência corresponde idealmente a escolha da largura de classe de um histograma e, para o modelo AR, não é limitado a $N/2$, de modo que, para manter compatibilidade com uma implementação anterior (Schlindwein e Evans, 1987), 128 componentes de freqüência foram calculadas.

Finalmente, a resolução temporal é relacionada ao comprimento dos segmentos. Conforme a necessidade (ou conveniência) os segmentos podem ser seqüenciais, pode haver sobreposição parcial de amostras, ou um intervalo de amostras entre os segmentos, conforme indicado na fig.1. A sobreposição parcial de segmentos é particularmente útil quando a técnica de periodogramas com janelas 'anti-leakage' é empregada (Welch, 1967), caso contrário não fornece nenhuma informação adicional.

Em última análise, a resolução temporal deve ser escolhida tendo-se presente o tipo de sinal que se deseja analisar. Tratando-se de velocidade de fluxo arterial, a freqüência fundamental de interesse (do sinal de velocidade de fluxo, e não do sinal Doppler) é de cerca de 1Hz (freqüência cardíaca). Sendo assim, é provável que não seja necessário obter espectros a uma taxa de 640Hz, correspondente a utilizar segmentos de 64 amostras justapostos a f_{am} de 40.96Hz. A escolha deve ser feita respeitando-se uma certa 'freqüência de amostragem de espectros' que permita a descrição da evolução das velocidades no vaso em suficiente detalhe, e na prática, é limitada pela velocidade de processamento do DSP e do microcomputador. Por isso a taxa de cálculo de espectros foi fixada em 160Hz, ie, um espectro é produzido a cada 6.25ms. Esta escolha também torna o sistema compatível com uma implementação anterior utilizando a técnica dos periodogramas (Schlindwein e Evans, 1987). Dependendo então da faixa de freqüência selecionada pelo operador, o sistema usará um segmento em cada quatro, para $f_{am} = 40.96\text{kHz}$ até a

situação em que há uma superposição de 75% entre segmentos consecutivos, para f_{am} de 2.56kHz (vide fig.4).

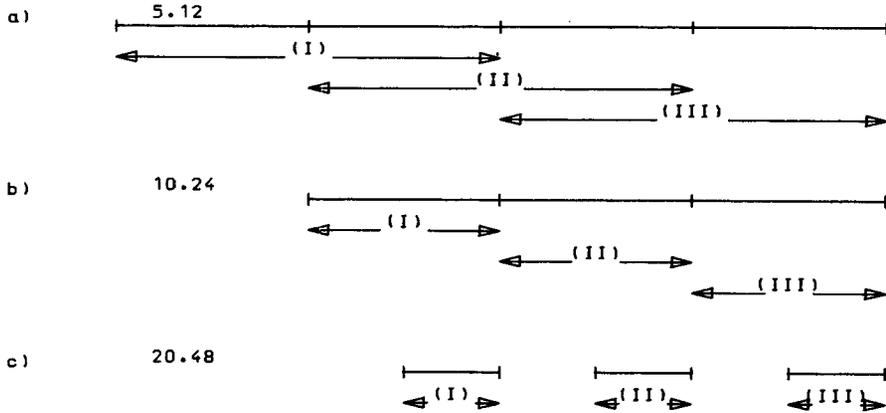


Figura 4 - A taxa de cálculo dos espectros foi fixada em 160Hz, independentemente da taxa de amostragem. Sendo assim, para $f_{am}=5.12$ kHz (a), há uma sobreposição de 50% entre segmentos consecutivos; para $f_{am}=10.24$ kHz (b), os segmentos são justapostos; e para $f_{am}=20.48$ kHz (c), um em cada dois trechos de sinal é analisado.

HARDWARE

O hardware do sistema consiste basicamente de três grandes blocos (fig.5): Uma interface analógica, uma placa de desenvolvimento com um processador de sinais digitais baseada no DSP TMS320C25, da Texas Instruments, e um microcomputador pessoal RM Nimbus PC2, baseado na CPU 80186, da Intel.

A interface analógica (Schlindwein, Smith and Evans, 1988), consiste de proteção contra sobre-tensão, filtro 'anti-aliasing' programável, e amplificador de entrada com ganho controlado pelo operador. O sinal de entrada para o sistema consiste em um canal de sinal Doppler contendo informação de fluxo direto e reverso, devidamente misturados por um modulador cuja frequência de modulação é controlada pelo operador. No sonograma, a frequência de modulação serve como uma linha de base, acima da qual representa-se fluxo direto e abaixo, fluxo reverso, conforme o diagrama da fig.1. O sinal é acoplado em AC através de um filtro passa-altas com $f_0 = 7.2$ Hz.

