

INFORME 903-2

TRANSMISIÓN DIGITAL EN EL SERVICIO MÓVIL TERRESTRE

(Cuestión 40/8)

(1982-1986-1990)

1 ESPECIFICACIÓN DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISIÓN DIGITAL

1.1 Introducción

En este punto se indican las especificaciones de la calidad de funcionamiento de un sistema de transmisión digital y la manera en que las mismas se relacionan con los parámetros de diseño del sistema. Las especificaciones de la calidad de funcionamiento se derivan de los requisitos operacionales del usuario. Los parámetros de diseño del sistema son los métodos de modulación digital (parte B), las características de error de la transmisión digital (parte F), los formatos para la transmisión de datos (parte G) y los métodos de señalización y supervisión (véase el Informe 741).

La capacidad de tráfico se especifica en erlangs por MHz y por unidad de superficie. La anchura de banda necesaria del sistema viene determinada por el método de modulación digital, el factor de reutilización de frecuencias y el protocolo de acceso. El factor de reutilización de frecuencias depende de la relación mínima portadora deseada/portadora interferente que puede tolerar el método de modulación.

1.2 Especificaciones de la calidad de funcionamiento

Las especificaciones de la calidad de funcionamiento, que deben extraerse de los requisitos operacionales del usuario, son la capacidad de tráfico, el tiempo de respuesta del sistema, la probabilidad de mensaje falso y la zona de cobertura.

1.2.1 La *capacidad de tráfico* viene dada por la expresión:

$$T = d \zeta r P_s$$

en donde:

- d : velocidad de datos, relacionada con el método de modulación digital y la anchura del canal;
- ζ : eficacia del control de acceso al canal, relacionada con los métodos de señalización y supervisión;
- r : eficacia del protocolo, relacionada con el formato de transmisión de datos;
- P_s : probabilidad de mensaje satisfactorio, relacionada con las técnicas de control de errores.

1.2.2 El *tiempo de respuesta del sistema* guarda relación con la probabilidad de mensaje satisfactorio, la eficacia de control de acceso al canal y la velocidad de datos.

1.2.3 La *probabilidad de mensaje falso* guarda relación con las técnicas de control de errores.

1.2.4 La *zona de cobertura* guarda relación con el requisito que debe cumplir el nivel medio mínimo de la señal RF para conseguir una probabilidad de mensaje satisfactorio aceptable. Este nivel influirá en el número de ubicaciones radioeléctricas necesarias y/o en la potencia de transmisión requerida.

2. Características de error

2.1 Introducción

Este punto trata de las características de error de la transmisión digital y de las técnicas de reducción de errores y de control de errores.

2.2 Configuración de los errores

2.2.1 Efectos del desvanecimiento y de las zonas de sombra

Se ha demostrado que la proporción de bits erróneos (BER) medida en la banda de ondas métricas en un vehículo en movimiento concuerda con la predicción teórica [French, 1980] en el caso de una señal afectada por desvanecimiento. El efecto teórico del desvanecimiento y de las zonas de sombra combinados se indica también en [French, 1980] (el efecto de zonas de sombra (shadowing) se conoce también por el nombre de variabilidad de la ubicación (location variability)). Los resultados obtenidos en Japón en la banda de ondas decimétricas figuran en [Daikoku y otros, 1981].

2.2.2 Dependencia respecto de la velocidad binaria

En [French, 1980] se discute sobre una velocidad binaria crítica, por debajo de la cual los errores son escasos y por encima de la cual la BER es alta y casi constante. Por encima de la velocidad crítica, la velocidad binaria debe ser lo suficientemente alta para permitir la codificación de control de errores, pero no tan alta como para que se produzca distorsión o interferencia de canal adyacente. En el ejemplo se presenta en [French, 1980], la velocidad binaria crítica se encuentra en el margen de 75 a 150 bits/s para una velocidad del vehículo de aproximadamente 30 km/h.

En [Hata y Miki, 1984] se indican los valores medios de la BER obtenidos en pruebas efectuadas utilizando modulación por desplazamiento mínimo (MDM) y detección diferencial en un entorno urbano. Cuando la velocidad binaria de transmisión es superior a 64 kbit/s, hay que emplear una técnica de corrección de errores para mitigar los efectos de la propagación por trayectos múltiples.

En la transmisión digital a alta velocidad, la sincronización de bits y de trama son de capital importancia. Se han descrito sistemas que transmiten a velocidades binarias superiores a 1 Mbit/s [Böhm, 1982].

2.2.3 Distribución de los errores

Las distribuciones de errores típicas en las bandas de ondas métricas y decimétricas muestran que los errores causados por desvanecimiento tienen lugar en ráfagas [French, 1980]. Típicamente, para velocidades binarias de 1 200 bit/s, BER de 10^{-3} y velocidades de los vehículos de aproximadamente 30 km/h, la probabilidad de que se produzcan ocho o más errores en una palabra de código de 64 bits es del orden de 10^{-3} .

2.3 Distribución de la longitud del intervalo sin errores

Los datos obtenidos en una prueba práctica efectuada en la ciudad de Ottawa (Canadá) [Towaj y otros, 1983] con transmisión digital continua a 2 400 bit/s, mostraron, como se había previsto, que los errores se producen en ráfagas. Se analizaron los esquemas de bits erróneos de las mediciones en condiciones prácticas para determinar las distribuciones acumulativas de intervalos sin errores en las tres bandas de frecuencia de 150 MHz, 450 MHz y 850 MHz. Se demostró, de todos modos, que la banda de 450 MHz ofrece un comportamiento coherente con fluctuaciones de la relación S/N comprendidas entre 24 y 16 dB, mientras que en las bandas de 850 y 150 MHz, la longitud del intervalo sin errores presenta una variación considerable.

Los resultados experimentales de la detección por discriminador-estimador de secuencia con probabilidad máxima de una señal con modulación de frecuencia moderada generalizada en presencia de desvanecimiento Rayleigh rápido [Chung, 1987] muestra que los errores consecutivos se limitan a aproximadamente 10 bits, incluso con una BER de 8%, y que la diversidad influye poco en estos esquemas.

2.4 Mejoras por diversidad

La recepción por diversidad se considera una técnica eficaz para reducir los desvanecimientos debidos a la propagación por trayectos múltiples.

Las figs. 1 y 2 [Miki y Hata, 1984] muestran la mejora introducida por la diversidad con selección posterior a la detección en las características de ruido térmico dinámico y de interferencia cocanal medidas en pruebas de simulación en laboratorio. Los resultados experimentales concuerdan estrechamente con la teoría. Se han medido características similares en experiencias hechas en condiciones reales de explotación a 920 MHz en un entorno urbano [Miki y Hata, 1984].

En un entorno con desvanecimiento Rayleigh lento, la probabilidad de errores de un plan de diversidad que seleccione la salida máxima de detectores cuadráticos es más pequeña que la del plan que selecciona el receptor de diversidad con la relación S/N máxima [Chyi y otros, 1989].

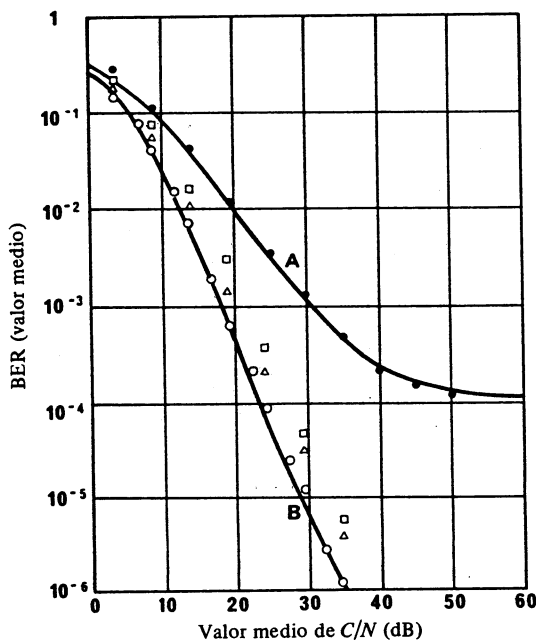


FIGURA 1 – Características en función del ruido térmico, de la transmisión MDMG con diversidad de selección de dos ramas correlacionadas

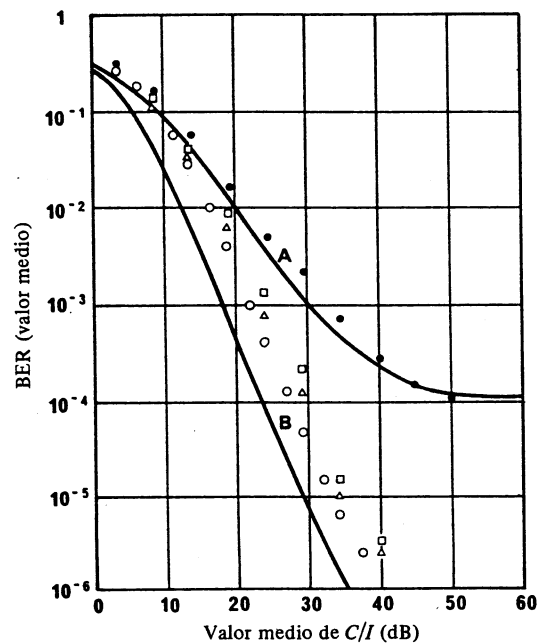


FIGURA 2 – Características en función de la interferencia cocanal, de la transmisión MDMG con diversidad de selección de dos ramas correlacionadas

