

Figura 4: Resultados del FREE para disco con monopolo.

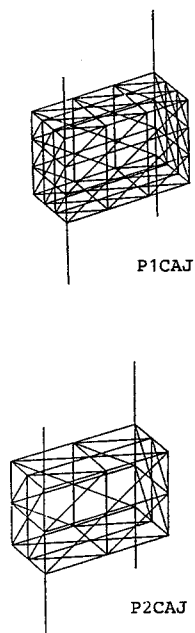


Figura 5: Modelado de caja con monopolos

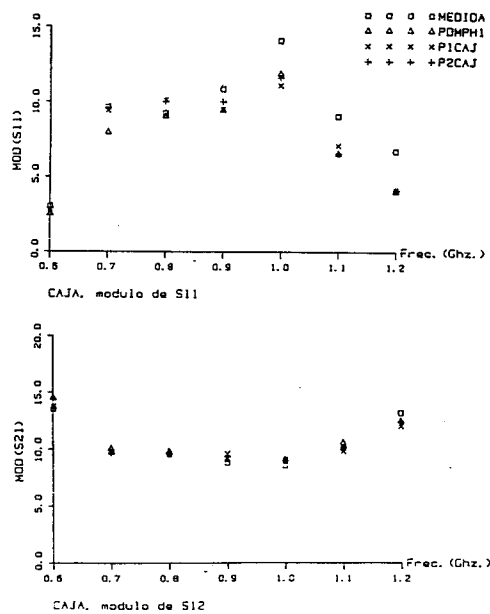


Figura 6: Resultados del FREE y PDMPH1 para caja con monopolos.

CONFORMACION DE HAZ SIN REFERENCIA

Miguel A. Lagunas, Núria Torralba

E.T.S.I. Telecomunicación - UPC, Jordi Girona Salgado, s/n
08034 Barcelona

RESUMEN

Se describe un procedimiento de diseño de conformador de haz adaptativo para comunicaciones móviles basado en el uso de SVD sobre un método de detección de ángulo de llegada, actualización de la matriz de covarianza y diseño cada 50mseg. del factor de array. El método de diseño del F.A. puede considerarse óptimo y consiste en minimizar la contribución de las componentes difusas y anular las fuentes coherentes de interferencia. El procedimiento es de tipo variacional y el procesador digital necesario recibe las ventajas derivadas del alto nivel de paralelismo y el carácter vectorial de los algoritmos utilizados.

Este trabajo ha sido subvencionado por ESA G101/84/n¹/gm(SC) y CAICYT proyecto num. 2906, ambos en conformación adaptativa de haz.

I. INTRODUCCION

El uso de sistemas adaptativos sobre tecnología digital o continua resulta hoy en día la alternativa más interesante para paliar el precio de un terminal fijo de prestaciones elevadas.

La idea base consiste en la sustitución de un terminal de un solo elemento por un array de elementos, sensores o antenas, de tal modo que la calidad del sistema radica en el tratamiento de las señales a la salida de cada sensor más que en el tipo de sensor. Al mismo tiempo, el tratamiento de cada una de las señales permite conferir propiedades de adquisición, seguimiento y niveles de supresión de interferencias completamente inalcanzables con sistemas de enfoque mecánico en lugar de electrónico.

Centrándonos en el tema de un terminal multicanal y adaptativo, es claro, que la adaptación se efectúa según un criterio u objetivo. El diseño del objetivo requiere de varias informaciones tal y como se indica en el siguiente diagrama



Más concretamente, en base a una información lateral se elabora un objetivo o señal de referencia, que se compara con la señal recibida para producir una señal de error. Esta indica cuán lejos se está de cumplir el objetivo y se utiliza para la corrección de los pesos complejos que forman la B.F.N.