A placa de desenvolvimento (Loughborough Sound Images-LSI), contém o processador de sinais digitais, um TMS320C25 com 'clock' a 40MHz capaz de executar 10 MIPS; 8 kbytes de memória

de dados e 8 kbytes de memória de programa, ambas com 'zero wait states'; um circuito de 'track & hold'; um conversor A/D de 16 bits com taxa de amostragem de até 53kHz; um temporizador programável (utilizado para gerar a amostragem); e um conversor D/A (não utilizado nesta aplicação). A placa do TMS320C25 pode gerar interrupções para o microcomputador, e a interface é centrada em uma arquitetura com memória de duplo acesso para o DSP, de modo que a transferência de informações entre o DSP e o microcomputador-mestre se dá de maneira extremamente eficiente. O esquema de arbitragem para o acesso à memória do DSP permite ao computador até mesmo modificar o programa que o DSP está executando.

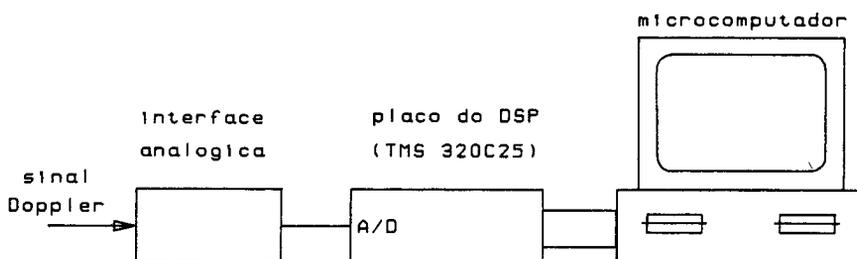


Figura 5 - Configuração esquemática do sistema.

O microcomputador Nimbus PC2 é basicamente uma máquina com sistema operacional MS-DOS e 'clock' a 8 MHz, tendo sido escolhido em preferência a uma máquina mais 'standard', tipo IBM-PC/AT, por causa de suas melhores especificações em termos de facilidade e velocidade no acesso a tela gráfica (16 cores ou escalas de cinza, 320 x 250 pixels e um processador auxiliar e primitivas gráficas a nível de SUB-BIOS). Como a placa do DSP utiliza o padrão de conector para IBM-PC e o 'bus' do Nimbus não é compatível com o do IBM-PC, uma pequena interface digital teve de ser construída.

SOFTWARE

A organização do software do sistema é detalhada a seguir: Tanto o DSP como o microcomputador rodam um programa principal com interrupções. O sinal Doppler é amostrado pelo DSP, que também calcula os espectros AR. Ao computador cabem as tarefas de exibição e armazenagem do sonograma, bem como as interações com o operador. A seqüência de processamento no DSP é ilustrada pelos resultados das etapas intermediárias na fig.6., sendo que as principais tarefas do DSP são:

- a) amostrar o sinal Doppler,
- b) obter os valores da FAC, R_{xx} ,
- c) obter os coeficientes do modelo AR, $a(p,i)$ e $\sigma(p)^2$,
- d) extrapolar a FAC de $r_{xx}(p+1)$ até $r_{xx}(128)$,
- e) obter o espectro de potência a partir da FAC extrapolada,
- f) gerar uma interrupção para o microcomputador, e
- e) reiniciar o processo.

No microcomputador, os espectros são lidos por uma rotina de serviço de interrupção enquanto o programa principal organiza a exibição e armazenagem do sonograma da maneira descrita por Schindwein e Evans (1987). O microcomputador também serve como estação de desenvolvimento de 'software' para o DSP. As principais tarefas do microcomputador são:

- a) ler os espectros de potência da placa do DSP,
- b) obter o espectro de amplitude,
- c) codificar o espectro segundo uma tabela de cores,
- d) exibir o sonograma na tela,
- e) armazenar o sonograma em disco para pós-processamento, e
- f) obedecer comandos do operador (teclado).

Programação do processador de sinais digitais

O programa do DSP TMS320C25 foi totalmente desenvolvido em 'Assembly' para garantir o melhor desempenho possível em termos de velocidade de execução. A amostragem do sinal é feita continuamente através de uma rotina de interrupção, gerada pelo temporizador programável. As amostras são armazenadas em um 'buffer' circular de 64 posições, enquanto o espectro AR do segmento anterior está sendo calculado pelo programa principal.

No programa principal, a primeira tarefa do DSP é obter um estimador da FAC do trecho de sinal a processar (fig.6b). Em primeiro lugar, as últimas 64 amostras contidas no 'buffer' de entrada são copiadas para um 'buffer' de cálculo e então 64 valores da FAC, R_{xx} , são obtidos de acordo com a definição da eq.10. O cálculo do estimador da FAC foi implementado diretamente, utilizando a instrução 'multiply-accumulate-data-move' dos DSP da família TMS320, e toma apenas 0.442ms.

Como o TMS320C25 não é um processador de 'ponto-flutuante', um procedimento de auto-escala foi implementado para permitir o uso de toda a faixa dinâmica do DSP (operações inteiras em 16 bits, acumulador e multiplicação em 32 bits). O procedimento consiste em testar o maior valor da FAC, $R_{xx}(0)$, e escalar todos os valores da FAC de modo que $R_{xx}(0)$ ocupe exatamente 16 bits. A correção do espectro para a amplitude correta é feita ao final do processamento, ie, todos os cálculos intermediários são realizados utilizando os valores normalizados. A técnica é bastante eficaz em termos de evitar a deterioração dos valores devido a erros de arredondamento (vide fig.7).