- Curvas A: sin diversidad
- B: diversidad de selección de dos ramas
- : $\rho = 0$
- △ : $\rho = 0,5$
- : $\rho = 0,8$

MDMG a 16 kbit/s ($B_b T = 0,25$)
 Detección diferencial $\cos 2T$
 Frecuencia de desvanecimiento: 40 Hz

2.5 Mejoras por intercalado y codificación

Mabey [1978] ha demostrado que pueden utilizarse códigos de bloque cíclicos para detectar errores en transmisión y conseguir una proporción de mensajes falsos arbitrariamente baja, y que la repetición de mensajes permite obtener una proporción de mensajes erróneos aceptable para transmisiones relativamente cortas. Sin embargo, se ha demostrado [Freeburg, 1979] que las transmisiones más largas pueden beneficiarse de las técnicas de corrección de errores.

Dorsch [1980] ha demostrado que puede obtenerse una constante mejora aumentando la redundancia de un código e incrementando la velocidad de transmisión para compensar hasta la máxima velocidad práctica del canal de que se trate, que viene impuesta por criterios de interferencia. Este efecto tiende a aplanarse para velocidades de código menores que 1/3 aproximadamente.

Trabajos recientes [Daikoku y otros, 1981] indican también que existe una proporción mínima de errores que puede obtenerse y que impone el uso de técnicas de corrección de errores para mensajes de cierta longitud.

Puede lograrse una mejora suplementaria, tanto en la corrección como en la detección de errores, introduciendo la intercalación de bits, que puede dar también lugar a una reducción de los elementos superfluos necesarios.

Se pueden elegir los códigos de detección de errores en base a los esquemas de errores y a la longitud necesaria del bloque de datos. También es posible modelar el canal [Chouinard y otros, 1988] y las características de los códigos analizados de acuerdo con [Drukarev y otros, 1986]. Con la decodificación mediante decisión por programación de los códigos de bloque se puede conseguir una mejora de hasta 5 dB [Matsumoto, 1989].

El decodificador puede utilizar adecuadamente una estimación sobre el estado del canal de transmisión (ISC - Información sobre el estado del canal), lo que mejora de forma significativa la característica de decodificación [Hagenauer, 1980].

2.5.1 Técnica de intercalación de bits

En el servicio móvil terrestre se producen errores aleatorios y también errores en ráfagas. Los códigos de corrección de errores aleatorios o los códigos de corrección de errores en una sola ráfaga no se revelan muy eficaces para superar esas perturbaciones. Siempre y cuando el transmisor o el receptor se encuentre en movimiento es posible utilizar técnicas como la de intercalación de bits para distribuir los errores y obtener así un medio eficaz para la detección y/o corrección de los errores, pudiéndose reducir al mismo tiempo los elementos superfluos necesarios para elaborar el código.

En la fig. 33 del Informe 903-1 (Volumen VIII-1, Dubrovnik, 1986), basada en mediciones en condiciones prácticas [Towaij y otros, 1983], se pone de manifiesto la mejora que se consigue en cuanto a reducción del número de errores en un paquete de 31 bits de longitud utilizando la técnica de intercalación, con un grado de intercalación de (32), para la transmisión digital en el servicio móvil terrestre. Este comportamiento se verificó en las tres bandas de frecuencias de 150 MHz, 450 MHz y 850 MHz.

2.6 Degradación de la BER debida a la interferencia

2.6.1 Interferencia cocanal

Las figs. 3 y 4 muestran mediciones de la BER en función del nivel de la señal con la relación señal/interferencia (S/I) como parámetro, para la modulación tanto de frecuencia como de amplitud, con señales sin fluctuación. Para niveles bajos de la señal ($S = -10$ dB(1 μ V)) la BER es alta debido al ruido a la entrada del receptor. Para niveles medios de la señal (por ejemplo, $S = 10$ dB(1 μ V)) la BER depende mucho de la relación S/I . Por ejemplo, en la fig. 4, con $S/I = 1$ dB la BER es igual a 10^{-2} , pero con $S/I = 2$ dB la BER disminuye por lo menos dos órdenes de magnitud. Con niveles altos de la señal (por ejemplo, $S \geq 20$ dB(1 μ V)), lo único que causa errores es la interferencia cocanal, y la probabilidad de error es [French, 1981]:

$$\begin{aligned} P_e &= 0,5 && \text{cuando } S < I, \\ P_e &= 0 && \text{cuando } S < I, \text{ o bien} \\ \therefore P_e &= 0,5 && \text{Probabilidad } (S < I) \end{aligned}$$

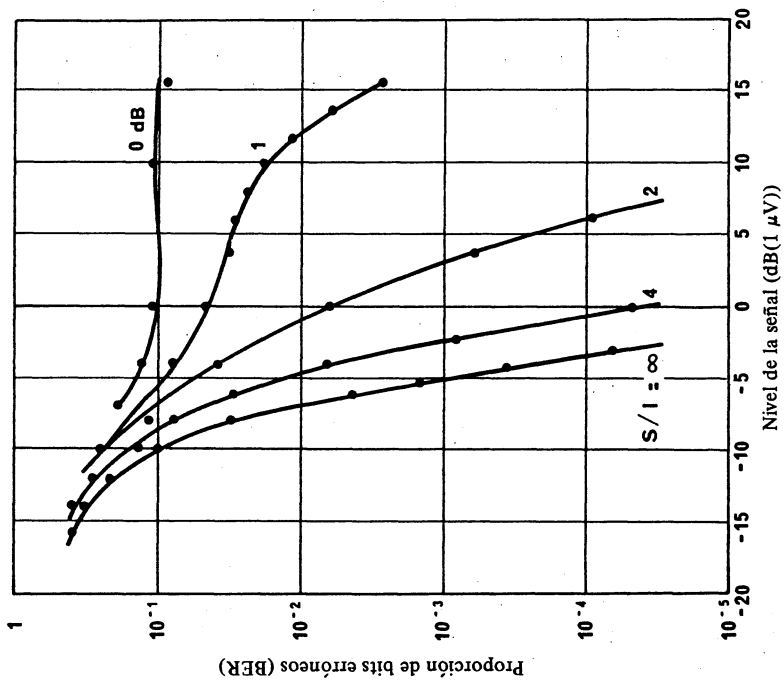


FIGURA 4 - BER debida a la interferencia cocanal, medida en un vehiculo estacionario, utilizando MA y MDRR a 1200 bit/s

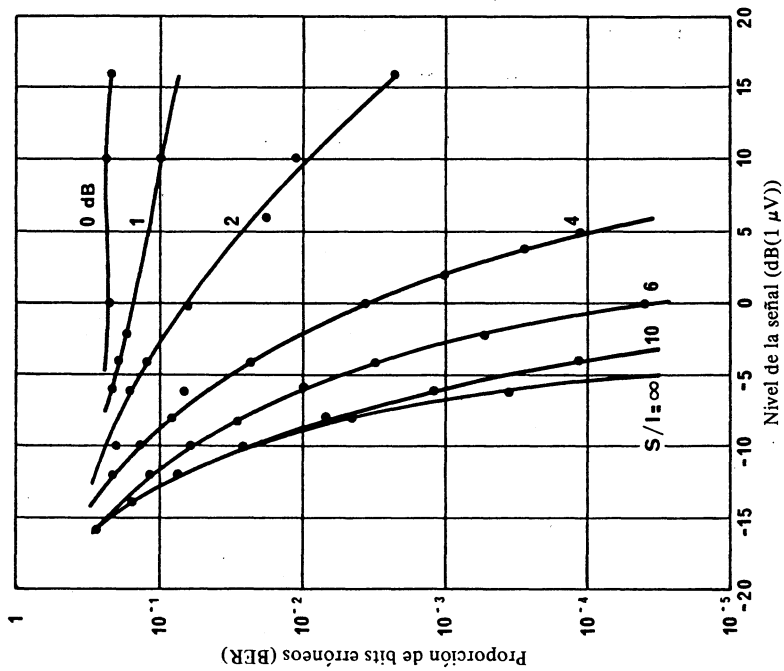


FIGURA 3 - BER debida a la interferencia cocanal, medida en un vehiculo estacionario, utilizando MF y MDRR a 1200 bit/s

En [French, 1981] muestra la BER medida (en una ruta donde la señal y la interferencia estaban ligeramente correlacionadas) en comparación con la BER teórica con desvanecimiento por trayectos múltiples y también con desvanecimiento y zonas de sombra a la vez, para un vehículo en movimiento. La correspondiente distribución de los errores figuran en [French, 1981], donde para una probabilidad de 10^{-3} , el número de errores en una palabra código de 64 bits es 8 o más para una BER de 10^{-3} , 25 o más para una BER de 6×10^{-3} y 32 o más para una BER de 30×10^{-3} , en condiciones de desvanecimiento con interferencia cocanal.

