

ANÁLISE ESPECTRAL DE SINAIS DE ULTRA-SOM DOPPLER E GERAÇÃO DE SONOGRAMAS EM TEMPO-REAL UTILIZANDO PROCESSADOR DE SINAIS DIGITAIS E MICROCOMPUTADOR

por

Fernando S. Schlindwein<sup>1</sup> e David H. Evans<sup>2</sup>

RESUMO -- A análise espectral de sinais Doppler e a apresentação do sonograma em tempo-real foi realizada utilizando-se um sistema baseado em um Processador de Sinais Digitais (TMS 32020 - Texas Instruments) e um microcomputador (RM NIMBUS - Research Machines). A implementação da análise espectral foi feita através de Transformada Rápida de Fourier (FFT) a partir de 256 amostras do sinal Doppler, tomadas a uma frequência de amostragem programável até 40.96 kHz. Nesta situação (máxima frequência de amostragem utilizada), o Processador Digital de Sinais é capaz de gerar um espectro de 128 componentes a cada 4.0 ms. O microcomputador exibe o sonograma em tempo-real com 16 níveis de cinza. São discutidas diversas características técnicas do sistema, com especial ênfase na implementação da FFT (o algoritmo utiliza decimação no tempo e em frequência, radix-2 e radix-4, e as 256 amostras são tratadas como 128 valores complexos para atingir a velocidade de processamento desejada). São também feitas considerações sobre processamento de sinais em tempo-real e multiprocessamento.

INTRODUÇÃO

A técnica Doppler se impõe como rotina clínica para valiação da condição vascular por ser um exame não-invasivo, com potencialidade diagnóstica de doenças arteriais, constituindo-se excelente método de triagem para exames mais sofisticados (e caros) como a angiografia de contraste, por exemplo. A dopplerometria presta-se para acompanhamento de casos e fornece valiosa informação complementar à angiografia, pois permite a avaliação dinâmica das velocidades de fluxo no trecho vascular examinado. O velocímetro Doppler de onda contínua é um instrumento de fácil construção, barato, e o exame utilizando este aparelho é relativamente rápido.

---

<sup>1</sup>2 - Leicester Royal Infirmary - Medical Physics Dept. - Leicester, LE1 5WW. England.

///Trabalho recebido em 29/01/87 e aceito em 04/05/87///

## O Sinal Doppler e sua representação no sonograma

Quando uma hemácia é iluminada por ultra-som ela espalha o ultra-som com um desvio de frequência em relação à onda incidente segundo a conhecida expressão:

$$df(t) = 2 f_0 v(t) \cos(\theta) / c \quad (1)$$

onde:

$df(t)$  é o desvio de frequência,  
 $v(t)$  é a velocidade da hemácia em questão,  
 $f_0$  é a frequência do ultra-som da fonte,  
 $\theta$  é o ângulo entre o feixe de ultra-som e a direção da velocidade da hemácia, e  
 $c$  é a velocidade do ultra-som no sangue.

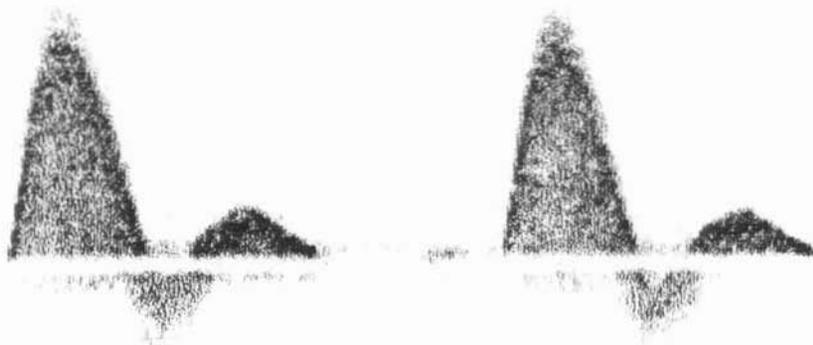
Se todas as hemácias tivessem a mesma velocidade (perfil plano de fluxo) e desconsiderássemos efeitos de espalhamento múltiplo entre as hemácias, o sinal Doppler seria monocromático, ie, uma senóide na frequência  $df(t)$ . Essa senóide seria modulada em frequência pela velocidade do sangue, de acordo com a expressão (1). Infelizmente isso não é o que ocorre, e o sinal Doppler não é monocromático; ao invés, consiste de um espectro de desvios  $df_i(t)$ , correspondente ao espectro das velocidades  $v_i(t)$  das hemácias naquele instante.

O sinal Doppler para as frequências  $f_0$  normalmente usadas na exploração de artérias ( 2 a 10 MHz ) é um sinal de áudio e a maneira imediata de avaliá-lo é subjetiva: basta escutá-lo através de um alto-falante. Diversos instrumentos fornecem estimadores da velocidade média, obtidos através de alguma técnica de demodulação do sinal de áudio. As curvas de "velocidade de fluxo" assim geradas têm auxiliado o diagnóstico de doenças arteriais, já que suas características morfológicas mudam em determinadas condições patológicas, e diversos parâmetros relacionados à morfologia dessas curvas têm sido descritos e estudados na tentativa de quantificar alterações de morfologias (Gosling e cols., 1971; Harper e cols., 1974; Waters, Chamberlain e McNeill, 1977; Johnston, Maruzzo e Cobbold, 1977; Chant, 1980; Clifford e cols., 1981; Evans, Archer e Levene, 1985; Schlindwein, 1982; Tellez-Fuentes, 1982; Pereira, Caprihan e Panerai, 1984; Schlindwein, Caprihan e Gandra, 1986).

Apesar de ser informação bastante útil, a velocidade média nada traduz em relação a existência ou não de fluxo reverso ou a velocidade máxima, sendo também um avaliador pobre na quantificação de fluxo turbulento. Obviamente os espectros de velocidades contêm uma riqueza de informações inexistente nas curvas de velocidade de fluxo.

A exibição da evolução dos espectros ao longo do tempo pode ser feita graficamente através do sonograma em que a

intensidade associada a cada frequência corresponde a uma escala de cinza do gráfico, a frequência corresponde a ordenada e o tempo a abscissa. Assim são exibidas, de uma maneira muito elegante e compacta, em um diagrama tridimensional, as amplitudes de todas as frequências presentes no sinal em cada intervalo de tempo  $dT$ , conforme a figura 1.