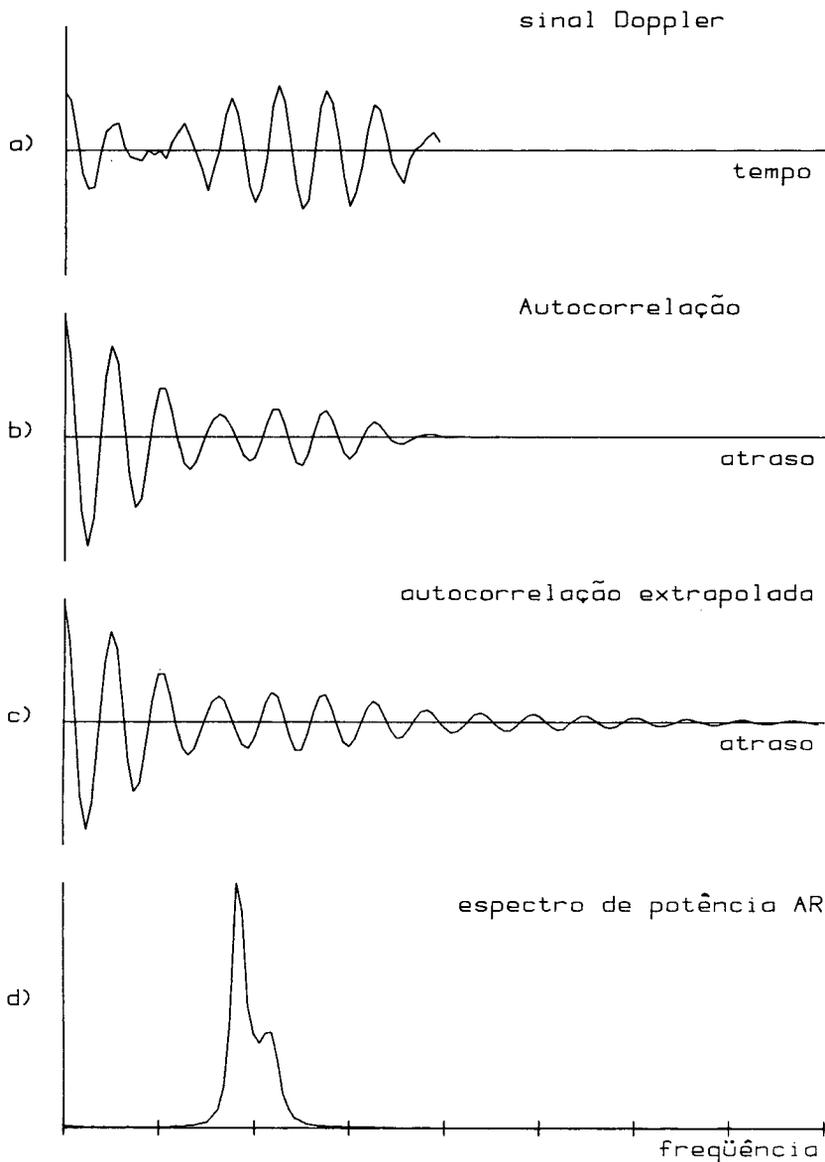


Figura 6 - A seqüência de processamento é ilustrada. A partir de um bloco de 64 amostras do sinal Doppler (a), a FAC (b) é calculada segundo a eq.(10). Os coeficientes AR são utilizados para a extrapolação da FAC (c). O espectro AR (d) é obtido a partir da FAC extrapolada.

Todas as rotinas implementadas no DSP foram testadas para avaliar os erros de arredondamento conforme o seguinte procedimento: Alguns trechos de sinal Doppler foram amostrados e armazenados em disquete e o microcomputador e o DSP, programados para executar a mesma rotina, utilizando os mesmos dados. Como o programa do microcomputador utiliza ponto-flutuante com dupla precisão, em Fortran, assume-se que os erros de arredondamento podem ser desprezados. Os resultados de ambas implementações são exibidos graficamente na tela do microcomputador para comparação visual (fig.7).

Os coeficientes do modelo AR foram implementados de acordo com as eqs.(11-15). Aqui também um formato para lidar com valores fracionários teve de ser implementado para representar os coeficientes. O formato de um bit para o sinal, dois para a parte inteira, e 13 para a fracionária foi escolhido. O programa permite a mudança da ordem do modelo desde $p=3$ até $p=32$, e a cada iteração das eqs.(13-15) o valor de $\sigma(k)^2$ é testado para prevenir a situação de $\sigma(k)^2=0$. Caso isso ocorra o processo é puramente autoregressivo e a ordem corrente é suficiente para descrevê-lo, de modo que a iteração é interrompida. O sistema utiliza ordem $p=20$ para o modelo AR mas esta escolha foi puramente arbitrária.

