

Unión Internacional de Telecomunicaciones

**UIT-R**

Sector de Radiocomunicaciones de la UIT

**Informe UIT-R SM.2355-0**  
(06/2015)

# **Evolución de la comprobación técnica del espectro**

**Serie SM**  
**Gestión del espectro**



Unión  
Internacional de  
Telecomunicaciones

## Prólogo

El Sector de Radiocomunicaciones tiene como cometido garantizar la utilización racional, equitativa, eficaz y económica del espectro de frecuencias radioeléctricas por todos los servicios de radiocomunicaciones, incluidos los servicios por satélite, y realizar, sin limitación de gamas de frecuencias, estudios que sirvan de base para la adopción de las Recomendaciones UIT-R.

Las Conferencias Mundiales y Regionales de Radiocomunicaciones y las Asambleas de Radiocomunicaciones, con la colaboración de las Comisiones de Estudio, cumplen las funciones reglamentarias y políticas del Sector de Radiocomunicaciones.

## Política sobre Derechos de Propiedad Intelectual (IPR)

La política del UIT-R sobre Derechos de Propiedad Intelectual se describe en la Política Común de Patentes UIT-T/UIT-R/ISO/CEI a la que se hace referencia en el Anexo 1 a la Resolución UIT-R 1. Los formularios que deben utilizarse en la declaración sobre patentes y utilización de patentes por los titulares de las mismas figuran en la dirección web <http://www.itu.int/ITU-R/go/patents/es>, donde también aparecen las Directrices para la implementación de la Política Común de Patentes UIT-T/UIT-R/ISO/CEI y la base de datos sobre información de patentes del UIT-R sobre este asunto.

### Series de los Informes UIT-R

(También disponible en línea en <http://www.itu.int/publ/R-REP/es>)

Series	Título
<b>BO</b>	Distribución por satélite
<b>BR</b>	Registro para producción, archivo y reproducción; películas en televisión
<b>BS</b>	Servicio de radiodifusión sonora
<b>BT</b>	Servicio de radiodifusión (televisión)
<b>F</b>	Servicio fijo
<b>M</b>	Servicios móviles, de radiodeterminación, de aficionados y otros servicios por satélite conexos
<b>P</b>	Propagación de las ondas radioeléctricas
<b>RA</b>	Radio astronomía
<b>RS</b>	Sistemas de detección a distancia
<b>S</b>	Servicio fijo por satélite
<b>SA</b>	Aplicaciones espaciales y meteorología
<b>SF</b>	Compartición de frecuencias y coordinación entre los sistemas del servicio fijo por satélite y del servicio fijo
<b>SM</b>	<b>Gestión del espectro</b>

*Nota: Este Informe UIT-R fue aprobado en inglés por la Comisión de Estudio conforme al procedimiento detallado en la Resolución UIT-R 1.*

Publicación electrónica  
Ginebra, 2016

© UIT 2016

Reservados todos los derechos. Ninguna parte de esta publicación puede reproducirse por ningún procedimiento sin previa autorización escrita por parte de la UIT.

## INFORME UIT-R SM.2355-0

**Evolución de la comprobación técnica del espectro**

(2015)

## ÍNDICE

*Página*

1	Introducción.....	3
2	Detección de señales débiles .....	3
2.1	El amplificador enganchado .....	3
2.2	La integración muestreada .....	4
2.3	Correlación .....	5
2.4	Supresión de ruido adaptativa.....	7
3	Separación de la señal cofrecuencia .....	8
3.1	Separación de un solo canal.....	8
3.2	Separación multicanal.....	11
4	Localización multimodo (basada en una combinación de tecnologías de localización)	13
4.1	Ángulo de llegada .....	13
4.2	Diferencia de tiempos de llegada.....	13
4.3	Diferencia de frecuencias de llegada .....	14
4.4	Potencia de llegada .....	14
4.5	Identificador de ayuda .....	14
4.6	Relación de ganancias de llegada .....	14
5	Conclusión.....	15
	Anexo 1 – Ejemplos de aplicación de técnicas avanzadas de comprobación técnica.....	15
A1.1	Aplicación de la correlación a la búsqueda de la interferencia satelital .....	15
A1.2	Aplicación de la recuperación de la señal intensa a la comprobación técnica por satélite .....	19
A1.3	Aplicación del ACI de un solo canal a la separación de señales .....	20
A1.4	Conformación del haz basada en el espectro espacial para la comprobación técnica en las bandas de ondas decamétricas y métricas .....	23
A1.5	Aplicación del ACI multicanal a la separación de las señales.....	25
A1.6	Geolocalización de una estación de base GSM .....	28

	<i>Página</i>
Anexo 2 – Ejemplos de aplicación de la geolocalización combinada .....	29
A2.1  AOA/TDOA híbrido .....	29
A2.2  TDOA/GROA híbrido .....	30

## 1 Introducción

El objetivo de la comprobación técnica del espectro es la maximización de la eficiencia espectral, la minimización de la interferencia y la eliminación de la utilización inadecuada y no autorizada del espectro. La comprobación técnica del espectro, como vista y oído del proceso de gestión del espectro, es muy necesaria y tiene gran importancia en la gestión del recurso espectro, la estación radioeléctrica y el entorno electromagnético, ya que proporciona valiosos datos de supervisión, entre ellos la ocupación del espectro, las características de las señales tales como su intensidad de campo, anchura de banda, tipo de modulación y emplazamiento del emisor, etc.

Los sistemas de radiocomunicaciones evolucionan constantemente con gran rapidez. En algunos aspectos de la utilización del espectro se utilizan principalmente tecnologías de utilización adaptable de frecuencias, multiplexación en la misma frecuencia, acceso en banda ancha, espectro ensanchado (espectro ensanchado de secuencia directa y salto de frecuencia), etc. Los sistemas de radiocomunicaciones definidos por software y los sistemas de radiocomunicaciones inteligentes son ejemplos representativos de sistemas de radiocomunicación evolutivos. Por consiguiente, los sistemas de comprobación técnica del espectro deberían ser capaces de supervisar los nuevos sistemas y tecnologías de radiocomunicaciones, tales como los de detección de señales débiles, separación de señales cofrecuencia y localización multimodo basada en el procesamiento digital de la señal (DSP) y la red, etc.

## 2 Detección de señales débiles

Es más necesario que nunca mejorar la sensibilidad de los sistemas de comprobación técnica para detectar señales débiles, debido a que cada vez hay más sistemas de radiocomunicaciones que utilizan menos potencia y más anchura de banda a frecuencias cada vez más altas.

En algunos casos, las señales pueden ser más débiles que el ruido de fondo. Por ello, resulta difícil detectar y localizar las débiles señales ilícitas de baja densidad de potencia con sistemas de comprobación técnica de escasa sensibilidad. Los sistemas de comprobación técnica del futuro deberían utilizar tecnologías avanzadas para separar las señales del ruido de fondo.

En las siguientes secciones se enumeran varios tipos de tecnologías de detección de señales débiles.

### 2.1 El amplificador enganchado

La señal sinusoidal es la más común de las señales de comunicación, pudiendo calcularse su amplitud y fase mediante el amplificador enganchado (LIA).

Se supone que,

$$x(t) = U_s \cos w_0 t + n(t)$$

siendo:

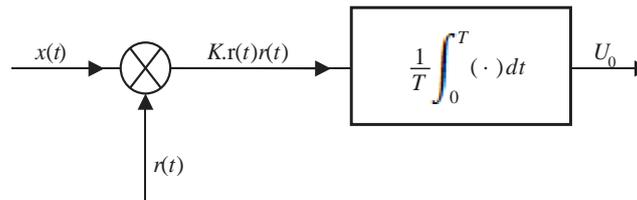
$U_s$ : la amplitud de la señal sinusoidal

$w_0$ : la frecuencia angular

$n(t)$ : el ruido de fondo.

$U_s$  puede calcularse por correlación cruzada, como puede verse en el diagrama de la Fig. 1.

FIGURA 1  
Diagrama del amplificador enganchado



Report SM.2355-01

Si  $r(t)$  es una señal de referencia de la misma frecuencia que la señal detectada  $x(t)$  de amplitud  $U_r$  y diferencia de fase  $\varphi$ , y  $K$  es una constante, la salida  $U_o$  puede describirse como:

$$U_o = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T K [U_s \cos \omega_0 t + n(t)] [U_r \cos(\omega_0 t + \varphi)] dt$$

Como el ruido de fondo no está correlacionado con la señal sinusoidal, la fórmula puede escribirse del siguiente modo:

$$U_o = \frac{KU_s U_r}{2} \cos \varphi$$

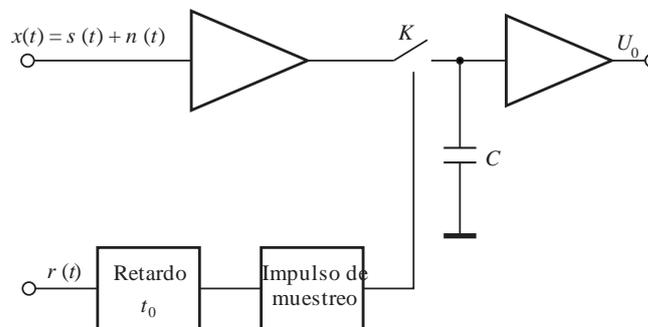
Es evidente que  $U_o$  alcanza su valor máximo y  $U_s$  debe medirse con la máxima precisión si  $\varphi$  es cero, o sea, si la señal de referencia  $r(t)$  y la detectada  $x(t)$  tienen la misma fase.

Básicamente, el amplificador enganchado es, en cierta medida, la aplicación de la técnica de correlación cruzada.

## 2.2 La integración muestreada

A diferencia del amplificador enganchado, que es adecuado para las señales sinusoidales, la técnica de integración muestreada puede aplicarse a la detección de impulsos de señal de corta duración. En la Fig. 2 se muestra el diagrama de un circuito de integración muestreada.

FIGURA 2  
Diagrama de un circuito de integración muestreada



Report SM.2355-02

La señal de referencia  $r(t)$  tiene la misma frecuencia que la señal detectada  $x(t)$ , compuesta de la señal deseada  $s(t)$  y del ruido  $n(t)$ . El retardo de la señal  $r(t)$  es  $t_0$  y se generan impulsos para muestrear  $x(t)$  mediante el conmutador  $K$ . Tras integrar  $n$  veces y promediar, puede describirse la salida del siguiente modo:

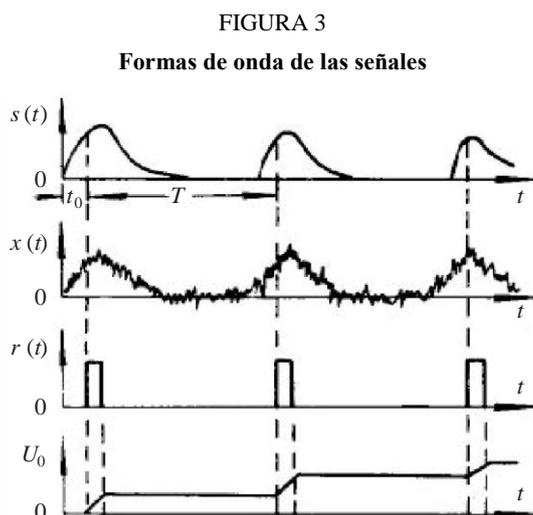
$$u_0 = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} x(t_0 + kT) = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} s(t_0 + kT) + \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} n(t_0 + kT)$$

Dada la escasa correlación del ruido blanco en diferentes instantes, pueden escribirse las fórmulas del siguiente modo:

$$\frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} n(t_0 + kT) \approx 0$$

$$u_0 \approx \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} s(t_0 + kT) = s(t_0)$$

Las formas de onda pueden ser las que se muestran en la Fig. 3.



Report.SM.2355-03

## 2.3 Correlación

### 2.3.1 La correlación cruzada

La correlación cruzada es una medida de la similitud de dos formas de onda en función del retardo de tiempo aplicado a una de ellas.

Suponiendo que

$$x(t) = s_1(t) + n_1(t), \quad y(t) = s_2(t) + n_2(t)$$

resulta

$$\begin{aligned} R_{xy}(\tau) &= E[y(t)x(t - \tau)] = E\{[s_2(t) + n_2(t)][s_1(t - \tau) + n_1(t - \tau)]\} \\ &= R_{s_1s_2}(\tau) + R_{s_1n_2}(\tau) + R_{n_1s_2}(\tau) + R_{n_1n_2}(\tau) = R_{s_1s_2}(\tau) \end{aligned}$$

La correlación cruzada es aplicable tanto a las señales periódicas como a las no periódicas. Cabe señalar que cuando exista una diferencia de frecuencia entre las dos señales, deberá aplicarse el algoritmo de correlación bidimensional. La señal quedará modificada del siguiente modo:

$$x_1(t) = s_1(t) + n_1(t), \quad x_2(t) = s_2(t)\exp(j2\pi\Delta f_c t) + n_2(t)$$

siendo  $\Delta f_c$  la diferencia de frecuencia entre las dos señales. La tecnología de correlación cruzada bidimensional puede calcularse del siguiente modo:

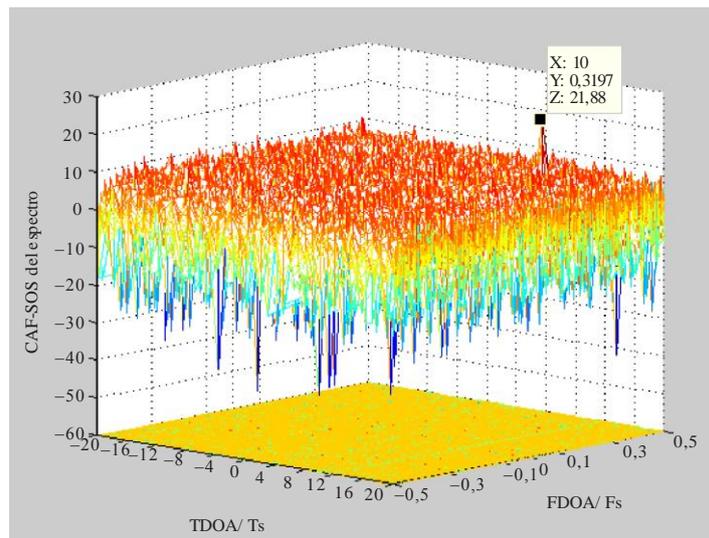
$$R_{xy}(f, \tau) = F\{E[y(t)x(t - \tau)]\}_t = R_{s_1 s_2}(f, \tau)$$

siendo  $F\{\}$  la transformada de Fourier con respecto a la variable  $\tau$ .

