Unión Internacional de Telecomunicaciones

UIT-R

Sector de Radiocomunicaciones de la UIT

Informe UIT-R SM.2355-1

(06/2019)

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

***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, 2020

© UIT 2020

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.2355-1

Evolución de la comprobación técnica del espectro

(2015-2019)

ÍNDICE

Página

1 Introducción 2

2 Detección de señales débiles 2

2.1 Amplificador enganchado 2

2.2 Correlación 3

2.3 Estadísticas de orden superior (HOS) 5

2.4 Cicloestacionariedad 7

2.5 Supresión de ruido adaptativa 7

2.6 Resumen 8

3 Separación de la señal cofrecuencia 8

3.1 Separación de un solo canal (Recuperación de la señal intensa) 9

3.2 Separación multicanal (Conformación del haz basada en el espectro espacial) 10

3.3 Resumen 11

4 Localización multimodo (basada en una combinación de tecnologías de localización) 11

4.1 Ángulo de llegada 12

4.2 Diferencia de tiempos de llegada 12

4.3 Diferencia de frecuencias de llegada 12

4.4 Potencia de llegada 12

4.5 Identificador de ayuda 13

4.6 Resumen 13

5 Conclusión 13

Anexo 1 – Ejemplos de aplicación de técnicas avanzadas de comprobación técnica 13

A1.1 Aplicación de la correlación a la búsqueda de la interferencia satelital 13

A1.2 Aplicación de la recuperación de la señal intensa a la comprobación técnica por satélite 17

A1.3 Aplicación del ACI de un solo canal a la separación de señales 18

A1.4 Conformación del haz basada en el espectro espacial para la comprobación técnica en las bandas de ondas decamétricas y métricas 21

A1.5 Aplicación del ACI multicanal a la separación de las señales 23

A1.6 Geolocalización de una estación de base GSM 26

Anexo 2 – Ejemplos de aplicación de la geolocalización combinada 27

A2.1 AOA/TDOA híbrido 27

A2.2 TDOA/GROA híbrido 28

Lista de abreviaturas 35

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 de los recursos de espectro, las estaciones radioeléctricas de distintos tipos y el entorno electromagnético, ya que proporciona valiosos datos de supervisión, entre ellos la ocupación del espectro y 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 lo que respecta a la utilización del espectro, las nuevas tecnologías de sistemas de radiocomunicaciones pueden comprender la 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 los nuevos sistemas de radiocomunicación. 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), la interconexión de redes de sensores RF y demás tecnologías.

2 Detección de señales débiles

Es necesario mejorar la sensibilidad de los sistemas de comprobación técnica para detectar señales débiles con baja densidad de potencia porque muchos sistemas de radiocomunicaciones utilizan menos potencia y más ancho 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 los sistemas de comprobación técnica de baja sensibilidad actuales. 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 las distintas tecnologías que pueden utilizarse para detectar señales débiles.

2.1 Amplificador enganchado

Un amplificador enganchado (LIA) utiliza una señal de referencia para extraer una señal con parámetros internos conocidos o previstos de un entorno con ruido.

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

$$x(t) = U_s \cos w_0 t + n(t) \quad (1)$$

siendo:

U_s: la amplitud de la señal sinusoidal

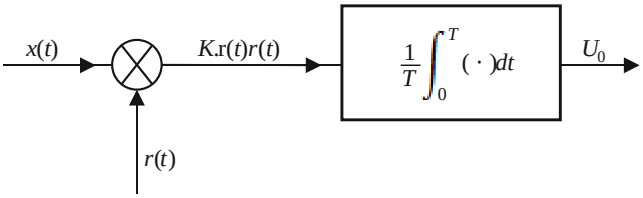
w_0: la frecuencia angular

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

U_s puede calcularse por correlación cruzada de la señal recibida y la señal de referencia local, como puede verse en el diagrama de la Fig. 1.

FIGURA 1

Diagrama del amplificador enganchado



Report SM.2355-01

En la Fig. 1 $r(t)$ es una señal de referencia con amplitud U_r y fase φ. La frecuencia de *r(t)* es idéntica a $x(t)$. K es una constante asociada al multiplicador. La salida U_o puede describirse como:

$$U_o = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\int_0^T K\left[U_s \cos w_0 t + n(t)\right]\left[U_r \cos(w_0 t + \varphi)\right] dt \quad (2)$$

Como el ruido de fondo no es pertinente para la señal sinusoidal, se ignora el ruido aditivo en (2) y la fórmula puede escribirse del siguiente modo:

$$U_0 = \frac{KU_s U_r}{2}\cos\varphi \quad (3)$$

Aparentemente U_o alcanza su valor máximo cuando φ es cero y U_s puede entonces obtenerse con precisión. En este caso, la señal de referencia $r(t)$ y la señal recibida $x(t)$ tienen la misma fase.

Todo lo anterior demuestra que un LIA es básicamente una aplicación de la correlación cruzada entre la señal recibida y la señal de referencia local. El principal problema del LIA anterior es la recuperación de la frecuencia y la fase de la señal de referencia, lo que puede lograrse con circuitos en bucle de fase fija.

2.2 Correlación

2.2.1 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:

$$x(t) = s_1(t) + n_1(t), \qquad y(t) = s_2(t) + n_2(t) \tag{4}$$

resulta que:

$$\begin{aligned} R_{xy}(\tau) &= E[y(t)x(t-\tau)] = E\{[s_2(t) + n_2(t)][s_1(t-\tau) + n_1(t-\tau)]\} \\ &= R_{s_1 s_2}(\tau) + R_{s_1 n_2}(\tau) + R_{n_1 s_2}(\tau) + R_{n_1 n_2}(\tau) = R_{s_1 s_2}(\tau) \end{aligned} \tag{5}$$

es el operador medio global que comprende la media obtenida de varias muestras de datos.

Suponiendo que $x(t)$ es una secuencia predeterminada en el receptor, puede emplearse la correlación cruzada para detectar la señal recibida $y(t)$, incluso si $y(t)$ es más débil que el fondo, porque el objetivo de la correlación cruzada en este caso es encontrar un patrón predeterminado en la secuencia recibida, que suele ser una secuencia de ruido pseudoaleatoria. Sólo podemos observar una cresta cuando la señal deseada de la señal recibida está alineada con la secuencia predeterminada. Este principio se utiliza para detectar señales débiles con el sistema DSSS (espectro ensanchado en secuencia directa).

2.2.2 Autocorrelación

La autocorrelación es la correlación cruzada de una señal consigo misma. Suponiendo que $x(t) = s(t) + n(t)$, siendo $s(t)$ una señal periódica y $n(t)$ el ruido, la autocorrelación puede definirse como:

$$\begin{aligned} R_x(\tau) &= E\left[x(t)\,x(t-\tau)\right] = E\left\{\left[s(t)+n(t)\right]\left[s(t-\tau)+n(t-\tau)\right]\right\} \\ &= E\left[s(t)\,s(t-\tau)\right] + E\left[n(t)\,n(t-\tau)\right] + E\left[s(t)\,n(t-\tau)\right] + E\left[n(t)\,s(t-\tau)\right] \\ &= R_s(\tau) + R_n(\tau) + R_{sn}(\tau) + R_{ns}(\tau) \end{aligned} \tag{6}$$

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

$$R_{sn}(\tau) = R_{ns}(\tau) = 0 \qquad R_x(\tau) = R_s(\tau) + R_n(\tau) \tag{7}$$

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

$$R_n(\tau) = 0 \text{ (siendo } \tau \neq 0) \tag{8}$$

Por consiguiente

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

La autocorrelación resulta útil para detectar señales débiles. Puede considerarse que la autocorrelación consiste en buscar semejanzas entre distintas observaciones de una misma señal. Aparentemente, esas semejanzas sólo pueden darse para la señal deseada, que tiene un formato predefinido, incluida una periodicidad. El ruido aditivo difícilmente puede ofrecer esas semejanzas en distintas observaciones. De este modo puede reducirse notablemente el efecto causado por el ruido aditivo fuerte.

2.3 Estadísticas de orden superior (HOS)

En el análisis estadístico de las señales, se conocen la mediana y la correlación (autocorrelación y correlación cruzada) de las señales en el primer y el segundo momento, respectivamente. Las técnicas de comprobación técnica del espectro descritas hasta ahora en este estudio se basan en el primer momento o en el segundo momento (amplificador enganchado, § 2.1). Sin embargo, las señales de comunicación o radar contienen mucha más información de la que se obtiene en ese primer o segundo momento y sus valores espectrales asociados. Entre esa información se cuenta la fase de la señal, la no linealidad, el ruido no gaussiano, la simetría, etc. HOS se ha utilizado ampliamente para eliminar el ruido gaussiano, detectar señales no gaussianas, detectar la no linealidad de la señal, detectar señales transitorias, etc.

Como ya se ha indicado, HOS se basa en las siguientes variables:

– poliespectros;

– momentos de orden superior;

– acumulativos.

De esas variables, las más utilizadas son el tercer momento, el cuarto momento, el espectro doble y el espectro triple.

En las Figs. 2 y 3 siguientes se ilustra cómo las variables HOS preservan la información de fase. En ambas Figuras se muestra el espectro doble de un impulso rectangular modulado por una onda portadora cosinusoidal ($\cos(2\pi f_c + \varphi_0)$), donde f_c es la frecuencia portadora y φ_0 es la fase de la portadora. En la Fig. 2, la fase de la portadora se lleva 0° y en la Fig. 3 se lleva a 45°. Al comparar la Fig. 2 y la Fig. 3 puede verse que los valores de fase, φ_0, se reflejan tanto en el nivel como en la tendencia del espectro doble. Por consiguiente, los datos de espectro doble pueden explotarse al extraer el valor de fase de la señal.