**Figura 1 - Sonograma de sinal Doppler obtido da artéria femoral de voluntário assintomático. No sonograma, o eixo das abscissas representa tempo, o eixo das ordenadas, frequências (velocidades), e a escala de cinza, amplitude, ie, o número de hemácias animadas daquela velocidade naquele particular instante.**

De fato, a obtenção do sonograma em tempo-real tem sido uma meta tão almejada que analisadores de frequências de áudio têm sido projetados, utilizando desde bancos de filtros passa-banda (Johnston, Maruzzo e Cobbold, 1977) até instrumentos capazes de calcular a FFT por "hardware" (Karnowski e Sun, 1983) ou, utilizando a tecnologia de "bit-slice", em sistemas dedicados com programação em PROM (Pedersen, 1982). Os problemas da análise espectral em tempo-real para a faixa de áudio eram complexidade e custo.

Com a evolução da tecnologia de VLSI e o surgimento dos chamados "Digital Signal Processors" (DSP), a análise espectral de sinais de áudio em tempo-real tornou-se uma meta muito mais próxima (e barata). De fato, o problema pode ser tratado sob um novo enfoque, em que a associação de um DSP a um microcomputador constitui um sistema extremamente poderoso e versátil para processamento de sinais digitais. Apresentamos aqui um sistema deste tipo, que faz operações em 16 bits, gerando espectros a partir de 256 amostras tomadas a frequências de até 40.96 kHz, e exibe o sonograma em tempo-real em 16 cores ou tons de cinza.

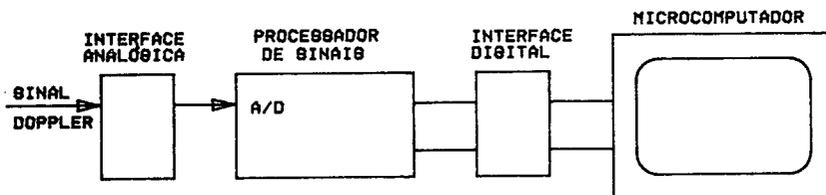
## EQUIPAMENTO UTILIZADO

O "PROCESSADOR DE SINAIS DIGITAIS" (DSP) escolhido foi o TMS-32020 (Texas Instruments, 1985) pelas seguintes características: velocidade (200 ns de ciclo de instrução); memória de acesso rápido em quantidade suficiente para a tarefa (544 palavras para dados); grande memória para programação (64 "kwords" - para programas em que rapidez de execução é fundamental, utiliza-se código em linha ao invés de desvios condicionais, o que faz com que os programas fiquem bastante longos); conjunto de instruções poderoso e versátil, incluindo instruções de multiplicar-acumular números de 16 bits em um único ciclo de máquina; unidade aritmética e lógica e acumuladores de 32 bits (pouco erro de arredondamento); "software" de apoio (a Texas Instruments fornece "cross-assembler" e "linkeditor" para MS-DOS); e "hardware" de apoio (a "Loughborough Sound Images Ltd." (1986) comercializa uma placa "plug-in" para IBM-PC e compatíveis, oferecendo suporte completo para aplicações de processamento digital de sinais utilizando o TMS-32020 ). A placa "standard" contém um conversor A/D de 16 bits com duplo "buffer" de saída e tempo de conversão de 17  $\mu$ s, um relógio de tempo-real programável que pode interromper o DSP, 8 "kwords" de memória externa de programação, 8 "kwords" de memória externa de dados e um conversor D/A de 16 bits (não usado na aplicação aqui descrita). A arquitetura da placa permite que o microcomputador acesse tanto a memória de programação como a de dados (vistas pelo microcomputador como portas de I/O), podendo gerar sinais de controle ("reset" e "hold") para o TMS 32020 e também receber requisições de interrupção geradas pelo DSP.

O MICROCOMPUTADOR escolhido para servir de suporte para o desenvolvimento de "software", interação com o DSP e saída gráfica para os sonogramas, foi o "RM NIMBUS" (Research Machines, 1985a), por ter as seguintes qualidades: processador auxiliar para controle da tela gráfica e primitivas gráficas implementadas como um "superset" do sistema operacional (já que se deseja exibir sonogramas em tempo-real, velocidade de atualização da tela é importante), grande memória principal - 1 Mbyte (interessante para armazenamento de uma quantidade apreciável de dados - o sonograma representa uma quantidade de informação muito grande: A frequência de amostragem de 40.96 kHz, 1 Mbyte corresponde a 25.0 s de sinal!), unidade central de processamento moderna e rápida (80186 - 8 MHz - Intel Co., 1986) e um sistema operacional poderoso e razoavelmente simples de usar a partir de "Assembly" (MS-DOS versao 3.1 - Microsoft Co., 1984).

Ambos os equipamentos (a placa do DSP e o microcomputador - mestre) estão próximos do que se poderia chamar "estado-da-arte" em suas áreas e o sistema NIMBUS + PLACA do DSP, esquematizado na figura 2, representa uma excelente relação desempenho/custo

para a presente tecnologia. Apesar de a placa não ser "plug-in" para o RM NIMBUS, o interfaceamento é bastante simples, tendo sido necessárias modificações mínimas no "hardware" para compatibilizar o "bus" da placa com o do microcomputador (Research Machines, 1985b). Em termos de "software", apenas uma pequena modificação no monitor fornecido pela "Loughborough Sound Images" foi necessária, para compatibilizá-lo com a região de I/O disponível no RM NIMBUS.



**Figura 2 - Configuração esquemática do sistema. Vide detalhes no texto.**

Um IBM-PC poderia ter sido utilizado, evitando-se assim a necessidade de modificações de "hardware" e "software" para interfaceamento, mas o tratamento da tela gráfica no NIMBUS é mais rápido, e esse é um fator importante a ser considerado (ver abaixo). O processador do NIMBUS, mais moderno e mais rápido que o 8088 do IBM-PC, e a memória maior, também justificam o fato de não se ter escolhido o popular IBM-PC.

A INTERFACE ANALÓGICA DE ENTRADA consta de proteção contra sobretensões, filtro "anti-aliasing", amplificador com ganho variável e circuito de "track-hold", conforme o esquema da figura 3. O acoplamento do sinal pode ser feito em AC, através de um filtro passa-altas com  $f_0 = 7.2$  Hz ou, caso frequências tão baixas sejam de interesse, em DC. Para sinais Doppler recomenda-se acoplamento AC para que "off-sets" na geração do sinal não limitem a máxima amplitude possível na entrada analógica. Assim tem-se uma melhor relação sinal/ ruído da parte analógica, melhor aproveitamento da faixa dinâmica do conversor A/D e ainda uma melhor relação sinal/ ruído no processamento digital, já que erros de arredondamento de um bit são possíveis em cada estágio, e esses erros podem ser considerados "ruídos" causados pelo tamanho finito da palavra do DSP. Convém lembrar que normalmente os velocímetros Doppler incluem filtros para rejeição de reflexos de alta amplitude causados por estruturas estáticas ou com velocidades muito baixas (paredes dos vasos), e as frequências de corte desses filtros são tipicamente maiores que os 7.2 Hz do passa-altas incluído em nossa interface.