Por lo general, la correlación cruzada puede dar lugar a una cresta de correlación destacada con una alta relación señal/ruido. La Figura 4 es un ejemplo de técnica de correlación cruzada bidimensional. Se utiliza para calcular la diferencia de tiempos de llegada (TDOA) y la diferencia de frecuencias de llegada (FDOA). Puede observarse claramente la evidente cresta que aparece en la Figura. Pueden obtenerse los valores correspondientes de TDOA y FDOA, buscando la posición de la cresta en el dominio del tiempo y la frecuencia, respectivamente.

FIGURA 4

#### Ejemplo de correlación cruzada bidimensional



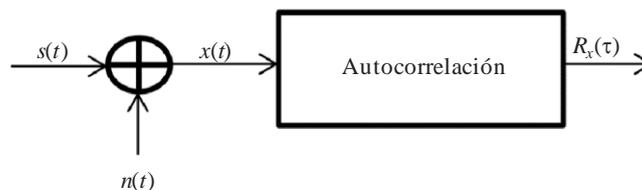
Report SM.2355-04

### 2.3.2 La autocorrelación

La autocorrelación es la correlación cruzada de una señal consigo misma. Se puede decir que es la semejanza entre observaciones en función de la separación temporal de éstas.

FIGURA 5

#### Diagrama de autocorrelación



Report SM.2355-05

En la Fig. 5,  $x(t) = s(t) + n(t)$ , siendo  $s(t)$  la señal periódica y  $n(t)$  el ruido.

Así pues:

$$\begin{aligned} R_x(\tau) &= E[x(t)x(t-\tau)] = E\{[s(t)+n(t)][s(t-\tau)+n(t-\tau)]\} \\ &= E[s(t)s(t-\tau)] + E[n(t)n(t-\tau)] + E[s(t)n(t-\tau)] + E[n(t)s(t-\tau)] \\ &= R_s(\tau) + R_n(\tau) + R_{sn}(\tau) + R_{ns}(\tau) \end{aligned}$$

Si  $s(t)$  y  $n(t)$  no están correlacionadas:

$$R_{sn}(\tau) = R_{ns}(\tau) = 0, \text{ y}$$

$$R_x(\tau) = R_s(\tau) + R_n(\tau)$$

Si la señal de ruido  $n(t)$  no es periódica y su valor medio es cero:

$$R_n(\tau) = 0 \text{ siendo } \tau \neq 0$$

Por consiguiente  $R_x(\tau) = R_s(\tau)$ .

Cuando se detecten señales cuasi cicloestacionarias, podrá aplicarse también el algoritmo de autocorrelación modificado denominado «autocorrelación cíclica». A semejanza de la fórmula anterior, podrá expresarse del siguiente modo:

$$\begin{aligned} R_x^\alpha(\tau) &= E\{x(t)x(t-\tau)\exp(j2\pi\alpha\tau)\} \\ &= R_s^\alpha(\tau) + R_n^\alpha(\tau) + R_{sn}^\alpha(\tau) + R_{ns}^\alpha(\tau) \end{aligned}$$

Siendo  $\alpha$  la frecuencia cíclica. Aquí también  $R_{sn}^\alpha(\tau)$  y  $R_{ns}^\alpha(\tau)$  son iguales a 0, y  $R_n^\alpha(\tau) = 0$  (siendo  $\tau \neq 0$  o  $\alpha \neq 0$ ).

Por consiguiente,  $R_x^\alpha(\tau) = R_s^\alpha(\tau)$ .

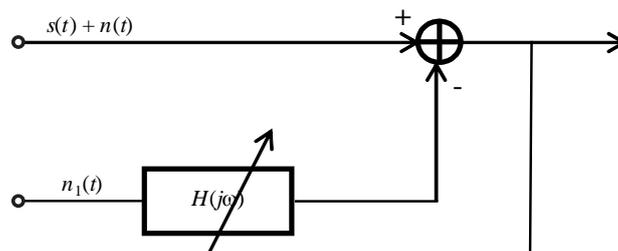
Cabe señalar que el algoritmo de autocorrelación cíclica es válido tanto para señales periódicas como no periódicas. Para una señal periódica, basta con hacer  $\alpha = 0$ , lo que equivale a aplicar el algoritmo de autocorrelación clásico; mientras que para una señal no periódica, podemos hacer  $\tau = 0$  y detectar la señal por las crestas en el dominio de la frecuencia cíclica.

## 2.4 Supresión de ruido adaptativa

La supresión de ruido adaptativa (ANC) obtiene la señal deseada restando de la señal detectada el ruido de «referencia» filtrado de manera adaptable correlacionado con el ruido que contiene la señal detectada.

El diagrama de la supresión de ruido adaptativa se muestra en la Fig. 6.

FIGURA 6  
Diagrama de la ANC



El ruido de referencia  $n_1(t)$  que está correlacionado con el ruido  $n(t)$  puede procesarse con el filtro adaptativo  $H(j\omega)$ . El ruido  $n(t)$  puede reducirse mejorando la SNR de salida.

Este filtro ANC podría diseñarse fácilmente sin conocimientos ni experiencia acerca del ruido  $n(t)$  ni la señal  $s(t)$ , siento el efecto del filtrado equivalente al del filtro Wiener. Debido a sus ventajas, el filtro ANC se ha utilizado ampliamente para reducir la interferencia asociada a estas señales, por ejemplo como filtro de ranura adaptativo.

### 3 Separación de la señal cofrecuencia

Cada vez son más los transmisores y sistemas de radiocomunicaciones que comparten el limitado recurso del espectro trabajando en la misma frecuencia en diferentes dominios tales como el del tiempo, el del código, el espacial, etc. Por ejemplo, hay muchos tipos de sistemas celulares de radiocomunicaciones y sistemas de comunicaciones en la banda de ondas decamétricas que trabajan con arreglo a un modelo cofrecuencia. Además, la mayor parte de los casos de interferencia deliberada o involuntaria pueden ocurrir a frecuencias que se solapan.

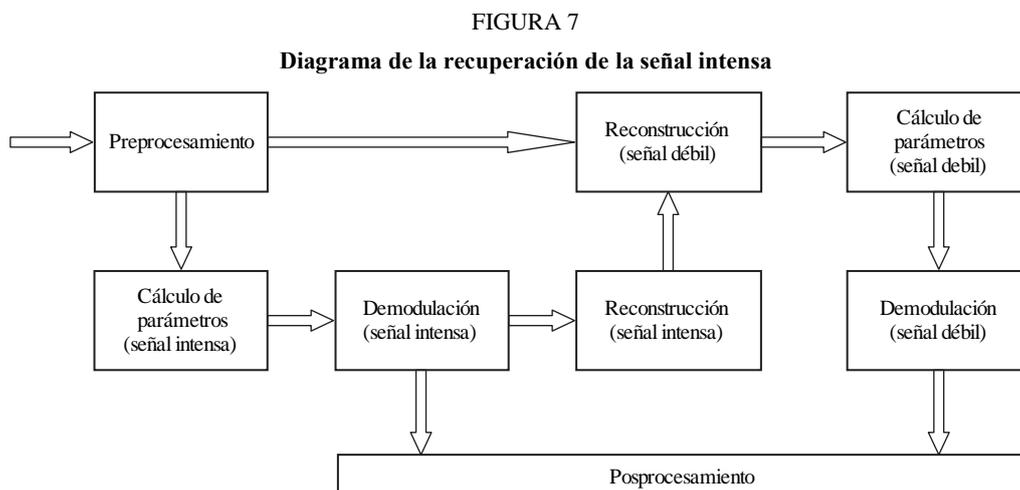
Algunos sistemas avanzados de radiocomunicaciones utilizan simultáneamente varias tecnologías de multiplexación cofrecuencia. En estos casos una estación de comprobación técnica del espectro puede recibir señales diferentes procedentes de distintos transmisores en la misma frecuencia. Por consiguiente, resulta difícil, para el sistema de comprobación técnica existente, diferenciar estas señales cofrecuencia dada la limitación de sus funcionalidades. Los sistemas de comprobación técnica del espectro del futuro deberían utilizar una tecnología avanzada para separar las señales en diferentes dominios.

Las tecnologías de separación de señales cofrecuencia pueden clasificarse en dos categorías: tecnologías de separación de un solo canal y tecnologías de separación multicanal, que se describen en las secciones siguientes.

#### 3.1 Separación de un solo canal

##### 3.1.1 Recuperación de la señal intensa

La recuperación de la señal intensa puede utilizarse en la separación de la señal intensa con modulación digital lineal tal como MDP y MAQ. Sin embargo, este algoritmo sólo funciona con dos señales cuya relación de potencias sea mayor de 6 dB. En la Fig. 7 se muestra un diagrama esquemático de este algoritmo.



**a) Preprocesamiento**

La función principal de este módulo comprende varios pasos necesarios para el procesamiento en recepción, tales como el filtrado, la conversión reductora y la conversión de la velocidad de muestreo. Además, pueden aplicarse a este módulo algunos algoritmos de supresión de interferencia de banda estrecha tales como el filtro de ranura adaptativo, que puede eliminar la señal comparativamente débil añadida a la señal legal intensa, utilizando el algoritmo basado en el dominio de la frecuencia

**b) Cálculo de los parámetros de la señal intensa**

Deben calcularse varios parámetros para la demodulación de señales en este módulo. Entre éstos figuran la amplitud, la frecuencia de la portadora, la fase inicial, la velocidad en baudios y el tipo de modulación. Sin embargo, en la mayor parte de los casos, la señal intensa es legal. Por ello, algunos parámetros intrínsecos tales como la velocidad en baudios y el tipo de modulación, son conocidos por el receptor por lo que no es necesario calcularlos. Sólo quedan por calcular la frecuencia, la fase inicial y la amplitud.

**c) Demodulación y reconstrucción de la señal intensa**

El procedimiento convencional de demodulación puede aplicarse a la demodulación de la señal intensa para recuperar la secuencia del tren de bits. A continuación, puede implementarse la reconstrucción de la señal intensa con conocimiento previo de la frecuencia de portadora, la fase inicial, la velocidad en baudios y el tipo de modulación.

**d) Reconstrucción de la señal débil**

Tras la recuperación de la señal intensa, puede reconstruirse la señal débil con técnicas de supresión de señal adaptativa tales como la media cuadrática mínima (LMS) y el recursivo de mínimos cuadrados (RLS) para suprimir la señal intensa de la señal mixta original.

**e) Cálculo de los parámetros de la señal débil**

Los parámetros necesarios son semejantes a los mencionados en la sección b). Sin embargo, las características de la señal interferente son desconocidas para el receptor y, por consiguiente, también deben calcularse parámetros necesarios tales como la velocidad en baudios y el tipo de modulación. Conviene introducir un algoritmo robusto de cálculo de parámetros para eliminar el efecto de la imprecisión de la reconstrucción.

Por ejemplo, el algoritmo basado en el espectro cíclico puede aplicarse al cálculo de la velocidad en baudios y otros algoritmos basados en estadísticas de orden superior pueden utilizarse para diseñar el algoritmo de identificación de la modulación.

**f) Demodulación de la señal débil**

Al igual que en la declaración previa de la sección b), puede aplicarse el método de demodulación convencional a la señal débil. Además, conviene aplicar un paso de equalización ciega para superar la interferencia entre símbolos, que se genera como consecuencia de la inexactitud de los parámetros calculados.

**3.1.2 Análisis de componentes independientes de canal único**

El análisis de componentes independientes (ACI) de canal único puede aplicarse a la separación de señales moduladas digital y analógicamente, tales como las señales moduladas en MDP y MA. Sin embargo, este algoritmo sólo funciona con dos señales y en la hipótesis de que los parámetros del canal sean constantes durante el periodo de transmisión de la señal.

Por ejemplo, supongamos el caso de dos señales MDP-2. Las dos señales MDP-2, con la misma frecuencia de portadora y velocidad de símbolos, se transmiten por canales inalámbricos y tras el oscilador local tienen la forma:

$$\beta_1(t) = h_1(t)e^{j(\Delta\omega_1 t + \varphi_1)} \sum_{n=0}^M a_n g(t - nT - \tau_1)$$

y

$$\beta_2(t) = h_2(t)e^{j(\Delta\omega_2 t + \varphi_2)} \sum_{n=0}^M b_n g(t - nT - \tau_2)$$

siendo  $h_1(t)$  y  $h_2(t)$  las amplitudes de señal contaminadas por los canales de desvanecimiento,  $\Delta\omega_1$  y  $\Delta\omega_2$  son los desplazamientos de frecuencia de las portadoras,  $\vartheta_1$  and  $\vartheta_2$  las velocidades de fase aleatorias,  $a_n$  y  $b_n$  son los  $n$ -simos símbolos transmitidos pertenecientes al mismo alfabeto discreto  $\{-1, 1\}$ ,  $M$  es el número de símbolos,  $g(t)$  son los filtros adaptados de coseno alzado utilizados contra la interferencia entre símbolos (ISI),  $T$  es el período de símbolos,  $\tau_1$  and  $\tau_2$  son los tiempos de retardo que satisfacen  $\tau_1, \tau_2 \in (0, T)$ . La señal mixta observada en el receptor puede expresarse del siguiente modo::

$$y(t) = \beta_1(t) + \beta_2(t) + n(t)$$

siendo  $n(t)$  un ruido gaussiano blanco aditivo cuya densidad espectral de potencia es  $N_0/2$ .

Suponiendo canales de desvanecimiento lento y que la sincronización de las frecuencias de las portadoras es perfecta, las ganancias de canal deben ser constantes durante el periodo de transmisión de las señales. Se supone que las ganancias de canal tienen la forma  $h_j(t)e^{j\varphi_j} = h_j e^{j\varphi_j}$  siendo  $j = 1, 2$ .

