

Localização de fontes acústicas em águas pouco profundas.

S.M. Jesus (sjesus@ualg.pt)

UCEH - Universidade do Algarve, Campus de Gambelas, PT-8000 Faro, Portugal. *

O *Matched-Field Processing*(MFP), sob a sua forma convencional, designa uma técnica de processamento intensivo que tem como objectivo localizar uma fonte acústica através da correlação do sinal recebido com o sinal predito por um modelo de propagação. Esta foi a ideia proposta originalmente por Hinich (1973) e Bucker (1976). Este trabalho faz uma breve revisão histórica da evolução do conceito de MFP nos últimos vinte anos apresentando os diferentes tipos de instrumentação (antenas horizontais, verticais, randômicas, captor único, etc...) e métodos utilizados. Em seguida serão apresentados os resultados obtidos pelo autor nos dados recolhidos durante a campanha INTIMATE'96 levada a cabo ao largo da Nazaré em Junho de 1996. Os resultados obtidos, utilizando um modelo de raios (ray-tracing) e um único captor, evidenciam o efeito da maré na localização da fonte e uma grande estabilidade do meio de propagação ao longo de várias horas.

1. INTRODUÇÃO

O *Matched-Field Processing*(MFP), é hoje em dia uma técnica bastante utilizada em acústica submarina e não só. Na sua forma mais convencional, esta técnica é baseada na correlação do sinal recebido com o sinal predito por um modelo numérico de propagação acústica. A ideia foi proposta originalmente por Hinich[1] e Bucker[2], em 1973 e 1976 repectivamente, e em seguida utilizada por Klemm[3] e Shang[4-5]. O primeiro autor a mostrar resultados obtidos em dados reais foi Yang[6] utilizando um método de filtragem modal. A técnica proposta começava por efectuar uma transformação dos dados recebidos do domínio do idrófono para o domínio dos modos normais, utilizando o conhecimento *a priori* das funções modais do canal de propagação. Desde dos anos 80 que a sensibilidade do MFP relativamente ao conhecimento parcial dos parâmetros ambientais (tais como perfil do som, características geo-acústicas do fundo, profundidade da água, etc...) e a geometria do sistema receptor (posição relativa dos captosres) foi apontada como sendo um dos maiores impedimentos à sua utilização prática [7-11]. O trabalho de Baggeroer em 1988 [12], mostrando o MFP convencional como uma generalização do formador de feixes (beamformer) e daí desenvolvendo uma estratégia do tipo máximo de verosimilhança foi

* Este trabalho foi parcialmente financiado pela Fundação para a Ciência e Tecnologia - Programa PRAXIS XXI, contrato 2/2.1/MAR/1698/95.

um marco decisivo na história do MFP. Outra noção que foi introduzida pela primeira vez no trabalho Baggeroer foi a de processamento incoerente em banda larga. A noção de processamento coerente no domínio temporal já tinha sido introduzida através de testes com dados simulados por Clay[13]. As vantagens da localização de fontes acústicas em banda larga tem sido uma questão recorrente na comunidade científica dedicada ao problema. Os primeiros resultados consistentes de localização de uma fonte acústica em águas pouco profundas foram obtidos por Jesus[14]. O processador utilizado era baseado na decomposição em sub-espacos do sinal recebido e utilizava um processamento em banda larga do tipo incoerente.

Outro trabalho importante foi o apresentado por Collins[15], onde a localização de uma fonte acústica foi introduzido como um processo de ajuste não apenas da posição da fonte mas de todo o meio ambiente - ou pelo menos dos seus parâmetros mais significativos. Este processo foi chamado focalização. A partir daí MFP começou a ser visto como um método de adaptação do meio ambiente e deu-se a junção com a tomografia acústica para formar o que agora se intitula *Matched-Field Tomography*(MFT) [16].

Uma ideia largamente partilhada na comunidade de acústica submarina, é de que o meio de águas pouco profundas é extremamente adverso a MFP e técnicas similares de uma forma geral, devido à grande dependência do campo acústico de pequenas variações de muitos parâmetros ambientais. Uma das formas de combater essa dependência é de aumentar a quantidade de informação útil captada pelo sistema de recepção que pode ser obtida através, seja do aumento da abertura da antena de recepção, seja do aumento da banda do sinal recebido. O aumento da abertura física da antena tem vários inconvenientes que, à parte o custo, podem ser as dificuldades de operação, as incertitudes na posição relativa dos sensores e até a possível perda de coerência do campo acústico. A tendência actual dirige-se prioritariamente no sentido oposto, que é o de diminuir a abertura da antena de recepção aumentando a banda de frequências processadas. Em que medida é que o alargamento da banda compensa a perda de abertura espacial, é uma questão ainda em aberto e para a qual o presente trabalho tenta dar uma contribuição.

