INFORME 1042

COMPATIBILIDAD ENTRE LAS RADIOBALIZAS DE LOCALIZACIÓN DE SINIESTROS POR SATÉLITE QUE UTILIZAN LA BANDA 406-406,1 MHz Y OTROS SERVICIOS RADIOELÉCTRICOS QUE UTILIZAN BANDAS ADYACENTES

(Cuestión 65/8)

(1986)

1. Introducción

El sistema COSPAS/SARSAT de satélites de búsqueda y salvamento se proyectó para que utilizara la banda de 406-406,1 MHz para recibir alertas de socorro, la identificación y las informaciones de localización procedentes de las radiobalizas de localización de siniestros y de los transmisores de localización de urgencia de los navíos o aeronaves en situación de socorro. Según se describe en el Informe 919 se han observado interferencias en esta banda. Aunque esta banda está atribuida con exclusividad a las radiobalizas de localización de siniestros por satélite de baja potencia en el servicio móvil por satélite (número 649 del Reglamento de Radiocomunicaciones), los sistemas en las bandas adyacentes que son capaces de radiar potencias elevadas sobre anchuras de banda grandes, podrían presumiblemente interferir el sistema COSPAS/SARSAT. La Cuestión 65/8 establece que deben estudiarse las condiciones de compatibilidad entre este servicio y los que utilizan las bandas adyacentes. Este Informe describe un estudio de este género [ECAC, 1984].

2. Descripción del procesador/receptor del SARSAT a 406 MHz

El procesador/receptor del SARSAT a 406,025 MHz es la parte del sistema COSPAS/SARSAT que se analiza en este estudio. En un receptor lineal de doble conversión, superheterodino y de ganancia fija. La salida del receptor se lleva a la unidad de búsqueda, y cuando se detecta una señal, la unidad de control asigna una unidad de recuperación de datos (DRU – «data recovery unit») a la señal. La DRU se engancha sobre la portadora, adquiere la sincronización, demodula los datos de la baliza, mide el desplazamiento Doppler, marca los datos con la información de tiempo, y los envía junto con la marca de tiempo para su almacenamiento y/o retransmisión a un terminal de usuario local. Debido a los diferentes umbrales de interferencia y a los requisitos de rechazo en frecuencia de cada una de estas unidades, deben calcularse diferentes criterios de protección para cada una de ellas. En la fig. 1 se muestra un diagrama de bloques de las unidades de receptor/procesador donde se determinan los umbrales de degradación por interferencia.

3. Cálculo de la potencia de interferencia en el receptor del satélite

El nivel de potencia interferente en los terminales del receptor del satélite del SARSAT se calcula añadiendo los valores en dB de la potencia de salida del transmisor interferente, añadiendo la ganancia de la antena del transmisor en la dirección del satélite, restando la ganancia relativa de la antena del satélite en la dirección del transmisor (valores en dB de la fig. 2) y restando la atenuación del trayecto en espacio libre entre el satélite y el transmisor (véase la Recomendación 525, ecuación (4)).

En aquellos casos en que no se produzca el acoplamiento máximo de la antena con el satélite directamente sobre el transmisor, se determina la distancia al satélite en la dirección de máximo acoplamiento de la antena (d) utilizando las ecuaciones (1) y (2) siguientes:

$$\theta = \cos^{-1} [(r_e/(r_e + h)) \cos \alpha] - \alpha \qquad (1)$$

donde:

θ : ángulo entre el satélite y el transmisor terrenal interferente en el centro de la Tierra (grados);

r_e : radio medio de la Tierra = 6371,4 (km);

h : altura de la órbita del satélite = 850 (km);

α : ángulo de observación de la antena transmisora (grados).

Una vez evaluado el ángulo θ, se determina d como sigue:

$$d = [r_e^2 + (r_e + h)^2 - 2r_e (r_e + h) \cos \theta]^{1/2} \qquad (2)$$

4. Resultados

Los resultados del análisis consisten en un conjunto de ecuaciones del umbral de degradación correspondientes a un nivel umbral de la señal interferente en los terminales del receptor/procesador a 406,025 MHz del SARSAT. Los umbrales se especifican para diferentes componentes del receptor y diferentes categorías de señal interferente. Estos niveles umbral de interferencia, definidos como $I(\Delta f)$ se incluyen en el cuadro I. En el anexo I se describen el rechazo dependiente de la frecuencia y de la forma de onda (*FDR* y *WDR*) así como otros términos utilizados en las ecuaciones del cuadro I. Se dispone de ejemplos de cálculos que utilizan estas ecuaciones [ECAC, 1984].