Las ganancias de canal aleatorias son perturbadoras para la detección de la señal, pero desempeñan un papel importante en la separación de señales. La señal observada  $y(t)$  puede ampliarse a señales de canal dual empleando la versión de desplazamiento de fase de  $y(t)$ , de la forma siguiente:

$$x_1(t) = h_1 \exp(j\varphi_1) \sum_{n=0}^M a_n g_1(t - nT - \tau_1) + h_2 \exp[j(\Delta\omega t + \varphi_2)] \sum_{n=0}^M b_n g_2(t - nT - \tau_2) + n_1(t)$$

y:

$$x_2(t) = h_1 \exp[j(\varphi_1 - \theta)] \sum_{n=0}^M a_n g_1(t - nT - \tau_1) + h_2 \exp[j(\Delta\omega t + \varphi_2 - \theta)] \sum_{n=0}^M b_n g_2(t - nT - \tau_2) + n_2(t)$$

siendo  $\Delta\omega$  la diferencia de frecuencias de portadora de las señales cocanal,  $\theta$  la fase desplazada artificialmente, normalmente  $\theta \in [\pi/4, \pi/2]$ ,  $n_1(t)$  y  $n_2(t)$  se suponen ruido gaussiano de media cero y varianzas  $\sigma_1^2$  y  $\sigma_2^2$ , respectivamente. Tomando la parte real de  $x_1(t)$  y  $x_2(t)$  puede obtenerse la matriz de mezclado como:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} h_1 \cos \varphi_1 & h_2 \cos(\Delta\omega t + \varphi_2) \\ h_1 \cos(\varphi_1 - \theta) & h_2 \cos(\Delta\omega t + \varphi_2 - \theta) \end{bmatrix}$$

Y el vector de las señales fuente puede expresarse como:

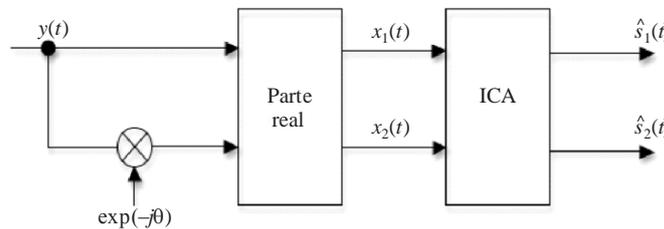
$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{n=0}^M a_n g(t-nT-\tau_1) \\ \sum_{n=0}^M b_n g(t-nT-\tau_2) \end{bmatrix}.$$

Si la diferencia de las frecuencias portadoras es pequeña y sólo se utiliza un breve periodo de datos de observación, la matriz de mezclado puede reescribirse como:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} h_1 \cos(\varphi_1) & h_2 \cos(\varphi_2) \\ h_1 \cos(\varphi_1 - \theta) & h_2 \cos(\varphi_2 - \theta) \end{bmatrix}$$

Si  $\vartheta_1 \neq \vartheta_2$ , no resulta difícil calcular que  $\text{rango}(\mathbf{A}) = 2$ . Sea  $\mathbf{X} = [x_1, x_2]^T$  por el vector de las señales de mezclado y calcúlese una matriz de separación de  $2 \times 2$   $\mathbf{W} = \mathbf{A}^{-1}$  para recuperar las fuentes de  $\mathbf{X}$  con ACI. La estructura del algoritmo ACI de un sólo canal propuesto se representa en la Fig. 8.

FIGURA 8  
Estructura de ACI de un solo canal



ReportSM.2355-08

El algoritmo ACI puede modelarse como combinación lineal de señales instantáneas, y lo más importante es maximizar la independencia de las señales de salida. El procedimiento de separación ciega se consigue construyendo una diversidad de matrices de descorrelación diferentes. El ACI no necesita información de las señales observadas, pero sí en cambio que las señales transmitidas satisfagan la independencia estadística. La señal recuperada  $\hat{\mathbf{S}} = [\hat{s}_1, \hat{s}_2]^T$  puede expresarse como  $\hat{\mathbf{S}} = \mathbf{W}\mathbf{X}$ .

### 3.2 Separación multicanal

#### 3.2.1 Conformación del haz basada en el espectro espacial

Puede aplicarse la conformación del haz basada en el espectro espacial al escenario de separación ciega de varias señales, que también resulta efectivo con un tipo de modulación arbitrario, y que puede alcanzar una calidad de funcionamiento relativamente buena en un entorno de baja SNR. La teoría básica puede ilustrarse del siguiente modo:

Supongamos que se reciben  $P$  señales en  $M$  matrices, las señales recibidas pueden expresarse por la matriz  $\mathbf{X}(t)$  del modo siguiente:

$$\mathbf{X}(t) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j2\pi d \sin \theta_1 / \gamma} & e^{j2\pi d \sin \theta_2 / \gamma} & \dots & e^{j2\pi d \sin \theta_P / \gamma} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j2\pi d(M-1) \sin \theta_1 / \gamma} & e^{j2\pi d(M-1) \sin \theta_2 / \gamma} & \dots & e^{j2\pi d(M-1) \sin \theta_P / \gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_P(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix}$$

siendo  $\{\theta_1, \dots, \theta_P\}$  la dirección de cada señal respectivamente,  $s_i(t)$   $\{i = 1, 2, \dots, P\}$  representa la señal de entrada  $P$ ,  $n_i(t)$   $\{i = 1, 2, \dots, M\}$  es el ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN) correspondiente, y  $\gamma$  la longitud de onda de la señal.

Calculando la matriz de correlación:

$$\mathbf{R} = E\left(\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^H(t)\right)$$

Y aplicando un procedimiento de descomposición de valores propios, puede obtenerse una serie de valores propios y de vectores propios. El espacio de los valores propios puede dividirse, por distribución de los valores propios, en un subespacio de señal de dimensión  $P$  y un subespacio de ruido de dimensión  $M-P$ . La siguiente ecuación puede demostrarse fácilmente por la ortogonalidad de los subespacios de señal y ruido del siguiente modo:

$$\mathbf{a}(\theta_k)\mathbf{G}\mathbf{G}^H\mathbf{a}^H(\theta_k) = 0$$

siendo  $\mathbf{a}(\theta_k) = \left[ e^{j2\pi d \sin\theta_k/\gamma} \dots e^{j2\pi d(M-1)\sin\theta_k/\gamma} \right]^T$ ,  $\mathbf{G}$  se compone de vectores propios en el subespacio de ruido de dimensión  $M \times (M-P)$ . Sea  $\mathbf{P}(\theta) = 1/[\mathbf{a}(\theta_k)\mathbf{G}\mathbf{G}^H\mathbf{a}^H(\theta_k)]$ , se trata del conocido algoritmo MUSIC. La dirección de cada señal puede calcularse por «selección de crestas» de la serie de máximos locales de las señales.

Si tiene que separarse la señal de dirección  $\theta_k$ , los coeficientes de cada red de antenas satisfarán la siguiente restricción:

$$\omega^H \mathbf{a}(\theta_d) = 1, \quad \omega^H \mathbf{a}(\theta_i) = 0 \quad (i = 1, 2, \dots, M, i \neq d)$$

Se han diseñado varios algoritmos para resolver este problema. Uno de los más habituales y utilizados es el denominado «conformación del haz de Capon» que sigue el principio de minimizar la potencia de salida. Los coeficientes pueden resolverse del siguiente modo:

$$\omega_{opt} = \left[ \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_k) \right] / \left[ \mathbf{a}^H(\theta_k) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_k) \right]$$

Se observa que al calcular las frecuencias en un modelo exponencial superpuesto sin amortiguar, pueden obtenerse mejores resultados (en términos de reducción del error cuadrático medio) utilizando los datos ordinarios y los conjugados que si nos limitamos a utilizar el ordinario para una secuencia de datos de longitud finita, aunque sean asintóticamente equivalentes. Por consiguiente, se propone un algoritmo MUSIC modificado (MMUSIC) que utilice tanto datos ordinarios como conjugados para calcular DOA de las señales. Por analogía al algoritmo MUSIC, la matriz de correlación de MMUSIC se expresa del siguiente modo:

$$\bar{\mathbf{R}} = \mathbf{R} + \mathbf{J}E\left(\bar{\mathbf{X}}(t)\bar{\mathbf{X}}^H(t)\right)\mathbf{J}$$

siendo  $\bar{\mathbf{X}}(t)$  los datos conjugados de  $\mathbf{X}(t)$  y  $\mathbf{J}$  la matriz de intercambio de  $P \times P$  cuyas entradas son todas cero salvo la de la posición  $(i, P - i + 1)$ -ésima para  $i = 1, 2, \dots, P$ .

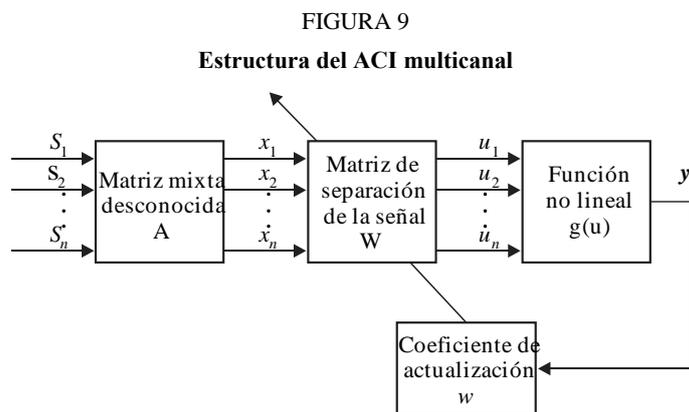
### 3.2.2 ACI multicanal

El ACI multicanal se utiliza ampliamente en el dominio de la separación de señales cofrecuencia. A diferencia del algoritmo de conformación del haz basado en el espectro espacial, el algoritmo ACI no es sensible a la posición geométrica relativa de las redes de antenas receptoras, ni necesita satisfacer la restricción de las diferentes direcciones de llegada, que proporciona una mejor aplicabilidad.

La señal mixta recibida puede expresarse del siguiente modo:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t)$$

siendo  $A$  la matriz mixta de dimensión  $m \times n$ ,  $s(t) = \{s_1(t), \dots, s_m(t)\}$  las señales originales y  $x(t) = \{x_1(t), \dots, x_m(t)\}$  la señal mixta. El procedimiento de separación puede implementarse diseñando una función no lineal adecuada  $g(u)$  y un algoritmo de actualización para la matriz  $W$ . El flujo de trabajo básico se representa en la Fig. 9.



Report SM.2355-09

#### 4 Localización multimodo (basada en una combinación de tecnologías de localización)

Las señales de dominios diferentes transportan información de localización relacionada. Por consiguiente, dicha información de localización puede extraerse con algoritmos de procesamiento informático o tecnologías afines utilizadas en localización de señales. El procesamiento de señales digitales (DSP) y la capacidad de conexión en red son cada vez más potentes. Los dispositivos basados en DSP y en la conexión en red son cada vez más asequibles. Los sistemas de comprobación técnica del espectro basados en algoritmos DSP y tecnología de redes pueden facilitar la identificación de transmisores de características diferentes que funcionen en dominios distintos, entre ellos el dominio de la amplitud, el dominio de la frecuencia, el dominio del tiempo, el dominio espacial, el dominio del código, etc. Por consiguiente, puede utilizarse la tecnología de localización multimodo para localizar emisores en diversas circunstancias con una combinación de tecnologías de localización, tales como el AOA (ángulo de llegada), la TDOA (diferencia de tiempos de llegada), la FDOA (diferencia de frecuencias de llegada), la POA (potencia de llegada) y las técnicas de identificación con la ayuda de datos.

##### 4.1 Ángulo de llegada

El ángulo de llegada (AOA) es un método tradicional muy utilizado para localizar un transmisor por determinación de la dirección de propagación de una onda de radiofrecuencia que incida en una red de antenas en muchas circunstancias. Existen muchos métodos de determinar la dirección, tales como el interferómetro de fase, el interferómetro correlativo, la conformación del haz y el filtro espacial adaptado, las técnicas de subespacios, etc. En ciertas aplicaciones pueden combinarse varias técnicas en una estación de comprobación técnica de radiogoniometría utilizada para distintos fines. Para localizar un transmisor es preciso combinar dos o más estaciones de comprobación técnica de radiogoniometría dotadas de tecnología AOA.

##### 4.2 Diferencia de tiempos de llegada

La diferencia de tiempos de llegada (TDOA) es un método prometedor de localizar transmisores por cálculo de la diferencia de tiempos de llegada de la señal de la fuente a varios receptores. Los sistemas TDOA ofrecen flexibilidad en la selección y emplazamiento de la antena puesto que la precisión de

la TDOA resulta mínimamente afectada por reflectores cercanos, y las antenas y los cables generalmente no forman parte integrante de los receptores TDOA. Para localizar un transmisor, es necesario combinar tres o más sistemas TDOA desplegados en distintos emplazamientos. A partir de los valores de la TDOA de diferentes pares de receptores, puede determinarse la posición de un transmisor por medio de algoritmos tales como los iterativos y los no iterativos. El Informe UIT-R SM.2211-1 contiene una exposición más completa de los métodos TDOA.

#### **4.3 Diferencia de frecuencias de llegada**

La diferencia de frecuencias de llegada (FDOA) es un método eficaz de localizar un transmisor en movimiento mediante una estación móvil de comprobación técnica, especialmente si es aerotransportada. A veces, la selección rápida de señales procedentes de diferentes antenas de una red de antenas receptoras de comprobación técnica tiene una eficacia similar al movimiento relativo entre un transmisor y la estación de comprobación técnica. Este movimiento relativo produce diferentes desplazamientos Doppler que pueden utilizarse para calcular la posición del transmisor cuando se conocen las velocidades vectoriales. A veces, se utilizan conjuntamente la TDOA y la FDOA para mejorar la precisión de localización y los resultados son en cierta medida independientes. Cuando se combinan las mediciones de la TDOA y la FDOA, puede efectuarse una geolocalización instantánea en dos dimensiones.

#### **4.4 Potencia de llegada**

La potencia de llegada (POA) es un método económico de localizar un transmisor debido a que no exige hardware adicional en el receptor de comprobación técnica. La potencia de una señal radioeléctrica puede calcularse mediante modelos de propagación cuando se conocen la potencia transmisora y el trayecto de propagación, especialmente si se utilizan sistemas de comunicaciones inalámbricas normalizados. Cuando no se conoce la potencia transmisora, se puede localizar el transmisor calculando la PDOA (diferencia de potencias de llegada) en pares de receptores, que corresponderá a pérdidas de propagación distintas desde el transmisor a los diferentes receptores. En algunos casos es fácil localizar un transmisor cuando el modelo de propagación es sencillo, por ejemplo cuando se trata de localizar un transmisor de radiodifusión de MF con visibilidad directa entre éste y las estaciones de comprobación técnica fijas.

#### **4.5 Identificador de ayuda**

El identificador de ayuda es un método que está cobrando importancia para la localización de un transmisor utilizado como sensor en esta nueva era de interconexión a nivel mundial, especialmente para las redes de radiocomunicaciones públicas. El sistema de radiocomunicaciones digitales comprende información adicional de identificación del usuario que puede utilizarse para localizar el transmisor, a veces con mucha precisión, por ejemplo, la longitud y la latitud, la dirección IP, etc. A veces, para localizar un transmisor resulta más eficaz combinar información de la estación de comprobación técnica y la base de datos de redes de radiocomunicaciones correspondiente cuando el transmisor está funcionando en el servicio móvil. Los teléfonos móviles por satélite, los terminales de Internet y los teléfonos móviles convencionales son transmisores tradicionales que pueden utilizarse mediante el método del identificador de ayuda.