2.6.2 Interferencia de canal adyacente

2.7 Efectos de ignición y de otros ruidos artificiales

2.7.1 Ruido de ignición

En [French, 1980] se informa a propósito de BER típicas en zonas de denso tráfico de vehículos en el Reino Unido. Típicamente, a una velocidad binaria de 1 200 bit/s es preciso recibir un nivel de señal de +18 dB por μV de diferencia de potencial en la banda de ondas métricas para mantener una BER de 10^{-5} y de -4 dB por μV de diferencia de potencial en la banda de ondas decimétricas.

Las BER a la velocidad binaria de 4 800 bit/s son similares, para el mismo nivel de señal recibida en las bandas de ondas métricas y decimétricas [French, 1980]. Típicamente, +10 dB por μV de diferencia de potencial proporciona una BER del orden de 10^{-3} en ambas bandas. Sin embargo, si la velocidad binaria es de 1 200 bit/s, se producen menos errores en la banda de ondas decimétricas que en la de ondas métricas para el mismo nivel de señal recibido [French, 1980]. Un nivel de señal de +0 dB por μV de diferencia de potencial da lugar a una BER del orden de 10^{-6} en la banda de ondas decimétricas y de sólo 10^{-3} en la de ondas métricas.

Los errores causados exclusivamente por ruido de ignición son de ordinario errores aislados cuando la velocidad binaria es de 1200 bit/s o menor [French, 1980].

3. Métodos de modulación digital

3.1 Introducción

En este punto se describen las técnicas de modulación digital en aplicaciones en las que no se requiere transmisión analógica de la palabra y el equipo radioeléctrico puede optimizarse para transmisiones digitales únicamente.

3.2 Características

Revisten importancia las siguientes características de los sistemas de modulación digitales:

3.2.1 Para alcanzar la proporción de bits erróneos (BER) requerida, en condiciones de desvanecimiento, se necesitan relaciones portadora/ruido (C/N) y portadora/interferencia (C/I) buenas.

3.2.2 La técnica utilizada debe proporcionar una elevada eficacia de transmisión (en términos de bit/s/Hz) dentro de la limitación impuesta por la asignación de banda estrecha.

3.2.3 Es necesario utilizar configuraciones de circuito simplificadas y miniaturizadas, para garantizar un tamaño y peso comparables con los de los equipos analógicos.

3.2.4 Es necesario emplear amplificadores con una economía de potencia, pero las emisiones fuera de banda deben reducirse al nivel más bajo posible.

3.2.5 Para reducir al mínimo el número de errores debido a un desvanecimiento profundo de la señal, se requiere una rápida resincronización de los bits.

3.3 Técnicas de banda estrecha

3.3.1 Canal con características no dispersivas

La modulación por desplazamiento de fase binaria (MDPB) conformada con filtros, la modulación por desplazamiento de fase cuaternaria (MDP-4) y la modulación de amplitud en cuadratura de 16 estados (QAM-16), no son adecuadas para los canales radioeléctricos móviles no lineales porque no se satisfacen las condiciones requeridas en cuanto a la anchura de banda. Sin embargo, estos métodos de modulación se aplican a los canales radioeléctricos móviles lineales.

Continúan desarrollándose técnicas para el diseño de amplificadores, en la actualidad se dispone de amplificadores lineales prácticos con gran economía de potencia [JOHNSON, 1987]. Estos amplificadores permiten la utilización eficaz de métodos de modulación lineal en los sistemas radioeléctricos móviles. En [ADACHI, 1989] y [SAMPED, 1989] aparecen ejemplos de las características de la BER para la MDP-4 y la MAQ-16 en condiciones de desvanecimiento.

Los esquemas de señalización adecuados para su aplicación en estos canales pueden dividirse en las dos clases de modulación de subportadora y de desplazamiento directo de frecuencia (por los datos). A menudo se prefiere la modulación de subportadora debido a que elimina todas las componentes de baja frecuencia de la señal de modulación.

3.3.2 Esquemas de modulación

La modulación por desplazamiento de frecuencia (MDF) de una subportadora adecuada es una buena elección para bajas velocidades. La modulación por desplazamiento mínimo con filtro gaussiano (MDMG)* y modulación de frecuencia moderada (MFM) de una portadora es adecuada en alta velocidad, pues produce un envolvente casi constante y un espectro de frecuencias suficientemente compacto cuando se combina con el filtrado de paso bajo normalmente presente en los equipos radioeléctricos móviles terrestres. La fig. 5 muestra los espectros de las señales moduladoras producidos por los métodos MFM y MDMG.

* También conocida como modulación por desplazamiento de frecuencia rápido (MDFR) con filtro gaussiano.

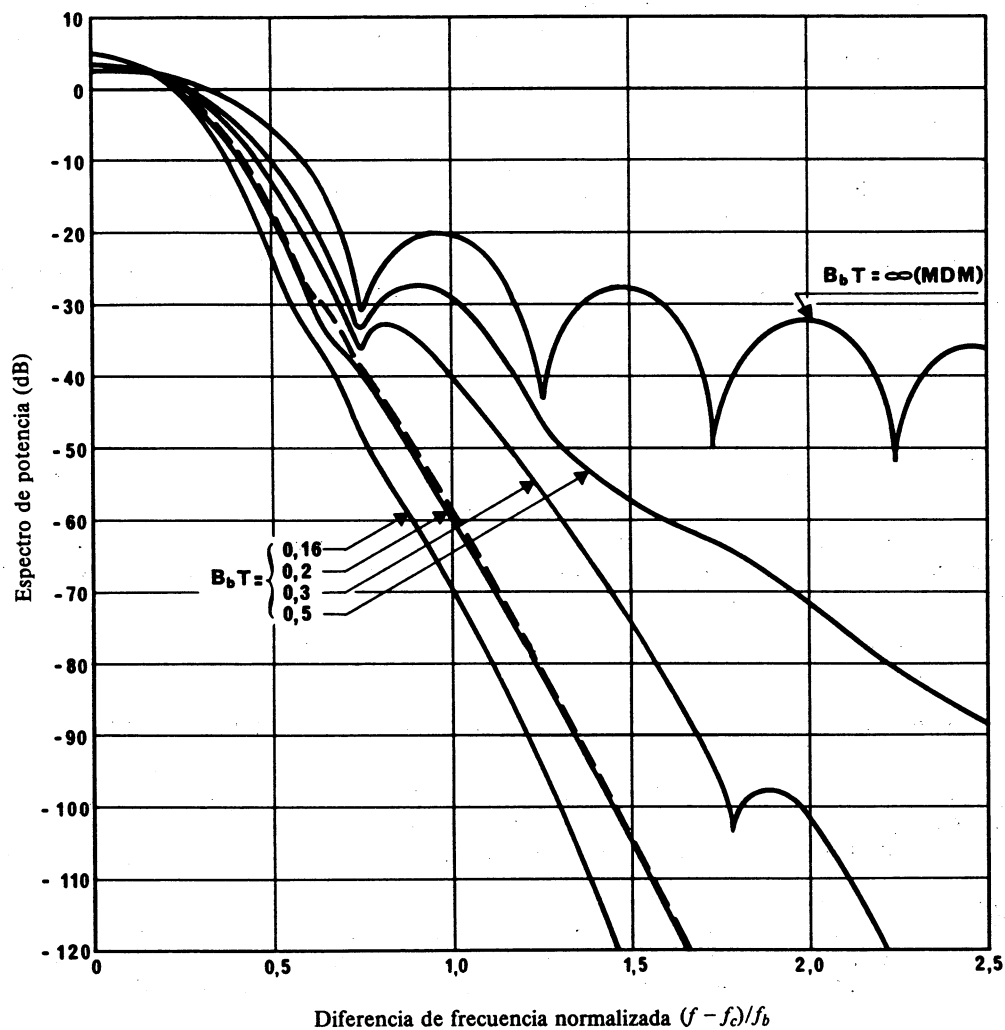


FIGURA 5 – Espectros de potencia de la MF moderada (MF) y modulación por desplazamiento mínimo con filtro gaussiano (MDMG)

-----: MF

$B_b T$: anchura de banda normalizada del filtro pasabanda gaussiano de premodulación (MDMG)

f_c : frecuencia de la portadora (Hz)

f_b : anchura de banda (Hz)

En general, cuanto menor sea la anchura de banda del filtro de premodulación gaussiano, más compacto puede hacerse el espectro de la potencia de salida. Sin embargo, puede degradarse la proporción de bits erróneos (BER). Por este motivo, puede ser preferible el desplazamiento directo de frecuencia. El espectro presentado al modulador en este caso se muestra en la fig. 6, comparado con el MDMG, las mediciones concuerdan con la teoría, como puede observarse en la fig. 3 del Informe 903-1 (Vol. VIII-1, Dubrovnik 1986).