FIGURA 2

Espectro doble de un impulso rectangular modulado por una onda portadora cosinusoidal (f_c = 2 y φ_0 = 0°)

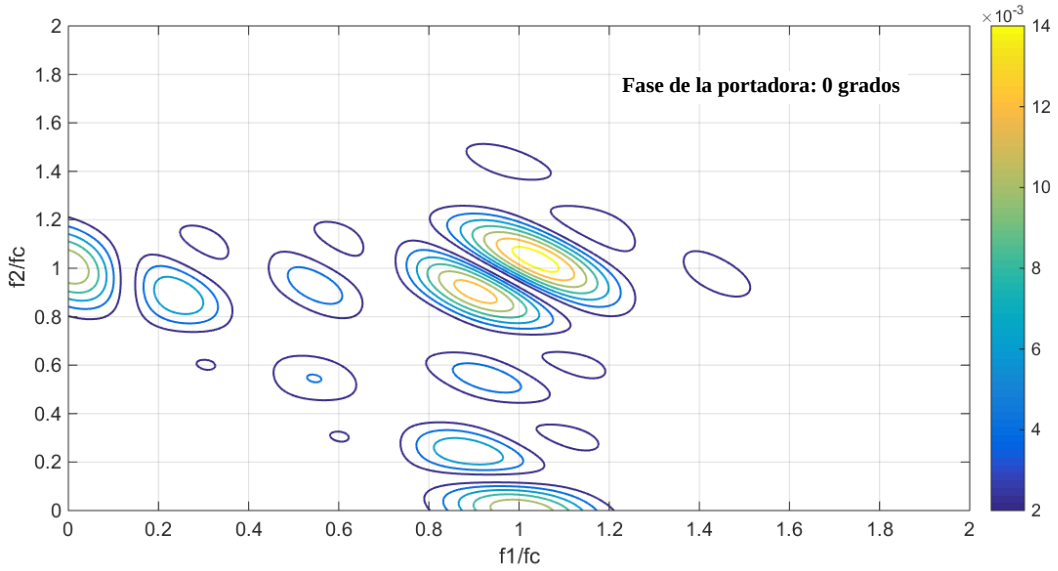
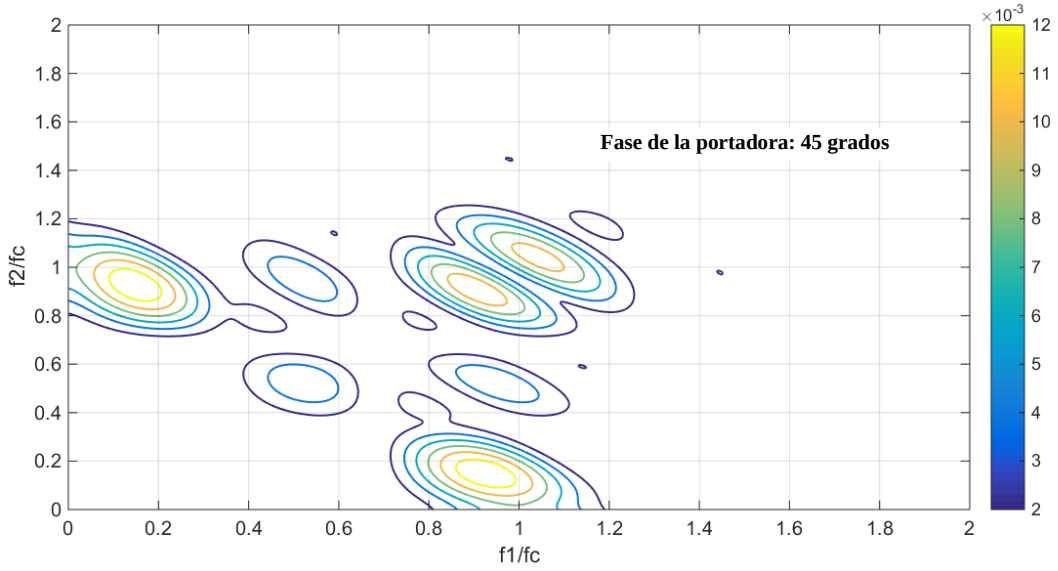


FIGURA 3

Espectro doble de un impulso rectangular modulado por una onda portadora cosinusoidal (f_c = 2 y φ_0 = 45°)



Cabe señalar que, como ocurre con la correlación cruzada, los momentos de orden superior pueden realizarse también en dos o más señales diferentes. En tal caso, el espectro, el espectro doble y el espectro triple se denominan espectro cruzado, espectro doble cruzado y espectro triple cruzado, respectivamente.

Por último, HOS resulta útil para detectar señales débiles porque el espectro doble y el espectro triple del ruido aditivo, que suele tener una distribución gaussiana, puede ser cero. Dado que las HOS de una señal deseada normalmente no son cero, puede eliminarse totalmente el ruido aditivo de la señal recibida obteniendo las HOS de la señal recibida. De este modo se suprime el ruido aditivo y puede detectarse una señal más débil que el ruido de fondo.

2.4 Cicloestacionariedad

El principio de cicloestacionariedad aprovecha las señales con propiedades estadísticas que varían cíclicamente a lo largo del tiempo. Muchas señales de comunicaciones en uso hoy en día pueden modelizarse como señales cicloestacionarias gracias a la presencia de una o más periodicidades subyacentes debidas al acoplamiento de las señales de mensaje estacionarias con portadoras sinusoidales periódicas, trenes impulsivos o códigos repetitivos. Esas periodicidades subyacentes pueden darse también como resultado de otros procesos empleados en la generación del muestreo y la multiplexación de señales.

A causa de las periodicidades subyacentes la función de autocorrelación puede representarse por una serie de Fourier en que la particularidad cicloestacionaria de las señales se construye como se muestra a continuación. Para una periodicidad subyacente con un periodo T_0, la función de autocorrelación puede ampliarse en una serie de Fourier con respecto a frecuencias cíclicas α (α = *m*/*T*, m = 0,1,2,...):

$$R_{xx}(t, t-\tau) = \sum_{\alpha} R_{xx}^{\alpha}(\tau) exp(j2\pi\alpha t/T_0) \quad (9)$$

Los coeficientes de Fourier de la autocorrelación (9) generan la función de autocorrelación cíclica $R_{xx}^{\alpha}(\tau)$.

La transformada de Fourier de la función de autocorrelación cíclica (9) arroja la densidad de correlación espectral $S_{xx}^{\alpha}(f)$:

$$S_{xx}^{\alpha}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xx}^{\alpha}(f)\, exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad (10)$$

La densidad de correlación espectral (DCE) anterior puede considerarse una generalización de la densidad espectral de potencia convencional. Esta generalización surge de expresar la DCE como una función de dos frecuencias: la frecuencia espectral, *f*, y la frecuencia cíclica, α/T_0, mientras que la DEP es una función de la frecuencia espectral, f, únicamente.

Por último cabe señalar que la detección por cicloestacionariedad es aplicable a una amplia variedad de normas inalámbricas, incluidas las señales AMDC y MDFO. Además, es posible mejorar el método de detección de señales débiles utilizando las características cicloestacionarias, porque el ruido aditivo no tiene características cicloestacionarias, por lo que la densidad de correlación espectral con una frecuencia cíclica distinta de cero es cero. Esto implica que puede eliminarse el ruido aditivo de la señal recibida aplicando la ecuación (9) a la señal recibida. De este modo es posible suprimir el ruido aditivo y puede detectarse una señal más débil que el ruido de fondo.

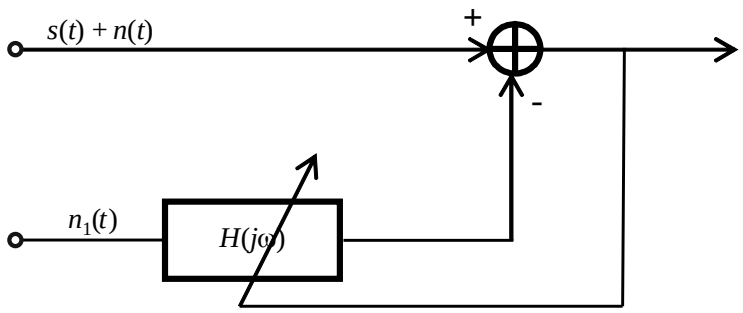
2.5 Supresión de ruido adaptativa

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. 4.

FIGURA 4

Diagrama de la ANC



Report SM.2355-04

El ruido de referencia $n_1(t)$ que está correlacionado con el ruido $n(t)$ puede procesarse con el filtro adaptativo $H(jw)$. El ruido $n(t)$ puede suprimirse 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 suprimir la interferencia asociada a estas señales, por ejemplo como filtro de ranura adaptativo.

2.6 Resumen

Para mejorar la detección de señales débiles en la siguiente cláusula se abordan distintos tipos de algoritmos de detección. Todos ellos conllevan un cierto procesamiento de la señal, pero, como se indica anteriormente, algunos necesitan más cálculos y, en ocasiones, se ha de llegar a un equilibrio entre el tiempo necesario para los cálculos, la duración de la señal y el nivel de ruido. Algunas técnicas son eficaces con ciertos tipos de señal, mientras que otras técnicas pueden emplearse para señales de muchos tipos.

3 Separación de la señal cofrecuencia

A fin de compartir los recursos de espectro limitados, cada vez más sistemas de radiocomunicaciones funcionan en la misma frecuencia. Por ejemplo, hay muchos tipos de sistemas de comunicaciones celulares y sistemas de comunicaciones en la banda de ondas decamétricas que utilizan las mismas frecuencias. Por ese motivo puede haber casos de interferencia deliberada o involuntaria a frecuencias que se solapan.