#### **4.6 Relación de ganancias de llegada**

El método de la relación de ganancias de llegada (GROA) es un método pasivo que utiliza la energía para calcular la posición de la fuente de varios sensores. Este método no exige una sincronización temporal precisa entre sensores. Un valor particular de la GROA define un círculo entre los dos receptores en el que puede encontrarse el radiotransmisor.

## **5 Conclusión**

En el presente Informe se describen brevemente las técnicas y aplicaciones para la detección de señales débiles, la separación de señales cofrecuencia y la localización multimodo basada en DSP y la red, en particular, el amplificador integrado, la integración muestreada, la autocorrelación, la correlación cruzada y la supresión de ruido adaptativa, la recuperación de la señal intensa, la conformación del haz basada en el espectro, el ACI de un solo canal, el ACI de varios canales, la FDOA, la POA, el identificador de ayuda, y la GROA, que pueden utilizarse en el futuro para la comprobación técnica del espectro en diferentes circunstancias.

Debería estudiarse la implementación de técnicas y aplicaciones de comprobación técnica del espectro más avanzadas para responder al rápido desarrollo de los nuevos sistemas de radiocomunicaciones. En los Anexos 1 y 2 se presentan ejemplos de técnicas avanzadas de comprobación técnica.

## **Anexo 1**

### **Ejemplos de aplicación de técnicas avanzadas de comprobación técnica**

#### **A1.1 Aplicación de la correlación a la búsqueda de la interferencia satelital**

En muchos casos, la interferencia de los satélites OSG puede localizarse dentro de una elipse cuyo centro se encuentra a decenas de kilómetros, o más, de la posición del transmisor.

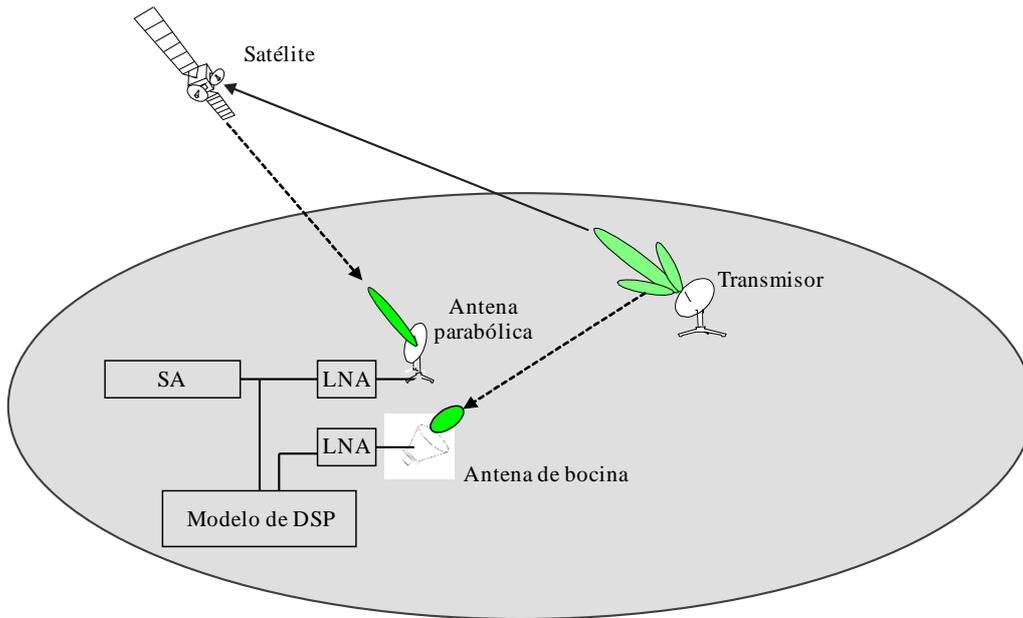
En estas circunstancias, las señales del satélite interferido y del adyacente están correlacionadas por los sistemas de localización del transmisor, y pueden generarse los datos TDOA y FDOA.

La localización e identificación del transmisor en tierra con rapidez es una cuestión clave para la estaciones de comprobación técnica del espectro de muchos países y administraciones.

El equipo debe poder detectar la débil señal transmitida por los lóbulos laterales de una antena que apunte a un satélite OSG. A continuación podremos utilizar la técnica de correlación cruzada para mejorar la sensibilidad del sistema de comprobación técnica instalado en el vehículo móvil. En la Fig. A1-1 se muestra un diagrama esquemático de esta aplicación.

FIGURA A1-1

Diagrama de la aplicación de la correlación cruzada a la búsqueda de la interferencia satelital



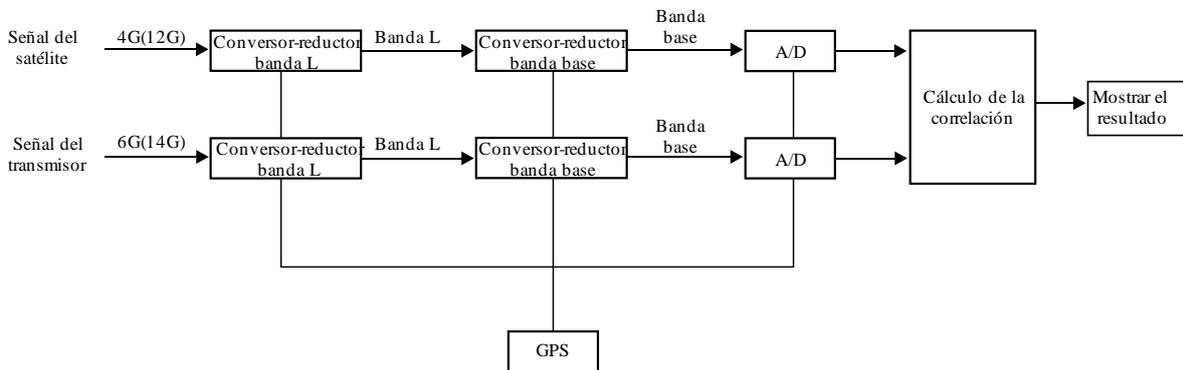
Report SM.2355-A1-01

En este sistema, se utiliza el cálculo de la correlación en el módulo DSP para procesar las señales del satélite recibidas por la antena parabólica y las procedentes del lóbulo lateral de la antena de la estación terrestre por la antena de bocina o la isotrópica directamente.

En la Fig. A1-2 se muestra el diagrama de proceso del módulo DSP.

FIGURA A1-2

Diagrama de proceso del módulo DSP



Report SM.2355-A1-02

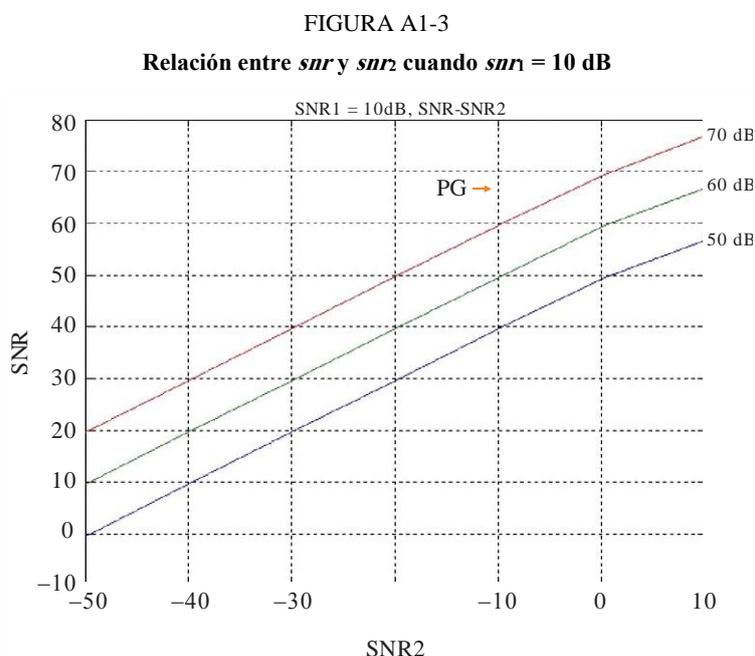
En el cálculo de la correlación, se utiliza la función de ambigüedad compleja basada en un algoritmo de la estadística de segundo orden (CAF-SOS) para obtener simultáneamente la TDOA y la FDOA de las señales del satélite y el transmisor.

La SNR de la correlación cruzada puede describirse del siguiente modo, suponiendo para cada *snr* un valor lineal.

$$snr = 2BT * \frac{snr_1 * snr_2}{1 + snr_1 + snr_2}$$

Siendo  $2BT$  la ganancia de procesamiento, si las señales se muestrean a la velocidad de Nyquist y  $N$  es el número de puntos de la muestra, resultará  $2BT = N$ .  $snr_1$  representa la snr de la señal del satélite, mientras que  $snr_2$  representa la snr de la señal del transmisor. En los casos comunes,  $snr$  no es inferior a 20 dB.

Si  $snr$  es igual a 10 dB, la relación entre  $snr$  y  $snr_2$  puede describirse como en la Fig. A1-3.



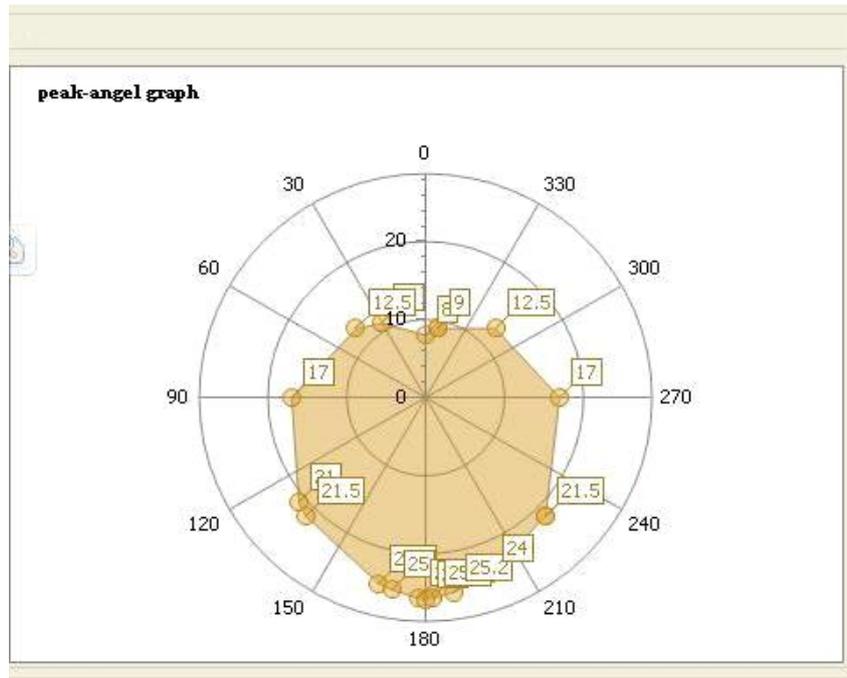
Report SM.2355-A1-03

Lo normal es que el equipo que calcula la correlación cruzada pueda detectar señales débiles con una snr de  $-40$  dB aproximadamente si la ganancia de procesamiento es 60 dB. O sea, puede capturar la señal débil con una densidad espectral de potencia 40 dB por debajo del umbral mínimo de ruido.

En la práctica, la antena de bocina direccional rota un cierto ángulo y efectúa un proceso de correlación cruzada. Tras rotar  $360^\circ$ , el operador puede encontrar la dirección del transmisor cuando la snr de correlación de ambos canales (el del satélite y el de la estación terrena) alcance un máximo, aunque el nivel de la señal terrenal sea demasiado débil para poder observarla con un analizador de espectro (véase la Fig. A1-4).

FIGURA A1-4

Diagrama del ángulo de cresta

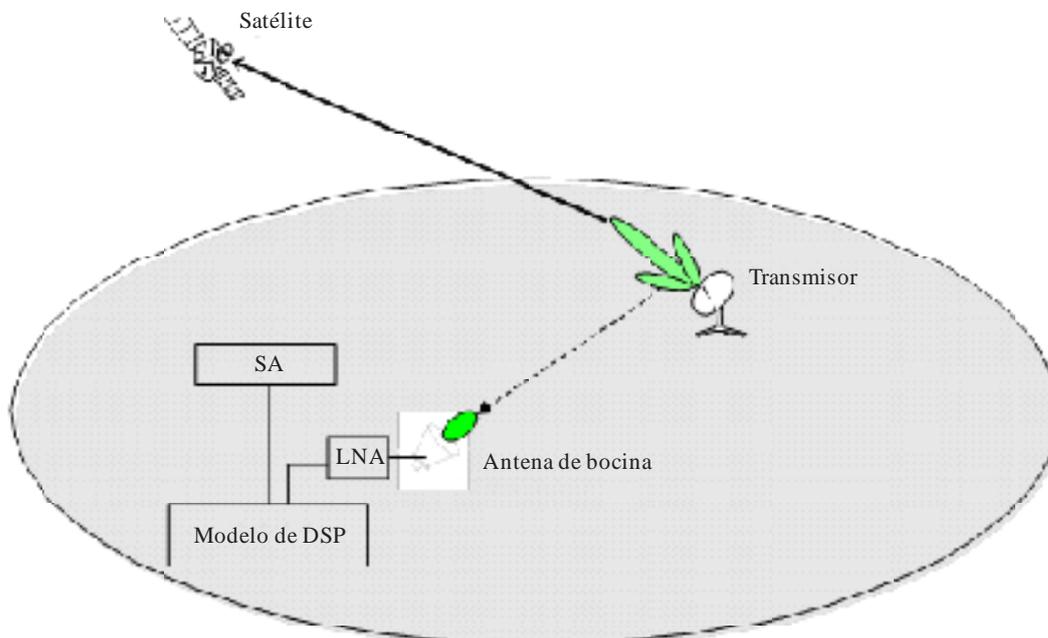


Report SM.2355-A1-04

Por otra parte, los equipos que calculan la autocorrelación cíclica pueden detectar señales débiles con valores de snr de  $-20$  dB aproximadamente. Aunque la calidad de funcionamiento es peor que la del cálculo de la correlación cruzada, se obtiene una sensibilidad mayor que con el tradicional algoritmo de detección basado en la TRF. El diagrama se muestra en la Fig. A1-5.