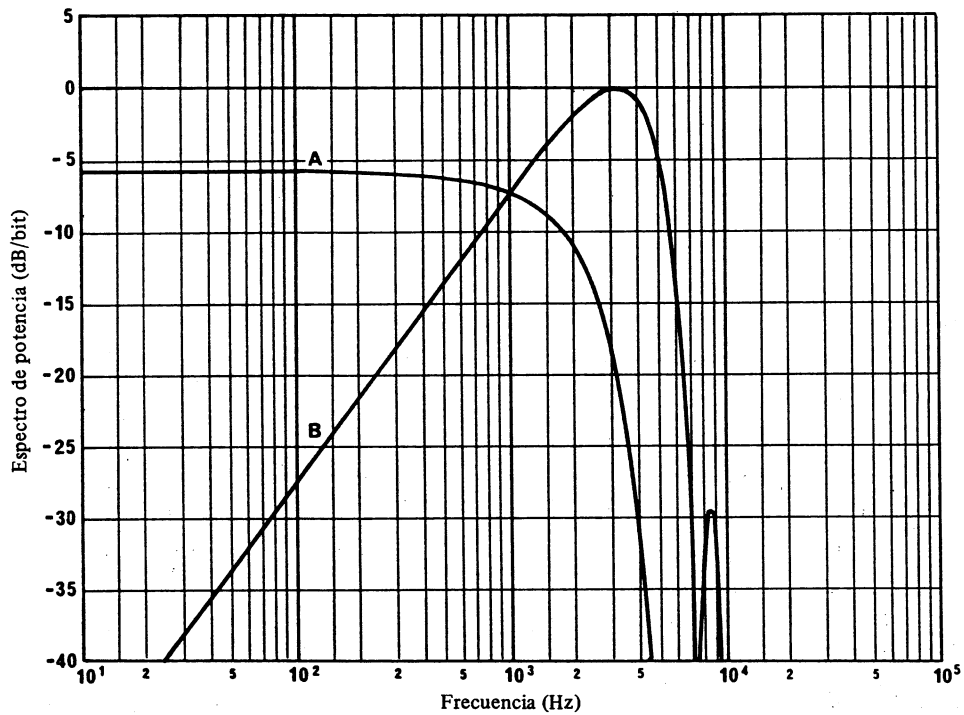


FIGURA 6 – Espectros de potencia de la banda de base filtrada

Curvas A: Espectro de la banda de base

B: Señal MDMG filtrada (MDMG)

Datos y MDMG

Velocidad de datos: 4800 bit/s

MDMG: 2400 Hz/4800 Hz

$B_b T$: anchura de banda normalizada del filtro de premodulación

$B_b T = 1$

$B_b T$ de la banda de base = 1/2

La E_b/N_0 necesaria para la BER especificada de 10^{-3} en función de B_bT^* se estima teóricamente en condiciones exentas de desvanecimiento como se muestra en la fig. 7, donde la señal MDMG está demodulada por detección ortogonal coherente o detección de máxima probabilidad con decodificación diferencial. Los resultados medidos con detección ortogonal coherente se indican en la misma figura. Las degradaciones E_b/N_0 de la MDMG ($B_bT = 0,25$) con detecciones ortogonal coherente y de máxima probabilidad a partir de modulación ideal por desplazamiento de fase binaria o cuaternaria son de 1,5 dB y 0,7 dB, respectivamente. Para MFM la degradación teórica con respecto a la modulación MDP de 2 ó 4 estados ideal de un detector de filtro y muestra es de 1 dB de no adoptarse la decodificación diferencial [Murota e Hirade, 1981; Muilwijk, 1979].

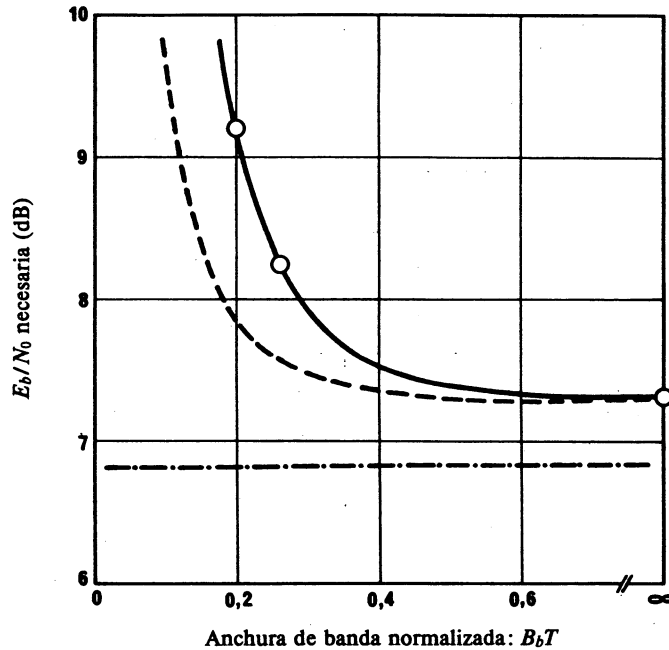


FIGURA 7 - E_b/N_0 necesaria en función de B_bT

- : detección ortogonal coherente con decodificación diferencial
- : detección de máxima probabilidad con decodificación diferencial
- : detección ortogonal coherente ideal
- : resultados medidos para MDMG con detección ortogonal coherente
- P_e : proporción de bits erróneos (BER) = 10^{-3} sin desvanecimiento
- B_bT : anchura de banda normalizada del filtro de paso bajo gaussiano de premodulación
- E_b/N_0 : potencia de la señal por bit/densidad de potencia de ruido

* B_bT es la anchura de banda normalizada del filtro a 3 dB.

La fig. 8 muestra el factor de anchura del espectro F en función de B_bT en que α relaciona la potencia de la señal recibida y la distancia entre las estaciones de base y móviles [Murota e Hirade, 1981]. El valor mínimo de F obtenido corresponde a $B_bT = 0,25$, independientemente del valor de α y de la aplicación de la diversidad. Para lograr la máxima eficacia de utilización del espectro en el servicio móvil terrestre digital puede ser conveniente adoptar la MDMG con $B_bT = 0,25$ [Murota y otros, 1981]. Para MFM el factor de separación del espectro, F , es aproximadamente igual al correspondiente a MDMG con $B_bT = 0,25$. El proceso no lineal de la modulación de frecuencia ensancha considerablemente el espectro, como se muestra en la fig. 6.

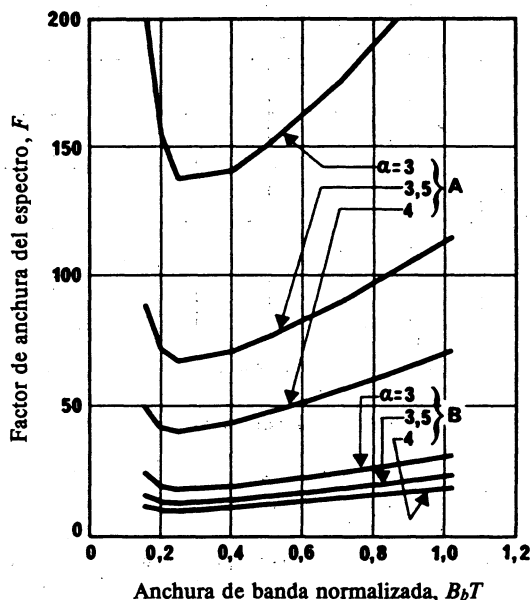


FIGURA 8- Factor de anchura del espectro de la MDMG

A: sin diversidad
B: diversidad de relación máxima

Además de la MFM y de la MDMG, existen otras técnicas de modulación digital adecuadas para las radiocomunicaciones móviles terrestres, como la MF cuadrivalente [Akaiwa y otros, 1981] y la MDP-4 con bucle de enganche de fase [Honma y otros, 1980]. También existen y son adecuados la modulación de fase digital [Maseng, 1985], la modulación 12PM3 [Quacchia y otros, 1988] y otros tipos de modulación de fase continua (CPM) [Anderson y otros, 1986] y métodos transparentes de tono en banda [Bateman y otros, 1984].

La calidad de transmisión viene determinada no sólo por la técnica de modulación sino también por la técnica de demodulación. En [Svensson y otros, 1986] y [Elnoubi, 1987 y 1988] se indican formulaciones de la proporción de bits erróneos con detección diferencial y por discriminador de la CPM en un entorno con desvanecimiento, y en [Kaleh, 1989], con detección coherente diferencial.