Muchos sistemas de radiocomunicaciones utilizan técnicas de multiplexación cofrecuencia. En estos casos una estación de comprobación técnica del espectro puede recibir muchas señales diferentes procedentes de distintos transmisores en la misma frecuencia. Por consiguiente, resulta difícil para los sistemas de comprobación técnica existentes diferenciar estas señales cofrecuencia. Por consiguiente, los sistemas de comprobación técnica del espectro del futuro deberían utilizar una tecnología avanzada para separar las señales.

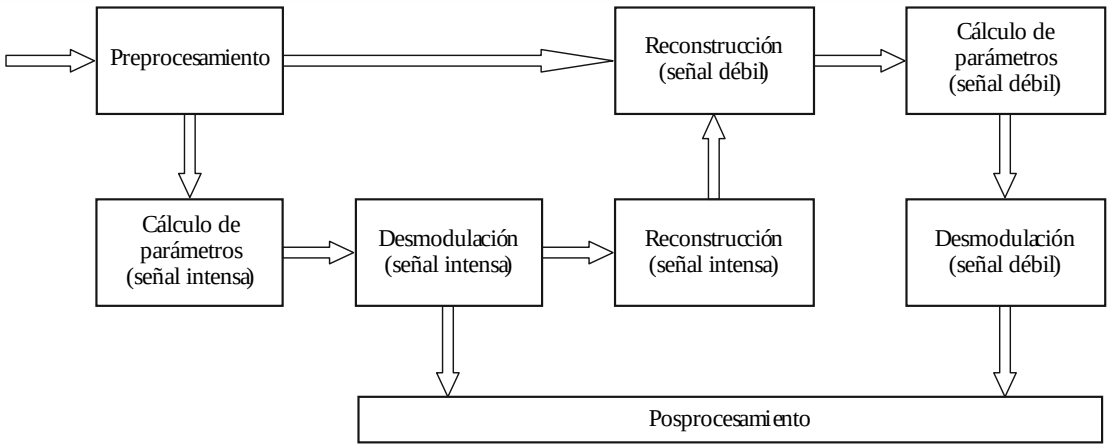
Las tecnologías de separación de señales cofrecuencia pueden clasificarse en dos categorías: tecnologías de separación de un solo canal y tecnologías de separación multicanal, que se describen en las secciones siguientes.

3.1 Separación de un solo canal (Recuperación de la señal intensa)

Cuando sólo hay un canal receptor, puede utilizarse la recuperación de la señal intensa para recuperar la señal de otras señales con modulación digital lineal tal como MDP y MAQ. Sin embargo, este algoritmo sólo funciona cuando hay dos señales cuya relación de potencias sea mayor de 6 dB. En la Fig. 5 se muestra un diagrama esquemático de este algoritmo.

FIGURA 5

Diagrama de la recuperación de la señal intensa



Report SM.2355-05

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 desmodulación de señales intensas 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 se han de calcular la frecuencia, la fase inicial y la amplitud.

c) Desmodulación y reconstrucción de la señal intensa

El procedimiento convencional de desmodulación puede utilizarse para desmodular la señal intensa a fin de 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) Desmodulación de la señal débil

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

3.2 Separación multicanal (Conformación del haz basada en el espectro espacial)

Puede aplicarse la conformación del haz basada en el espectro espacial cuando hay múltiples canales. Esta técnica es particularmente adecuada para la separación ciega de múltiples señales, también resulta efectiva 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 $\boldsymbol{X}(t)$ del modo siguiente:

$$\boldsymbol{X}(t)=\begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ e^{j2\pi d\sin\theta_1/\gamma} & e^{j2\pi d\sin\theta_2/\gamma} & \cdots & e^{j2\pi d\sin\theta_P/\gamma} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j2\pi d(M-1)\sin\theta_1/\gamma} & e^{j2\pi d(M-1)\sin\theta_2/\gamma} & \cdots & e^{j2\pi d(M-1)\sin\theta_P/\gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_P(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix} \tag{11}$$

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

Calculando la matriz de correlación se obtiene:

$$\boldsymbol{R} = E\left(\boldsymbol{X}(t)\boldsymbol{X}^H(t)\right) \tag{12}$$

Aplicando un procedimiento de descomposición de valores propios a (12), pueden obtenerse valores propios y vectores propios. El espacio de la señal puede dividirse en un subespacio de señal de dimensión P y un subespacio de ruido de dimensión M-P. Dado que el subespacio de señal y el subespacio de ruido son ortogonales, puede obtenerse lo siguiente:

$$\boldsymbol{a}(\theta_k)\boldsymbol{G}\boldsymbol{G}^H\boldsymbol{a}^H(\theta_k) = 0 \tag{13}$$

siendo $(\theta_k)=\left[1 e^{j2\pi d \sin\theta_k/\gamma} ... e^{j2\pi d(M-1)\sin\theta_k/\gamma}\right]^T$, $\boldsymbol{G}$ se compone de vectores propios en el subespacio de ruido de dimensión $M \times (M\text{-}P)$. Al definir $\boldsymbol{P}(\theta) = 1/[\boldsymbol{a}(\theta_k)\boldsymbol{G}\boldsymbol{G}^H\boldsymbol{a}^H(\theta_k)]$, puede obtenerse la dirección de cada señal por selección de crestas de $P(\theta)$. Se trata del conocido algoritmo de clasificación de múltiples señales (MUSIC).

Si tiene que separarse la señal de dirección θ_k, los coeficientes de cada red de antenas deberán satisfacer la siguiente condición:

$$\boldsymbol{\omega}^H \boldsymbol{a}(\theta_d)=1, \quad \boldsymbol{\omega}^H \boldsymbol{a}(\theta_i)=0 \quad (i=1,2,...,M, i \neq d) \tag{14}$$

Pueden utilizarse muchos algoritmos para resolver este problema. Uno de las más habituales y utilizados es el denominado «conformación del haz de Capon», diseñado para minimizar la potencia de salida. Los coeficientes pueden resolverse del siguiente modo:

$$\omega_{opt} = \left[R^{-1}a(\theta_k)\right] \Big/ \left[a^H(\theta_k)R^{-1}a(\theta_k)\right] \tag{15}$$

Para estimar la frecuencia en un modelo exponencial superpuesto sin amortiguar, pueden obtenerse mejores resultados utilizando tanto los datos ordinarios como los conjugados que si nos limitamos a utilizar únicamente el ordinario, 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:

$$\overline{\boldsymbol{R}} = \boldsymbol{R} + \boldsymbol{J}E\left(\overline{\boldsymbol{X}}(t)\overline{\boldsymbol{X}}^H(t)\right)\boldsymbol{J} \tag{16}$$

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

3.3 Resumen

Para separar la señal en la misma banda de frecuencias, en esta sección se muestran dos métodos de separación de señal cofrecuencia: monocanal y multicanal. El método monocanal necesita desmodular la señal intensa, por lo que exige más cálculos que el método multicanal, que no necesita desmodular la señal, pero sí más canales y sus correspondientes antenas para separar la señal.

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. 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 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, técnicas monoimpulsivas, 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 para distintos fines. Para localizar un transmisor es preciso combinar los resultados de dos o más estaciones de comprobación técnica de radiogoniometría para obtener una dirección cruzada basada en la 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. 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 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 para localizar un transmisor en movimiento mediante una estación móvil de comprobación técnica, especialmente si es aerotransportada. La rápida conmutación de las antenas receptoras de una red de antenas de comprobación técnica tiene un efecto similar al causado por el movimiento relativo entre un transmisor y un receptor de comprobación técnica. Dado que el movimiento relativo puede emplearse para obtener la posición del transmisor por estimación Doppler, la TDOA y la FDOA pueden emplearse conjuntamente 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, y es especialmente útil para sistemas de comunicaciones inalámbricas normalizados. Sin embargo, no puede utilizarse para localizar un transmisor cuando no se conoce la potencia transmisora. 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 propagación con visibilidad directa entre el transmisor de radiodifusión MF 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 obtener la información del transmisor, 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 Resumen

La localización multimodal consiste básicamente en una combinación de diversos métodos de localización. En esta sección se consideran diversos métodos, incluidos los basados en AOA, TDOA, FDOA, POA y el identificador de ayuda. Algunos métodos no necesitan la información transportada por la señal, pero otros necesitan recuperar esa información para la localización, lo que exige una mayor cantidad de cálculos.

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 correlación, HOS, la cicloestacionariedad, la supresión de ruido adaptativa, la recuperación de la señal intensa, la conformación del haz basada en el espectro, la TDOA, la FDOA, la POA y el identificador de ayuda, 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.

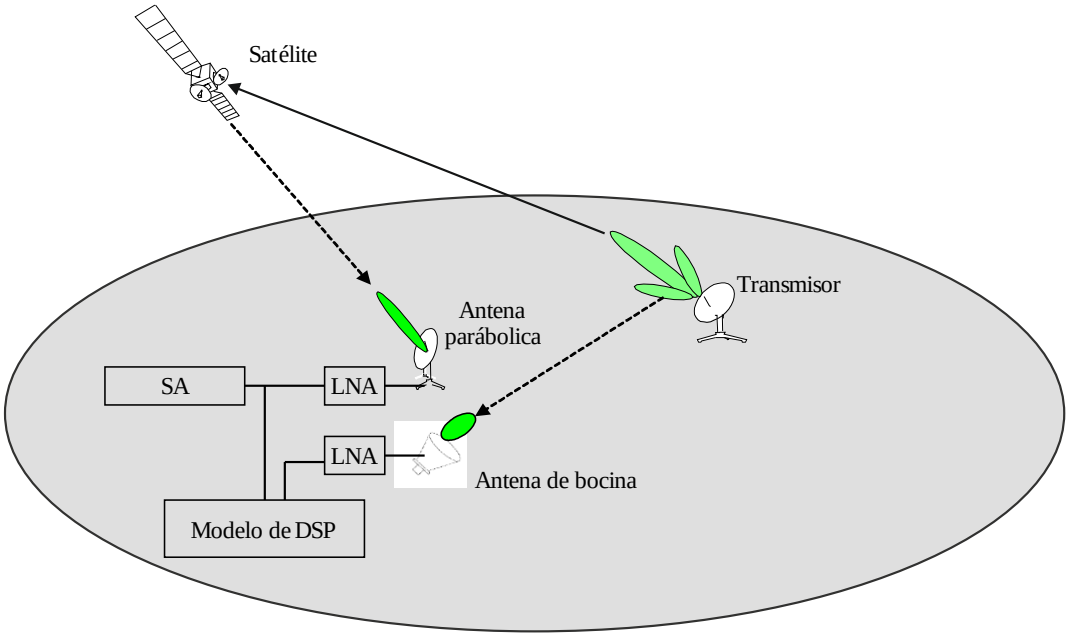
En estas circunstancias, las señales del satélite interferido y del adyacente están correlacionadas por los sistemas de localización del transmisor, y pueden generarse los datos TDOA y FDOA.