A extrapolação da FAC foi implementada conforme a eq.(18), novamente utilizando a instrução 'multiply-accumulate-move' (fig.6c). A autocorrelação é extrapolada desde $r_{xx}(p+1)$ até $r_{xx}(128)$ e duplicada para gerar uma função par, já que sabe-se que $r_{xx}(-m) = r_{xx}(m)$, gerando-se assim 256 valores.

O cálculo do espectro de potência a partir da FAC extrapolada é realizado conforme um algoritmo de FFT que utiliza radix-2 e radix-4, além do fato de que $r_{xx}(m)$ é um sinal real, conforme descrito por Schindwein e Evans (1987). Na presente implementação a FFT mais o processo de re-escala dos dados demora tipicamente 1.366ms.

Após obter o espectro de potência e re-escalar o resultado, o espectro é copiado para a memória de duplo acesso da placa do DSP e uma interrupção é gerada para o microcomputador, avisando que mais um espectro está disponível. Finalmente, o programa do DSP aguarda até que 6.25ms tenham transcorrido desde o início do processamento do último espectro antes de iniciar o cálculo do próximo segmento. Essa espera foi implementada para garantir que o computador seja capaz de lidar com os espectros na velocidade em que eles são gerados (o DSP é capaz de gerar espectros a uma taxa de um a cada 3.2ms), e o valor 6.25ms foi escolhido para manter compatibilidade com outros sistemas (Prytherch and Evans, 1985; Schindwein e Evans, 1987).

Programação do microcomputador

A principal tarefa do microcomputador é exibir, em tempo-real, o sonograma correspondente aos espectros AR computados pelo DSP. A programação do microcomputador também foi desenvolvida em 'Assembly' para garantir o melhor desempenho possível em termos de velocidade de processamento. Com exceção do tratamento da tela gráfica, todos os outros recursos do computador são acessados através do sistema operacional (MS-DOS), de modo que, desde que a parte de tratamento de gráficos seja re-escrita, o sistema pode ser implementado em outro microcomputador.

O tratamento dos espectros e sua codificação em sonograma já foi descrito anteriormente (Schlindwein, Smith e Evans 1988), de modo que segue apenas uma breve descrição das características da programação do microcomputador.

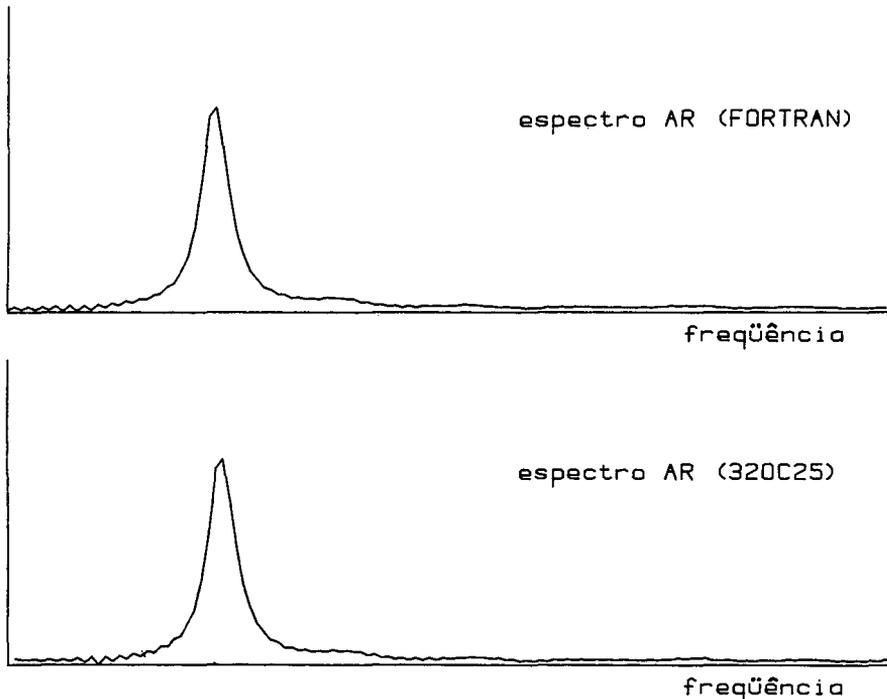


Figura 7 - O desempenho do algoritmo implementado no DSP foi testado comparando-se visualmente seus resultados com os espectros resultantes de uma implementação em FORTRAN, utilizando ponto flutuante e dupla precisão, a partir dos mesmos dados.

A leitura dos espectros é feita através de uma rotina de serviço de interrupção; o espectro de amplitude é obtido a partir do espectro de potência; e a média de cada dois espectros é exibida na tela, segundo uma escala de 16 cores ou tons de cinza. Os últimos 4s de sinal estão sempre na tela do computador e, na versão atual, os últimos 12s de sinal original (não a média), podem ser armazenados em disquete a um comando do operador. Juntamente com o sonograma, o microcomputador exibe o envoltória do sonograma conforme descrição por Gibbons e cols. (1981). O operador pode congelar a tela (e o processamento) a qualquer instante para examinar detalhes do sonograma AR. A faixa de frequência pode ser escolhida desde 1.28kHz até 20.48kHz, conforme a tabela 1, ao toque de uma tecla.