FIGURA A1-5

Diagrama de la aplicación de la autocorrelación cíclica a la búsqueda de interferencia satelital



Report SM.2355-A1-05

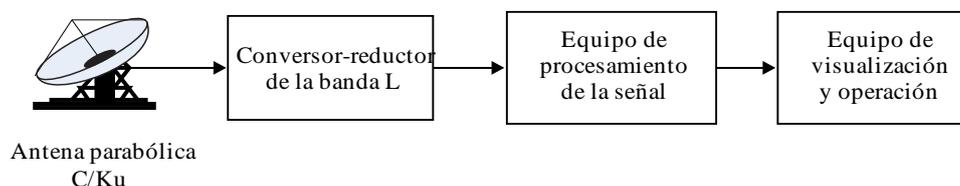
Los equipos que calculan la autocorrelación cíclica pueden detectar las débiles señales de los transmisores de estaciones terrenas situadas a varios kilómetros de distancia, mientras que los equipos que calculan la correlación cruzada pueden detectar señales débiles de los transmisores de estaciones terrenas situadas a varias decenas de kilómetros de distancia; sin embargo, los equipos que utilizan un receptor de comprobación técnica o un analizador de espectro tradicional sólo pueden detectar las débiles señales de los transmisores de estaciones terrenas situados a varios centenares de metros de distancia, en ciertas condiciones.

### A1.2 Aplicación de la recuperación de la señal intensa a la comprobación técnica por satélite

La interferencia de la red de satélites OSG se produce ocasionalmente por fallo de los equipos o manejo inadecuado de los mismos. Por norma general, hay dos señales cuyas frecuencias se solapan. A este respecto, puede aplicarse la recuperación de la señal intensa para la comprobación técnica de la interferencia y la generación de alarmas. En la Fig. A1-6 se muestra un diagrama esquemático de esta aplicación.

FIGURA A1-6

Diagrama de la recuperación de la señal intensa en la aplicación de la comprobación técnica por satélite



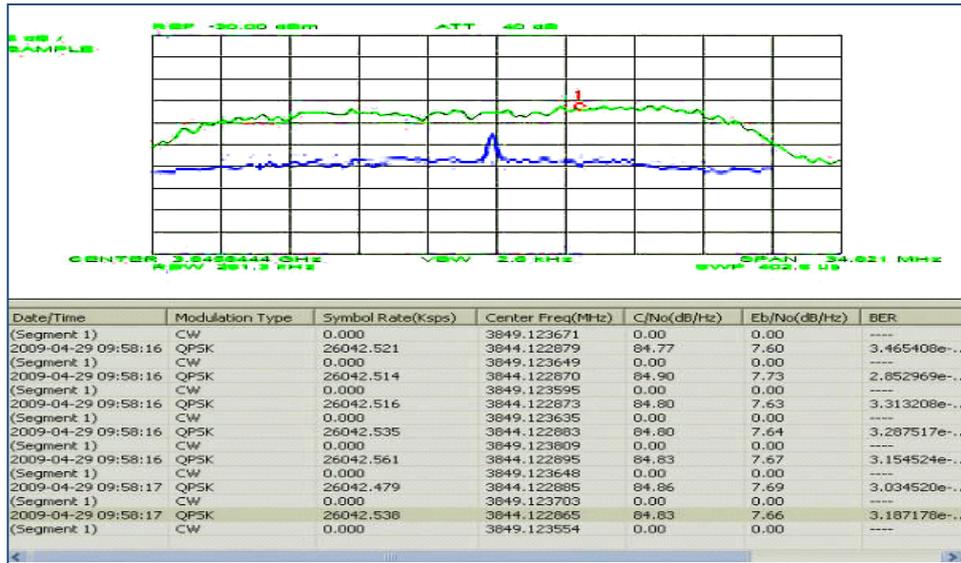
Report SM.2355-A1-06

He aquí un ejemplo de aplicación de recuperación de la señal intensa en un proceso de separación de interferencia en una red de satélites OSG. La señal legal es una aplicación del SRS con modulación MDP-4 y velocidad de baudios de 26,042 Mbit/s, mientras que la señal interferente es una señal de onda continua.

Como puede verse en la Fig. A1-7, el espectro dibujado con una línea verde representa a la señal recibida y se denomina espectro de la señal mixta, mientras que el espectro en azul representa la señal interferente separada. El tipo de modulación y los parámetros de modulación correspondientes se especifican en el formulario siguiente.

FIGURA A1-7

Ejemplo de separación de interferencia de una red de satélites OSG



Report SM.2355-A1-07

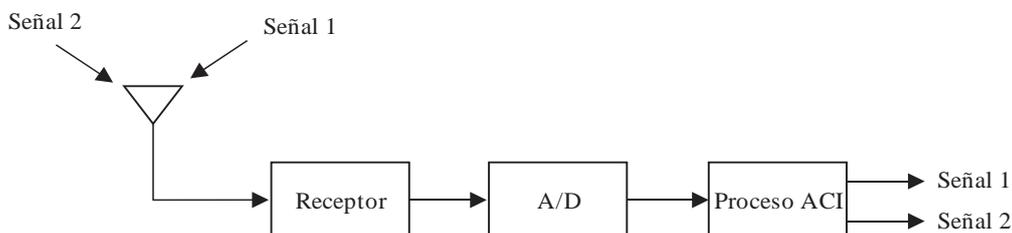
### A1.3 Aplicación del ACI de un solo canal a la separación de señales

He aquí un ejemplo de separación de dos señales MDP-2 cocanal utilizando el algoritmo ACI. El diagrama del sistema se muestra en la Fig. A1-8. Las dos señales tienen la misma velocidad en baudios y la diferencia de frecuencias de portadora es pequeña. Con el algoritmo ACI se separan las componentes de la señal mixta, como indica la Fig. A1-9. Si la relación señal/ruido es de 10 dB y la relación señal/interferencia (SIR) 0 dB, puede conseguirse que el coeficiente de correlación entre la señal original y la separada sea mayor que 0,93. Puede verse claramente que las señales cocanal están totalmente separadas. Las Figuras A1-10 y A1-11 indican los resultados de la separación en un diagrama de constelación. En la Fig. A1-12 se muestra la tasa de errores en los bits (BER) de las señales separadas para SNR de 4dB a 12 dB. Puede verse que la BER es menor que  $10^{-3}$  cuando la SNR es mayor de 10 dB, lo que es corriente en el entorno de las comunicaciones por satélite.

En otra simulación, tratamos a la señal 1 y a la señal 2 como señal deseada y señal interferente, respectivamente. En la Fig. A1-13 se muestra la BER de la señal deseada para distintas SIR (de -10 dB a 10 dB). Se observa que la señal deseada puede extraerse correctamente de la señal mixta cuando la SIR es superior a 0 dB. Para SIR bajas (menores de 0 dB), la señal interferente podría extraerse primero y eliminarse de la señal mixta, y a continuación obtener la señal deseada. Actualmente, este algoritmo ACI cocanal sólo puede separar dos señales binarias con modulación digital. Deberían estudiarse algoritmos más robustos para señales de modulación con aridad múltiple.

FIGURA A1-8

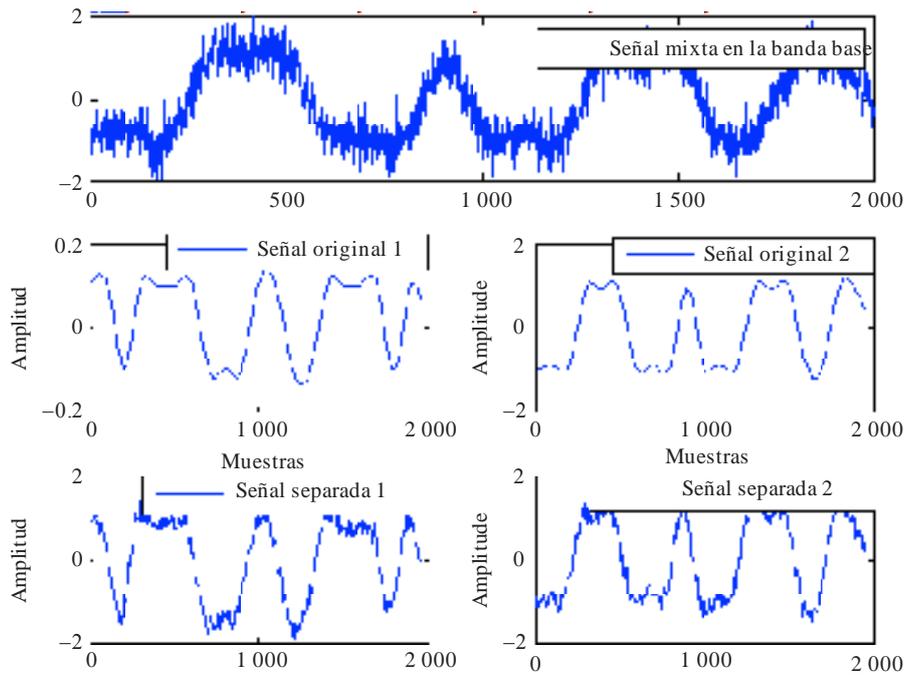
Diagrama de la aplicación del ACI de un solo canal a la separación de señales



Report SM.2355-A1-08

FIGURA A1-9

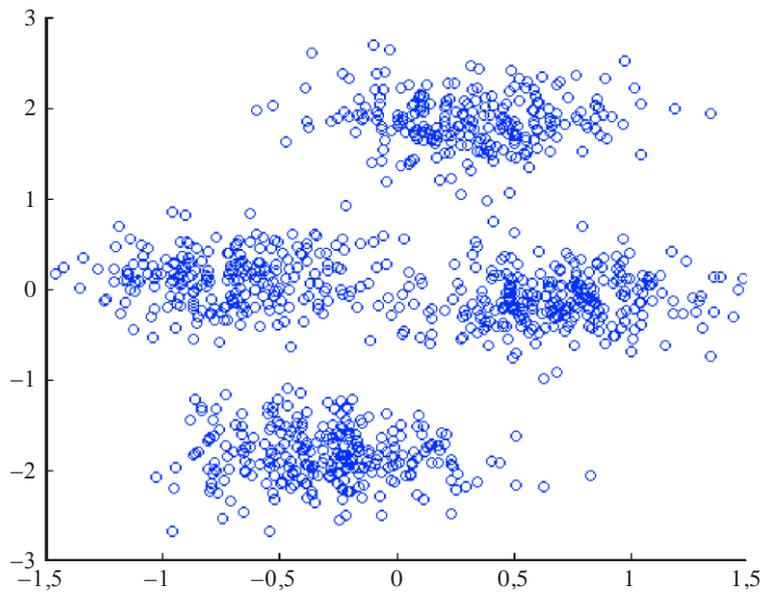
Resultado de la separación de dos señales MDP-2



Report SM.2355-A1-09

FIGURA A1-10

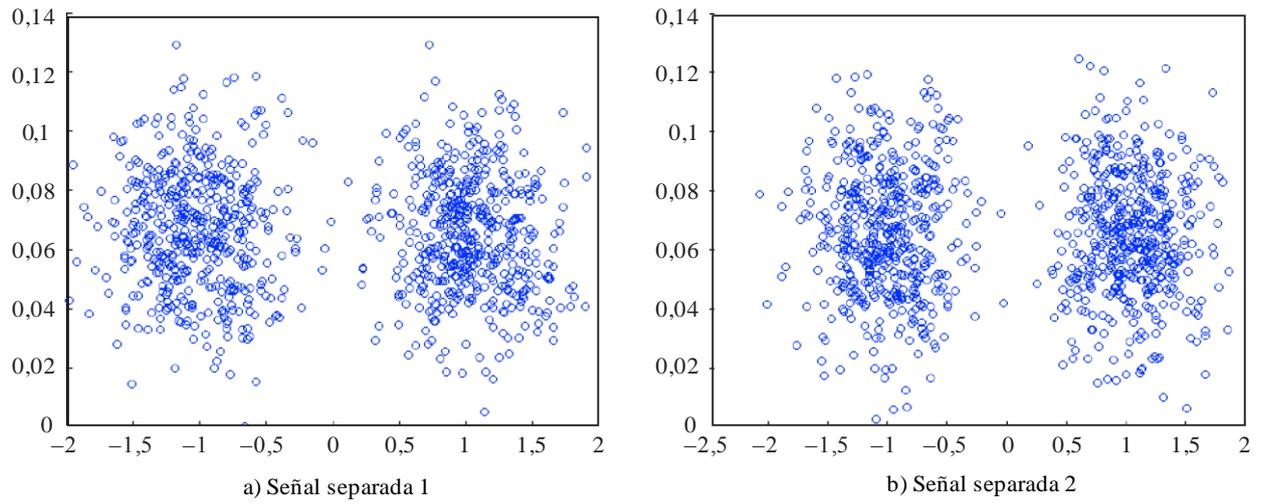
Diagrama de constelación de la señal mixta



Report SM.2355-A1-10

FIGURA A1-11

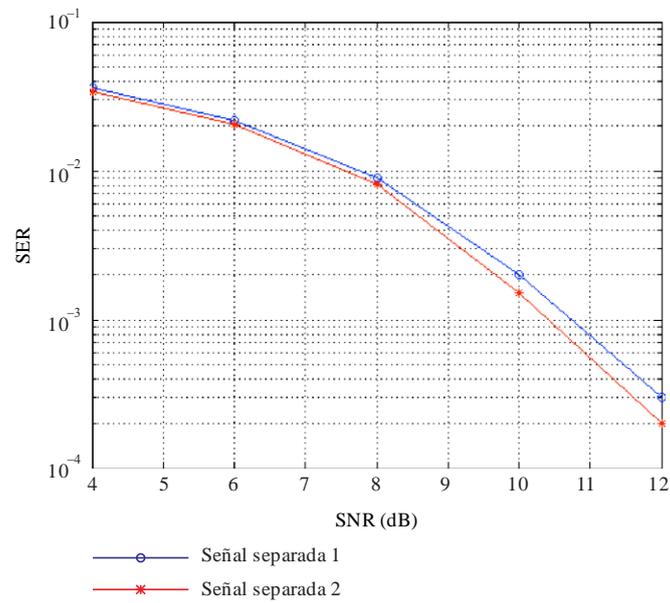
## Diagrama de constelación de las señales separadas