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



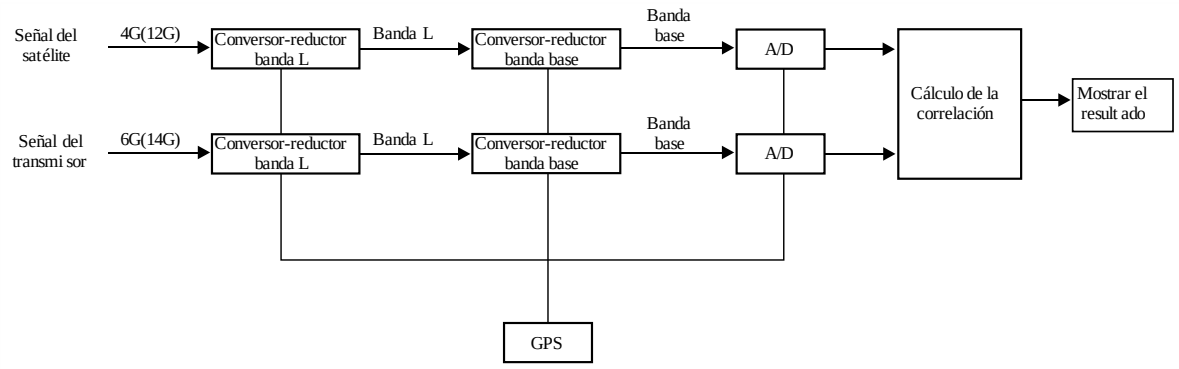
Report SM.2355-A1-01

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 terrena por la antena de bocina o la isótropa 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.

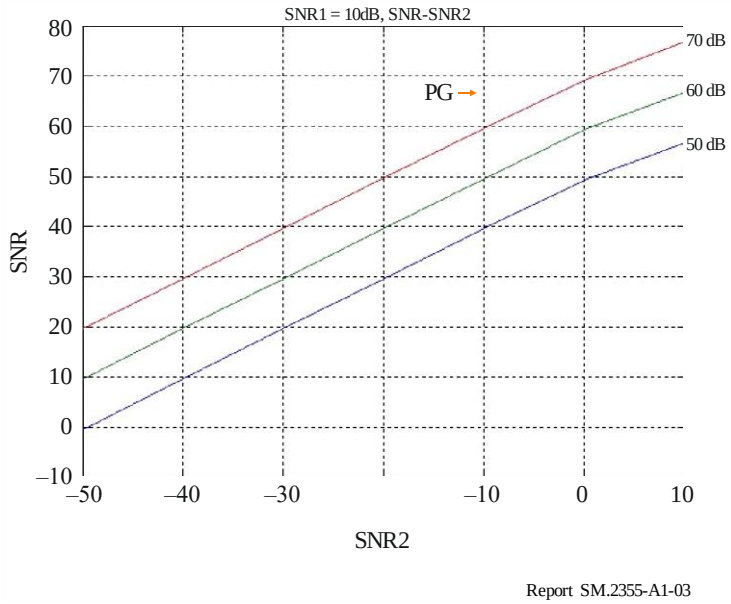
$$snr = 2BT * \frac{snr_1 * snr_2}{1 + snr_1 + snr_2}$$

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.

FIGURA A1-3

Relación entre *snr* y snr_2 cuando snr_1 = 10 dB



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°, 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

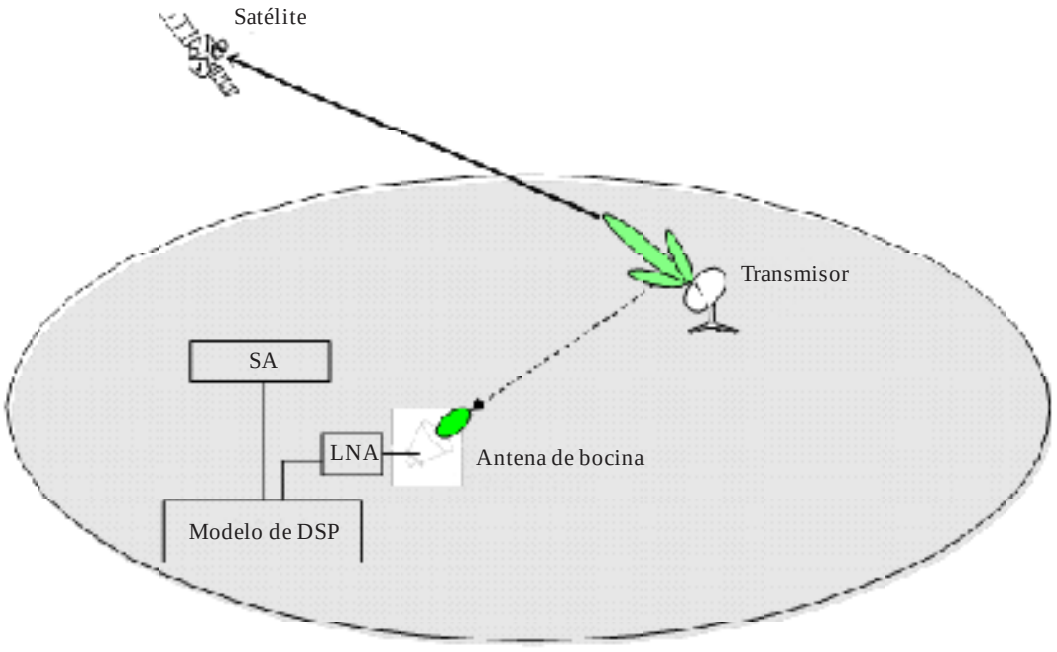
Diagrama del ángulo de cresta

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

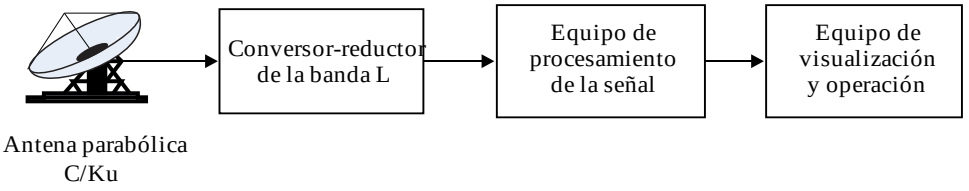
Los equipos que calculan la autocorrelación cíclica pueden detectar las débiles señales de los transmisores de estaciones terrenas situadas a varios kilómetros de distancia, mientras que los equipos que calculan la correlación cruzada pueden detectar señales débiles de los transmisores de estaciones 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



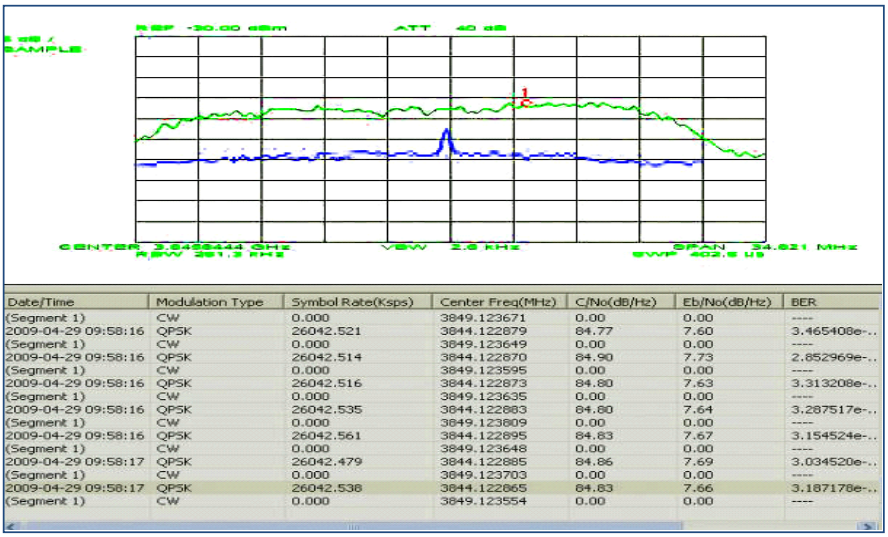
Report SM.2355-A1-06

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



Date/Time	Modulation Type	Symbol Rate(Ksps)	Center Freq(MHz)	C/No(dB/Hz)	Eb/No(dB/Hz)	BER
(Segment 1)	CW	0.000	3849.123671	0.00	0.00	----
2009-04-29 09:58:16	QPSK	26042.521	3844.122879	84.77	7.60	3.465408e-..
(Segment 1)	CW	0.000	3849.123649	0.00	0.00	----
2009-04-29 09:58:16	QPSK	26042.514	3844.122870	84.90	7.73	2.852969e-..
(Segment 1)	CW	0.000	3849.123595	0.00	0.00	----
2009-04-29 09:58:16	QPSK	26042.516	3844.122873	84.80	7.63	3.313208e-..
(Segment 1)	CW	0.000	3849.123635	0.00	0.00	----
2009-04-29 09:58:16	QPSK	26042.535	3844.122883	84.80	7.64	3.287517e-..
(Segment 1)	CW	0.000	3849.123809	0.00	0.00	----
2009-04-29 09:58:16	QPSK	26042.561	3844.122895	84.83	7.67	3.154524e-..
(Segment 1)	CW	0.000	3849.123648	0.00	0.00	----
2009-04-29 09:58:17	QPSK	26042.479	3844.122885	84.86	7.69	3.034520e-..
(Segment 1)	CW	0.000	3849.123703	0.00	0.00	----
2009-04-29 09:58:17	QPSK	26042.538	3844.122865	84.83	7.66	3.187178e-..
(Segment 1)	CW	0.000	3849.123554	0.00	0.00	----