Este trabalho mostra resultados recentes obtidos numa zona de águas pouco profundas a Oeste da costa portuguesa durante a campanha Intimate'96. Nesta campanha uma fonte acústica emitindo um sinal modulado linearmente em frequência (LFM) na banda 300-800 Hz, foi localizada em profundidade e distância durante um período de mais de 24 horas utilizando um único sensor acústico. Os resultados mostram que o processo de MFP é relativamente robusto a variações do meio ambiente e permite, mediante o conhecimento do sinal emitido, localizar a fonte com grande precisão mesmo com um único captor.

2. RECAPITULAÇÃO TEÓRICA

2.1. O modelo de dados

O sinal acústico recebido num captor colocado a uma profundidade z , emitido por uma fonte pontual longínqua a uma profundidade z_0 e a uma distância r_0 pode ser descrito pela equação

$$y(t; z, r_0, z_0) = p(t; z, r_0, z_0) * s(t) + n(t; z), \quad (1)$$

onde $p(t; z, r_0, z_0)$ representa a resposta impulsiva do meio de propagação entre a fonte e o captor, $s(t)$ é o sinal emitido pela fonte e $n(t; z)$ é o ruído de observação no captor, suposto branco no tempo e no espaço, de média nula e não correlado com o sinal $s(t)$. Fazendo a Transformada de Fourier (TF) de ambos os membros da eq.(1), podemos escrever em termos de densidade espectral potência

$$Y(\omega; z, r_0, z_0) = |P(\omega; z, r_0, z_0)|^2 S(\omega) + N(\omega; z). \quad (2)$$

Admitindo um cenário de águas pouco profundas, uma representação razoável da função de transferência do canal de propagação é dada pela representação em modos normais. Assim, podemos escrever

$$P(\omega; z, r_0, z_0) = \frac{C}{\sqrt{k_m r_0}} \sum_{m=1}^M a_m(z) a_m(z_0) e^{-\alpha_m r_0 + i k_m r_0}, \quad (3)$$

onde C é uma constante complexa, $a_m()$ e k_m são as funções modais e os números de onda horizontais para o modo m respectivamente e α_m é o coeficiente de atenuação também para o modo m . A partir de (3) podemos deduzir uma representação compacta do sinal recebido à frequência ω numa antena de L captadores às profundidades $z_l; l = 1, \dots, L$, ao longo de uma antena vertical como

$$\mathbf{y}(\omega; r_0, z_0) = s(\omega) \mathbf{p}(\omega; r_0, z_0) = s(\omega) \mathbf{A}(\omega) \mathbf{x}(\omega; r_0, z_0) + \mathbf{n}(\omega), \quad (4)$$

onde a matriz $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_M]$ é de dimensão $L \times M$ e o elemento de ordem m do vector \mathbf{x} é

$$x_m(r_0, z_0) = \frac{C a_m(z_0)}{\sqrt{k_m r_0}} e^{-\alpha_m r_0 + i k_m r_0}. \quad (5)$$

2.2. O processador MF convencional

O processador MF convencional é baseado na correlação entre o sinal recebido y e o sinal predicto p - frequentemente denominado réplica. Assim, a partir da eq. (1) podemos escrever a saída do MFP convencional $B(r, z)$, para uma fonte fictícia colocada em (r, z) como

$$b(\tau; r, z) = \int y(t; r_0, z_0) p(t - \tau; r, z) dt, \quad (6a)$$

$$B(r, z) = \int_{-T}^T |b(\tau; r, z)|^2 d\tau \quad (6b)$$

Alternativamente, $B(r, z)$ poderia ser definido como $\max_{\tau} |b(\tau; r, z)|^2$. No domínio da frequência a eq.(6) pode ser colocada sob a forma de um somatório incoerente ao longo de toda a banda de frequências

$$b(\omega; r, z) = y(\omega; r_0, z_0)^* p(\omega; r, z), \quad (7a)$$

$$B(r, z) = \int_0^{\omega_s/4\pi} |b(\omega; r, z)|^2 d\omega. \quad (7b)$$

No caso de uma antena de L captadores, introduz-se um somatório incoerente na forma temporal (6a)

$$\tilde{b}(\tau; r, z) = \sum_{l=1}^L b(\tau; r, z), \quad (8)$$

e, de modo equivalente, na forma frequencial (7a)

$$\tilde{b}(\omega; r, z) = \sum_{l=1}^L b(\omega; r, z) = \mathbf{y}(\omega; r_0, z_0)^H \mathbf{p}(\omega; r, z). \quad (9)$$

A normalização dos vectores de observação e réplicas, *i.e.*, $|\mathbf{y}|^2 = 1$, fazem com que a saída do MFP seja compreendida entre 0 e 1, onde um valor 1 indica uma correlação perfeita. Prova-se que o MFP convencional é o detector óptimo de um sinal em ruído branco.