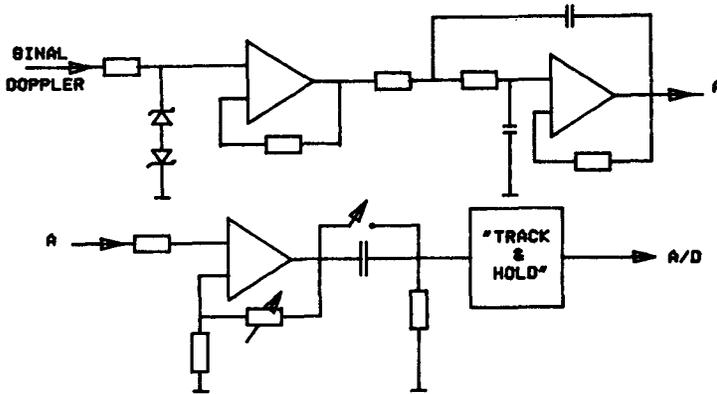


Figura 3 - A interface analógica inclui proteção contra sobretensão, "buffer" seguidor de tensão, filtro "anti-aliasing" com frequência de corte programável, amplificador com ganho variável, chave para acoplamento DC ou AC, e circuito "track & hold" (SHC5320 - Burr-Brown). Todos os amplificadores são OP-16F, PMI. O filtro é do tipo Butterworth.

#### A ESTRUTURA DO "SOFTWARE"

A estrutura do "software" para obtenção do sonograma em tempo-real está representada nas figuras 4, 5 e 6. Tanto a placa do DSP como o microcomputador foram programados em "Assembly", sendo que na versão atual a seqüência de processamento e a divisão de tarefas entre o Processador de Sinais Digitais e o microcomputador é a seguinte:

##### Processador de Sinais:

- A " Interrupt Service Routine " (ISR) é acionada pelo temporizador programável, gerando a amostragem do sinal Doppler na frequência desejada. As amostras são colocadas em um "buffer" circular de 256 posições na memória interna do DSP (memória de acesso rápido). A ISR roda concorrentemente com o processamento das FFT, conforme a figura 6a; por isso é importante escrever uma rotina rápida - na versão atual a ISR toma 5.2  $\mu$ s.

- As últimas 256 amostras disponíveis no "buffer" de dados (preenchido pela ISR) são copiadas em um "buffer" de cálculo, também na memória interna do DSP. As amostras são convenientemente ordenadas e multiplicadas por uma janela de Hanning,

para redução dos efeitos de truncamento.

- A Transformada de Fourier dos dados é calculada, sendo gerados 128 pares de valores (Real, Imag.), correspondentes ao espectro do sinal.

- O espectro de potência é calculado e copiado para uma região de memória de dados externa ao DSP, para ser lido pelo microcomputador.

- Um sinal de interrupção é enviado para o microcomputador.

- O tempo de 6.25 ms é contado a partir do início do cálculo da última FFT, garantindo assim que a "frequência de FFT's" seja constante (ver "processamento em tempo-real e multiprocessamento" abaixo). Só então repete-se o processo.

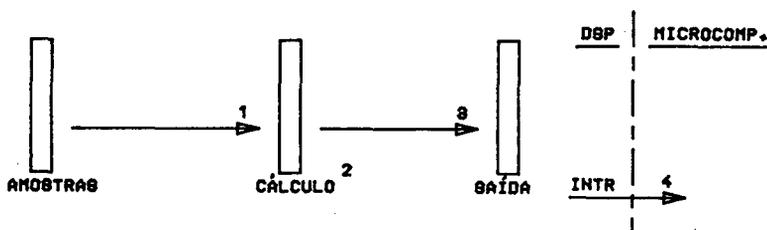


Figura 4 - A seqüência das operações realizadas pelo DSP está indicada pela numeração: A etapa (1) corresponde a aplicação da janela a um bloco de 256 amostras e cópia deste bloco para um "buffer" de cálculo; a etapa (2) corresponde ao cálculo da FFT das 256 amostras; a etapa (3), ao cálculo do espectro de potência a partir do espectro de amplitudes; e, finalmente, (4) corresponde a geração de uma interrupção para o microcomputador.

#### Microcomputador:

O microcomputador é sincronizado à placa do DSP pelo sinal de interrupção, gerado cada vez que um espectro está disponível. Os espectros são lidos pela rotina de serviço de interrupção segundo uma "fila" de entrada de dados, ie, a temporização do processamento é menos dependente da temporização da leitura dos espectros. Assim, pode-se assegurar que nenhum resultado deixará de ser lido, mesmo que o processamento do espectro anterior não se tenha completado (ver "processamento em tempo-real e multiprocessamento" abaixo e figuras 5 e 6b). A exibição dos espectros (atualização da tela) se faz em blocos de quatro, ie,

o acesso à tela não é feito com frequência demasiada. Esse procedimento não é perceptível pelo observador e foi tomado para otimização do tempo de processamento.

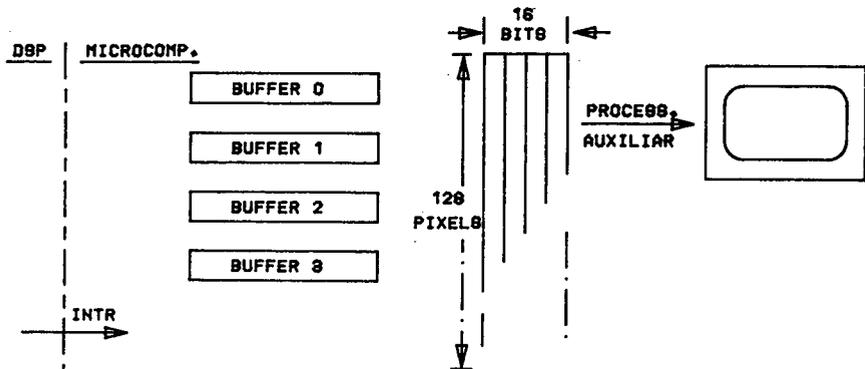


Figura 5 - No microcomputador os espectros são lidos pela rotina de serviço de interrupção para um dos quatro "buffers" de leitura, de maneira circular. O programa principal prepara, a partir desses quatro "buffers", um bloco para o processador auxiliar, conforme indicado a direita da figura: Cada espectro contribui com 128 "pixels" de quatro bits, gerando-se assim o bloco de escrita, com 128 "words" de 16 bits.