Report SM.2355-A1-11

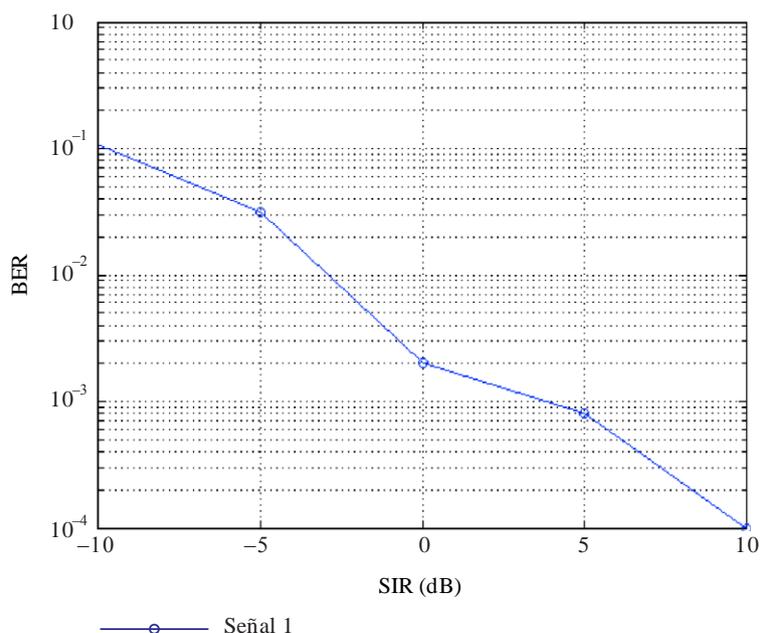
FIGURA A1-12

## BER de las señales separadas para diversas SNR



Report SM.2355-A1-12

FIGURA A1-13  
BER de la señal separada 1 para diversas SIR

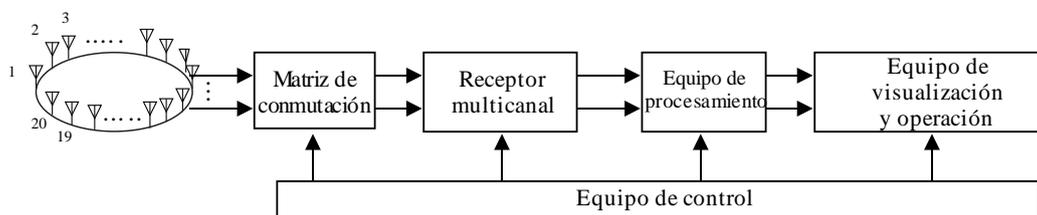


Report SM.2355-A1-13

#### A1.4 Conformación del haz basada en el espectro espacial para la comprobación técnica en las bandas de ondas decamétricas y métricas

La tecnología de la conformación del haz basada en el espectro espacial se utiliza ampliamente en los sistemas de comprobación técnica en las bandas de ondas decamétricas y métricas cuando es necesario escuchar y localiza señales en dichas bandas cuyas frecuencias se solapen. En la Fig. A1-14 se muestra una estructura esquemática.

FIGURA A1-14  
Diagrama de la aplicación de conformación del haz basada en el espectro espacial a la comprobación técnica en las bandas de ondas decamétricas y métricas



Report SM.2355-A1-14

La forma más común de red de antenas es la circular, aunque también hay redes de antenas triangulares y lineales. La señal recibida se transmite a un receptor multicanal a través de una matriz de conmutación. Por lo general, el número de canales receptores es igual al de redes de antenas. Algunos pasos del procesamiento, tales como la conversión reductora, el filtrado y la digitalización se suelen llevar a cabo en el receptor. Vale la pena señalar que cada canal receptor debe satisfacer el criterio de coherencia en fase y amplitud, de lo contrario el procesamiento posterior resultará ineficaz. El equipo de procesamiento implementa los algoritmos de búsqueda de dirección y conformación del haz, e interactúa con la pantalla y el equipo de operación.

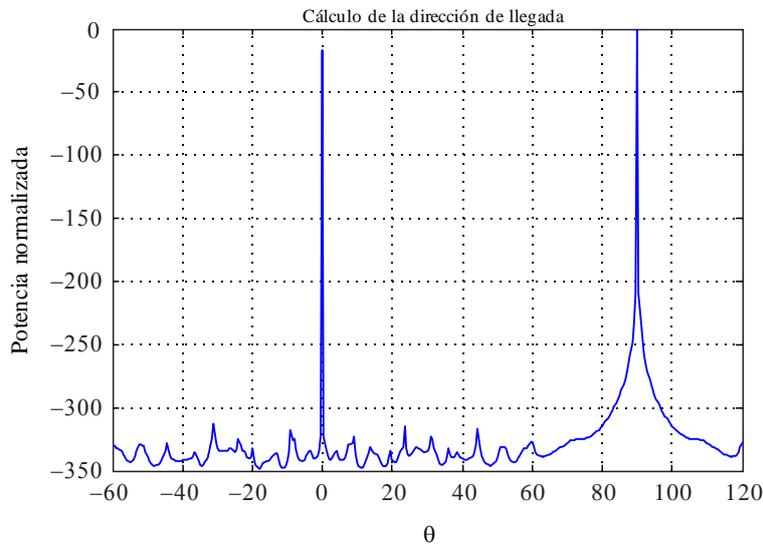
A continuación se presenta un ejemplo de separación ciega de dos señales. Ambas señales proceden de aplicaciones de interfonos en MF y tienen la misma potencia. En la Fig. A1-15 se muestra la dirección de llegada calculada con el algoritmo MUSIC. Puede verse claramente que las dos direcciones de 0° y 90° se han calculado con toda exactitud. La comparación entre la señal original y la separada para las señales deseada e indeseada se muestran en las Figs. A1-16(a) y A1-16(b), respectivamente. Los resultados muestran que ambas señales están correctamente separadas.

Se establece el error cuadrático medio (*MSE*) como parámetro de evaluación y se define del siguiente modo:

$$MSE = \sqrt{\left(\sum_N (S(n) - S_e(n))^2\right) / N}$$

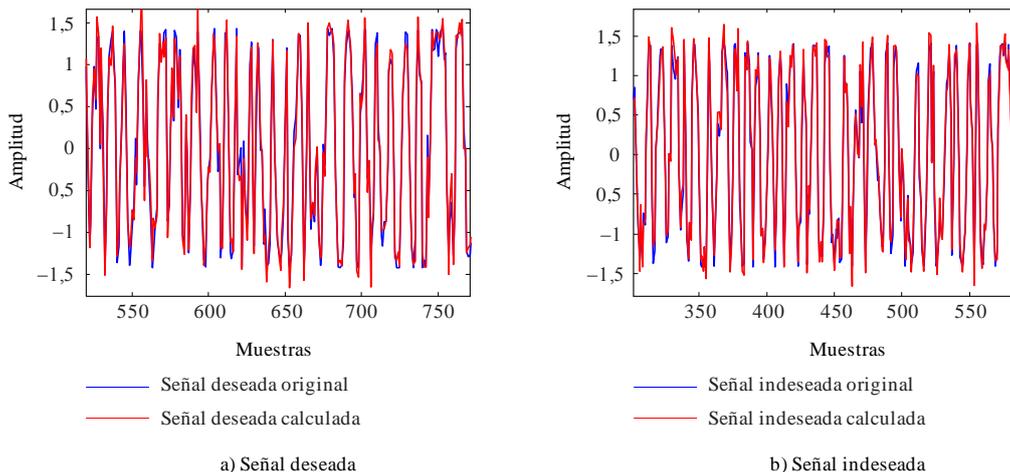
siendo  $S(n)$  y  $S_e(n)$  la señal original y la separada, respectivamente,  $N$  el número de la señal y la magnitud del *MSE* en torno a  $10^{-3}$ .

FIGURA A1-15  
Resultados del cálculo de la dirección de llegada



Report SM.2355-A1-15

FIGURA A1-16  
Comparación entre la señal original y la separada

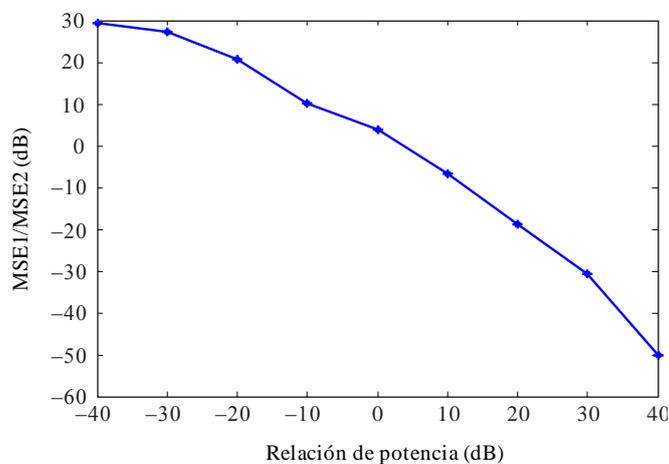


Report SM.2355-A1-16

La figura A1-17 representa el resultado de la evaluación de la relación del *MSE* entre las señales deseada e indeseada para diferentes relaciones de potencia. Se observa que la relación de potencia tiene una influencia significativa sobre el efecto del resultado de la separación. En términos generales, la señal intensa tiene un *MSE* comparativamente menor que la señal débil y una mayor calidad de separación. En el caso particular de que las dos señales sean de la misma potencia, los *MSE* serán semejantes.

FIGURA A1-17

MSE para diversas relaciones de potencia entre la señal deseada y la indeseada



Report SM.2355-A1-1'

## A1.5 Aplicación del ACI multicanal a la separación de las señales

En esta sección se presentan los resultados de la evaluación de la aplicación ACI multicanal para la separación de la señal interferente utilizando un banco de pruebas experimental.

### A1.5.1 Detalle de la prueba

La señal de prueba transmitida está compuesta de una señal interferente superpuesta a la señal deseada, y la recibe una antena de una red de antenas. La señal recibida se somete a una conversión A/D antes del procesamiento ACI.

Determinando la diferencia entre la relación de potencias estimada ( $DUR_{est}$ ) de la onda deseada y la onda interferente, previamente separadas mediante un proceso ACI, y la relación de potencias eléctricas definida (DUR) para la señal de prueba, se obtiene la precisión del cálculo de la DUR.

Relación de potencia deseada a indeseada de la señal de prueba (DUR) = (potencia de la señal deseada) / (potencia de la señal indeseada)

Relación de potencia calculada tras el procesamiento ACI ( $DUR_{est}$ )

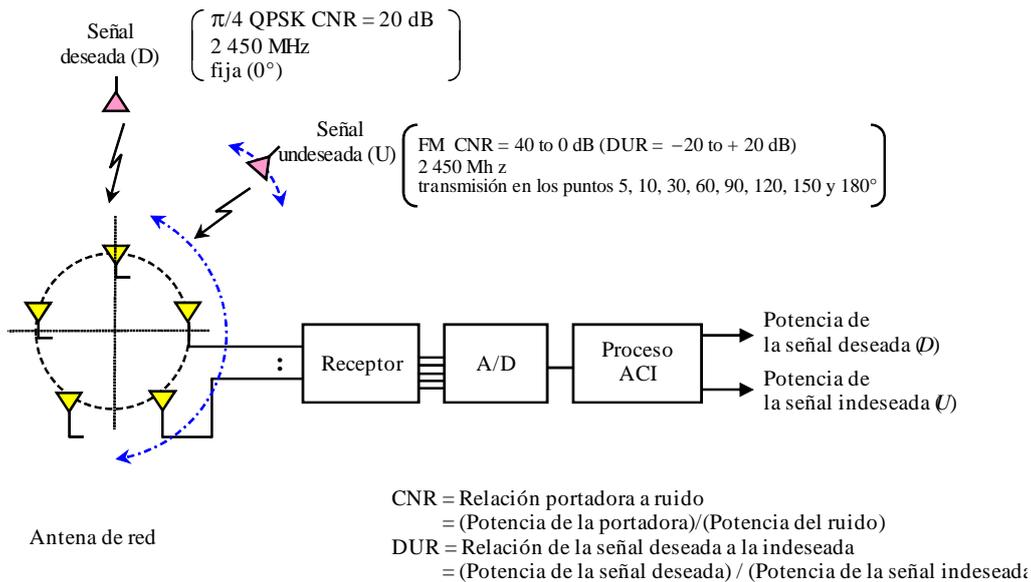
$$= (\text{potencia de la señal deseada}) / (\text{potencia de la señal indeseada})$$

Precisión del cálculo de la DUR (A) =  $DUR_{est} / DUR$

Vista desde la antena de la red de antenas, la dirección de llegada de la onda deseada se mantiene fija, la dirección de llegada de la onda interferente se cambia de  $5^\circ$  a  $180^\circ$ , y se calcula el cambio de precisión de los resultados debido a los cambios de la DUR para cada ángulo de llegada.

La Figura A1-18 muestra un diagrama del sistema de la prueba de evaluación.

FIGURA A1-18

**Diagrama del sistema de la prueba de evaluación**

Report SM.2355-A1-18

**A1.5.2 Resultados de la prueba**

En la Fig. A1-19 se muestra el diagrama de constelación de la señal recibida antes del procesamiento ACI y la onda deseada y la interferente separadas en virtud del procesamiento ACI. Además, en la Fig. A1-20 se muestran los resultados de la medición de la precisión del cálculo de la DUR para la onda deseada MDP-4 de  $\pi/4$  y la onda interferente de MF.

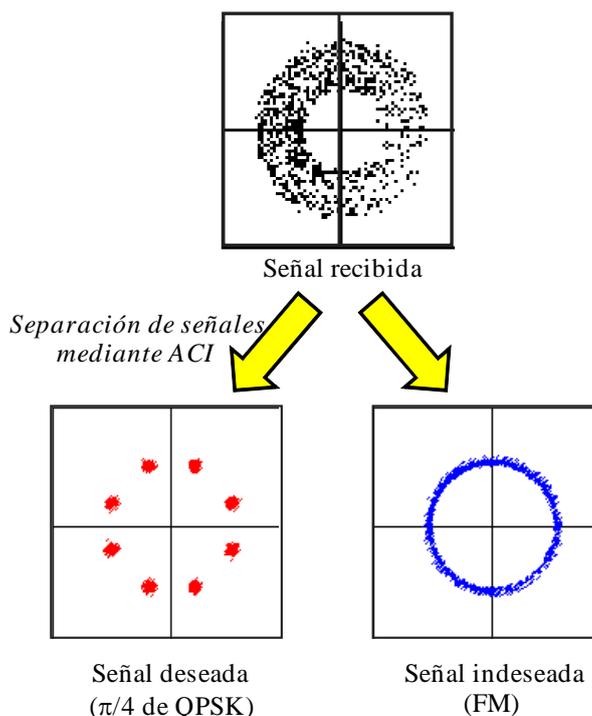
Se confirma que, en el rango  $\text{DUR} =$  de  $-15 \text{ dB}$  a  $+15 \text{ dB}$ , es posible calcular la DUR de la señal interferente con una precisión menor de  $2 \text{ dB}$ .