2.3. O processador MM convencional

O processador *matched-mode* (MM) convencional proposto por Yang [6] é análogo ao processador MF convencional, no sentido em que é igualmente baseado na correlação entre o sinal recebido e a réplica calculada. Porém essa correlação é efectuada no domínio modal o que pressupõe uma antena vertical de captadores e um meio de propagação que admita uma representação em termos de modos normais. Estamos assim nas condições impostas no caso das eqs. (3-5) e a passagem para o domínio modal faz-se através de uma transformação do tipo,

$$\hat{\mathbf{x}}(\omega; r_0, z_0) = \mathbf{A}^\# \mathbf{y}(\omega; r_0, z_0) \quad (10)$$

onde $\mathbf{A}^\#$ é a pseudoinversa da matriz modal \mathbf{A} . A saída do processador MM é dada por

$$\text{MM}(r, z) = \int_0^{\omega_s/4\pi} |\hat{\mathbf{x}}^H(\omega; r_0, z_0) \mathbf{x}(\omega; r, z)|^2 d\omega \quad (11)$$

onde, neste caso, o MF é realizado entre os vectores modais: $\hat{\mathbf{x}}$ estimado a partir dos dados e o vector modal predito \mathbf{x} (réplica), calculado pelo modelo de propagação numérico. Teóricamente, a matriz modal seria não singular e nesse caso a solução óptima da eq. (10) no sentido dos mínimos quadrados seria

$$\hat{\mathbf{x}}(\omega; r_0, z_0) = [\mathbf{A}\mathbf{A}^t]^{-1} \mathbf{A}^t \mathbf{y}(\omega; r_0, z_0). \quad (12)$$

Neste caso, demonstra-se facilmente que o MMP e o MFP são de facto equivalentes. Porém, na prática, as funções modais (que formam as colunas de \mathbf{A}) não são todas linearmente independentes devido a problemas de amostragem espacial da antena de captadores e de limitações na sua abertura. Estas limitações práticas resultam numa filtragem dos modos não resolvidos - geralmente os de ordem superior - por parte do processador MM, que provoca melhorias significativas na resolução e probabilidade de detecção da fonte em relação ao MFP convencional [11].

2.4. O processador de máxima verosimilhança

O processador de máxima verosimilhança (*maximum likelihood* - ML) assume que no modelo de dados, tanto o sinal como o ruído de observação são distribuídos segundo uma lei Gaussiana, de média nula e de variância σ_s^2 para o sinal e uma covariância $\sigma_n^2 \mathbf{I}$ para o ruído. Neste caso o vector de observação $\mathbf{y}(\omega_k)$ a uma frequência discreta ω_k , está distribuído segundo $N[s(\omega_k) \mathbf{p}(\omega_k; r_0, z_0), \sigma_n^2 \mathbf{I}]$. O melhor estimador, no sentido da máxima verosimilhança, dos parâmetros r_0, z_0 , dado o horizonte de dados $\{\mathbf{y}_n; n = 1, \dots, N\}$ é dado por [17]

$$(\hat{r}_0, \hat{z}_0) = \arg \min_{r, z} \sum_{k=1}^K \frac{K}{\sigma_n^2(\omega_k)} \text{tr} \left\{ \left[\mathbf{I} - \frac{\mathbf{p}(\omega_k; r, z) \mathbf{p}(\omega_k; r, z)^H}{\|\mathbf{p}(\omega_k; r, z)\|^2} \right] \hat{\mathbf{R}}(\omega_k) \right\} \quad (13)$$

onde $\hat{\mathbf{R}}(\omega_k)$ é a matriz de covariância estimada a partir da média dos produtos externos dos vectores observados ao longo do tempo e K é o número de frequências discretas na banda. A única quantidade desconhecida é a potência do ruído $\sigma_n^2(\omega_k); k = 1, \dots, K$ e que poderá, numa primeira aproximação, ser considerada constante em toda a banda de frequências do sinal emitido.

2.5. O processador de sub-espços

O caso multicaptor: a ideia de base do processador de sub-espços utiliza o facto de que no modelo linear descrito pela eq. (4), o vector \mathbf{Ax} , sendo uma combinação linear das M colunas de \mathbf{A} - supostas por enquanto linearmente independentes - está contido num sub-espço de dimensão M - denominado sub-espço do sinal. A questão da estimação deste sub-espço tem sido um problema recorrente em teoria do sinal devido ao largo número de aplicações do modelo linear (4). A teoria de base para este problema encontra-se em [18], no qual é provado que o estimador baseado na decomposição em valores próprios da matriz de covariância dos dados é o estimador óptimo do sub-espço do sinal simultaneamente no sentido dos mínimos quadrados, máxima verosimilhança e mínima entropia. Para simplificar digamos que em acústica submarina e em águas pouco profundas, a dimensão M do sub-espço pode ser estimada a partir do modelo de propagação e o estimador do sub-espço é dado por

$$\hat{\mathbf{S}} = \mathbf{E}_M \mathbf{E}_M^H \mathbf{Y} \quad (14)$$

onde $\hat{\mathbf{S}}$ não é mais senão a projecção da matriz de dados $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_N]$ no sub-espço gerado pelas M colunas de \mathbf{E}_M , onde \mathbf{E}_M contém os vectores próprios da matriz de covariância $\hat{\mathbf{R}}$, associados com os M maiores valores próprios. Assim, o estimador da posição da fonte à frequência ω_k pode ser deduzido da maximização da norma da projecção do vector teste no sub-espço estimado

$$(\hat{r}_0, \hat{z}_0) = \arg \max_{r, z} \{|\mathbf{E}_M \mathbf{E}_M^H \mathbf{p}(\omega_k; r, z)|^2\}. \quad (15)$$

O processador incoerente de banda larga associado é apenas a soma das superfícies de ambiguidade obtidas em (15). Esta formulação admite que existem mais observações temporais do que sensores na antena e por sua vez que o número de sensores é superior ao número de modos suportados pelo canal de transmissão, *i.e.*, que $N > L > M$.