RESULTADOS

O sistema é capaz de realizar a análise espectral de sinais Doppler segundo o modelo autoregressivo de máxima entropia e exibir o sonograma AR em tempo-real. A fig.8 é uma cópia da tela do microcomputador exibindo o sonograma do sinal obtido da artéria pediosa de um voluntário assintomático.

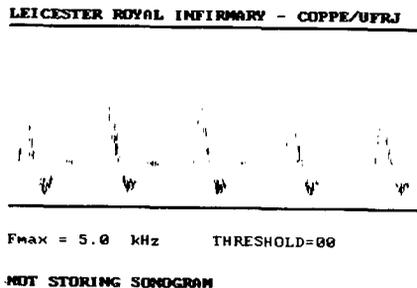


Figura 8 - Cópia da tela do microcomputador exibindo o sonograma AR do sinal Doppler obtido a partir da artéria pediosa de um voluntário. A faixa de análise é de 5.12kHz e a envoltória não é exibida para clareza (limiar=0). A ordem do modelo AR utilizado foi p=20.

Os tempos de processamento das principais rotinas do DSP foram medidos sem a rotina de serviço de interrupção (ISR) e são dados na tabela 2. A esses valores, a fórmula dada pela eq.(21) deve ser empregada para a obtenção do tempo total de processamento, para incluir o tempo tomado pela ISR

$$T_t = T_{\text{proc}} / (1 - T_{\text{isr}} f_{\text{am}}) \quad (21)$$

onde

T_t - é o tempo de execução incluindo interrupções,
 T_{proc} - é o tempo do processamento sem interrupções,
 T_{isr} - é o tempo tomado pela rotina de interrupção, e
 f_{am} - é a frequência de amostragem.

TABELA 2

autocorrelação	0.442 ms
cálculo dos coeficientes AR.....	0.672 ms
extrapolação da autocorrelação	0.723 ms
Transformada rápida de Fourier	1.366 ms
TOTAL	3.2 ms

O tempo de processamento foi medido para um modelo AR de ordem 20. Os tempos referentes ao cálculo dos coeficientes e à extrapolação da FAC dependem da ordem do modelo.

Na presente implementação, com ordem $p=20$, o tempo de processamento, T_{proc} , é tipicamente de 3.225ms, e T_{isr} é de 2.7 μ s. O tempo de processamento depende da ordem do modelo, conforme mostrado na figura 9. Para um modelo de terceira ordem, o tempo de processamento é apenas 2.422ms, para $p=10$, $T_{\text{proc}} = 2.701$ ms, e para $p=32$, $T_{\text{proc}} = 4.055$ ms.

DISCUSSÃO E CONCLUSÕES

Apesar de ser um método muito popular, a técnica de análise espectral por periodogramas fornece estimadores do espectro que nem sempre são os mais adequados para o trecho de sinal em questão. Principalmente quando se trata de trechos curtos de sinais pouco estacionários, as restrições ao comportamento do sinal fora do intervalo de medição e os efeitos da janela de processamento podem ser bastante inconvenientes em termos de distorção no estimador do espectro.

Em 1986, Kitney e Giddens sugeriram que, em certas condições, a técnica autoregressiva de análise espectral pode fornecer melhores estimadores do espectro do sinal do que o clássico método de FFT-periodogramas. Para que o método tenha aplicação clínica, no entanto, é interessante que a análise espectral possa ser feita em tempo-real. O principal objetivo deste estudo foi determinar a exeqüibilidade de implementar a análise espectral de sinais Doppler ultra-sônicos segundo o modelo autoregressivo em tempo-real utilizando um processador de sinais digitais e um microcomputador pessoal.

Para a faixa de frequência de 5.12kHz, foi possível implementar um analisador espectral AR com ordem do modelo AR de até $p=32$ sem perda de dados. Para as faixas de frequência de 10.24 e 20.48kHz, um em cada dois segmentos e um em cada quatro são analisados. Para as faixas de frequência de 2.56 e 1.28kHz, uma sobreposição de 50% e de 75% foi implementada.

O sistema produz, a partir de blocos de 64 amostras, estimadores do espectro de frequência com 128 componentes, significando uma melhoria de quatro vezes a resolução espectral intrínseca da técnica de periodogramas. Esta habilidade de