A seqüência de eventos para o microcomputador é:

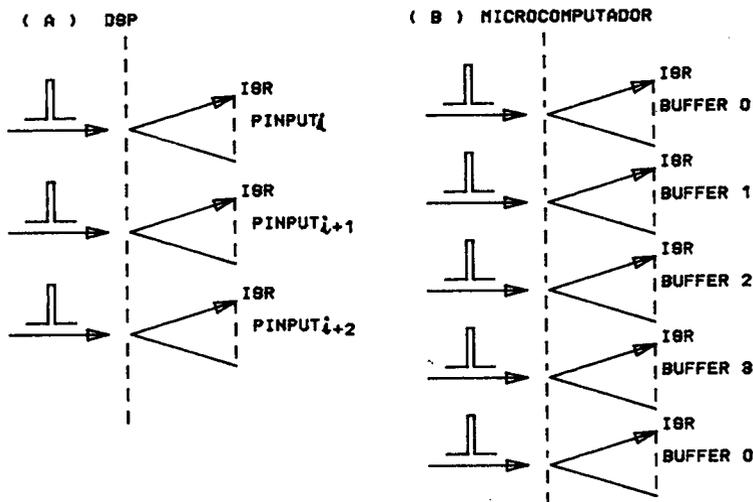
- Na rotina de serviço de interrupção, o último espectro calculado pelo DSP é lido rapidamente pelo microcomputador.

- No programa principal, o espectro de amplitude correspondente ao espectro mais antigo ainda não processado é obtido:  $\text{Amplitude} = \text{SQR} ( R^2 + I^2 )$ , onde R e I são, respectivamente, as partes real e imaginária dos coeficientes da transformada. Apenas a obtenção da raiz quadrada cabe ao microcomputador, já que o DSP fornece o espectro de potência. Para obtenção da raiz quadrada foi utilizada uma tabela. O código de cinza é gerado através de uma máscara nos quatro bits mais significativos, preparando-se assim parte do "buffer" de escrita para o processador de tela.

- Após a leitura de pelo menos mais um espectro pela rotina de serviço de interrupção, mais uma coluna do sonograma é

preparada. A sincronização entre a leitura dos espectros (rotina de interrupção) e o processamento (programa principal) se faz através de dois ponteiros.

- O procedimento é repetido para o terceiro espectro.
- E, mais uma vez, para o quarto espectro.
- É acionado o processador auxiliar para a escrita dos quatro últimos espectros na tela,



**Figura 6 - As interrupções no DSP (A) e no microcomputador (B).  
 Notar que as escalas de tempo são diferentes!  
 No DSP as interrupções geradas pelo temporizador acionam a rotina de serviço de interrupção, que preenche o "buffer" de amostras circularmente, segundo o "pointer" PINPUT (módulo-256). Obviamente  $T_{ISR} < T_{Am}$ .  
 No microcomputador as interrupções geradas pelo DSP acionam a leitura dos espectros para um conjunto de quatro buffers organizados segundo uma "fila" circular.**

- O teclado é consultado para interação com o operador. Caso não haja tecla acionada, a primeira etapa do programa principal torna a ser executada. A leitura do teclado permite a mudança da frequência de amostragem,  $f_{am}$ , (e a correspondente mudança da faixa de frequências analisadas) e outras alterações

no fluxo de processamento. Na versão atual são utilizadas as frequências de 40.96 kHz, 20.48 kHz, 10.24 kHz e 5.12 kHz.

Utilizando-se a seqüência descrita acima é possível visualizar o sonograma em tempo-real na tela do NIMBUS. São 320 espectros (uma tela) a cada 2.0 's.

#### TRANSFORMADAS DE FOURIER

Transformadas de Fourier discretas e técnicas de implementação de algoritmos eficientes para o seu cálculo têm sido objeto de estudo desde os primórdios da época dos computadores, e mesmo antes. De fato, Cooley, um dos famosos "inventores" da FFT, em um artigo intitulado "Historical Notes on the Fast Fourier Transform" (1967), menciona que os primeiros algoritmos do tipo " $N \log N$ " para cálculo da DFT foram desenvolvidos em 1942 e basearam-se em trabalhos que remontam a 1905 e 1903 !.

Não se pretende fazer aqui uma compilação sobre o assunto - serão apenas feitas as considerações que justificam a escolha da técnica utilizada:

- Utilização do algoritmo para cálculo da FFT de  $N/2$  complexos para obtenção dos coeficientes correspondentes a FFT de  $N$  reais: Tal técnica resulta em considerável economia de tempo de processamento, já que evitam-se cálculos redundantes - o espectro de uma seqüência real apresenta simetria de complexos conjugados a partir da frequência central (Gold e Rader, 1969; Brigham, 1974; Bogner e Constantinides, 1975; Burrus e Parks, 1985). Ver apêndice.

- Técnicas de decimação - Decimação no tempo e em frequência, Radix 2, Radix 4, outras partições: A partição em quatro (Radix 4) é preferível à partição em dois (Radix 2), mas só pode ser utilizada quando o número de pontos é uma potência de quatro. Tal não é o nosso caso (128 valores complexos). Assim, decidiu-se implementar um algoritmo que use Radix 2 e decimação no tempo (DIT) em uma primeira etapa, que separa os 128 complexos em dois conjuntos de 64 valores, e então Radix 4 e decimação em frequência (DIF) para tratar cada um destes conjuntos. Radix 8 poderia ter sido utilizada, mas o ganho em tempo de processamento não justifica a complicação adicional de implementação, segundo Burrus e Parks (1985). Os procedimentos de misturar Radix 2 e Radix 4 e de tratar as 256 amostras como 128 valores complexos certamente tornam o algoritmo mais complicado, mas justificam-se por tornar o cálculo da FFT 4.2 vezes mais rápido que com o procedimento usual de utilizar apenas Radix 2 e não aproveitar o fato que as amostras são valores reais. Na figura 7 os tempos de cálculo de uma transformada segundo o algoritmo "sob medida" e a técnica tradicional



utilização de um só arranjo com as amostras em ordem natural na entrada torna necessário desembaralhar os coeficientes do espectro na saída (Cochran e cols., 1967). O fato de se utilizar diferentes "radices" faz com que o mapa de saída não seja o famoso "digit reverse". O mapa de saída para a FFT dos 128 valores complexos é dado por: .

$$m = ( 32i + 8i + 2i + i ) \text{ mod } 128 \quad (2)$$

onde:

m = índice dos coeficientes de saída,  
i = índice dos coeficientes de entrada e  
mod128 denota operação em módulo-128.