O caso do sensor único: a aplicação dos métodos de sub-espços no caso do sensor único passa por uma reformulação do problema a partir da eq. (1). Nomeadamente, incluindo a hipótese de que o meio entre o emissor e o receptor se comporta como um canal de atrasos múltiplos e atenuações, *i.e.*, que a sua resposta impulsiva se escreve

$$p(t; z, r_0, z_0) = \sum_{m=1}^M a_m(r, r_0, z_0) \delta[t - \tau_m(r, r_0, z_0)], \quad (16)$$

onde os coeficientes a_m e τ_m são as atenuações e atrasos ao longo do 'caminho' m que liga o emissor ao receptor segundo a aproximação de raios (ray-tracing). Mediante uma hipótese, geralmente verificada, de que os atrasos τ_m são relativamente constantes dentro de um intervalo de tempo de registo correspondente ao conjunto de dados $\mathbf{y}_n; n = 1, \dots, N$,

podemos re-escrever o modelo de dados (1) para um intervalo de tempo T ,

$$\mathbf{y}(r_0, z_0) = \mathbf{S}[\boldsymbol{\tau}(r_0, z_0)]\mathbf{a}(r_0, z_0) + \mathbf{n}, \quad (17)$$

com as seguintes notações matriciais,

$$\mathbf{y}(r_0, z_0) = [y_n(1, r_0, z_0), y_n(2, r_0, z_0), \dots, y_n(T, r_0, z_0)]^t, \quad \dim T \times 1 \quad (18a)$$

$$\boldsymbol{\tau}(r_0, z_0) = [\tau_1(r_0, z_0), \dots, \tau_M(r_0, z_0)]^t, \quad \dim M \times 1 \quad (18b)$$

$$\mathbf{S}[\boldsymbol{\tau}(r_0, z_0)] = [\mathbf{s}(\tau_1), \dots, \mathbf{s}(\tau_M)], \quad \dim T \times M \quad (18c)$$

$$\mathbf{a}(r_0, z_0) = [a_1(r_0, z_0), \dots, a_M(r_0, z_0)]^t, \quad \dim M \times 1 \quad (18d)$$

e

$$\mathbf{s}(\tau) = [s(-\tau), \dots, s((T-1)\Delta t - \tau)]^t, \quad \dim T \times 1 \quad (18e)$$

onde T é o número de amostras em cada registo (snapshot) e Δt é o intervalo de amostragem. A eq.(17) com as definições de (18) forma um modelo linear no vector de amplitudes \mathbf{a} assumido como sendo um vector aleatório e de média nula, permitindo assim a aplicação dos métodos de separação de sub-espacos. De facto, podemos caracterizar a parte do sinal do modelo (17) por cobrir um sub-espaço de dimensão $I(< M)$, onde I é o número de 'caminhos' (ou grupos de caminhos) descorrelados no receptor - este é o espaço do sinal. Geralmente temos disponíveis $N > M$ registos fazendo parte da matriz \mathbf{Y} cuja *Singular Value Decomposition* (SVD) é $\mathbf{Y} = \mathbf{U}\boldsymbol{\Sigma}\mathbf{V}^H$. Seguimos uma demonstração análoga à de (14) e (15), para chegar ao estimador [19]

$$\{\hat{\tau}_m; m = 1, \dots, M\} = \arg\{\max_{\tau} (r_0, z_0) \parallel \mathbf{U}_M^H \mathbf{s}(\tau) \parallel^2\}, \quad (19)$$

onde a matriz \mathbf{U}_M é formada pelos M vectores singulares de \mathbf{Y} associados com os M maiores valores singulares. Finalmente o estimador da localização da fonte que utiliza o sub-espaço do sinal gerado pelas colunas de \mathbf{U}_M escreve-se

$$(\hat{r}_0, \hat{z}_0) = \arg\{\max_{\boldsymbol{\tau}(r,z)} \sum_{m=1}^M \parallel \mathbf{U}_M^H \mathbf{s}[\tau_m(r, z)] \parallel^2\}. \quad (20)$$

A partir desta formulação outros estimadores poderiam ser deduzidos, nomeadamente um estimador dos mínimos quadrados (equivalente ao de máxima verosimilhança, visto que o ruído é suposto branco e Gaussiano) e um estimador baseado no sub-espaço do ruído, *i.e.*, o sub-espaço ortogonal ao sub-espaço do sinal definido na eq.(14), gerado pelas colunas da matriz \mathbf{E} associadas com os $L - M$ menores valores próprios.