Es de destacar que en muchos casos se extrae la información lateral de la propia señal recibida. Es el caso de arrays de referencia temporal, o los de máxima potencia. Del primer grupo serían aquellos casos en que la información lateral se envía junto a la señal a recibir, ya sea en intervalos de tiempo(TD), en frecuencia de referencia(FD) o en espectro ensanchado(SS-FD,SS), y solo se requiere un sincronismo con la estación emisora /1/. En el segundo grupo la potencia a perseguir en la adaptación puede extraerse de subportadoras o portadoras del enlace. En ambos casos señales altamente correladas con la referencia causan problemas en los niveles de los nulos conseguidos por la BFN.

Un tercer ejemplo lo constituyen los métodos de referencia espacial en los que se conoce la dirección deseada (es el caso de estaciones

radar siempre enfocadas al broad-side del array). El objetivo, aquí, se encarga de modificar la señal de error o corrección del BFN de forma que el haz resultante verifique en todo momento un conjunto de restricciones lineales o no. (algoritmos CMA o FML, /1/).

El prescindir de referencia en arrays adaptativos es una de las metas más perseguidas actualmente, y su interés es evidente. En este trabajo se presenta un método elegante y práctico, con un elevado nivel de paralelismo y estructura vectorial en su formulación, para la conformación de haz sin referencia.

II. DESCRIPCION TECNICA

El trabajo se centra en el enlace de un satélite con un barco de calado medio a una frecuencia de 1.5GHz. El sistema pretende realizar enlaces a 9.600 bps entre el satélite y diferentes estaciones móviles. Debido al multicamino especular y difuso(valores típicos 75% y 25%) la tasa de error resulta excesiva, por lo que se recurre a arrays que garantizan atenuaciones altas al multipath y a las interferencias a bajo coste frente al coste de un terminal fijo.

A efectos de enfoque puede utilizarse 15Khz sobre un total de 1.5MHz para orientar el BFN. Al ser el ancho de banda de 15Khz, para la obtención de snapshots independientes la señal recibida se muestra a 20KHz, con lo que se obtienen $20 \cdot 10^3$ snapshots por segundo. Si actualizamos el F.A. cada 10^3 snapshots (ganancia de 30 dB), se consigue adaptar cada 50mseg. Se ha comprobado que esto permitiría seguir movimientos de hasta 6° /seg. en un escenario real, lo que sitúa su comportamiento al nivel requerido para instalación en barcos o aeronaves.

Nótese que, aunque los estudios se han realizado para banda ancha, el BW del enlace y su frecuencia central permiten asegurar que, con arrays de dimensión inferior a 20λ , el frente de onda es plano en su llegada al array y el análisis puede realizarse en banda estrecha, con pérdidas inferiores a 0.5dB en el extremo de la banda.

Con el fin de simplificar la exposición, el array se ha supuesto lineal y uniforme con separación de 0.5λ interelemento y 8 sensores. Esta situación no es la mejor, y en /1/ puede verse como una distribución no uniforme de separación media de 0.7λ y con geometría espacial, reportan un sistema de grandes prestaciones. Tampoco se incluyen los fenómenos analizados sobre polarización, diagrama elemental de los sensores, cuantificación de los pesos, etc..

III. DETECCIÓN DE ANGULO DE LLEGADA

Todos los métodos de detección del ángulo de llegada, por ser, en su base, procedimientos de análisis espectral requieren de un estimador previo de la matriz de covarianza asociada al array.

Dado el array de la fig.1, el bloque CE (estimador de correlación via acopladores direccionales) recibe el snapshot. Si estimamos la correlación cada 1000 snapshots, y además incluimos un factor de actualización de adaptación en adaptación, siendo $x(q,n)$ la señal obtenida en el elemento q , en el instante nT ($T=1/(20 \cdot 10^3)$), la correlación en la adaptación n tiene la forma

$$\underline{R}_n = \beta \underline{R}_{n-1} + (1-\beta) \sum_{k=1}^{1000} \underline{R}_k \quad (1)$$

siendo \underline{R}_k la correlación en el snapshot k , de la señal \underline{x}_k