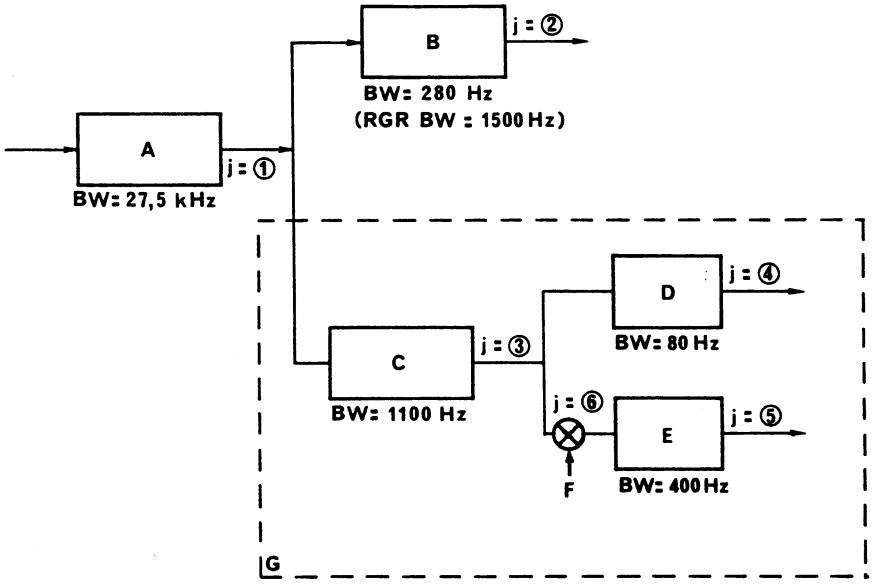

FIGURA 1 – *Selectividad de los filtros en el receptor/procesador junto con los puntos donde se calculan los valores del rechazo*

A : Unidad frontal de recepción
B : Unidad de búsqueda
C : Filtro de predetección
D : Filtro del bucle de enganche en fase
E : Demodulador de datos
F : Sincronizador de bits
G : Unidad de recuperación de datos
BW : Anchura de banda
RGR: Regulación de la ganancia del receptor

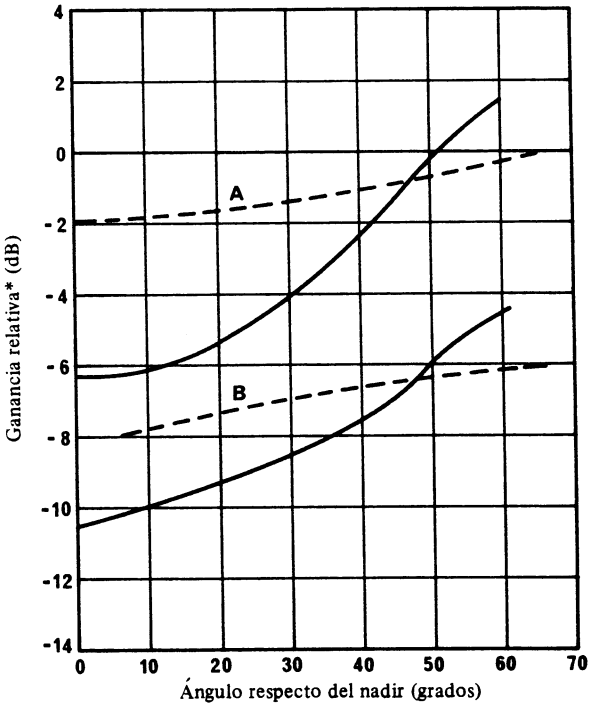

FIGURA 2 – *Ganancia de la antena del vehículo espacial a 406,025 MHz*

A : Ganancia máxima en el 90% de la región

B : Ganancia mínima en el 90% de la región

——— SARSAT

— — — COSPAS

Nota. – La ganancia de la antena se refiere a la entrada del receptor, cuando se ilumina con una fuente lineal giratoria. La antena del vehículo espacial tiene polarización circular dextrógira.

* Ganancia de la antena del satélite en la dirección del transmisor interferente, con relación a una antena isotrópica (dB).