Report SM.2355-A1-07

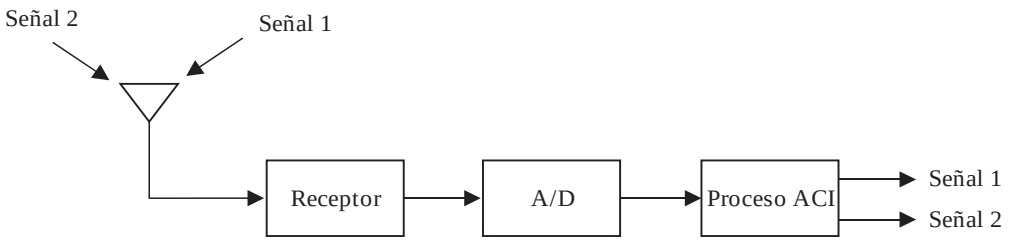
A1.3 Aplicación del ACI de un solo canal a la separación de señales

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 Figs. 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

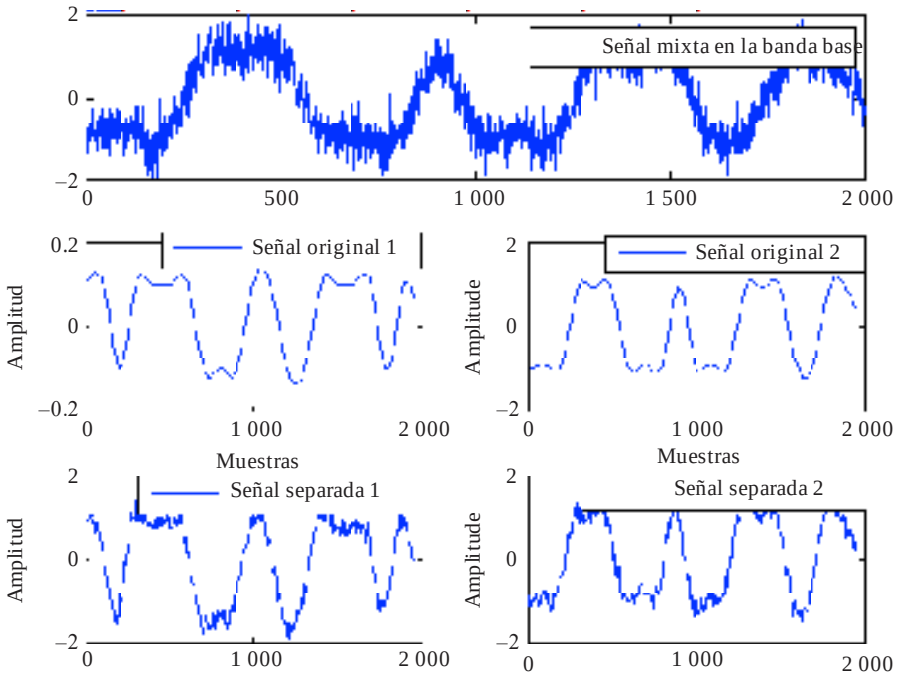


FIGURA A1-10

Diagrama de constelación de la señal mixta

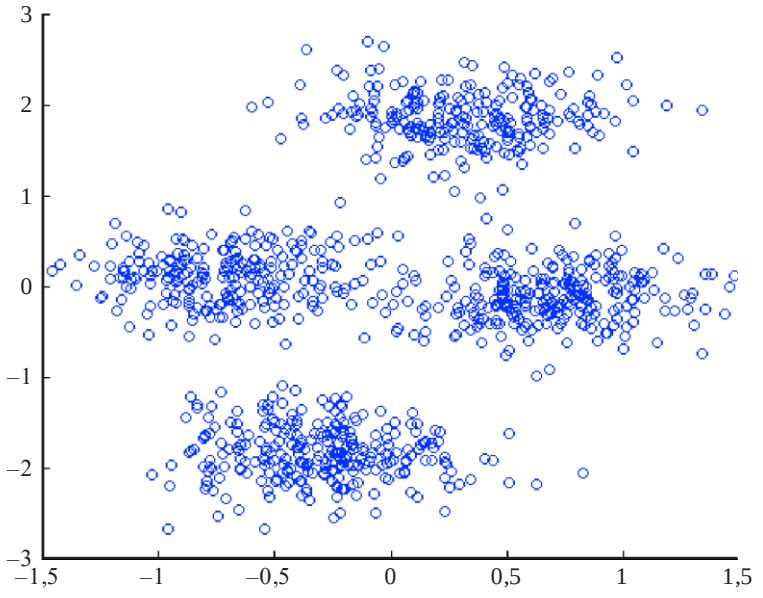
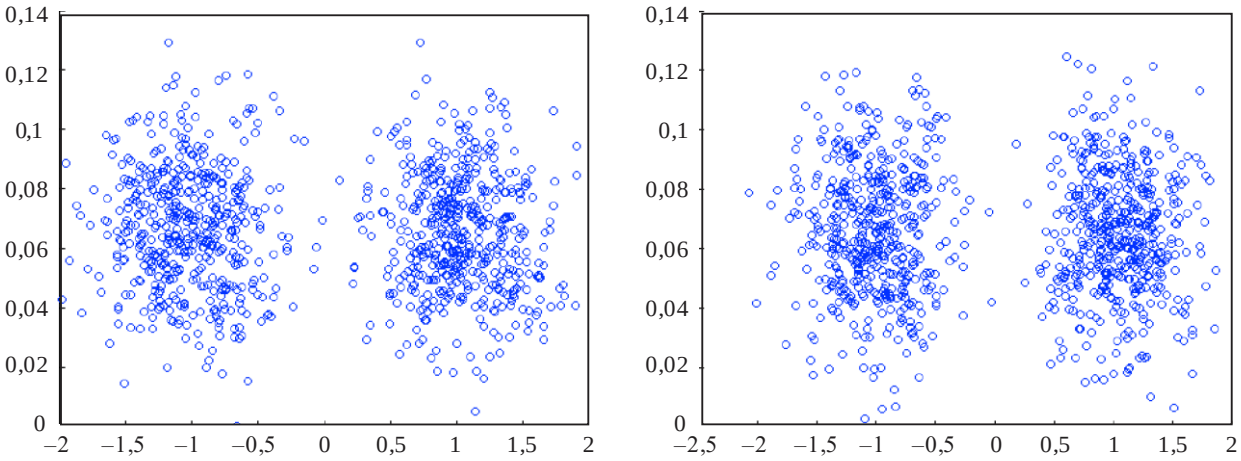


FIGURA A1-11

Diagrama de constelación de las señales separadas

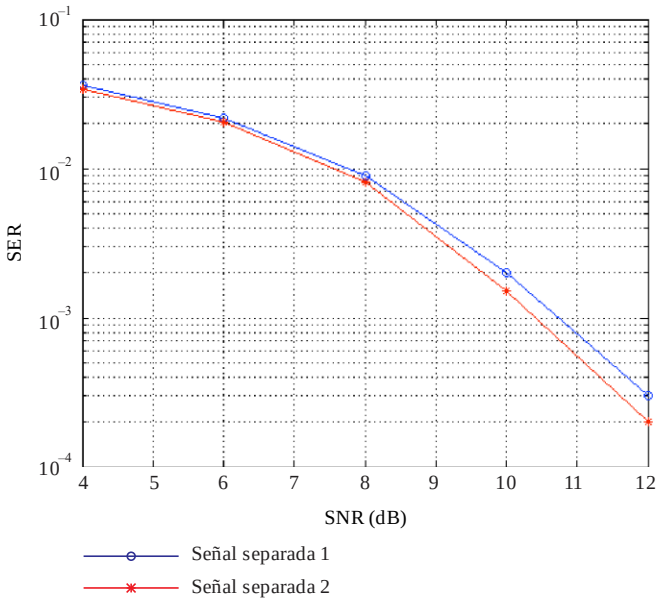


a) Señal separada 1 b) Señal separada 2

Report SM.2355-A1-11

FIGURA A1-12

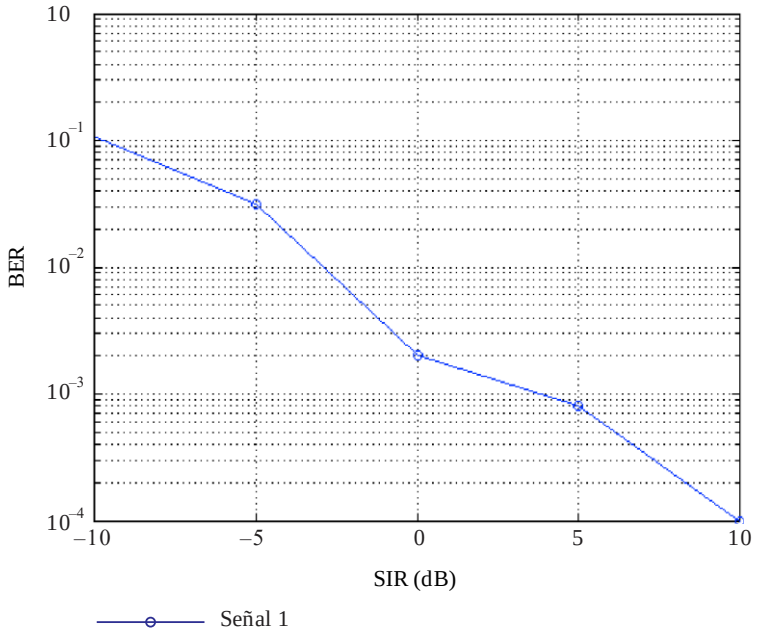
BER de las señales separadas para diversas SNR