3. A CAMPANHA INTIMATE'96

A campanha INTIMATE'96 teve lugar ao largo da Nazaré em Junho de 1996 (figura 1), fruto de uma colaboração entre a Universidade do Algarve, o Instituto Hidrográfico, Lisboa, e o Centre Militaire Oceanographique (EPSHOM), Brest, França.

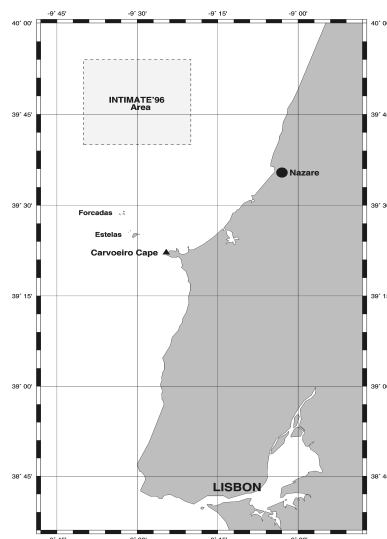


Figure 1: Área da campanha Intimate: 14 - 18 de Junho de 1996.



*Real Data Acquisition Scenario
INTIMATE'96, JUN 1996 - NW Nazaré site*

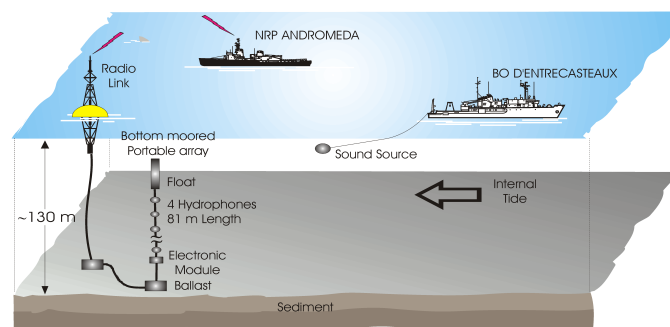


Figure 2: Intimate'96: cenário operacional.

O objectivo principal da campanha foi o de obter um conjunto de dados para suportar o estudo do impacto da maré interna na propagação acústica junto ao bordo da plataforma continental. O cenário operacional da campanha está representado no desenho da figura 2.

O navio BO D'Entrecasteaux da Marinha Francesa reboca a fonte acústica ao longo de eixos de transmissão previamente definidos ou efectua pontos fixos. O navio NRP Andrómeda da Marinha Portuguesa encontra-se junto à antena receptora de dados acústicos recebendo os dados captados via rádio da bóia transmissora. Ambos os navios faziam amostras de CTD e XBT periodicamente.

A batimetria da área considerada e as linhas de transmissão acústica nas diferentes fases da campanha encontram-se representadas na figura 3. Pode-se ver que a batimetria da zona é fracamente variável na linha paralela ao bordo da plataforma ($135\text{m} \pm 2\text{ m}$) e médiamente variável na linha perpendicular ao bordo da plataforma (entre 135 e 180 m).

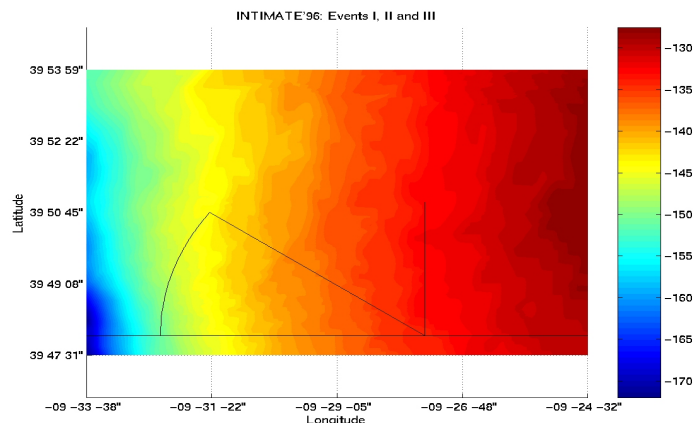


Figure 3: Intimate'96: batimetria e geometria de transmissões acústicas.

Estas características são acompanhadas pela estrutura dos sedimentos: estrutura rochosa coberta por 2 - 3 m de areia fina no eixo Norte-Sul e estrutura rochosa ora aparente - ora coberta por gravilha no eixo Este-Oeste. O modelo do meio de propagação utilizado ao longo do eixo Norte-Sul encontra-se representado na figura 4. O perfil da velocidade do som foi medido através de um XBT junto à fonte acústica situado no extremo Norte do eixo de transmissão (fig.3), e mostra uma camada de mistura até aos 30-40 m de profundidade seguido de um perfil ligeiramente refractante para o fundo, provocando uma maior concentração de energia acústica na camada inferior do canal de transmissão.