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

CUADRO I

Elemento o proceso considerado (mecanismo de degradación)	Umbral para la interferencia continua (dBm)	Umbral para la interferencia por impulsos (dBm)	
Regulación de ganancia del receptor (desensibilización del receptor)	$I(\Delta f) = -118 + FDR_2$ (BW = 1500 Hz)	$I(\Delta f) = -118 + FDR_2 + WDR_2$ (canal 5, filtro en 1500 Hz)	
Extremo frontal de la unidad de recepción/búsqueda (saturación)	$I(\Delta f) = -106 + FDR_1$	Sin restricciones	
Unidad de búsqueda (incremento de falsas detecciones)	$I(\Delta f) = -150 + OTR_2 + OFR_1$	Coherente	No coherente
		$PRF < 280\ PPS$: $\hat{I}(\Delta f) = -150 + FDR_1 + ORT_{1,2} + WDR_1 + WDR_{1,2}$	
		$280 \leqslant PRF < 27\,500\ PPS$: $\hat{I}(\Delta f) = -150 - 20 \log \tau_1 - 20 \log PRF + FDR_1 + WDR_1$	$\hat{I}(\Delta f) = -174{,}5 - 20 \log \tau_1 - 10 \log PRF_1 + FDR_1 + WDR_1$
Unidad de recuperación de datos con bucle de enganche en fase (incremento en la modulación de fase de la señal de salida)	$I(\Delta f) = -156 + FDR_4$	$PRF < 14\ PPS$: Sin restricciones	
		$14\ PPS \leqslant PRF \leqslant 80\ PPS$: $\hat{I}(\Delta f) = -156 + FDR_4 + WDR_4$	
		$PRF > 80\ PPS$: $\hat{I}(\Delta f) = -156 - 10 \log M - 20 \log PRF + OFR_4$	$\hat{I}(\Delta f) = -156 - 10 \log (PRF)(\tau) + FDR_4$
Unidad de recuperación de datos en la demodulación de datos (incremento de la proporción de bits erróneos)	$I(\Delta f) = -149 + FDR_5$	Condición	Cálculo del umbral
		1) $PRF > 400$ Hz:	$\hat{I}(\Delta f) = -148{,}6 + 10 \log T/\tau + FDR_5$
		2) $\tau_3 > 2{,}5$ ms: $PRF \leqslant 400$	1) $P_{ei} = 1{,}3 \times 10^{-4} (T/\tau_3) + 2 \times 10^{-5}$ 2) Encontrar ρ_i para P_{ei} (fig. 3) 3) $\hat{I}(\Delta f) = -142{,}6 + 10 \log (8{,}13/\rho_i - 1) + FDR_5$
		3) $\tau_3 < 2{,}5$ ms $< T$: $PRF \leqslant 400$	1) $P_{ei} = 1{,}3 \times 10^{-4} (T/\tau_3) + 2 \times 10^{-5}$ 2) Encontrar ρ_i para P_{ei} (fig. 3) 3) $\hat{I}(\Delta f) = -142{,}6 + 10 \log (8{,}13/\rho_i - 1) - 10 \log (400\ \tau) + FDR_5$
Nota. – Véase el anexo I para el análisis de *FDR*, *OTR*, *OFR* y *WDR*.			

PPS: Impulsos por segundo
PRF: Frecuencia de repetición de impulsos
τ: Anchura del impulso de la señal interferente
T: 1 *PRF*

BW: Anchura de banda
OTR: Rechazo en sintonía
OFR: Rechazo fuera de frecuencia
FDR: Rechazo dependiente de la frecuencia

WDR: Rechazo dependiente de la forma de onda
P_{ei}: Proporción de errores
ρ_i: Relación señal/ruido + interferencia

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ECAC [junio de 1984] Determination of degradation thresholds for the search and rescue satellite (SARSAT), ECAC-CR-84-050. Electromagnetic Compatibility Analysis Center. Annapolis, MD, Estados Unidos de América.

ANEXO I

CÁLCULOS DEL RECHAZO DEPENDIENTE DE LA FRECUENCIA Y DE LA FORMA DE ONDA

Para fines del cálculo del rechazo de un receptor a las señales interferentes, se trata el receptor como una serie de filtros pasivos, según se muestra en la fig. 1 del presente Informe. En el Informe 654 se definen *FDR*, *OTR* y *OFR*. Cuando se considera la potencia de cresta procedente de las señales de impulsos interferentes, debe considerarse igualmente el rechazo dependiente de la forma de onda (*WDR*):

$$WDR(\Delta f) = -\eta_i + \eta_{0(\Delta f)}$$

donde:

η_i : ciclo de trabajo de la forma de onda de entrada dB, y

$\eta_{0(\Delta f)}$: función del ciclo de trabajo de la forma de onda de salida.