- Overflow e como evitá-lo - Escalonamento automático ou com testes de overflow potencial no próximo estágio (Rabiner e Gold, 1975) : Para evitar a possibilidade de "overflow" durante o cálculo da FFT foi implementado escalonamento automático em todos os estágios, ie, as "butterflies" em Radix 2 incorporam divisão do resultado por dois e as em Radix 4 incorporam divisão por quatro. A implementação das divisões foi feita através do uso das instruções de armazenar com "shift" automático do TMS-32020, ie, o escalonamento não introduz nenhum atraso adicional. A opção de testar overflow-potencial em cada estágio e escalar apenas quando necessário foi descartada por consumir muito tempo e introduzir a dificuldade adicional de ter de se considerar para cada espectro, individualmente, o fator de escala necessário. Sacrifica-se assim a faixa dinâmica da FFT, já que os espectros (16 bits) são divididos por 256 ao final do processamento, mas isso só deve preocupar aqueles que desejam resolução maior que oito bits para os espectros.

Convém lembrar que apenas este escalonamento automático não é garantia de que não há possibilidade de overflow: o pior caso corresponde a uma "butterfly" com o fator de fase equivalente a  $\pi/4$ . Nesta infeliz situação a amplitude, após o escalonamento automático pode ter uma magnitude normalizada de  $1+2\text{sen}(\pi/4)$ , ie, 1.2071. Para evitar essa situação convém restringir a amplitude de entrada a valores menores que  $\lfloor 27146 \rfloor$  (  $32768 / 1.2071$  ), ou dividir as amostras por 1.2071 na entrada e tornar a multiplicá-las por esse valor na saída, conforme proposto por Papamichalis e So (Texas Instruments, 1986). Utilizamos a primeira alternativa.

- Efeitos da segmentação do sinal de entrada - As descontinuidades nas extremidades dos segmentos da forma de onda de entrada causados pela amostragem de um conjunto finito de valores, ie, a aplicação de uma "janela" retangular no domínio do tempo, tem seus efeitos indesejáveis evidenciados no domínio da frequência. Tais efeitos são bastante conhecidos sob o nome "leakage" (Stanley, 1975; Rabiner e Gold, 1975; Oppenheim e

Schafer, 1975). Para diminuir esses efeitos, convém aplicar ao sinal de entrada uma "janela" diferente de retangular, com terminações suaves. O formato particular da "janela" mais apropriada deve ser escolhido levando-se em consideração as características do sinal a ser processado (Bingham, C.; Godfrey, M.D.; Tukey, J.W., 1967). Como não há uma palavra definitiva a respeito do assunto para o caso particular de sinais Doppler, resolvemos implementar a "janela" através de uma tabela de valores. Assim é bastante simples utilizar qualquer tipo de função. Para esta implementação inicial foi utilizada uma janela de Hanning:

$$H(k) = 1/2 [ 1 - \cos ( 2 \pi k / 256 ) ]. \quad (3)$$

- Implementação ou não de "overlap" - Se o cálculo da transformada demora menos do que a amostragem das próximas 256 amostras, pode-se iniciar a nova transformada imediatamente, conforme a figura 8a, utilizando as últimas 256 amostras (algumas das quais foram levadas em consideração no cálculo da última FFT - Welch, 1967). As vantagens de tal procedimento

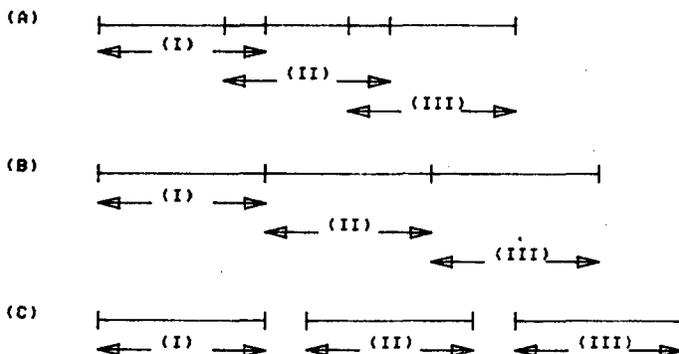


Figura 8 - Dependendo do tempo necessário para que se complete o processamento de um bloco de 256 amostras ( $T_t$ ), tem-se três alternativas de partição do sinal: Caso o tempo total de processamento seja menor que o tempo correspondente a aquisição de 256 amostras ( $N/f_{am}$ ), pode-se implementar partições com "overlap" (A), ou justapostas (B). Caso  $T_t$  seja menor que  $N/f_{am}$ , trechos de sinal serão perdidos (C).

são, basicamente, duas: A primeira é que se pode obter a mesma largura das telas representando os sonogramas, mesmo quando se

usarem frequências de amostragem diferentes (já que podemos controlar a frequência de geração de espectros). A segunda vantagem é que se pode apresentar mais informação a partir do sinal, compensando com essa "interpolação" o efeito de a "janela", além de destruir uma informação "falsa", causada pela segmentação ("leakage"), também destruir informação "real", já que atenua os efeitos das amostras próximas às extremidades dos segmentos.

- Implementação de médias de espectros consecutivos: Este é um assunto sobre o qual pode haver controvérsia. Se a frequência de geração de espectros é maior que a necessária, ie, se o sinal pode ser considerado como "estacionário" por dois ou mais espectros, o procedimento de obter médias de dois (ou mesmo três) espectros consecutivos, diminuindo assim a variância estatística, é justificável (Bingham, Godfrey e Tukey, 1967; Welch, 1967).

Com frequência de amostragem de 40.96 kHz, o tempo correspondente a 256 amostras (sem "overlap") é de 6.25 ms, o que equivale a uma "frequência de amostragem" de espectros de 160 Hz. Com frequências de amostragem menores a situação é ainda melhor. Contudo, na versão atual decidiu-se manter a informação intacta (ainda que redundante, em nossa opinião, para o caso do sinal Doppler), e não foi feita a implementação das médias. Assim mantém-se a generalidade do "analisador de espectros" para sinais com estacionariedade menor, para os quais o procedimento não seria justificável.