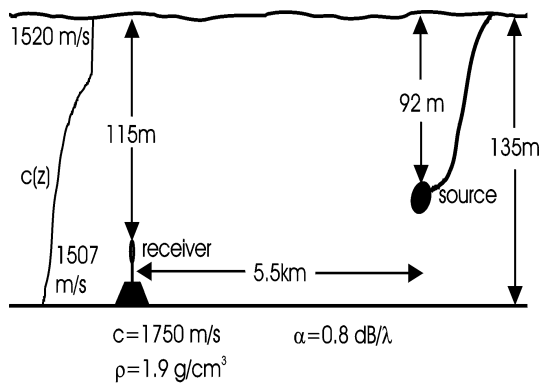


Figure 4: Intimate'96: modelo de propagação ao longo do eixo Norte-Sul.

O sedimento foi modelado como um fluido com características geo-acústicas (velocidade compressional, atenuação e densidade) adaptadas de tabelas para areia fina segundo dados geológicos históricos da zona. O sinal emitido pela fonte acústica é um impulso sinusoidal com a frequência modulada linearmente entre 300 e 800 Hz. A sua duração é de 2s e repete-se de 8 em 8 s durante toda a experiência.

4. LOCALIZAÇÃO COM UM ÚNICO SENSOR

Numa primeira aproximação do problema da localização da fonte acústica foi estimada a evolução da resposta impulsiva do canal de transmissão ao longo do tempo, correlando o sinal recebido $y(t)$ num captor - neste caso o hidrofono situado a 115 m de profundidade - com o sinal emitido pela fonte $s(t)$ (figura 5). Cada linha horizontal desta figura é obtida como o somatório não ponderado de 10 registos (pings) sucessivos, representando cerca de 80 segundos (repetição de $8\text{ s} \times 10$), com uma periodicidade de 5 minutos. Cada chegada foi alinhada pela frente de subida do pico inicial e a origem de tempo na escala horizontal é arbitrária (janela de chegada).

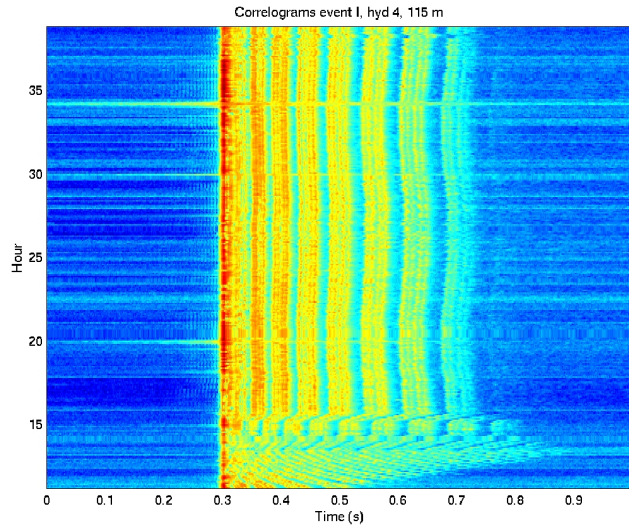


Figure 5: Resposta impulsiva do canal durante a transmissão Norte-Sul.

Devemos realçar três aspectos: o primeiro é a relativamente boa resolução das chegadas na parte reflectida da resposta impulsiva, *i.e.*, nas chegadas mais tardias, enquanto a parte refractada da resposta é composta de um grande número de chegadas mal resolvidas; o segundo aspecto a realçar é a estabilidade do canal ao longo de um período de mais de 24 horas; por fim, o terceiro aspecto, é que o alinhamento das diferentes chegadas iniciais revela claramente uma oscilação das chegadas tardias em fase com a maré barotrópica, período de aproximadamente 12.52 h.

Utilizando o modelo da figura 4, foi gerada uma réplica da resposta impulsiva do canal de transmissão com o modelo C-SNAP[20]. A figura 6 mostra o gráfico em amplitude de uma resposta impulsiva estimada a partir dos dados quando a fonte se encontrava a 2.9 km (a) e a réplica gerada pelo C-SNAP nas mesmas condições (b). Podemos notar a extrema semelhança entre as duas respostas, o que deixa antever boas possibilidades de localização da fonte.

A direcção tomada por Porter[21] foi efectivamente a de, a partir da semelhança entre o sinal e o modelo, proceder à localização baseado na correlação logarítmica entre os dois. A questão foi abordada pelo autor deste trabalho de uma forma radicalmente diferente a partir da relação (20) utilizando um modelo traçador de raios, neste caso o Bellhop [22],