3.3.3 Esquemas de Trellis de modulación/codificación

Combinando modulación y codificación, tales como modulaciones con codificación de Trellis, se puede obtener un comportamiento mejorado en los canales con desvanecimiento.

3.3.4 Separación de frecuencia entre canales

En aquellos casos en que han de coexistir sistemas digitales y analógicos de radiocomunicaciones móviles, los requisitos en materia de interferencia de canal adyacente del sistema analógico pueden limitar la velocidad binaria máxima de transmisión de los sistemas digitales [Constantinou y Towajj, 1981].

El factor predominante en cuanto a la separación de canales es el comportamiento de la interferencia de canal adyacente; en el Cuadro I se presentan los niveles de interferencia de canal adyacente para diversos esquemas y velocidades de modulación.

CUADRO I – Niveles de interferencia de canal adyacente, expresados en términos de relación ND/D (dB), medidos por el método especificado por la CEPT

		Separación entre canales				
		12,5 kHz	20 kHz		25 kHz	
		Desviación	Desviación		Desviación	
		±1,2 kHz	±1,2 kHz	±3,0 kHz	±1,2 kHz	±3,0 kHz
Modulación de subportadora	MDF a 600 bit/s	76	> 90	> 90	> 90	> 90
	MDMG a 1200 bit/s	76	> 90	> 90	> 90	> 90
	MDMG a 2400 bit/s	72	> 90	> 90	> 90	> 90
	MDMG a 4800 bit/s	55	> 90	60	> 90	78
MF directa	4800 bit/s	76	> 90	> 90	> 90	> 90
	9600 bit/s	53 ⁽¹⁾	67 ⁽¹⁾	No disponible	76 ⁽¹⁾	No disponible

ND/D : Relación «señal no deseada/señal deseada».

(¹) Desviación de ± 2,4 kHz.

La fig. 9 muestra el comportamiento de la interferencia de canal adyacente cuando las señales deseada y no deseada son digitales. Cuando la diferencia de frecuencias normalizada (cociente entre la diferencia de frecuencias y la velocidad binaria de transmisión) es 1,5, la relación de niveles «señal no deseada/señal deseada» (ND/D) es del orden de 45 dB.

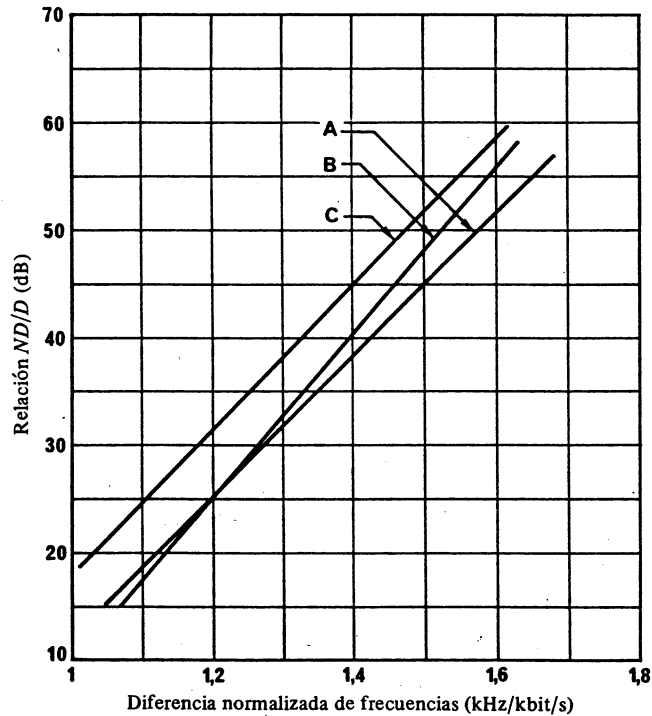


FIGURA 9 – Comportamiento de la interferencia de canal adyacente

- Señal deseada (D): El nivel D corresponde a una $BER = 1 \times 10^{-2}$. La señal está modulada con una secuencia pseudoaleatoria de nueve etapas.
- Señal no deseada (ND): El nivel ND corresponde a una $BER = 1 \times 10^{-2}$ cuando el nivel de la señal deseada es 3 dB superior al nivel D . La señal está modulada con una secuencia pseudoaleatoria de quince etapas.
- Modulación: Las señales deseada y no deseada están moduladas como sigue:
- A: MDMG;
 - B: MF cuadrivalente;
 - C: MDP-4 con bucle de enganche de fase.

En la fig. 10 se muestra el comportamiento de la interferencia de canal adyacente, cuando la señal deseada es una señal digital y la señal no deseada es una señal analógica en MF. A la diferencia de frecuencias normalizadas de 1,5, el valor de ND/D es superior a 60 dB cuando la señal analógica en MF se modula con un tono de 1 kHz, y aproximadamente a 40 dB cuando la señal analógica en MF está modulada con una señal de vocal artificial.

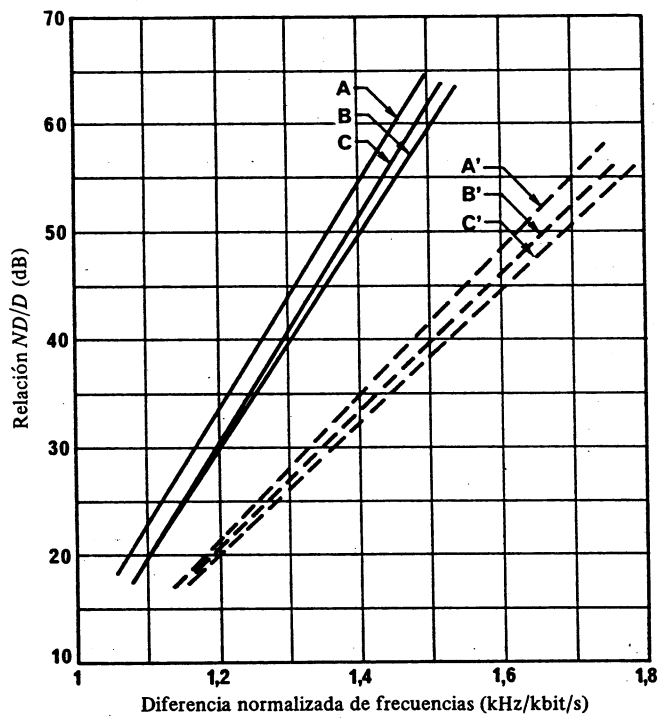


FIGURA 10- *Comportamiento de la interferencia de canal adyacente*

- Señal deseada (D):** El nivel *D* corresponde a una BER = 1×10^{-2} . La señal está modulada con una secuencia pseudoaleatoria de nueve etapas.
- Señal no deseada (ND):** El nivel *ND* corresponde a una BER = 1×10^{-2} cuando el nivel de la señal deseada es 3 dB superior al nivel *D*. La señal está modulada con:
- un tono de 1 kHz para una desviación de frecuencia de 1 kHz (A, B, C);
 - una señal de voz artificial especificada en la Recomendación G.227 del CCITT (A', B', C').
- Modulación:** La señal deseada está modulada como sigue:
- A y A': MDMG;
 - B y B': MF cuadrivalente;
 - C y C': MDP-4 con bucle de enganche de fase.
- La modulación de la señal no deseada es MF analógica.

La fig.11 muestra el comportamiento de la interferencia de canal adyacente cuando la señal deseada es una señal analógica en MF y la señal no deseada es una señal digital. Para la diferencia de frecuencia normalizada 1,5, el valor de ND/D es aproximadamente 50 dB.

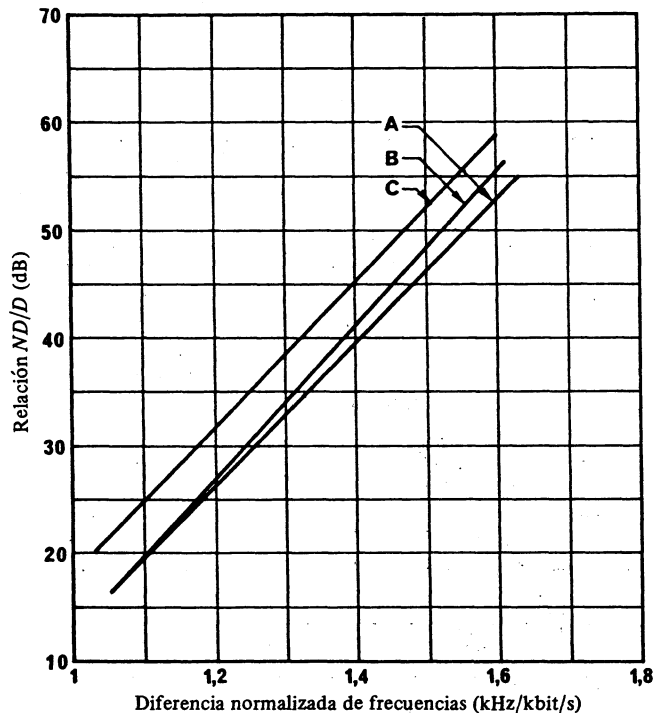


FIGURA11 - Comportamiento de la interferencia de canal adyacente

- Señal deseada (D): El nivel D corresponde a un SINAD = 12 dB. La señal está modulada con un tono de 1 kHz para una excursión de frecuencia de 1,5 kHz.
- Señal no deseada (ND): El nivel ND corresponde a un SINAD = 12 dB cuando el nivel de la señal deseada es 3 dB superior al nivel D . La señal está modulada con una secuencia pseudoaleatoria de 15 etapas.
- Modulación:
- A: MDMG;
 - B: MF cuadrivalente;
 - C: MDP-4 con bucle de enganche de fase.