Las fórmulas para obtener el ciclo de trabajo se indican en los cuadros I, II y III del Informe 972.

Los subíndices en estos términos se refieren a la parte del receptor afectada (véase la fig. 1 del presente Informe).

Cuando la señal interferente es un tren de impulsos coherente en fase de un impulso a otro y *PRF* es > 80 Hz, debe considerarse el factor *M*, valor de cresta de la densidad espectral de energía (véase el cuadro I del presente Informe). *M* es igual al cuadrado de la anchura del impulso para los impulsos convencionales, o la anchura del impulso dividida por la anchura de banda de la señal interferente para impulsos modulados linealmente en frecuencia.

La fig. 3 describe la proporción de errores, p_{ei}, en función de la relación señal/ruido + interferencia, ρ_i. Al calcular el umbral de interferencia para las señales de impulsos que entran en la unidad de demodulación de datos de la DRU es necesario determinar ρ_i. τ se define como la anchura del impulso de la interferencia, τ_s (cuadro I del presente Informe) es la longitud binaria de la señal interferente y τ_3 (cuadro I del presente Informe) es la anchura del impulso interferente a la entrada del filtro de predetección de la DRU (unidad c de la fig. 1).

Para las formas de onda consideradas en este estudio, se utilizan las siguientes ecuaciones para aproximar *OTR*:

a) *Señales moduladas por desplazamiento de fase (MDP)*

$$OTR = \begin{cases} 0 & \text{para } B_r > B_c/C_1 \\ -S_p + 10 \log B_c/B_r & \text{para } B_r < B_c/C_1; \end{cases} \qquad S_p = \begin{cases} 0 \text{ dB, para MDP-2 y MDP-4} \\ 2 \text{ dB, para MDM} \\ 3 \text{ dB, para MDP-4-D} \\ \quad \text{(MDP-4 desajustado)} \end{cases}$$

$$C_1 = 10^{(S_p/10)}$$

donde:

B_r : anchura de banda del receptor a − 3 dB (Hz);

B_c : velocidad de transmisión de información binaria (Hz)

S_p : factor espectral de cresta (dB)

MDM : modulación por desplazamiento mínimo.

b) *Impulsos trapezoidales (frecuencia constante)*

$$OTR = \begin{cases} 0 & \text{para } B_r\tau \geqslant 1 \\ -10 \log B_r\tau & \text{para } B_r\tau < 1 \end{cases}$$

donde:

τ : anchura del impulso (s),

B_r : anchura de banda del receptor (Hz).