#### PROCESSAMENTO EM TEMPO-REAL E MULTIPROCESSAMENTO

Quando se deseja processar sinais em tempo-real deve-se ter sempre presente a preocupação com o tempo de processamento. O assunto é tão complexo quanto fascinante; particularmente porque o "tempo de processamento" de uma "amostra" é, quase sempre, função do sinal de entrada. Isso é, a previsão do "tempo médio" de processamento não é trivial.

Para que se possa usar a expressão "processamento em tempo-real" é necessário que o tempo médio de processamento seja menor que o tempo em que as "amostras" são tomadas. Eventualmente pode-se admitir que alguma(s) amostra(s) sejam tomadas antes que o processamento da amostra anterior seja concluído, já que o sistema tem memória (desde que o processador recupere o "tempo perdido" em seguida e que a memória não se esgote com amostras não-processadas). O uso desta técnica implica um atraso variável em termos de saída de resultados. Desde que este atraso seja tolerável, a técnica permite um "gargalo" de processamento mais largo, ie, nossa especificação de "tempo máximo tolerável" passa a ser o tempo médio de processamento e não mais o tempo máximo. Tal foi a técnica utilizada neste trabalho.

Alguns autores admitem até mesmo a perda de algumas "amostras" ou trechos do sinal (figura 8c), chamando isso "processamento em tempo-real". A propriedade ou não da expressão depende da estacionariedade do sinal em questão.

No caso particular nossas "amostras" são conjuntos de 256 valores e a saída é o sonograma. O cálculo de uma FFT pelo Processador de Sinais (DSP), demora um tempo variável e dependente da frequência de amostragem segundo a expressão:

$$T_t = T_{proc} / (1 - f_{am} \cdot T_{isr}), \quad (4)$$

onde:

$T_t$  - é o tempo total,  
 $T_{proc}$  - é o tempo em que uma FFT seria calculada caso não houvesse interrupções,  
 $f_{am}$  - é a frequência de amostragem, e  
 $T_{isr}$  - é o tempo tomado a cada interrupção.

Na versão atual  $T_{proc} = 3.147$  ms e  $T_{isr} = 5.2$   $\mu$ s.

Para evitar essa situação de variabilidade na frequência de geração de FFT's, decidiu-se fixar o número de FFT's por unidade de tempo. Assim, limitamos o período de cálculo de FFT's em 6.25 ms. Mesmo com este procedimento nossa "frequência de amostragem" dos espectros é de 160 Hz, ie, mais do que suficiente para atender ao critério de Nyquist. Com isto tem-se a vantagem de visualizar o sonograma sempre com a mesma largura na tela, facilitando a comparação de sinais tomados com diferentes frequências de amostragem.

Em nosso sistema a situação é ainda mais complexa, porque há uma divisão de tarefas entre o processador-mestre e a placa do DSP: A placa fornece os espectros e o computador gera e exhibe os sonogramas. É necessário, pois, considerar as limitações de tempo do computador. Convém reservar algum tempo de pós-processamento se desejarmos que o computador execute alguma outra tarefa além de exibir o sonograma. Também devemos considerar o tempo razoável de atualização da tela - caso fosse possível fazer o sistema exibir os sonogramas a cada 3.147 ms, uma tela do computador (320 colunas) seria exibida a cada 1.007 s! Nem o microcomputador é capaz de tal façanha, nem o observador se sentiria confortável com esta implementação. Mesmo os 2.0 s da presente implementação são, talvez, um pouco rápidos demais para o observador.

Dentre as soluções possíveis, aquela de mostrar a média de cada dois espectros em cada coluna do microcomputador nos parece bastante razoável. Isto limitaria a frequência efetiva de exibição de espectros a 80 Hz (ainda atendendo a condição de Nyquist), mas permitiria a diminuição da variabilidade

estatística dos periodogramas. E assim, uma tela do computador corresponderia a 4.0 s de sonograma.

Outra consideração importante quando se tem um sistema multiprocessamento com multiprocessadores é o balanceamento do sistema, ie, convém que a divisão de tarefas seja feita criteriosamente: o sistema será tão rápido quanto o mais lento dos seus processadores. Por isso, na implementação de futuras sofisticções, o "tempo ocioso" da placa do TMS-32020 será explorado, já que o DSP é tão rápido.

Em suma, as três limitações a serem respeitadas pelo sistema na versão atual são:

1 - O tempo gasto pela ISR deve ser menor que o período de amostragem, ie, o produto  $f_s \cdot T_{ISR}$  deve ser menor que a unidade na expressão (4). Vide figura 6a.

2 - O tempo total de cálculo da FFT (  $T_t$  na expressão 4 ) não deve exceder 6.25 ms (correspondendo a 256 amostras a 40.96 kHz), para que não se deixe de considerar nenhuma amostra do sinal de áudio. Nessa situação não há "overlap", conforme a figura 8b.

3 - Finalmente, o computador deve considerar todos os espectros, ie, de nada adianta o DSP calcular FFT's em 4.0 ms se o computador não consegue tratar os resultados a essa velocidade.

### RESULTADOS E CONCLUSÕES

O sistema proposto permite a obtenção de sonogramas em tempo-real com a faixa de resolução variável até 20.48 kHz, exibindo, na tela do computador, o sonograma e a frequência máxima analisada,  $F_{max}$ , conforme a figura 9. O operador pode mudar a faixa de análise com um simples toque no teclado, selecionando uma das cinco alternativas de frequência de amostragem (figura 10). Os sonogramas são obtidos através de periodogramas modificados (segundo uma janela de Hanning), incluindo "overlap" de amostras para frequências de amostragem menores que 40.96 kHz.

♥ DSP calcula os espectros a uma taxa mais rápida que o necessário, permitindo que se conjecture sobre a possibilidade de utilizar esse tempo extra para a obtenção, em tempo-real, de alguns estimadores, como primeiro momento ou frequência média.

O sistema é uma alternativa bastante versátil para análise espectral de sinais de áudio em tempo-real.