Estos resultados sugieren que la separación de canales debe determinarse en base a un valor igual a 1,5 veces la velocidad binaria de transmisión, separación convencional entre canales, y a las condiciones de tolerancia de deriva de la portadora.

Además, las interferencias de canal adyacente de los sistemas CPFSK [Andrisano y otros, 1988] ponen de manifiesto la necesidad de elegir valores adecuados para la excursión máxima de frecuencia a fin de compensar los efectos combinados de la interferencia cocanal y la interferencia de canal adyacente. Al aumentar el desplazamiento de frecuencia, aumenta de manera gradual la conveniencia de utilizar modulación suavizada con lóbulos laterales menores [Rhodes y otros, 1987]. Sin embargo, para desplazamientos pequeños de frecuencia próximos a la mitad de la velocidad binaria, la MDP4 supera a los otros métodos debido a que su lóbulo principal es más estrecho.

3.4 Técnicas de banda ancha

3.4.1 *Función de correlación de la separación de frecuencias*

La calidad de funcionamiento de un sistema digital de comunicaciones por canales radioeléctricos móviles terrestres resulta afectada, entre otras cosas, por la anchura de banda de coherencia [Bello y Nelin, 1963; 1964] sobre la cual están correlacionadas estadísticamente las variaciones aleatorias del canal. El valor de la correlación, que define la anchura de banda de coherencia B_c , es función de la forma del símbolo transmitido y de la técnica de modulación utilizada.

Se calculó una función de distribución acumulativa para la anchura de banda de coherencia a partir de funciones de correlación de la separación de frecuencia, de datos recogidos durante experimentos efectuados en la banda de radiocomunicaciones móviles de 900 MHz en el casco urbano de Ottawa (Canadá) [Bultitude, 1983, 1989]. Para estos cálculos, se definió la anchura de banda de coherencia como la anchura de banda a la que la envolvente de la función de correlación de la separación de frecuencia caía por debajo del valor de 25%. Como las funciones de correlación calculadas eran asimétricas respecto del centro de la anchura de banda de medición, en los cálculos de la distribución se utilizaron los valores mínimos de anchura de banda positiva y negativa para cada medición del canal. Al representar la función en papel probabilístico se encontró que estaba constituida aproximadamente por tramos lineales, con un incremento notable de la pendiente para anchuras de bandas superiores a 8 MHz [Figura 14 del Informe 903-1 del Volumen VIII-1 (Dubrovnik, 1986)]. Las anchuras de banda de coherencia eran de 0,8 MHz, 2,8 MHz, 7,5 MHz y 9 MHz, con 90, 50, 30 y 10 puntos percentilo de la distribución respectivamente. La disminución de la correlación a través de una anchura de banda de canal se debe a la dispersión en el tiempo. Puede considerarse que la interferencia entre símbolos en un sistema digital que funcione en un canal sería insignificante en una ciudad similar a Ottawa para los porcentajes mencionados de zona urbana si las anchuras de banda de transmisión fueran inferiores al 2,5% de las anchuras de banda dadas. Sin embargo, los sistemas pueden diseñarse de manera que incluyan igualación, diversidad u otras características, para contrarrestar o aprovechar la dispersión en el tiempo.

Para una determinada forma del impulso de señalización, la influencia de la interferencia entre símbolos en las probabilidades de error media y mínima irreducible se caracteriza por la dispersión cuadrática media normalizada debida a la propagación por trayectos múltiples [Garber, 1988].

En [Bultitude, 1989] hay datos adicionales para canales de radiocomunicaciones móviles urbanas microcelulares a 910 MHz. La relación entre la característica de retardo debida a la propagación multitrayecto y la proporción de bits erróneos depende del esquema de modulación que se utilice [Takechi y otros, 1988]. La proporción de bits erróneos con modulación por desplazamiento de fase doble [Ariyavitakul y otros, 1987] es considerablemente menor que la de la MDPB convencional.

La utilización de técnicas avanzadas de ecualización, como estimador de secuencia con probabilidad máxima, implantadas de forma adaptativa, proporciona una notable mejora en las características de un canal multitrayecto dispersivo [D'Avella y otros, 1989].

4. Transmisión de datos por canales telefónicos analógicos

4.1 Introducción

Esta parte trata de la transmisión de datos por canales radioeléctricos móviles diseñados originalmente para telefonía analógica, tanto cuando está destinada a brindar nuevos servicios en el marco de los sistemas de despacho*, tales como la llamada selectiva digital y la información de la situación o para una transmisión de extremo a extremo en el caso de los sistemas que se hallan interconectados a la red telefónica pública con conmutación.

4.2 Introducción de servicios de telemática

Conviene que las unidades móviles que se hallan interconectadas a la red telefónica pública con conmutación estén en condiciones de efectuar la transmisión y recepción de servicios tales como videotex, télex y facsímil.

Se requieren, empero, mayores estudios con objeto de:

- reducir a niveles aceptables la proporción de errores causados por el desvanecimiento, el ruido del encendido y la interferencia en el mismo canal;
- determinar que los protocolos definidos por las Recomendaciones pertinentes del CCITT pueden utilizarse efectivamente en los sistemas radioeléctricos móviles, en el caso tanto de vehículos inmóviles como en movimiento;
- lograr que la transmisión de mensajes de datos se complete en el mínimo de tiempo posible de ocupación de canal.

4.3 Interfaz de los terminales de datos con el equipo radioeléctrico móvil

El problema principal es la especificación adecuada del interfaz entre el dispositivo de datos y el equipo radioeléctrico móvil convencional que se ha diseñado primordialmente para las comunicaciones vocales, pero que, con las modificaciones convenientes, puede resultar apropiado para la transmisión de datos.

4.3.1 Restricciones impuestas por los circuitos telefónicos a la velocidad de datos

Actualmente se utilizan en Canadá velocidades de bits de hasta 3600 bit/s para la transmisión por los canales existentes del servicio móvil terrestre en ondas métricas (30 kHz de separación entre canales) y decimétricas (25 kHz de separación entre canales). Un método de transmisión consiste en la utilización del código Miller [Lindsey y Simon, 1973] con sistemas de subportadoras MF que pasan a través de los circuitos de tratamiento de la señal vocal (preacentuación/desacentuación). Se utilizan circuitos de igualación adecuados para hacer mínima la posibilidad de interferencia entre símbolos que de otra forma reduciría drásticamente las velocidades efectivas de transmisión de datos [Constantinou y Towaij, 1981].

Hay un método para la transmisión de datos por canales telefónicos a 1200 bit/s que utiliza un sistema de modulación de la subportadora llamado MDFR, con transmisión de un «1» lógico por un ciclo de una onda sinusoidal de 1200 Hz y de un «0» lógico por un ciclo y medio de una onda sinusoidal de 1800 Hz. Este sistema se utiliza en el FMS (sistema de transmisión de mensajes sobre situación utilizado por la policía de la República Federal de Alemania), en el ZVEI (sistema de llamada selectiva digital de la República Federal de Alemania) y en otros sistemas.

En el punto 6 se describe la proporción de errores en este sistema de modulación. La generación y demodulación de la señal de datos puede efectuarse con un solo microprocesador [Stein y Gibson, 1981].

Para conseguir velocidades binarias altas puede ser necesario modificar los circuitos telefónicos o soslayarlos de modo que la señal subportadora de datos se aplique directamente al modulador y se extraiga directamente del demodulador.

4.3.2 Método de modulación y codificación

El interfaz del equipo radioeléctrico móvil debe ser transparente al método de submodulación y a la codificación. Quizá puedan derivarse ciertos beneficios del empleo de normas, tales como las Recomendaciones del CCITT, elaboradas para aplicaciones con líneas de hilos pero es necesario un estudio más detallado para asegurar que esas normas pueden aplicarse en la práctica a los canales radioeléctricos móviles. El método de submodulación que se elija debiera resultar aplicable a todos los eventuales tipos de modulación radioeléctrica (MF, MP, MA y, de ser posible, a la BLU).