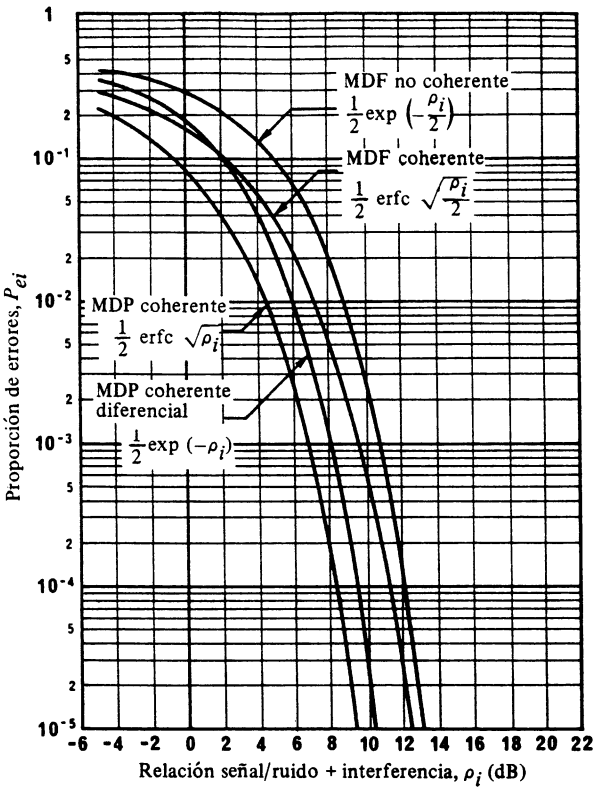

FIGURA 3 – *Proporción de errores para diferentes sistemas binarios*

erfc: Función error

exp: Potencia del número e

Filtro de frecuencia intermedia (R_1) (1) (2)	−3 dB: 35 kHz −20 dB: 55 kHz −60 dB: 155 kHz
Filtro de la unidad de búsqueda (R_2) (3)	0, $\lvert\Delta f\rvert < \Omega$ 23,2 log ($\lvert\Delta f\rvert/\Omega$), $\Omega < \lvert\Delta f\rvert < 2\Omega$ 7 + 40 log ($\lvert\Delta f\rvert/2\Omega$), $\lvert\Delta f\rvert > 2\Omega$ Ω: anchura de banda a −3 dB = 280 Hz (búsqueda), o = 1500 Hz (canal con regulación de ganancia del receptor (RGR))
Filtro de predetección (R_3)	0, $\lvert\Delta f\rvert < 550$ Hz 40 log ($\lvert\Delta f\rvert/550$), $\lvert\Delta f\rvert > 550$ Hz
Filtro del bucle de enganche de fase (PLL – phase-lock loop) (equivalente) (R_4)	0, $\lvert\Delta f\rvert < 40$ Hz 55, $\lvert\Delta f\rvert > 40$ Hz
Filtro de demodulación (R_5)	3,9 dB, $\lvert\Delta f\rvert \leqslant 400/\pi$ Hz 3,9 + 20 log ($\pi\,\lvert\Delta f\rvert/400$), $\lvert\Delta f\rvert > \frac{400}{\pi}$

(1) Los subíndices se refieren a puntos de la fig. 1 del presente Informe.

(2) Todas las selectividades tienen un valor máximo supuesto de 55 dB.

(3) Aproximación a un filtro seudogaussiano de 2 polos.

c) *Impulsos modulados en frecuencia*

$$OTR = \begin{cases} 0 & \text{para } B_r/B_t \geqslant 1 \\ -10 \log B_r/B_t & \text{para } B_r/B_t < 1 \end{cases}$$

donde:

B_r: anchura de banda del receptor (Hz),

B_t: anchura de banda de la modulación de frecuencia (impulso lineal modulado en frecuencia) (Hz).

INFORME 1043*

CARACTERÍSTICAS DE UN SISTEMA DE INTERCAMBIO DE DATOS ENTRE EQUIPOS DE NAVEGACIÓN Y DE RADIOCOMUNICACIONES MARÍTIMAS

(Cuestión 55/8)

(1986)

1. Introducción

1.1 En el futuro sistema mundial de socorro y seguridad marítimos (FSMSSM) puede ser necesario que los equipos radioeléctricos dispongan de información sobre navegación para que los equipos receptores de a bordo puedan seleccionar las transmisiones dirigidas a determinada zona geográfica y, en caso necesario, para que un barco pueda transmitir información precisa sobre su posición.

1.2 El suministro automático de la información sobre radionavegación a los equipos de radiocomunicaciones sería ventajoso desde el punto de vista de la velocidad de transferencia de la información y de su precisión. No obstante, para lograr la compatibilidad entre los equipos sería necesario utilizar una norma común para el interfaz eléctrico y los protocolos de intercambio de datos entre los equipos de radionavegación y los de radiocomunicaciones.

1.3 Es conveniente que los equipos de navegación y de radiocomunicaciones puedan proporcionar la salida/entrada de datos requerida y que los equipos de navegación sean capaces de suministrar información en la forma correcta, por ejemplo, latitud, longitud, hora, etc.

2. Normas del interfaz

2.1 En varios países se están elaborando normas de interfaz. En particular, la «National Marine Electronic Association» (NMEA) de Estados Unidos de América ha preparado varias versiones de interfaces.

2.2 Suecia ha estudiado también normas de interfaces, y los resultados de esos estudios figuran en el anexo I al presente Informe.

3. Trabajos futuros

3.1 Debe continuarse el estudio de las características técnicas de un sistema común de intercambio de datos, así como de los requisitos adicionales que los equipos de navegación y de radiocomunicaciones tendrían que cumplir para el intercambio de datos. El anexo II contiene un ejemplo de los posibles elementos que habrían de normalizarse para el equipo de llamada selectiva digital (DSC – digital selective calling) de estación de barco.

3.2 Por otra parte, deberían efectuarse pruebas con instalaciones representativas de barcos; los resultados evaluados podrían utilizarse en la preparación de una Recomendación.

---

* Se ruega al Director del CCIR que señale este Informe a la atención de la Organización Marítima Internacional (OMI), de la Comisión Electrotécnica Internacional (CEI) y de la Organización Internacional de Normalización (ISO).