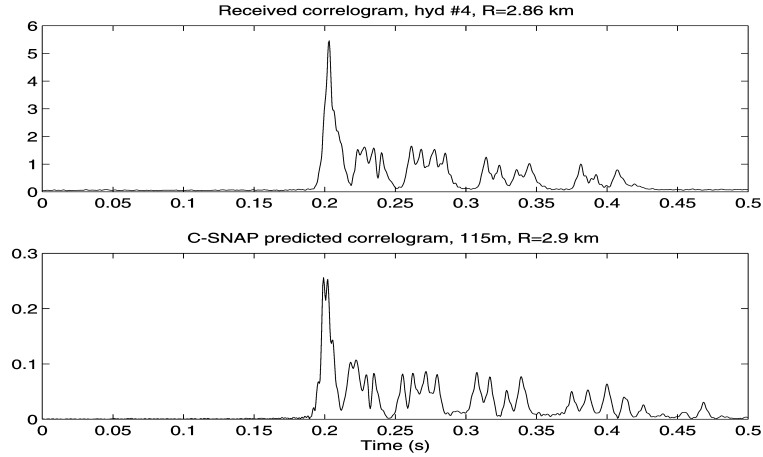


Figure 6: Comparação da resposta impulsiva estimada a partir do sinal recebido (a) e a réplica calculada com o modelo C-SNAP (b).

para calcular os atrasos $\tau_m(r, z); m = 1, \dots, M$ associados com cada uma das posições hipotéticas da fonte em distância r e profundidade z . O resultado obtido nos dados da campanha Intimate'96, ao longo do eixo Norte-Sul encontra-se na figura 7. Nesta figura pode verificar-se que a fonte foi correctamente localizada a 5.4 km do receptor ao longo de cerca de 25 horas (em cima). Na mesma figura nota-se que a maré tem como efeito a oscilação da distância da fonte criando assim uma espécie de efeito de miragem ao longo do tempo. Na figura central nota-se que a profundidade da fonte pode ser relativamente bem estimada em torno a um valor médio de 90 m. Enquanto na figura de baixo, obtida a instante fixo, a fonte foi correctamente localizada em profundidade e distância, apesar das fortes ambiguidades presentes na superfície.

5. CONCLUSÕES

O trabalho apresentado resume, de forma succinta, a evolução das técnicas de localização de fontes submarinas através de MFP nos últimos 25 anos. Foram apresentados os métodos mais usuais de localização desenvolvidos ao longo desse período. A tendência actual situa-se em torno à simplificação do sistema de recepção dos sinais, tendendo para geometrias com poucos sensores, com elevado grau de autonomia, fáceis de instalar de bordo de unidades ligeiras. Do ponto de vista teórico subsiste a questão do processamento em banda larga coerente ou incoerente. Reflectindo estas tendências, foram apresentados os resultados obtidos nos dados da campanha Intimate'96, com um único sensor e em banda larga. Os resultados indicam que com um tal sistema simplificado e métodos de processamento adequados é possível obter uma localização robusta da fonte ao longo do tempo. Um dos problemas ainda em aberto é o da necessidade do conhecimento do sinal emitido pela fonte acústica.

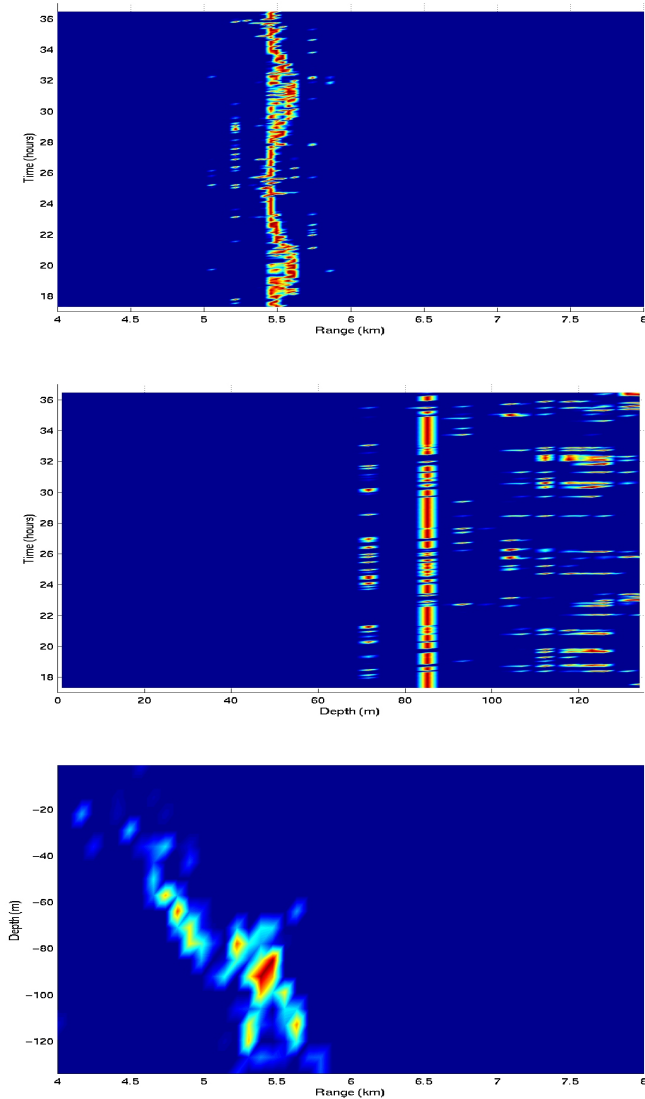


Figure 7: Localização com sensor único: em distância (em cima), em profundidade (no meio) e em profundidade e distância com tempo fixo (em baixo).