4.3.3 Señales de control

Habida cuenta de que muchos usuarios comparten el mismo canal radioeléctrico, habrá necesidad de inhibir la transmisión de datos cuando ese canal esté ocupado. Ello exige, por tanto, el envío de una señal de detección de portadora (COR) desde el receptor con objeto de inhibir el modem de datos.

* Sistema de radiocomunicación utilizado para dirigir el movimiento de un conjunto de estaciones móviles, tales como aviones, taxis, policía, etc.

El tiempo de retardo entre la aplicación de la señal de encendido del transmisor (PTT) y la recepción de la señal COR en el receptor puede variar considerablemente (entre 10 y 200 milisegundos). Los modems de datos necesitan por tanto actualmente retardos seleccionables que reducen la eficacia. Ello podría evitarse si se fijase el retardo máximo en un nivel razonablemente realizable (por ejemplo, de 10 milisegundos).

4.3.4 Interfaz entre el modem de datos y el equipo radiocelétrico

Son importantes las siguientes características:

- espectro de la señal transmitida para la excursión de cresta;
- características de desacentuación de los datos;
- anchura de banda y velocidad de datos;
- impedancias y niveles de las señales;
- proporción de errores no detectados;
- gama de los tiempos de activación del transmisor;
- tiempo de adquisición de la sincronización del modem;
- señales de control (transmisor activado, silenciador, bloqueo).

4.3.5 Ecualizadores de decisión con retransmisión

En [Korn, 1987] se analiza el comportamiento del esquema bipolar de la Recomendación 623. En el caso de señalización binaria aplicada directamente a un modulador MF, es posible que haga falta un igualador de detección de errores con petición de repetición [Adachi, 1987; 1988] para compensar la componente de corriente continua de la señal binaria.

4.4 Integración de señales analógicas vocales y de datos

En Canadá se han efectuado estudios analíticos y de simulación sobre la integración de señales analógicas vocales y de datos, transmitiendo paquetes de datos en el tiempo libre entre llamadas vocales consecutivas o, alternativamente, en todos los intervalos de tiempo muerto de una conversación vocal. En los canales telefónicos del servicio público móvil de Montreal la fracción de tiempo durante la que el locutor del servicio móvil está en silencio llega hasta aproximadamente el 70% [Cohen y Haccoun, 1980].

Los estudios de simulación de tráfico [DaSilva y otros, 1980; Callendar, 1981] revelan que es posible utilizar la mayor parte de este tiempo muerto para la transmisión de paquetes de datos.

Se necesitan ulteriores estudios para investigar la inteligibilidad de la voz, el caudal de paquetes y el retardo medio, el diseño de equipo como detectores vocales y circuitos de adquisición rápida y los problemas causados por las perturbaciones en los canales como desvanecimiento e interferencia cocanal.

5. Codificación digital de la palabra

5.1 Introducción

Este punto se refiere a la transmisión digital de telefonía por un canal digital.

5.2 Calidad de los sistemas digitalizados de transmisión de la palabra

5.2.1 Codificación de la palabra

En las radiocomunicaciones móviles es conveniente utilizar codificación de la palabra a baja velocidad binaria para conseguir una buena utilización del espectro de frecuencias. Aunque técnicas como la MDA (Modulación Delta Adaptativa), la MIC-DA (Modulación por Impulsos Codificados Diferencial Adaptativa), la APC-AB (Codificación predictiva adaptativa con asignación adaptativa de bits), la PARCOR (Autocorrelación Parcial) y la SBC (Codificación de Sub-banda) pueden ser adecuadas, es necesario estudiar su calidad en un canal con desvanecimiento. La calidad dependerá también de otros factores, como los métodos de sincronización y los métodos de corrección de errores (parcial o global) que en su caso se utilicen junto con el codificador de la palabra.

Se ha diseñado una técnica especial de codificación RPE-LTP (predicción lineal con excitación por impulsos regulares y predicción a largo plazo) para obtener una resistencia a los errores de transmisión y una calidad cercana a la de la RTPC [Natvig y de Brito, 1987].

5.2.2 Utilización de sistemas digitalizados de transmisión de la palabra

En Estados Unidos de América, están funcionando satisfactoriamente sistemas de transmisión digitalizada de la palabra dentro de los límites de una asignación de canal de 25 kHz. Estos sistemas utilizan una velocidad de datos de 12 kbit/s con una excursión de frecuencia de ± 4 kHz.

A partir de mediciones efectuadas en Estados Unidos utilizando pruebas vocales se deduce que estos sistemas tienen una inteligibilidad comparable a la de los sistemas MF convencionales.

Se ha encontrado que la sensibilidad de los receptores que utilizan esta modulación es inferior en 6 a 8 dB a la de un receptor analógico que acepta emisiones normales de la clase 16K0F3E.

Las figs.12 y 13 muestran una comparación entre las notas de opinión media para la transmisión vocal analógica MF y la transmisión vocal digital utilizando MDMG con detección coherente y un codec MDA de 16 kbit/s, con separación clásica de canales de 25 kHz [Kinoshita y otros, 1984]. Estas figuras demuestran que la transmisión vocal digital será aplicable en algunos sistemas que requieren alta seguridad, pero a expensas de una degradación de la calidad.

En la fig.12 se indican igualmente las notas medias de opinión para transmisión digital de la palabra utilizando la detección mediante un discriminador para MDMG [Hirono y otros, 1984] con un codec APC-AB a 16 kbit/s y un Vocoder a 2,4 kbit/s. Un sistema APC-AB a 16 kbit/s consigue una calidad comparable a un sistema analógico en MF. Un sistema de Vocoder a 2,4 kbit/s proporciona aproximadamente la misma calidad que un sistema MDA a 16 kbit/s y resulta adecuado para las comunicaciones de banda estrecha.

El códec RPE-LTP funciona a 13 kbit/s y a dicha velocidad binaria su calidad en términos de la nota media de opinión está entre 4 y 4,3 para buenas condiciones de transmisión. Los experimentos mediante pruebas subjetivas [Natvig, 1988] realizados en diversos países muestran que al promediar en una gran variedad de condiciones de prueba, incluyendo la inserción de errores aleatorios con una BER de 10^{-3} y 10^{-2} , la calidad del RPE-LTP era mejor que la del sistema de referencia MF analógico (la diferencia de la nota media de opinión era mayor de 1,5). Durante el diseño de un sistema particular utilizando el códec RPE-LTP se vio que era necesario proteger únicamente el 70% de los bits producidos por el códec con una técnica de codificación de canal apropiada.

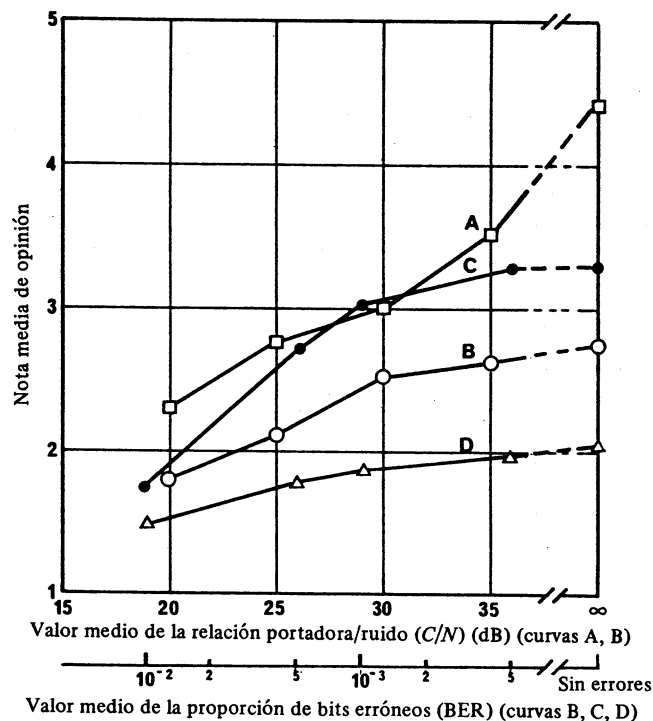


FIGURA 12- Comparación entre la transmisión telefónica analógica y digital; resultado para ruido térmico

- Curvas A: transmisión analógica MF
Excursión: 3,5 rad/1 kHz
- B: transmisión digital MDMG con detección coherente
MDA a 16 kbit/s
- C: transmisión digital MDMG con detección por discriminador
APC-AB a 16 kbit/s
- D: transmisión digital MDMG con detección por discriminador
Vocoder a 2,4 kbit/s