Con el mismo procedimiento que el de esta prueba, realizamos una prueba para el caso de que la señal de prueba incluyese la onda MA deseada y la onda MF interferente. Aunque se manifestaron pequeñas diferencias en los resultados, éstos mostraron en conjunto una tendencia similar y unos valores parecidos.

También con el mismo procedimiento que el de esta prueba, los resultados de las pruebas realizadas para varios diámetros de apertura de antena mostraron la tendencia de que el rango de DUR que puede medirse aumente para los diámetros de apertura mayores.

FIGURA A1-19

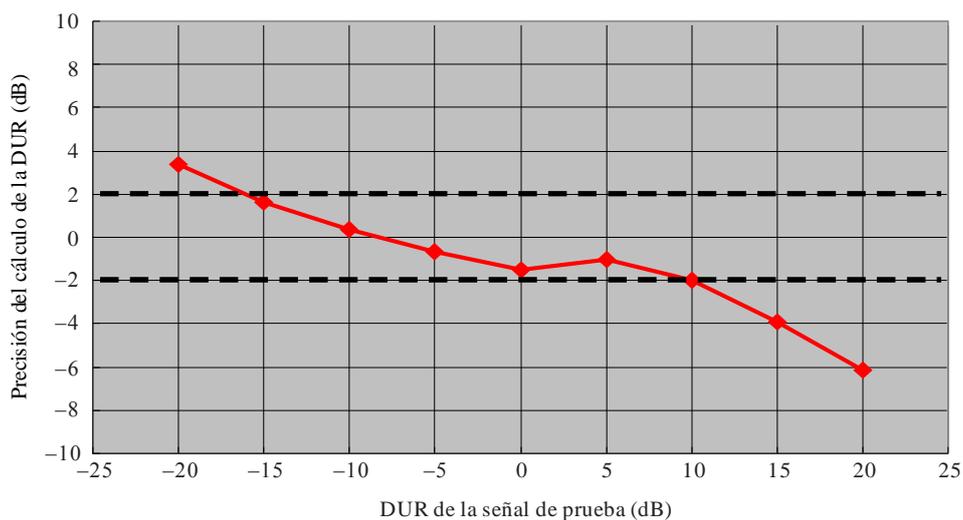
Diagrama de constelación de las señales separadas mediante ACI



Report SM.2355-A1-19

FIGURA A1-20

Precisión del cálculo de la DUR



Report SM.2355-A1-20

### A1.5.3 Proceso de detección de la interferencia

Como indican los resultados de la evaluación del método ACI, éste permite calcular la DUR con una elevada precisión a partir de la relación de potencias tras la separación. Por ello, resulta evidente la posibilidad de supervisar cuantitativamente y con una temporización adecuada situaciones reales de bajo nivel de interferencia donde no haya una degradación importante de la calidad de la comunicación, y casos reales de interferencia que rara vez se presentan.

En términos más específicos, en un sistema inalámbrico digital genérico, aunque exista una interferencia con una  $DUR = 10$  dB, aproximadamente, debida a la utilización de códigos de corrección, el usuario no percibe la interferencia. Debido al cálculo cuantitativo de la  $DUR$  propio del método ACI, se considera posible adoptar contramedidas antes de que la degradación de la calidad de la comunicación sea importante.

Como se muestra en la Fig. A1-21, con este método, en el rango de  $DUR =$  de  $-15$  dB a  $+10$  dB, al ser posible medir el nivel de la señal con una precisión de  $\pm 2$  dB, se prevé la posibilidad de detectar una interferencia con una buena precisión.

Fijando el valor umbral para detectar la presencia de una interferencia por referencia a la  $C/N (= DUR)$  exigida por el sistema de comunicación de la onda deseada, es posible emitir una alarma o registrar una incidencia automáticamente, sincronizadas con el momento de detección de la interferencia.

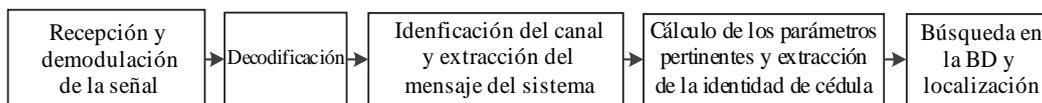
### A1.6 Geolocalización de una estación de base GSM

Es necesario localizar las estaciones de base GSM cuando exista interferencia entre distintos operadores de redes GSM o se haya registrado la demanda de coordinar la red GSM en una zona fronteriza. Pueden utilizarse estaciones de comprobación técnica para diferenciar las estaciones de base GSM pertenecientes a distintos operadores de redes GSM con métodos radiogoniométricos y de geolocalización tradicionales. Sin embargo, es más fácil implementar esta tarea decodificando las señales GSM y extrayendo información tal como el operador de la red GSM, el identificador mundial de célula (CGI), etc.

El CGI es un número único que se utiliza para identificar la estación de base GSM a la que se conecta el equipo del usuario. El identificador mundial de célula es la concatenación del identificador de la zona de posición y la identidad de célula. El diagrama esquemático de la extracción del CGI se muestra en la Fig. A1-21.

FIGURA A1-21

Diagrama de la extracción del CGI



Report SM.2355-A1-21

Lo primero es demodular y decodificar la señal GSM una vez recibida por un receptor de la estación de comprobación técnica. A continuación, deberá identificarse el canal específico y extraerse de éste el mensaje del sistema. La posición de la estación de base GSM podrá conocerse tras buscar en la base de datos los parámetros pertinentes y la identidad de la célula. Si se combina con el método AOA, una estación de comprobación técnica móvil podrá localizar la posición exacta de las estaciones de base GSM de una zona planificando adecuadamente la ruta de comprobación técnica.

## Anexo 2

### Ejemplos de aplicación de la geolocalización combinada

#### A2.1 AOA/TDOA híbrido

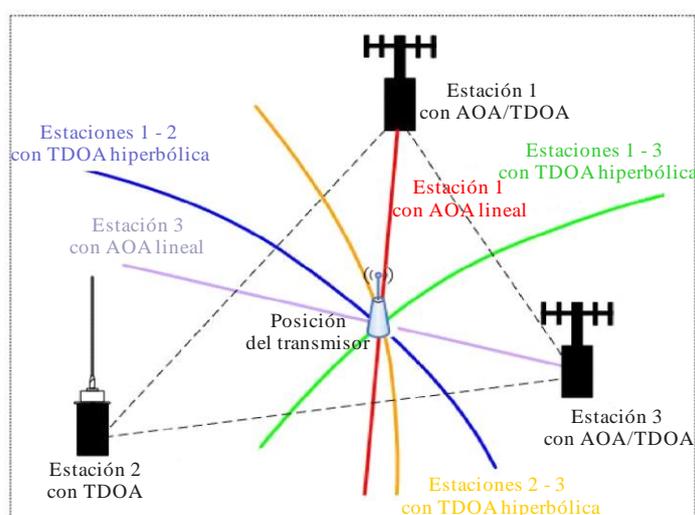
En general no existe un único método, tal como los basados en la diferencia de tiempos de llegada (TDOA) y en el ángulo de llegada (AOA), que proporcione una estimación de localización precisa en cualquier circunstancia. Cada método tiene sus ventajas y limitaciones en términos de precisión de la localización.

El método de localización basado en la diferencia de tiempos de llegada (TDOA) proporciona, por lo general, una precisión de localización mejor para señales de banda ancha que el método de localización basado en el AOA. No obstante, para la localización de emisores los métodos basados en TDOA requieren un número de estaciones relativamente superior que los métodos basados en AOA. Por ejemplo, los métodos basados en TDOA requieren disponer de al menos tres estaciones adecuadamente distribuidas para la localización. Por otro lado, los métodos basados en AOA requieren dos estaciones para la localización. No obstante, si la estación está a mucha distancia del transmisor un pequeño error en el ángulo de medida da lugar a un error importante de localización. Por tanto, para mejorar la precisión de la localización, debe considerarse la utilización de dos o más métodos de localización que se complementen mutuamente.

La localización se realiza mediante el procesamiento de la información disponible de cada estación, por ejemplo, las mediciones del AOA, de la TDOA y la información de posición de la estación. La combinación del método del AOA con el de la TDOA (denominada AOA/TDOA híbrido) puede facilitar la eliminación de la ambigüedad asociada al método de la TDOA puro y puede por tanto mejorar la precisión de la localización. Esto se ilustra en la Fig. A2-1. En §4.7.3.6 de la edición de 2011 del Manual de Comprobación Técnica del Espectro de la UIT, figura una exposición más completa de los métodos híbridos AOA/TDOA.

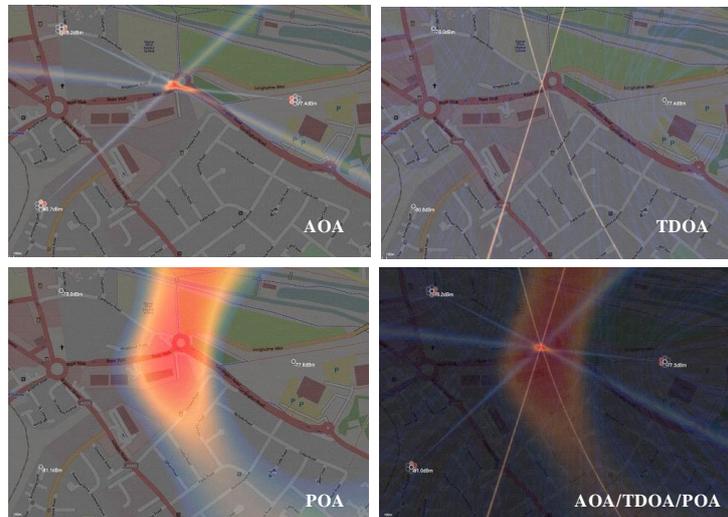
FIGURA A2-1

Mejora de los resultados gracias a la combinación de las técnicas AOA/TDOA



La utilización de técnicas POA suele dar mejores resultados a distancias específicas del transmisor dependiendo de la potencia y de los ecos parásitos y demás perturbaciones de la señal (por ejemplo, las producidas por los materiales absorbentes) en la zona. Esto reviste una importancia especial debido a que estas técnicas suelen utilizar modelos de propagación con visibilidad directa, funcionando como una técnica de geolocalización combinada junto con la del AOA y la de la TDOA. Esto se ilustra en la Fig. A2-2.

FIGURA A2-2  
Geolocalización combinada



Report SM.2355-A2-0

## A2.2 TDOA/GROA híbrido

### A2.2.1 Introducción

La tecnología de red de comprobación técnica reticular es una de las tecnologías que pueden describir espacialmente y mostrar visualmente emisores radioeléctricos desconocidos y evaluar los recursos de espectro mediante nodos de comprobación técnica inteligentes en RF distribuidos remotamente. La tecnología de las redes de comprobación técnica reticulares responde a los retos de los modernos usos del espectro y satisface las necesidades de eficiencia de la gestión de los recursos de espectro en un entorno metropolitano. Los componentes de una arquitectura de este tipo de sistemas la diferencian de otros sistemas más tradicionales con tecnologías de radiogoniometría del ángulo de llegada, que pueden resultar más complejos, caros y que suelen utilizarse en escenarios de gran escala.

China encargó un estudio sobre el diseño de una red de comprobación técnica reticular que pudiera tener un gran despliegue para detectar, identificar y localizar automáticamente la fuente de señales radioeléctricas interferentes en una gran parte de una zona metropolitana de su territorio. En junio de 2012, se puso en marcha el programa experimental que abarca más de 75 kilómetros cuadrados del centro de Shanghai con 46 nodos conectables en red, como muestra la Fig. A2-3. En este programa participaron más de 50 investigadores e ingenieros. Se trata del primer experimento que se realiza en el país para investigar métodos de efectuar la comprobación técnica de las radiocomunicaciones en una zona metropolitana con un gran número de nodos de bajo coste. El programa experimental se puso en marcha en junio de 2013. Las pruebas en condiciones de explotación las realizaron 16 participantes de terceros en agosto de 2013. En 2014 la red experimental lleva funcionando casi un año en fase de pruebas.

FIGURA A2-3

Red de comprobación técnica reticular de 46 nodos



Report SM.2355-A2-03

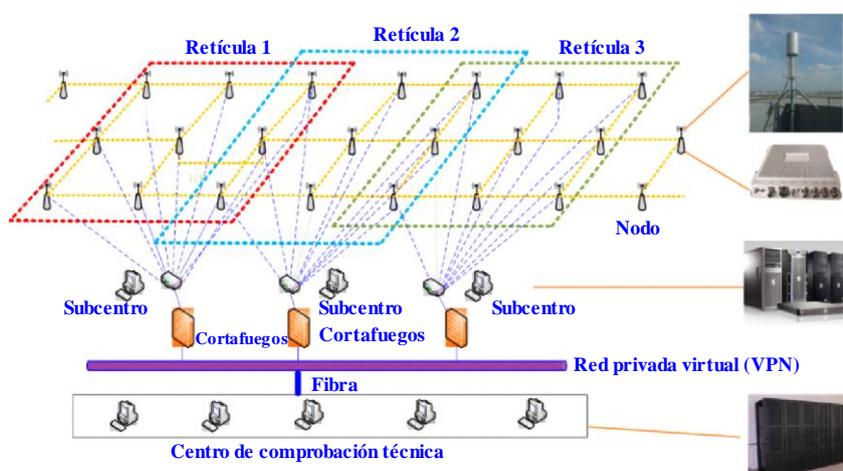
### A2.2.2 Arquitectura de la red de comprobación técnica reticular

La red de comprobación técnica reticular es la clásica red en forma de malla que soporta una estructura de conexión en red dinámica y escalable. La estructura de la red de comprobación técnica reticular utilizada en este programa consta de tres capas, como se muestra en la Fig. A2-4:

- la capa de sensores, que comprende los nodos de bajo coste conectables en red (antena bicónica, sensor y antena GPS);
- la capa de servicio intermedia que consta de los servidores de subcentro con varias retículas, para organizar y asignar las tareas de comprobación técnica a los sensores;
- la capa central de comprobación técnica, que comprende todas las aplicaciones de software tales como la comprobación técnica del espectro, la localización y la minería de datos.