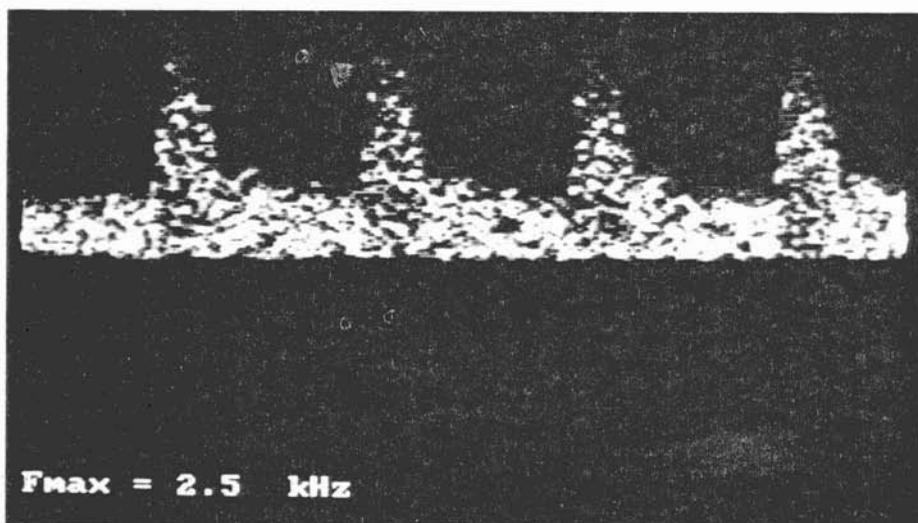


Figura 9 - O sonograma é exibido na tela do microcomputador em tempo-real. No caso, a frequência de amostragem é de 5.12 kHz, o que implica uma frequência máxima de 2.56 kHz (indicada na tela como 2.5 kHz).

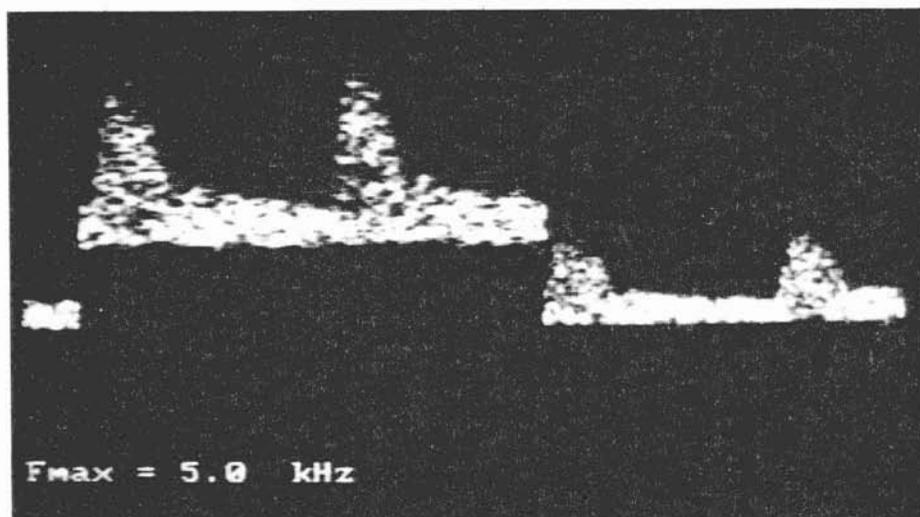


Figura 10 - Na metade da tela o operador mudou a  $f_{am}$  de 5 kHz para 10 kHz, ie,  $F_{max}$  mudou de 2.5 kHz para 5 kHz.

## APÊNDICE

O algoritmo utilizado para a obtenção da FFT de N reais a partir da implementação da FFT de 128 complexos foi aquele proposto por Brigham (1974). Segue a descrição detalhada do mesmo:

1 - Foi amostrado o sinal  $x(n)$  com  $n=0,1,2,3,\dots,255$ , isso é, tem-se um vetor com 256 valores REAIS.

2 - Considere-se os "sinais"  $u(n)$  e  $v(n)$ :

$$\begin{aligned}u(n) &= x(2n), \text{ ie, amostras pares do sinal : 128 REAIS.} \\v(n) &= x(2n+1), \text{ ie, amostras ímpares: Também 128 REAIS.}\end{aligned}$$

3 - Com  $u(n)$  e  $v(n)$ , forma-se o sinal  $h(n)$ :

$$h(n) = u(n) + j v(n) , \text{ ie, 128 COMPLEXOS.}$$

4 - Calcula-se a FFT de  $h(n) \Leftrightarrow H(k)$ , utilizando um algoritmo para obtenção da FFT de um sinal complexo.

5 - A partir de  $H(k)$  é fácil obter  $U(k)$  e  $V(k)$ :

$$\begin{aligned}U_r(k) &= 1/2 [ H_r(k) + H_r(N/2-k) ], \\U_i(k) &= 1/2 [ H_i(k) - H_i(N/2-k) ], \\V_r(k) &= 1/2 [ H_i(k) + H_i(N/2-k) ], \\V_i(k) &= 1/2 [ H_r(N/2-k) - H_r(k) ],\end{aligned}$$

o que se prova usando as propriedades de simetria de funções pares e ímpares. Basta que se calculem 64 desses complexos, ie,  $k=0,1,\dots,63$ , pois os outros 64 são complexos conjugados desses - lembrar que  $u(n)$  e  $v(n)$  são vetores REAIS.

6 - Finalmente, a partir de  $U(k)$  e  $V(k)$ , obtém-se  $X(k)$ :

$$X(k) = 1/2 [ U(k) + \exp(-2 \pi j k / 256) * V(k) ],$$

que é uma "butterfly" Radix 2 do tipo "decimação no tempo".

A seqüência é exemplificada abaixo para  $k=1$ :

$$2 * X(1) = U_r(1) + ( V_r(1)\cos\theta + V_i(1)\sen\theta ) + j [ U_i(1) + ( V_i(1)\cos\theta + V_r(1)\sen\theta ) ] \quad e$$

$$2 * X(127) = U_r(127) + ( V_r(127)\cos\theta + V_i(127)\sen\theta ) + j [ U_i(127) + ( V_i(127)\cos\theta + V_r(127)\sen\theta ) ].$$

Como não se tem os valores de  $U_r$ ,  $U_i$ ,  $V_r$  e  $V_i$  para  $k$  maior que 63, utilizam-se as propriedades de simetria, que garantem que a parte real da DFT de uma função real é par e a parte imaginária é ímpar, para escrever:



- BOGNER, R.E., and CONSTANTINIDES A.G. - Editors (1975), Introduction to Digital Filtering. John Wiley & Sons.
- BRIGHAM, E.O. (1974), The Fast Fourier Transform, Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall Inc.
- BURRUS, C.S., and PARKS, T.W. (1985), DFT/FFT and Convolution Algorithms - Theory and Implementation. John Wiley & Sons.
- CHANT, A.D.B. (1980), "Quantitative Assessment of the Commonfemoral to Popliteal Arterial Segment Using Continuous Wave Doppler Ultrasonic". Ultrasound in Medicine and Biology, Volume 6, pages 99-105.
- 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, Volume 5, Number 5, pages 237-241.
- COCHRAN, W.T., COOLEY, J.W., FAVIN, D.L., HELMS, H.D., KAENEL, R.A., LANG, W.W., MALING Jr., G.C., NELSON, D.E., RADER, C.M., WELCH, P.D. (1967), "What is the Fast Fourier Transform?" IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics. Volume AU-15, Number 2, pages 45-55.
- COOLEY, J.W., LEWIS, P.A.W., and WELCH, P.D. (1967), "Historical Notes on the Fast Fourier Transform". IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics. Volume AU-15, Number 2, pages 76-79.
- EVANS, D.H., ARCHER, L.N.J., and LEVENE, M.I. (1985), "The Detection of Abnormal Neonatal Cerebral Haemodynamics Using Principal Component Analysis of the Doppler Ultrasound Waveform", Ultrasound in Medicine & Biology, Volume 11, Number 3, pages 441-449.
- GOLD, B., and RADER, C.M. (1969), Digital Processing of Signals, Mc Graw-Hill, Inc.
- GOSLING, R.G., DUNBAR, G., KING, D.H., NEWMAN, D.L., SIDE, C.D., WOODCOCK, J.P., FITZGERALD, D.E., KEATES, J.S., and MacMILLAN, D. (1971), "The Quantitative Analysis of Occlusive Peripheral Arterial Disease by a Noninvasive Ultrasonic Technique", Angiology, Volume 22, pages 52-55.
- HARPER, D.R., KELMAN, G.R., MAVOUR, G.E., WALKER, M.G., and WATSON, A.W.S. (1974), "Time Interval Between ECG-R Wave and Peak Flow Velocity in Leg Arteries of Normal Humans" Journal of Physiology, 239:21.
- INTEL-CORPORATION (1986), "80186 High Integration 16-Bit Microprocessor". Application Note AP-186. Order N.210451-1.

- JOHNSTON, K.W., MARUZZO B.C., and COBBOLD R.S.C. (1977), "Errors and Artifacts of Doppler Flowmeters and their Solution", Archives of Surgery, Volume 112, pages 1335-1342.
- KARNOWSKI, R.J., and SUN, E. (1983), FFT Processor - Basics and Floating Point Arithmetic Design. WEITEK Corporation.
- LOUGHBOROUGH SOUND IMAGES Ltd. (1986), TMS 32020 Board User's Manual. Issue 3.
- MICROSOFT CORPORATION (1984), MS-DOS Operating System Version 3.1 and LINKER Utility and DEBUG Utility. Ed. Research Machines Ltd.
- OPPENHEIM, A.V., and SCHAFER, R.W. (1975), Digital Signal Processing, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey.
- PEDERSEN, J.E. (1982), "Fast Dedicated Microprocessor for Real-Time Frequency Analysis of Ultrasonic Blood-Velocity Measurements". Medicine & Biology Engineering & Computing, Volume 20, pages 681-686.
- PEREIRA, W.C.A., CAPRIHAN, A., e PANERAI, R.B. (1984), "Componentes Principais Aplicadas ao Sinal Doppler Ultra-Sônico de Fluxo Sangüíneo", RBE - Caderno de Engenharia Biomédica, Volume 2, Número 1, páginas 23-32.
- RABINER, R.L., and GOLD, B. (1975), Theory and Application of Digital Signal Processing, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey.
- RESEARCH MACHINES Ltd. (1985), RM NIMBUS Owners Handbook.
- RESEARCH MACHINES Ltd. (1985), NIMBUS Internal I/O Bus Specification. Technical Information Brief 25.
- SCHLINDWEIN, F.S. (1982), "Microcomputador para Análise de Sinais de Fluxo Sangüíneo Arterial Captados por Ultra-Som Doppler" - Tese de Mestrado, Programa de Eng. Biomédica, COPPE/UFRJ.
- SCHLINDWEIN, F.S., CAPRIHAN, A., e GANDRA, S.A.T. (1986), "Análise de sinais de velocidade de Fluxo Arterial por Microcomputador", RBE - Caderno de Engenharia Biomédica, Volume 3, Número 2, páginas 29-49.
- STANLEY, D.W. (1975), Digital Signal Processing, Reston Publishing Company, Inc., Virginia 22090, Prentice-Hall Company.

- TELLEZ-FUENTES, G.G. (1982), "Propriedades Estatísticas de Parâmetros Obtidos de Sinais de Fluxo Sangüíneo Arterial Medido por Ultra-Som, Tese de Mestrado, Programa de Engenharia Biomédica, COPPE/UFRJ.
- TEXAS- INSTRUMENTS (1985), TMS-32020 User's Guide. Digital Signal Processor Products.
- TEXAS- INSTRUMENTS (1986), Digital Signal Processing Applications with the TMS-32020 Family. Theory, Algorithms and Implementations.
- WATERS, K.J., CHAMBERLAIN, J., and McNEILL, I.F. (1977), "The Significance of Aortoiliac Atherosclerosis as Assessed by Doppler Ultrasound", The American Journal of Surgery, Volume 134, pages 388-391.
- 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. Volume AU-15, Number 2, pages 70-73.

DOPPLER ULTRASOUND SIGNAL SPECTRAL ANALYSIS AND  
REAL-TIME SONOGRAM GENERATION USING A  
DIGITAL SIGNAL PROCESSOR AND A MICROCOMPUTER

by

Fernando S. Schindwein<sup>1</sup> and David H. Evans<sup>2</sup>

ABSTRACT -- A system comprising of a TMS 32020 development board and an RM NIMBUS (80186 based) micro-computer has been assembled, and programmed to analyse Doppler ultrasound signals in real-time, and to display the results in the form of a sonogram on a video monitor with 16 levels of grey scale. The spectral analysis was based on a "tailor-made" Fast Fourier Transform (FFT). The audio signal may be sampled at rates of up to 40.96 kHz, and the system calculates a 128 point Doppler power spectrum every 4.0 ms. In order to achieve this speed, each block of 256 real samples has been treated as an array of 128 complex values, and a mixture of radix-2 decimation in time, and radix-4 decimation in frequency butterflies have been used to implement the FFT. These and other methods used to realize a system operating in real-time are discussed.

---

1,2 - Leicester Royal Infirmary - Medical Physics Dept. -  
Leicester, LE1 5WW. England.