Report SM.2355-A1-12

FIGURA A1-13

BER de la señal separada 1 para diversas SIR



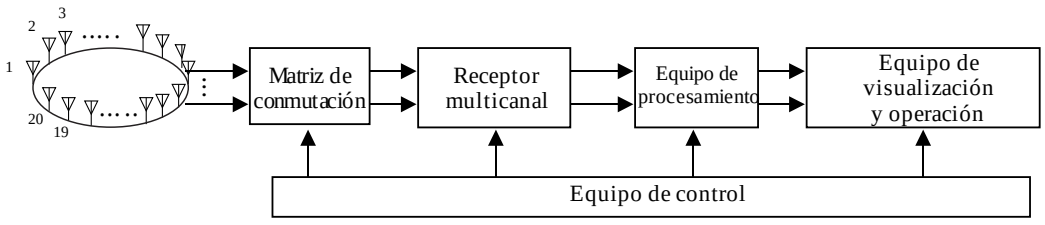
Report SM.2355-A1-13

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 interacciona 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.

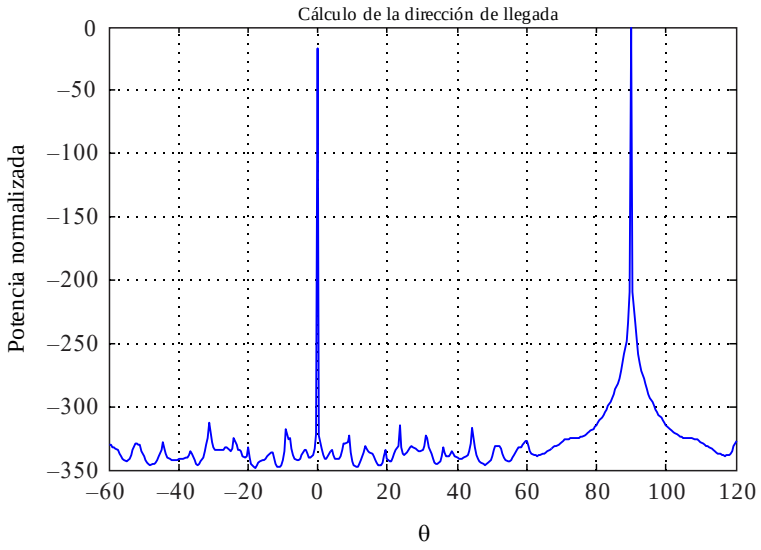
Se establece el error cuadrático medio (*MSE*) como parámetro de evaluación y se define del siguiente modo:

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

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

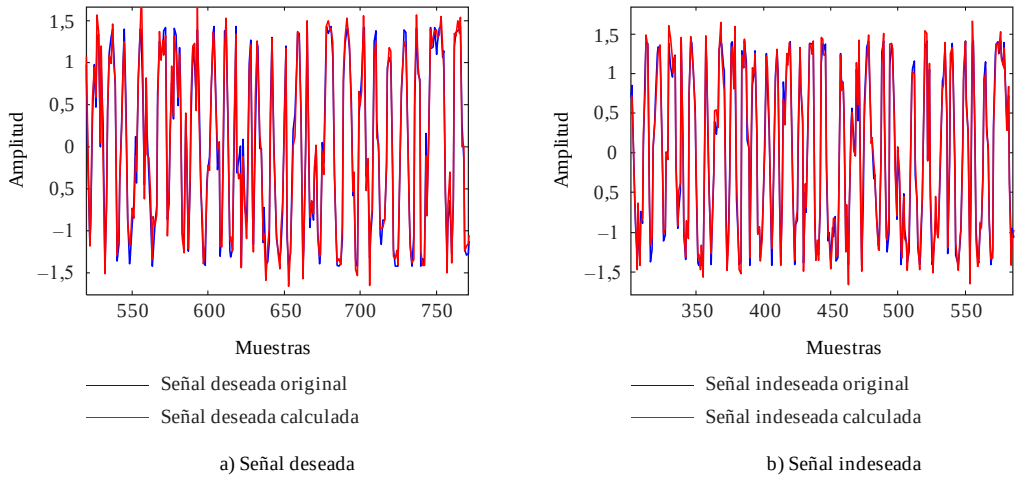
Resultados del cálculo de la dirección de llegada



Report SM.2355-A1-15

FIGURA A1-16

Comparación entre la señal original y la separada

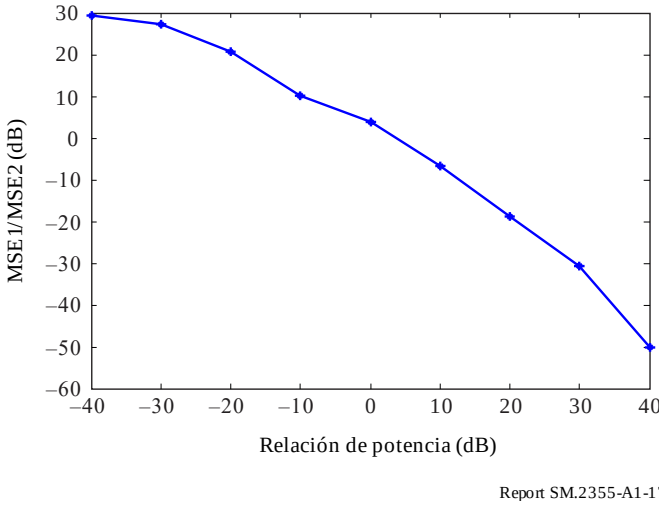


Report SM.2355-A1-16

La Fig. 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



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})

= (*potencia de la señal deseada*) / (*potencia de la señal indeseada*)

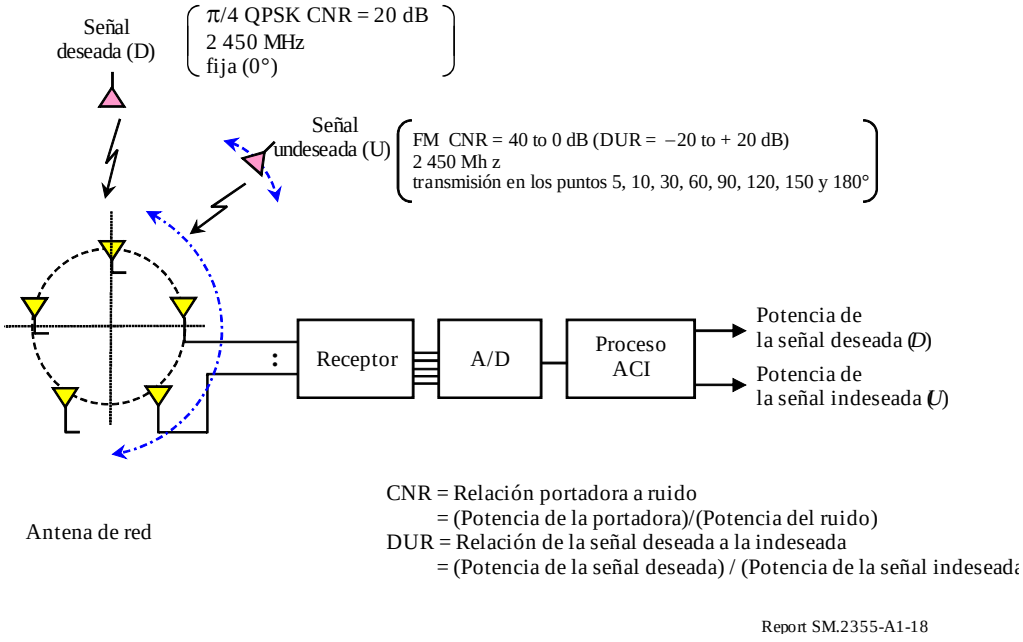
Precisión del cálculo de la DUR (A) = $DUR_{est} - DUR$

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° a 180°, y se calcula el cambio de precisión de los resultados debido a los cambios de la DUR para cada ángulo de llegada.

La Fig. 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 π/4 y la onda interferente de MF.

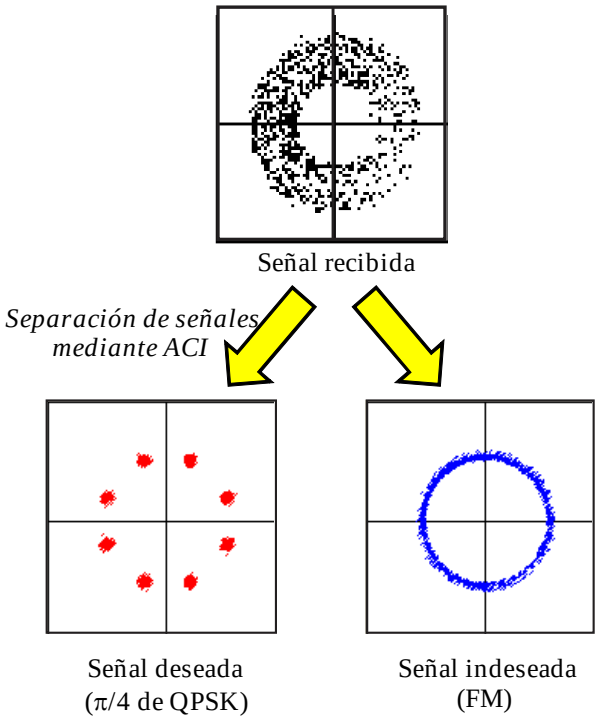
Se confirma que, en el rango DUR = de −15 dB a +15 dB, es posible calcular la DUR de la señal interferente con una precisión menor de 2 dB.