Tempo de processamento

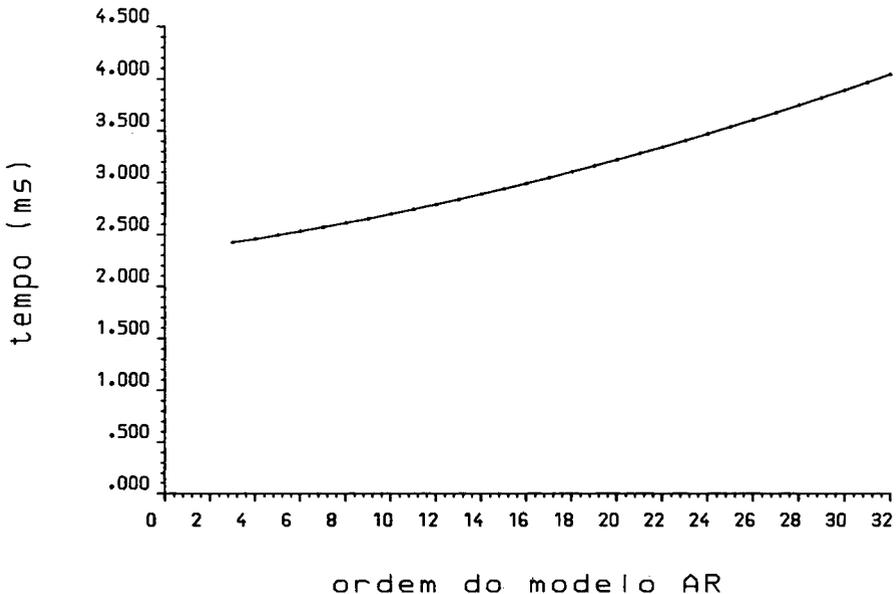


Figura 9 - Tempo de processamento versus ordem do modelo auto-regressivo. Para um modelo de terceira ordem, $T_{proc}=2.422ms$, e para ordem $p=32$, $T_{proc}=4.055$.

estimar o espectro de sinais a partir de segmentos curtos no tempo é que torna a técnica particularmente atraente para análise espectral de sinais cujo espectro varia rapidamente no tempo, como fluxo pós-estenótico, por exemplo. O processador de

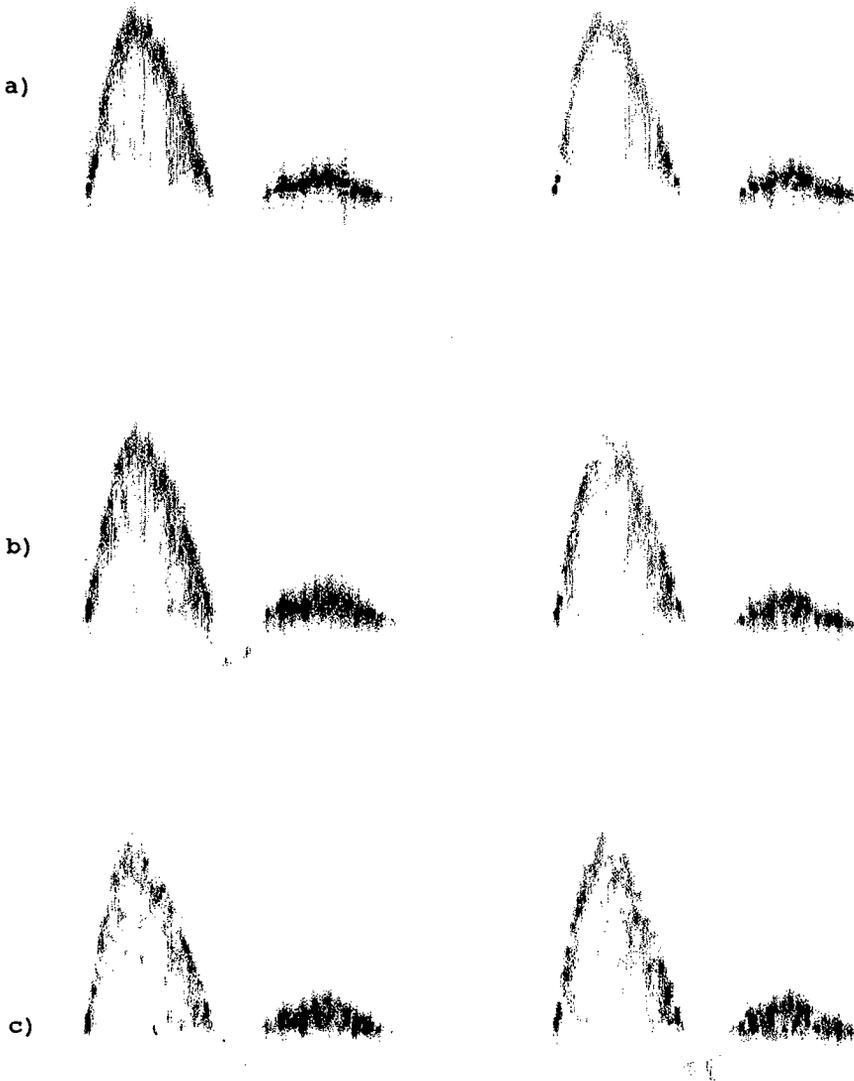


Figura 10 - Como avaliação preliminar da importância da ordem do modelo AR, diferentes ordens foram utilizadas para a obtenção de sonogramas AR a partir dos mesmos dados. Em (a), $p=5$, em (b), $p=11$, e em (c), $p=32$.

sinais produz espectros a uma taxa de 160 por segundo, mas o TMS320C25 é capaz de executar a análise a uma taxa de até 275Hz. Para melhor resolução temporal outro DSP deve ser considerado. O TMS320C30, capaz de executar 33 MFLOPS merece consideração.