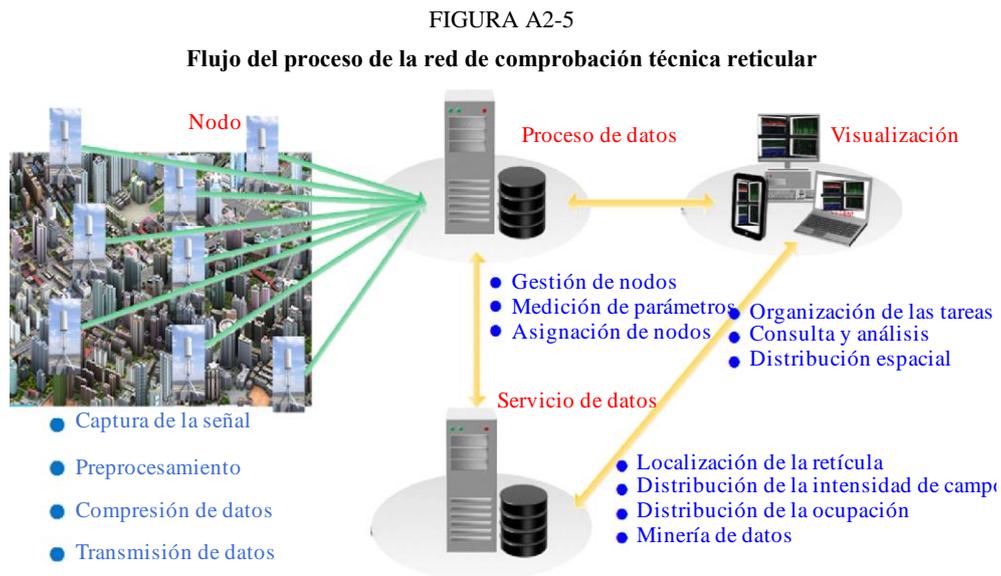
FIGURA A2-4

Arquitectura de la red de comprobación técnica reticular



Report SM.2355-A2-04

El flujo del proceso de la red de comprobación técnica reticular se muestra en la Fig. A2-5.



Report SM.2355-A2-05

Un nodo de bajo coste conectado en red, como el que se muestra en la Fig. A2-6, es el componente clave de la red de comprobación técnica reticular. Es sensiblemente distinto del nodo radiogoniométrico, que suele ser multicanal y bastante caro. Así pues, la red de comprobación técnica reticular cuesta bastante menos gracias a que utiliza métodos de correlación de señales, dependiendo del tamaño de la zona de supervisión técnica y por lo tanto del número de nodos necesarios. La investigación de los costes tiene gran importancia en los países en desarrollo que cuentan con un presupuesto escaso, y en las zonas metropolitanas donde el número de nodos de comprobación técnica es grande.

FIGURA A2-6  
Sensor de RF de bajo coste conectable en red y antena bicónica



Report SM.2355-A2-06

### A2.2.3 Funcionalidades del sistema

#### A2.2.3.1 Interceptación de señales débiles

La calidad de funcionamiento de la comprobación técnica se ha ensayado en los sensores montados en la red de comprobación técnica reticular. Las pruebas en condiciones de explotación en las zonas de cobertura las han efectuado 16 técnicos de terceros, durante 19 días

El nivel mínimo de potencia de emisión del emisor «objetivo» (el que se pretende detectar) se define como el que produce una relación señal-ruido (SNR)  $\geq 6$  dB en el receptor a diversas frecuencias (entre ellas 115 MHz, 320 MHz, 575 MHz, 965 MHz, 1 300 MHz, 1 700 MHz y 2 600 MHz) y anchuras de banda (entre ellas 12,5 kHz, 25 kHz, 100 kHz, 200 kHz, 1,25 MHz y 8 MHz). El resultado se muestra en el cuadro A2-1.

CUADRO A2-1

#### Probabilidad de detección para diversas potencias del emisor (131 mediciones)

	Potencia del emisor $\geq 1W$	Potencia del emisor $\geq 0,1W$	Potencia del emisor $\geq 0,05W$
Mediciones de detección (SNR $\geq 6$ dB)	128	114	92
Probabilidad de detección (SNR $\geq 6$ dB)	97,7%	87%	70,2%

#### A2.2.3.2 Geolocalización híbrida

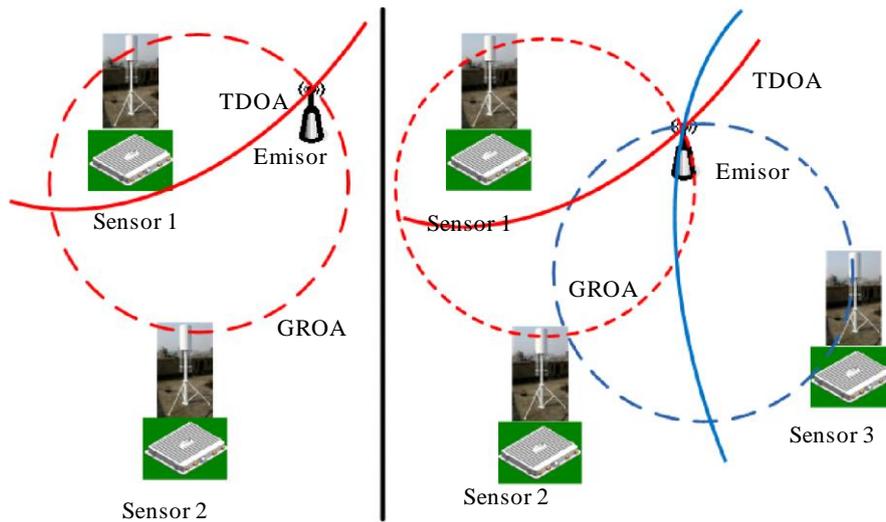
Se han efectuado pruebas de la calidad de funcionamiento de la geolocalización reticular (híbrida entre TDOA y GROA : diferencia de tiempos de llegada y relación de ganancias de llegada)

El método de la relación de ganancias de llegada (GROA) es un método pasivo que utiliza la energía para calcular la posición de la fuente de varios sensores. Este método no exige una sincronización de tiempos precisa entre sensores. Un valor particular de la GROA define un círculo entre los dos receptores en el que puede encontrarse el radiotransmisor.

La técnica de la diferencia de tiempos de llegada (TDOA) es una de las más prometedoras para localizar la posición de sistemas de comunicaciones inalámbricas. Las técnicas TDOA se basan en la estimación de la diferencia entre los tiempos de llegada de la señal a varios receptores. Un valor particular de diferencia de tiempos define una hipérbola entre los dos receptores sobre la que puede encontrarse el transmisor radioeléctrico, suponiendo que la fuente y los receptores se encuentren en el mismo plano, como se muestra en la Fig. A2-7.

FIGURA A2-7

## Diagrama esquemático de las técnicas de geolocalización híbridas GROA/TDOA



Report SM.2355-A2-07

El resultado de la prueba muestra que la proporción de errores normales (desviación entre la posición real y la calculada) menores de 300 metros es del 82,3% aproximadamente en las 402 mediciones. La proporción con respecto al valor normal de las desviaciones de localización reticular menores de 100 metros es del 24,9% aproximadamente. El cuadro A2-2 muestra los parámetros del transmisor de la prueba.

Concretamente, la red de comprobación técnica reticular puede distinguir y geolocalizar simultáneamente dos señales de la misma frecuencia gracias a la resolución de la retícula. En una prueba experimental con dos emisores cuyos parámetros eran: frecuencia de 200 MHz, anchura de banda de 50 kHz, potencia de 1W y modulación MDP-4, la red de comprobación técnica reticular ofreció una elevada resolución espacial para emisores en funcionamiento simultáneo separados a diversas distancias (véanse las Figs. A2-8, A2-9 y A2-10), salvo cuando ambos emisores se encontraban en la misma retícula (como en la Fig. A2-11).

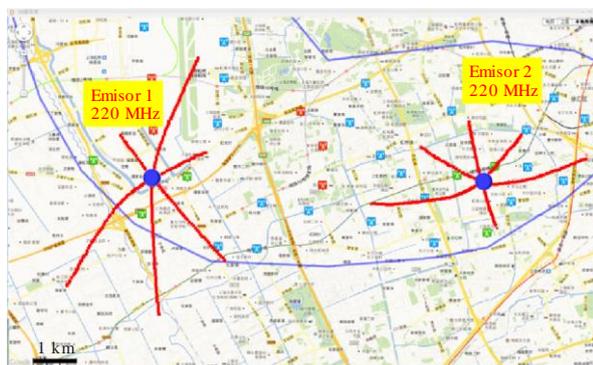
CUADRO A2-2

## Parámetros de la prueba de geolocalización híbrida

Parámetros	Valores
Frecuencia (MHz)	115, 320, 575, 965, 1 300, 1 700, 2 600
Anchura de banda (Hz)	12,5K; 25K; 100K; 200K; 1,25M; 8M
Modulación	MA, MF, MDF, MDP-4, MDM, MAQ
Potencia	1W

FIGURA A2-8

**Separación espacial de señales cofrecuencia  
(Distancia entre emisores apareados 7,2 km)**



Report SM.2355-A2-08

FIGURA A2-9

**Separación espacial de señales cofrecuencia  
(Distancia entre emisores apareados 5,7 km)**



Report SM.2355-A2-09

FIGURA A2-10

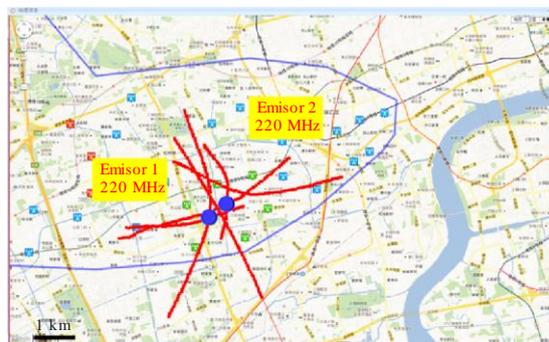
**Separación espacial de señales cofrecuencia  
(Distancia entre emisores apareados 4,1 km)**



Report SM.2355-A2-10

FIGURA A2-11

**Separación espacial de señales cofrecuencia  
(Distancia entre emisores apareados 0,6 km)**



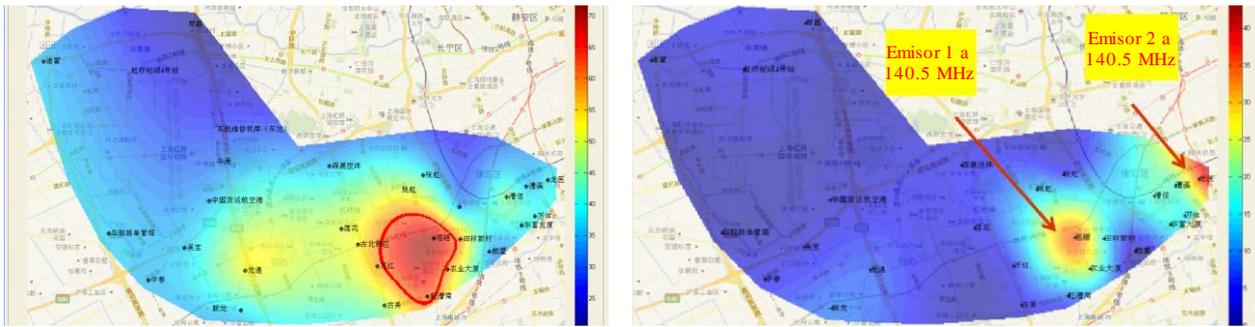
Report SM.2355-A2-11

### A2.2.3.3 Distribución de la intensidad de campo

La intensidad de campo puede medirse simultáneamente en todos los nodos, y la distribución del canal en la zona de cobertura puede detectarse y calcularse mediante la red de comprobación técnica reticular por interpolación de los datos en tiempo real. La distribución se computa a partir de la intensidad de campo detectada por todos los sensores y los datos de comprobación técnica se combinan en tiempo real. A continuación se presentan dos ejemplos correspondientes al caso de un emisor de 3W y dos emisores de 3W en funcionamiento simultáneo.

FIGURA A2-12

Distribución de la intensidad de campo (frecuencia 140,5 MHz, anchura de banda 12,5 kHz, MF, potencia 3W)



a) Prueba de un solo radioteléfono portátil

b) Prueba de dos radioteléfonos portátiles

Report SM.2355-A2-12

La Figura A2-12 muestra que la propagación radioeléctrica es aparentemente anisótropa en entornos metropolitanos, a diferencia de los que predicen los modelos teóricos de propagación isótropa. La red de comprobación técnica reticular puede distinguir espacialmente con claridad los dos emisores que funcionan en la misma frecuencia. Aquí, la distancia entre ambos emisores es inferior a 3 km. Sin embargo, resulta difícil conseguir lo mismo con un sistema de red de radiogoniometría más convencional en un entorno metropolitano.

**A2.2.3.4 Ocupación geográfica y distribución de la radiación electromagnética**

La ocupación tradicional del espectro se suele indicar con un solo valor por emplazamiento. Tampoco es fácil describir cómo se utilizan los recursos de espectro. La red de comprobación técnica reticular puede proporcionar detalles acerca de la ocupación del espectro espacialmente. La red de comprobación técnica reticular puede efectuar mediciones simultáneas en todos los nodos, como se muestra en la Fig. A2-13 (Frecuencia = 400,5 MHz; anchura de banda = 12,5 kHz; MF; potencia = 3W).

A partir de los datos espectrales de la red de comprobación técnica reticular sin elaborar, también puede describirse la distribución geográfica de la radiación electromagnética en las zonas cubiertas, como se muestra en la Fig. A2-14. La banda de frecuencias es de 30 MHz a 3000 MHz y la radiación electromagnética se expresa en unidades de densidad de potencia en  $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ .

FIGURA A2-13

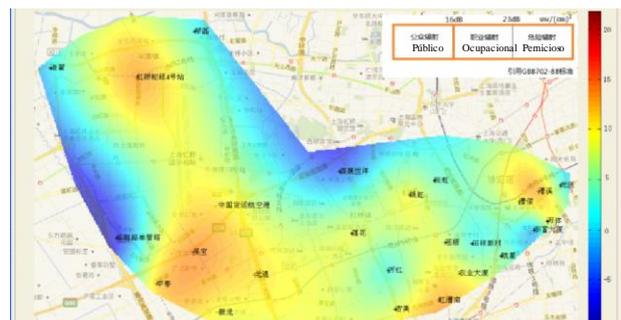
Distribución geográfica de la ocupación del espectro



Report SM.2355-A2-13

FIGURA A2-14

Distribución de la radiación electromagnética



Report SM.2355-A2-14

#### **A2.2.4 Conclusión**

La red de comprobación técnica reticular con nodos de bajo coste tiene la capacidad de interceptar señales débiles para proporcionar detalles de la comprobación técnica radioeléctrica y describir la distribución espacial del espectro en un entorno metropolitano, por lo que resulta significativa y eficaz para identificar la distribución espacial del espectro y la localización de las interferencias con rapidez.

---