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 antera mostraron la tendencia de que el rango de DUR que puede medirse aumente para los diámetros de apertura mayores.

FIGURA A1-19

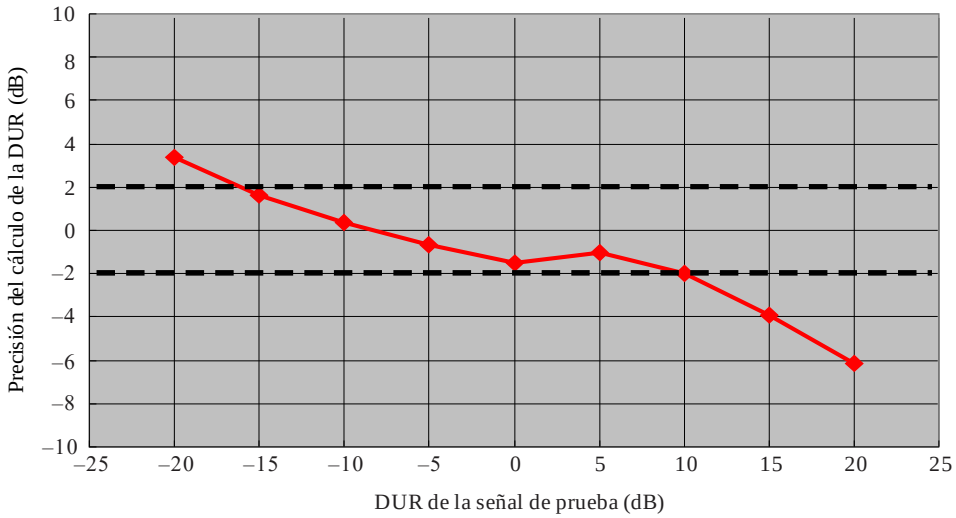
Diagrama de constelación de las señales separadas mediante ACI



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 ±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.

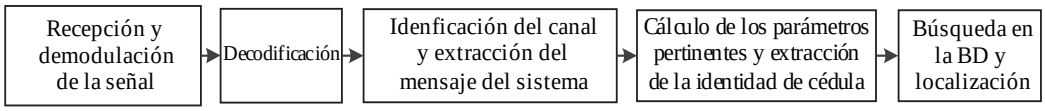
A1.6 Geolocalización de una estación de base GSM

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

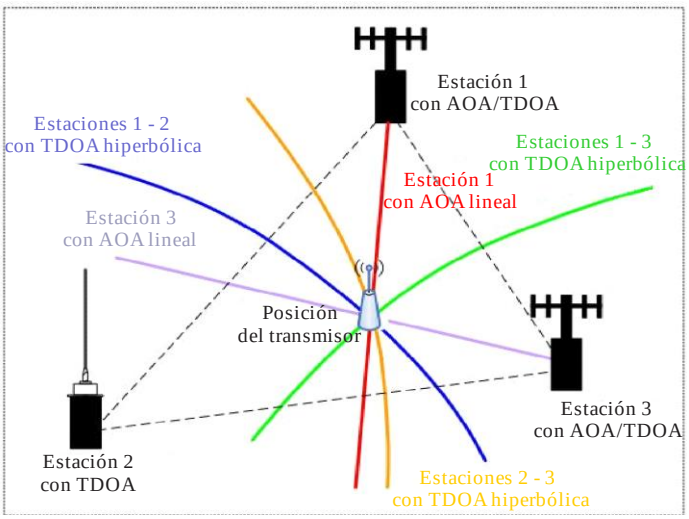
En general no existe un único método, tal como los basados en la diferencia de tiempos de llegada (TDOA) y en el ángulo de llegada (AOA), que proporcione una estimación de localización precisa en cualquier circunstancia. Cada método tiene sus ventajas y limitaciones en términos de precisión de la localización.

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 el § 4.7.3.6 del Capítulo 4 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

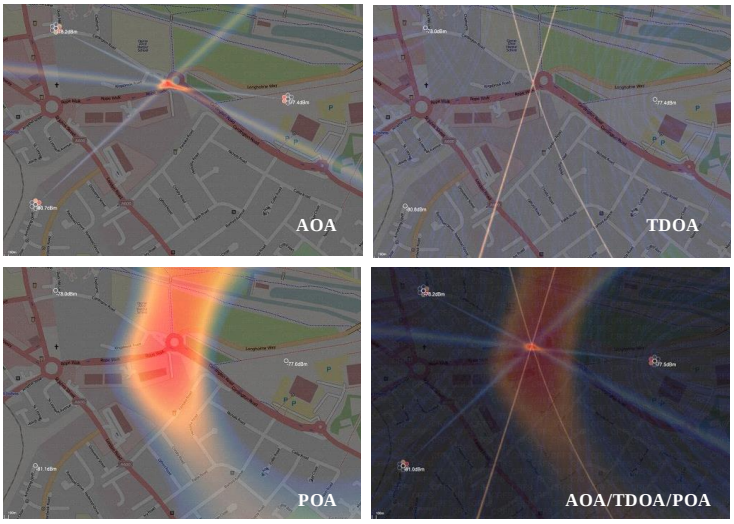


Report SM.2355-A2-01

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

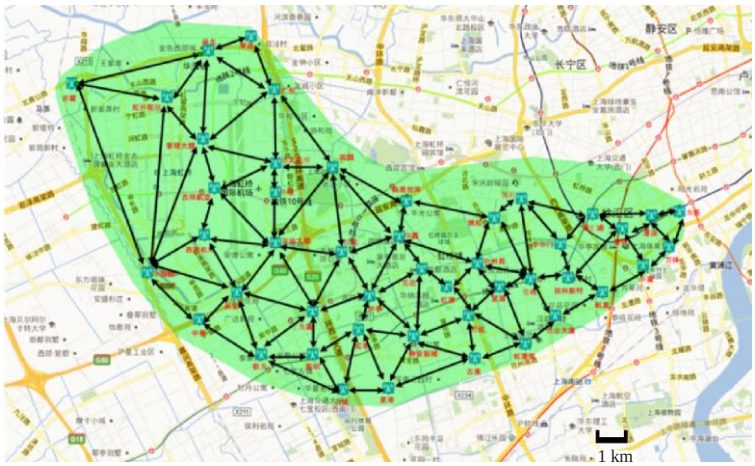
A2.2.1 Introducción

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 Shangai 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:

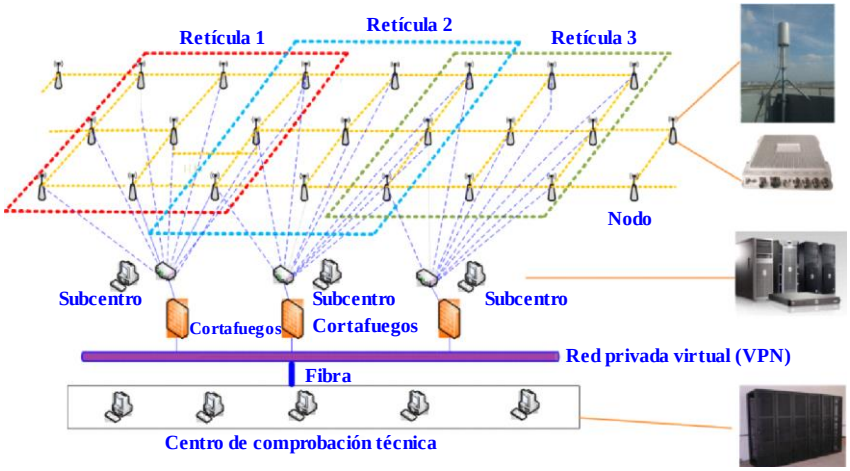
– la capa de sensores, que comprende los nodos de bajo coste conectables en red (antena bicónica, sensor y antena GPS);