Sabe-se que teoricamente há uma ordem ótima para o modelamento AR de cada série temporal e alguns pesquisadores propuseram técnicas para determinar essa 'ordem-ótima' (Akaike, 1969; Kitney, Talhami and Giddens, 1986). Nossa experiência mostrou pouca diferença nos estimadores AR de espectros individuais obtidos com diferentes ordens a partir de um valor em torno de $p=11$, o que se traduz na pequena diferença visual nos sonogramas (fig.10b e 10c), de modo que, nesta primeira implementação, o sistema foi programado segundo um modelo de ordem fixa $p=20$ escolhida arbitrariamente. O problema da 'ordem-ótima' para sinais Doppler merece estudo subsequente.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o apoio financeiro da UFRJ e do CNPq e a Martin Warriner pela ajuda com os gráficos.

REFERENCIAS

- AKAIKE, H. (1969), Fitting Autoregressive Models for Prediction. Ann. Inst. Stat. Math. vol.21, 243-247.
- ARTS, M.G.J. and ROEVROS, J.M.J.G. (1972), On the Instantaneous Measurement of Blood Flow by Ultrasonic Means, Med. Biol. Eng., vol.10, 23-34.
- BINGHAM, C., GODFREY, M.D. and TUKEY, J.W (1967), Modern Techniques of Power Spectrum Estimation. IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, vol-AU-15, n.2, 56-66.
- BLACKMAN, R.B. and TUKEY, J.W. (1958), The Measurement of Power Spectra - From the Point of view of Communications Engineering, Dover Publications Inc., New York.
- BOX, G.E.P., and JENKINS, G.M. (1976), Time Series Analysis Forecasting and Control. Holden-Day, Oakland, California.
- BRIGHAM, E.O. (1974), The Fast Fourier Transform, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.
- BRODY, W.R. and MEINDL, J. (1974), Theoretical Analysis of the CW Doppler Ultrasonic Flowmeter, IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol.21, N.3, 183-192.
- BRUM, O.F., COOPER, D.M., GROSHAR, D., ANDRADE, S.S.N., DE BRITO, C.J. e ARRUDA, S. (1980), Revista Brasileira de Clínica e Terapêutica, vol. IX, ed. supl.

- CLIFFORD, P.C., SKIDMORE, R., BIRD, D.R., WOODCOCK, J.P. and BAIRD, R.N. (1981), The Role of Pulsatility Index in the Clinical Assessment of Lower Limb Ischaemia, *Clinical Practice*, vol.5, N.5, 237-241.
- EVANS, D.H. (1986), Doppler ultrasound signals from blood flow. In "Physics in Medical Ultrasound", Report N.47. The Institute of Physical Sciences in Medicine. Chapt.15, 119-126.
- EVANS, D.H. and MACPHERSON, D.S., (1982), Some Aspects of the Relationship between Instantaneous Volumetric Blood Flow and Continuous Wave Doppler Ultrasound Recordings - II - A Comparison Between Mean and Maximum Velocity Waveforms in a Canine Model, *Ultrasound in Medicine and Biology*, vol.8, N.6, 611-615.
- FERREIRA, A.L.A.S., BRUM, O.F. e PANERAI, R.B. (1984), Estudo da Relação entre Sinal de Doppler Ultra-Sônico e Impedância Elétrica nos Membros Inferiores - Utilização da Correlação Cruzada, *Revista Brasileira de Engenharia*, vol.2, N.1, 45-56.
- GIBBONS, D.T., EVANS, D.H., BARRIE, W.W. and COSGRIFF, P.S. (1981), Real-Time Calculation of Ultrasonic Pulsatility Index. *Med. & Biol. Eng. & Comp.*, vol.19, 28-34.
- GOLD, B. and RADER, C.M. (1969), *Digital Processing of Signals*, McGraw-Hill, New York.
- HARRIS, F.J. (1978), On the use of windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform. *Proceedings of the IEEE*, vol.66, N.1, 51-83.
- GOSLING, R.G., KING, D.H. and WOODCOCK, J.P. (1972), Blood Velocity Waveforms and their Transit Times in the Evaluation of Atheromatous Changes, in *Blood Flow Measurement*, Ed. Roberts, C., Publ. Sector, London, 23-36.
- JENKINS, G.M., and WATTS, G.W. (1968), *Spectral Analysis and its Applications*, Holden-Day, San Francisco.
- JOHNSTON, K.W., MARUZZO, B.C. and COBBOLD, R.S.C. (1977), Errors and Artifacts of Doppler Flowmeters and Their Solution, *Arch. Surgery*, vol.112, pages 1335-1342.
- JOHNSTON, K.W., MARUZZO, B.C. and COBBOLD, R.S.C. (1978), Doppler Methods for Quantitative Measurement and Localization of Peripheral Arterial Occlusive Disease by Analysis of the Blood Flow Velocity Waveform, *Ultrasound in Medicine and Biology*, vol.4, pages 209-223.
- KAY, S.M. and MARPLE JR., S.L. (1981), Spectrum analysis - a Modern Perspective. *Proc. IEEE*, vol.69, No.11, 1380-1419.