$$\underline{x}_k^T = [x(k,1), \dots, x(k,Q)]$$

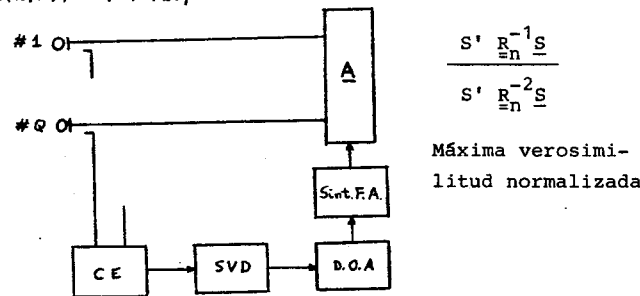


Fig. 1. Esquema de bloques del sistema propuesto, así como la formulación básica del análisis del D.O.A. requerida.

Los procedimientos de análisis espectral elegidos son el de mínima varianza (MEM), y el de máxima verosimilitud normalizado (MLMn) /3/. Estos se han elegido entre otros debido a restricciones de calidad en los siguientes términos: Resolución, validez para sensores no equiespaciados y distribución espacial, calibración de los niveles de potencia recibidos, estabilidad y robustez al ruido no-direccional. Además se le añade un bloque adicional que reduce a sus componentes principales la matriz \underline{R}_n , que mejora substancialmente la resolución (SVD) /5/.

La calidad resultante puede evaluarse a la vista de la fig. 2, para un escenario con tres fuentes: una a 0° y 0Db, y dos (simulando multivía e interferente) a -5dB ambas y a -10° y $+10^\circ$ respectivamente. (todas las direcciones referidas al broadside).

IV. CONFORMACION DE HAZ

Después del análisis del ángulo de llegada, el sistema tiene en la matriz $\underline{\Phi}$ los vectores de enfoque \underline{S}_i correspondientes a cada una de ellas.

$$\underline{S}_i = [1, \exp(-jU_i), \dots, \exp(-jU_Q)] \quad (2)$$

$$U_i = \frac{\pi d}{\lambda} \cdot \sin \theta_i; \theta_i \text{ ángulo de llegada de la fuente } i$$

$$\underline{\Phi} = [\underline{S}_0, \underline{S}_1, \dots, \underline{S}_{M-1}] \quad (3)$$

si la dirección seleccionada es la correspondiente al vector \underline{S}_0 , es claro que el BFN (el vector de pesos \underline{w}) habrá de satisfacer las restricciones de 0dB de respuesta en la dirección de \underline{S}_0 y nulos en el resto. Esta condición puede formularse tal y como se expresa en (4).

$$\underline{\Phi} \cdot \underline{w} = 1 \quad (4)$$

Dado que el rango de $\underline{\Phi}$ es M , menor que el número de elementos Q , pueden usarse los $Q-M$ grados de libertad en hacer que el conformador tenga alguna misión adicional, además de cancelar interferencias y enfocar en la dirección deseada. Para minimizar las componentes difusas interferentes al conformador se le exige que minimice la contribución a la salida en términos de potencia de salida mínima. Esta condición aparece en (5).

$$\underline{w}^T \cdot \underline{R} \cdot \underline{w} \text{ |mínimo} \quad (5)$$

La solución de (5), restringida (4), es fácil de conseguir formando el Lagrangiano (6),

$$\underline{w}^T \cdot \underline{R} \cdot \underline{w} - \lambda \underline{\Phi} \cdot \underline{w} \quad (6)$$

al tomar derivadas de (6) con respecto a \underline{w} (esto es posible dado que la función es cuadrática y verifica las condiciones de Cauchy-Riemann de derivación en el plano complejo) y después de algunos pasos triviales se obtiene

$$\underline{w} = \underline{\Phi} (\underline{\Phi}^T \cdot \underline{R} \cdot \underline{\Phi})^{-1} \cdot \underline{1} \quad (7)$$