AGRADECIMENTOS

O autor gostaria de agradecer a todos os participantes na campanha Intimate'96, e em particular ao Cdt. Emanuel Ferreira Coelho (IH) e ao Dr. Yann Stephan (CMO). Um agradecimento especial vai também para o Dr. Michael Porter pela sua participação no processamento de dados da figura 5 e muitas interessantes discussões.

BIBLIOGRAFIA

1. M.J. Hinich, "Maximum likelihood signal processing for a vertical array", J. Acoust. Soc. Am. **54**, 499-503 (1973).
2. H.P. Bucker, "Use of calculated sound fields and matched-field detection to locate sound sources in shallow water",

- J. Acoust. Soc. Am. **59**, 368-373 (1976).
3. R. Klemm, "Range and depth estimation by line arrays in shallow water", Signal Processing **3**, 333-344 (1981).
 4. E.C. Shang, "Source depth estimation in waveguides", J. Acoust. Soc. Am. **77**, 1413-1418 (1985).
 5. E.C. Shang, C.S. Clay and Y.Y. Wang, "Passive harmonic source ranging in waveguides by using mode filter", J. Acoust. Soc. Am. **78**, 172-175 (1985).
 6. T.C. Yang, A method of range and depth estimation by modal decomposition, J. Acoust. Soc. Am. **83** 1736-1745 (1988)
 7. D.R. DelBalzo, C. Feuillade and M.M. Rowe, "Effects of water depth mismatch on matched-field localization in shallow water", J. Acoust. Soc. Am. **83**, 2180-2185 (1988).
 8. R.M. Hamson and R.M. Heitmeyer, "Environmental and system effects on source localization in shallow water by the matched-field processing of a vertical array", J. Acoust. Soc. Am. **86**, 1950-1959 (1989).
 9. C. Feuillade, D.R. DelBalzo and M.M. Rowe, "Environmental mismatch in shallow water matched-field processing: Geoacoustic parameter variability", J. Acoust. Soc. Am. **85**, 2354-2364 (1989).
 10. D.F. Gingras, "Methods for predicting the sensitivity of matched-field processors to mismatch", J. Acoust. Soc. Am. **86**, 1940-1949 (1989).
 11. S.M. Jesus, "Normal-mode matching localization in shallow water: environmental and system effects", J. Acoust. Soc. Am. **90**, 2034-2041 (1991).
 12. A.B. Baggeroer, W.A. Kuperman and H. Schmidt, "Matched-field processing: source localization in correlated noise as an optimum parameter estimation problem", J. Acoust. Soc. Am. **83**, 571-587 (1988).
 13. C.S. Clay, "Optimum time domain signal transmission and source location in a waveguide", J. Acoust. Soc. Am., **81**, 660-664 (1987).
 14. S.M. Jesus, "Broadband matched-field processing of transient signals in shallow water", J. Acoust. Soc. Am. **93**(4), Pt.1, 1841-1850 (1993).
 15. M.D. Collins, W.A. Kuperman "Focalization: environmental focusing and source localization", J. Acoust. Soc. Am., **90**, 1410-1422 (1991).
 16. A. Tolstoy, O. Diachok e L.N. Frazer, "Acoustic tomography via matched-field processing", J. Acoust. Soc. Am., **89**, 1119-1127 (1991).
 17. S.M. Jesus, "A sensitivity study for full-field inversion of geoacoustic data with a towed array in shallow water", in *Full-field inversion methods in ocean and seismo-acoustics*, O. Diachok, A. Caiti, P. Gerstoft, H. Schmidt (eds.), Kluwer Acad. Publ., 109-114 (1995).
 18. R.O. Schmidt, "A signal subspace approach to multiple emitter location and spectral estimation", PhD. Dissertation, Stanford University (1982).
 19. S.M. Jesus, M.B. Porter, Y. Stephan, X. Demoulin e E. Coelho, "Single hydrophone source localization", submetido a IEEE Journal of Oceanic Eng., (1998).
 20. C.M. Ferla, M.B. Porter e F.B. Jensen, "C-SNAP: Coupled SACLANTCEN normal mode propagation loss model", SACLANTCEN SM-274, Saclant Undersea Research Centre, La Spezia, Italy, (1993).
 21. M.B. Porter, Y. Stéphan, X. Démoulin, S. Jesus and E. Coelho, "Shallow-water tracking in the sea of Nazaré", Proc. Underwater Technologies'98, IEEE Oceanic Engineering Society, Tokyo, Japan, (1998).
 22. M.B. Porter and Y.C. Liu, "Finite-Element Ray Tracing", Proc. Int. Conf. on Theoretical Comp. Acoust., **2**, 947-956, ed. D. Lee & M.H. Schultz, World Scientific, (1993).