- KITNEY, R.I., TALHAMI, H. and GIDDENS, D.P. (1986), The Analysis of Blood Velocity Measurements by Autoregressive Modeling. J. Theor. Biol. vol.120, 419-442.
- KITNEY, R.I. and GIDDENS, D.P. (1986), Linear Estimation of Blood Flow Waveforms Measured by Doppler Ultrasound. In MEDINFO 86, R. Salamon, B. Blum, M. Jorgensen (Eds.), Elsevier Science Publishers B.V. (North Holland) 672-677.
- LUNT, M.J. (1975), Accuracy and Limitations of the Ultrasonic Doppler Blood Flow Velocimeter and Zero Crossing Detector, In Ultrasound in Medicine, vol.2, 1-10.
- PEDERSEN, J.E. (1982), Fast Dedicated Microprocessor for Real-Time Frequency analysis of Ultrasonic Blood-Velocity Measurements, Medical & Biological Engineering & Computing, vol.20, 681-686.
- PRYTHERCH D.R. and EVANS, D.H. (1985), Versatile Micro-computer-Based System for the Capture, Storage and Processing of Spectrum-Analyzed Doppler Ultrasound Blood Flow Signals. Med. & Biol. Eng. & Comp., vol.23, 445-452.
- SAINZ, A., ROBERTS, V.C. and PINARDI, G. (1976), Phase-locked Loop Techniques Applied to Ultrasonic Doppler Signal Processing, Ultrasonics, vol.14, 128-132.
- SCHLINDWEIN, F.S. (1982), Microcomputador Para Análise de sinais de Fluxo Sanguíneo Arterial Captados por Ultra-Som Doppler, Tese de Mestrado, Programa de Engenharia Biomédica, COPPE/UFRJ.
- SCHLINDWEIN, F.S. e EVANS, D.H. (1987), Análise Espectral de Sinais Doppler e Geração de Sonogramas em Tempo-Real Utilizando Processador de Sinais Digitais e Micro-computador. Revista Brasileira de Engenharia. Cadernos de Engenharia Biomédica. Vol.4, N.2, 25-47.
- SCHLINDWEIN, F.S., SMITH, M.J. and EVANS, D.H. (1988), Spectral Analysis of Doppler Signals and Computation of the Normalised First Moment in Real-Time Using a Digital Signal Processor. Med. & Biol. Eng. & Comp. 26, 228-232.
- SCHUSTER, A. (1898), On the Investigation of Hidden Periodicities with Application to a Supposed 26 Day Period of Meteorological Phenomena, Terr. Mag., vol.3, 13-41.
- WELCH, P.D. (1967), The Use of Fast Fourier Transform for the Estimation of Power Spectra: A Method Based on Time Averaging over Short, Modified Periodograms. IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, vol-AU-15, n.2, 70-73.

AUTOREGRESSIVE MODEL APPLIED TO REAL-TIME SPECTRAL ANALYSIS OF
DOPPLER SIGNALSF.S. SCHLINDWEIN¹ e D.H. EVANS²

ABSTRACT -- The estimation of the power spectral density (PSD) of Doppler signals is usually performed by applying a Fast Fourier Transform (FFT) to the sampled audio signal. Although the FFT approach is computationally a very efficient method and produces fairly good results for the typical analysis regime used (64 or 128 frequency components every 5 or 10 ms), it does have its limitations: (1) The spectral estimate produced by the FFT is a discrete series with $N/2$ values for N samples of the Doppler signal, (2) the frequency resolution is the reciprocal of the time interval over which each frame is sampled, and (3) the FFT implicitly assumes periodicity of the signal and applies a window to the data, causing leakage of the energy from the main lobe of the PSD into side lobes. The maximum entropy autoregressive PSD estimation technique uses the autocorrelation function of the data to determine a number of autoregressive (AR) parameters. These are used to extrapolate the autocorrelation function beyond its known values. The extension of the lags means that they are not assumed to be zero outside the known interval, i.e., the technique does not suffer from the undesirable effects of windowing. Also it gives the method a better resolution than the traditional FFT approach. A system based on a Digital Signal Processor (TMS320C25 DSP chip) and a microcomputer (RM Nimbus PC2) has been programmed to estimate the maximum entropy AR power spectrum of Doppler shift signals and display the results in the form of a sonogram on the microcomputer screen. The system calculates spectra with 128 frequency components from 64 samples of the Doppler signal. The samples are collected at a programmable frequency rate of up to 40.96kHz, and the AR sonogram is displayed in real-time. The computation of the AR spectrum typically takes 3.2ms.

¹ Professor Assistente do Departamento de Engenharia Eletrônica da Escola de Engenharia da UFRJ, e do Programa de Engenharia Biomédica da COPPE/UFRJ, CEP 21945 - Rio de Janeiro, RJ, Brasil.

² Top Grade Physicist, Department of Medical Physics & Clinical - Engineering, Leicester Royal Infirmary. Leicester LE1 5WW, UK.