La expresión anterior es fácil de calcular en procesadores de tipo vectorial, y además puede simultanearse con el cálculo de la matriz de correlación, su descomposición SVD y el cálculo de los DOA. En ocasiones la expresión (7) puede simplificarse más si se tiene en cuenta que salvo casos extremos, en la práctica la matriz \underline{R} responderá al carácter no-direccional de las fuentes difusas, con lo que puede aproximarse \underline{R} por la matriz identidad. En este caso \underline{w} resulta ser la solución de norma mínima para las restricciones.

Esta última solución es la empleada para la obtención del F.A. dibujado en la figura 3.

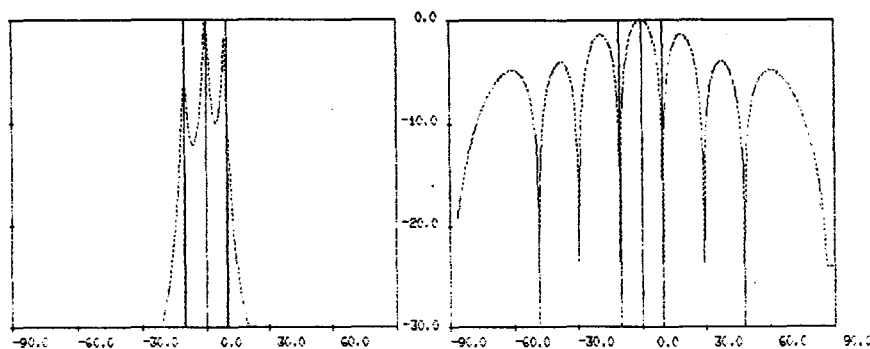


Fig.2 MLMn con SVD, en escenario formado por tres señales: 0dB a 0°, -5dB a 10° y -10°

Fig.3 Conformación del factor de array apuntando a $\theta=0^\circ$, y anulando interferencias a 10° y -10°

V . REFERENCIAS

- /1/ M.A.Lagunas, y otros, "Adaptive Arrays". Task Report bajo contrato de ISEL y ESA, 1985
- /2/ R.Monzingo, T.W.Miller, "Introduction to adaptive arrays". Wiley.Interscience,1980.
- /3/ M.A.Lagunas, "Angle of arrival detection for a wideband sonar array problems". Internal Report. Univ. of Colorado. Boulder (USA). Marzo 1983.
- /4/ M.A.Lagunas, A.Gasull, "An Improved maximum likelihood method for power spectral density estimation". IEEE, vol. ASSP 32, Num. 1, febrero 1984.
- /5/ D.H.Johnson, "Properties of eigenanalysis methods for bearing estimation algorithms". Proc. ICASSP vol 2, Num. 15, 1985

SISTEMA EMBARCADO DE PREDICCIÓN DE PROPAGACION RADAR

AUTOR: A. CALERO - ENTEL (DEFENSA)

RESUMEN

Las propiedades de la atmosfera, así como la superficie terrestre pueden afectar seriamente la capacidad de un Sistema Radar.

El desconocimiento de estas circunstancias puede limitar la eficacia del sistema.

Este tipo de situaciones puede producirse de una forma muy acentuada en latitudes como la española y en sistemas que operen sobre la superficie del mar.

- La tecnología actual en el campo de:

- . Sistemas gráficos interactivos
- . Microprocesadores 32 bits
- . Inteligencia artificial

potencia de forma muy significativa la eficacia de este tipo de sistemas cuyas primeras configuraciones operativas datan de 1975 .

- El sistema propuesta permite la presentación de una forma adecuada de toda esta compleja información para que el responsable del sistema Radar de una nave puede ser consciente en todo momento de las limitaciones, incluso de las ventajas de su equipo en un momento dado.

- La realización de un sistema de este tipo, entra dentro de las posibilidades de la industria nacional.