– 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

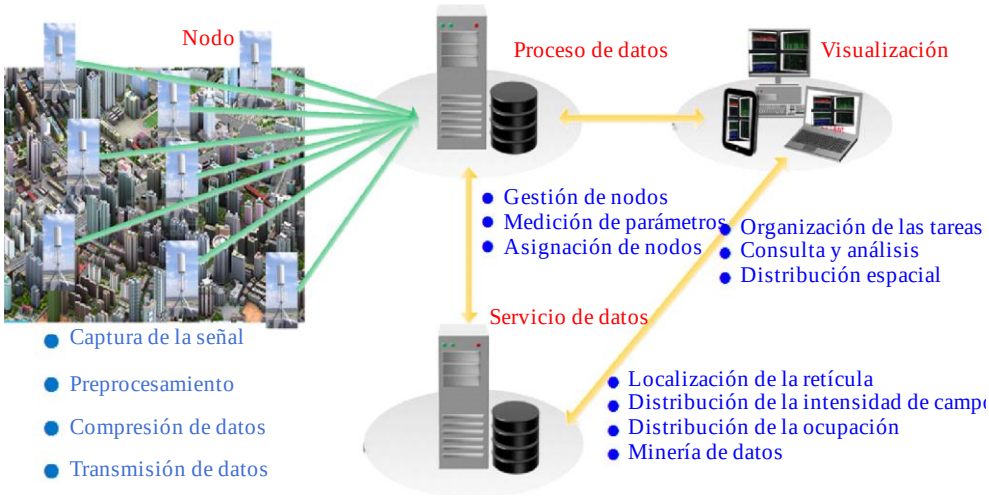


Report SM.2355-A2-04

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

FIGURA A2-5

Flujo del proceso de la red de comprobación técnica reticular

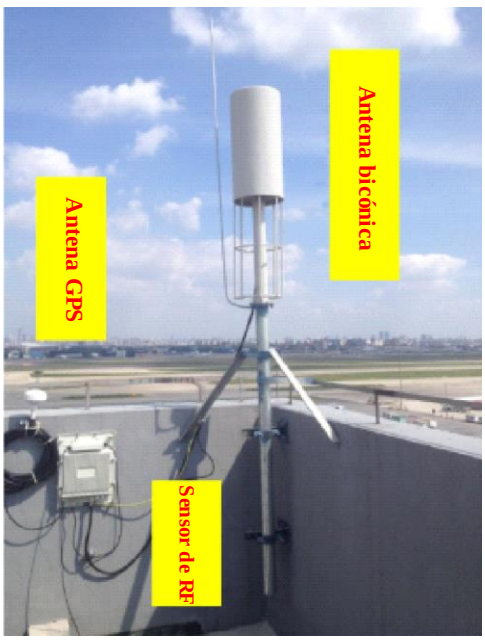


Report SM.2355-A2-05

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

A2.2.3.2 Geolocalización híbrida

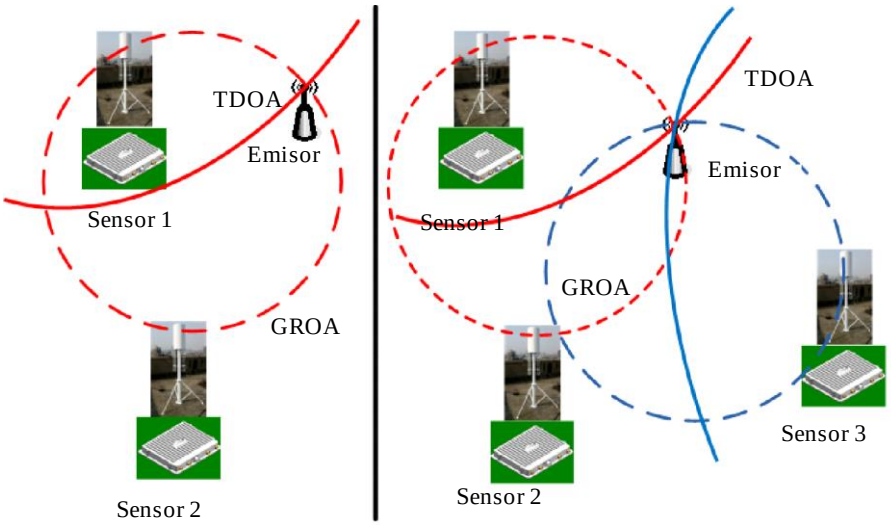
Se han efectuado pruebas de la calidad de funcionamiento de la geolocalización reticular (híbrida entre TDOA y GROA: diferencia de tiempos de llegada y relación de ganancias de llegada)

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).

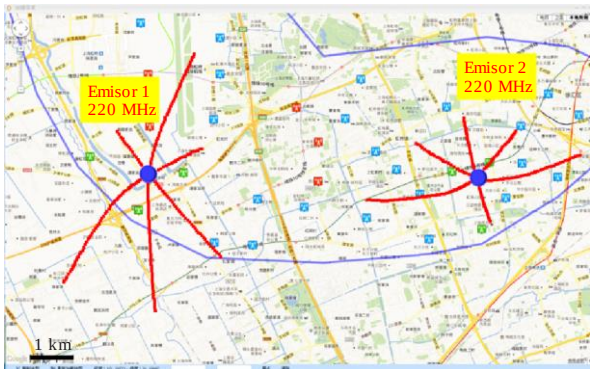
CUADRO A2-2

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

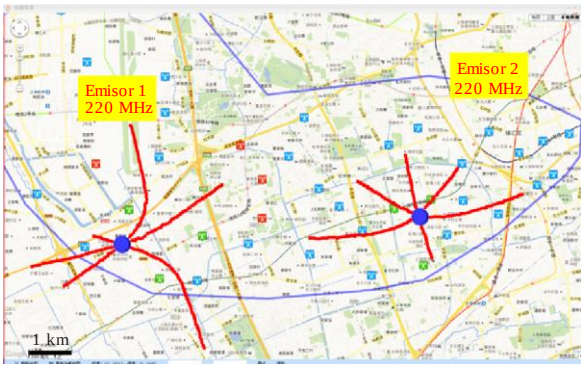
Separación espacial de señales cofrecuencia (Distancia entre emisores apareados 7,2 km)



Report SM.2355-A2-08

FIGURA A2-9

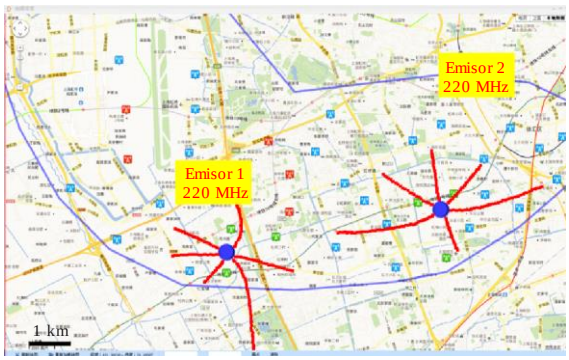
Separación espacial de señales cofrecuencia (Distancia entre emisores apareados 5,7 km)



Report SM.2355-A2-09

FIGURA A2-10

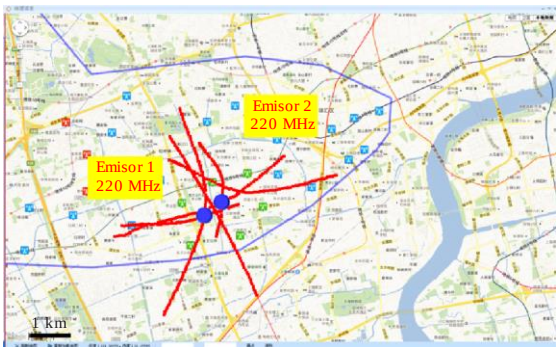
Separación espacial de señales cofrecuencia (Distancia entre emisores apareados 4,1 km)



Report SM.2355-A2-10

FIGURA A2-11

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



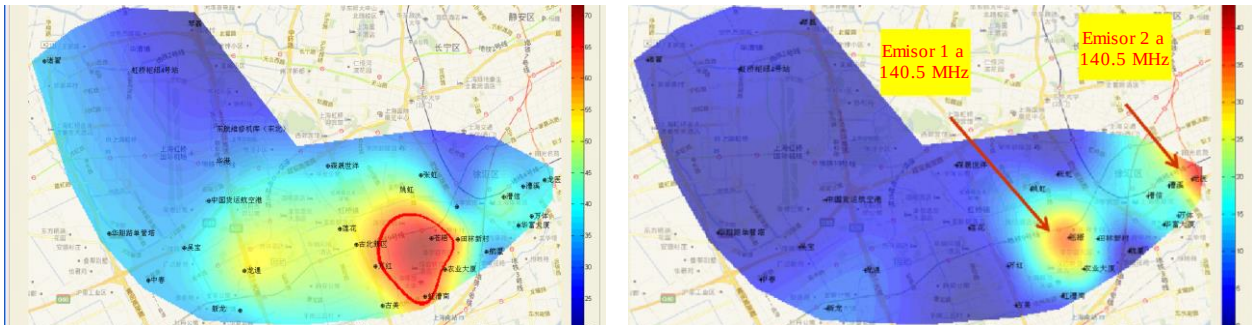
Report SM.2355-A2-11

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 Fig. 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 3 000 MHz y la radiación electromagnética se expresa en unidades de densidad de potencia en μW/cm^2.

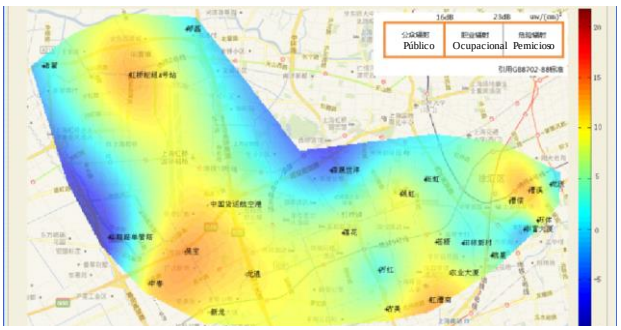
FIGURA A2-13

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.

Lista de abreviaturas

AMDC	Acceso múltiple por división de código
ANC	Supresión de ruido adaptativa (*adaptive noise cancelling*)
AOA	Ángulo de llegada (*angle of arrival*)
AWGN	Ruido blanco gaussiano aditivo (*additive white gaussian noise*)
DEC	Densidad de correlación espectral
DSP	Procesamiento de la señal digital (*digital signal processing*)
FDOA	Diferencia de frecuencia de llegada (*frequency difference of arrival*)
HOS	Estadísticas de orden superior (*higher order statistics*)
LIA	Amplificador enganchado (*locked-in amplifier*)
LMS	Media cuadrática mínima (*least mean square*)
MAQ	Modulación de amplitud en cuadratura
MDFO	Modulación por división de frecuencia ortogonal
MDP	Modulación por desplazamiento de fase
MUSIC	Clasificación de múltiples señales (*MUtiple SIgnal Classification*)
POA	Potencia de llegada (*power of arrival*)
RLS	Recursivo de mínimos cuadrados (*recursive lease square*)
TDOA	Diferencia de tiempo de llegada (*time difference of arrival*)