Velocidad de desvanecimiento: 20 Hz

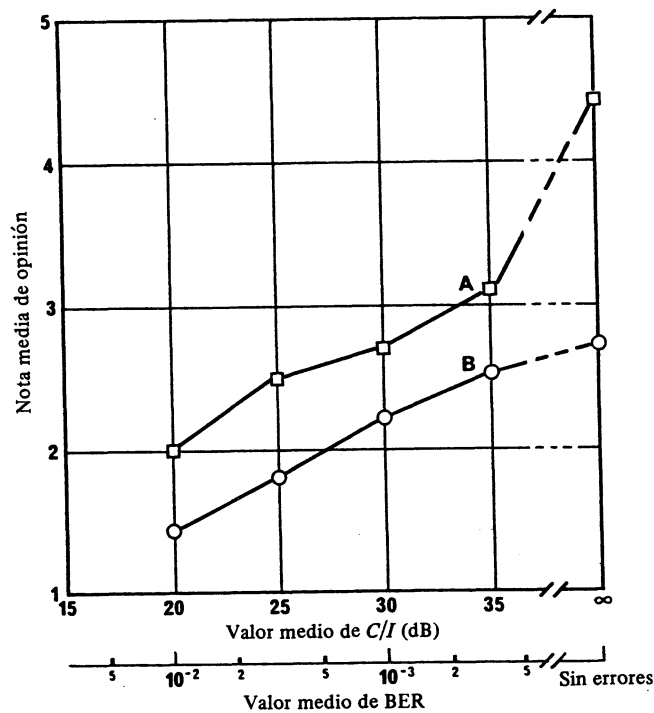


FIGURA 13 – Comparación de las transmisiones vocales digital y analógica; resultados para la interferencia cocanal

Curvas A: transmisión analógica MF
Excursión: 3,5 rad./1 kHz

B: transmisión digital MDMG con detección coherente
ADM a 16 kbit/s

Frecuencia de desvanecimiento: 20 Hz

5.3 Secreto de la comunicación

Pueden conseguirse distintos niveles de secreto empleando técnicas de secreto disponibles comercialmente. Seguidamente se facilita una clasificación relativa de estos diferentes sistemas, según el orden creciente de dificultad para desvelar el secreto:

- lenguaje claro con código verbal;
- enmascaramiento por ruido de la transmisión analógica de la palabra;
- inversión de las frecuencias de la transmisión analógica de la palabra;
- saltos de frecuencia;
- transmisión digital de la palabra;
- división de la banda de transmisión analógica de la palabra con código alternante;
- mezclador digital lineal de la palabra;
- transmisión digital no lineal de la palabra.

5.4 Limitaciones en la emisión del transmisor

En Estados Unidos de América, el incremento de la utilización de la transmisión de la palabra con señales digitales ha acelerado la adopción de normas de emisión uniformes para los sistemas radioeléctricos móviles digitales y analógicos de los servicios móviles privados. El principio en que se basan estas técnicas es restringir las señales radioeléctricas digitales a las mismas anchuras de banda de emisión requeridas para las señales analógicas de transmisión de la palabra, puesto que ambos tipos de señales deben ocupar y compartir los mismos espacios de canal.

En consecuencia, resulta necesario revisar las Recomendaciones e Informes del CCIR existentes para asegurarse de que se recogen convenientemente las limitaciones de emisión necesarias para el funcionamiento de los sistemas de voz digitalizada dentro de la anchura de banda ocupada por una señal analógica equivalente.



5.5 Eficacia del modo datos frente a telefonía

Los mensajes telefónicos típicos se transmiten a una velocidad aproximada de 150 palabras/minuto [Kelly y Ward, 1973]. En forma de caracteres codificados, esta velocidad corresponde a una velocidad de datos de unos 90 bit/s (sobre la base de 6 caracteres/palabra y 6 bits/carácter).

Las velocidades de bits de los sistemas de mensajes de datos disponibles actualmente, rebasan substancialmente la velocidad de mensaje telefónico equivalente de 90 bit/s. Tales transmisiones incluyen también normalmente la identificación del transmisor con cada mensaje lo que mejora mucho la eficacia en comparación con la telefonía.

Los factores de mejora (en la utilización del tiempo de transmisión) pueden variar entre 5 y 15 según sean los detalles del diseño del sistema, los efectos de propagación, los requisitos de retransmisión y las demoras de interrogación secuencial [Parness, 1975].

6. Señalización y supervisión en sistemas telefónicos públicos del servicio móvil

6.1 Introducción

Este punto trata de los diferentes aspectos de la transmisión de datos para establecer y supervisar las llamadas telefónicas y las asignaciones de canales en los sistemas telefónicos públicos del servicio móvil.

6.2 Canal de transmisión y técnicas de modulación

Conviene tener en cuenta los siguientes parámetros, si corresponde, al elegir la técnica de modulación y la velocidad de datos:

- anchura de banda disponible;
- anchura de banda ocupada de la señal de datos modulada;
- tolerancia a la distorsión de retardo de grupo;
- tolerancia a la desviación de frecuencia;
- tolerancia a la interferencia (es decir, ruido impulsivo, desvanecimiento).

Los canales telefónicos que enlazan la central telefónica con las estaciones radioeléctricas de base repercuten principalmente en la señalización de datos porque introducen distorsión de atenuación, distorsión de retardo de grupo y desviación de frecuencia debida al uso de sistemas de corrientes portadoras en frecuencias vocales.

6.2.1 En el sistema nórdico telefónico móvil (NMT), se ha observado que la anchura de banda disponible del canal de transmisión, consistente en un canal radioeléctrico MF de 25 kHz (16K0F3E), es aproximadamente de 2200 Hz (500-2700 Hz). Fue elegido para ese sistema un método de modulación de subportadora con velocidad de transmisión de datos a 1200 bit/s y modulación por desplazamiento rápido de frecuencia («fast frequency shift keying») (FFSK).

Se han efectuado mediciones en el sistema nórdico telefónico móvil (NMT), habiéndose obtenido desviaciones totales de frecuencia inferiores a ± 5 Hz.

6.2.2 En el servicio telefónico móvil perfeccionado (AMPS) de Estados Unidos de América, se utiliza un canal radioeléctrico de 30 kHz (30K0F3E) y se elige una velocidad de transmisión de datos de 10 kbit/s en canales exclusivos con una excursión de frecuencia de cresta de ± 8 kHz. Se emplea la modulación binaria directa por desplazamiento de frecuencia (MDF) de la portadora con detección por discriminador (40K0F9X).

El AMPS, transmite datos por un canal digital totalmente especializado denominado canal de «establecimiento», utilizado para funciones de radiobúsqueda y acceso y asimismo, transmite datos por el canal de conversión (telefónico), una vez establecida la comunicación. En este caso el canal telefónico se interrumpe o se deja «en blanco» y la transmisión se efectúa mediante una «ráfaga» que no dura más de 100 milisegundos. Este mensaje «espacio-ráfaga», se utiliza para efectuar una modificación de la frecuencia de canal en la unidad móvil con objeto de realizar la «transferencia» conforme el móvil se desplaza de la zona de cobertura de una celda a otra.

6.2.3 En el sistema radiotelefónico público del servicio móvil terrestre del Japón se utiliza un canal radioeléctrico MF de 25 kHz (16K0F3E). Se ha seleccionado una velocidad de transmisión de datos de 300 bit/s con una desviación de cresta de $\pm 4,5$ kHz, a fin de dar prioridad a la fiabilidad de la señalización. El sistema utiliza MF equivalente con detección de discriminador, ya que los circuitos del módem se utilizan para señales vocales y de datos.

6.3 Codificación

Para la elección de la codificación en los sistemas públicos móviles ha de tenerse en cuenta la necesidad de establecer llamadas telefónicas fiables con la mayor rapidez posible. También debe tenerse en cuenta el espectro de energía. Ello suele dar lugar a diferentes requisitos de codificación para las transmisiones de datos, la señalización y la supervisión del servicio telefónico móvil que los utilizados en los sistemas radioeléctricos de despacho o para los servicios telemáticos.

6.3.1 Para el NMT, se ha elegido un código convolucional porque permite longitudes arbitrarias de mensajes y la decodificación continua de los mensajes, y puede aplicarse bastante directamente. Los códigos de convolución están caracterizados por la longitud máxima de las ráfagas que pueden corregirse y el espacio sin errores necesario entre dos ráfagas (espacio de guarda).

En el NMT se ha elegido una capacidad de corrección de ráfagas de 6 bits, y el espacio de guarda es de 19 bits cuando se emplea el código Hagelbarger. Este código se ha revelado óptimo para el NMT por cuanto se refiere a la relación entre la capacidad de corrección de ráfagas de errores y el espacio de guarda [Hagelbarger, 1959].

6.3.2 Para el sistema AMPS, se ha adoptado un código bifásico (Manchester). Esta transmisión de datos da lugar a una cresta en el espectro de potencia muy por encima de la banda telefónica, separación que constituye una ventaja en un sistema que transmite por el mismo canal señales telefónicas y datos de señalización.

Para combatir las ráfagas de errores causadas por el desvanecimiento por trayectos múltiples, se codifican todos los mensajes en datos digitales y se repiten varias veces en la fuente. La codificación utilizada en todos los canales radioeléctricos es un código Bose-Chaudhuri-Hocquenghem (63 : 51) acortado.

En los canales de establecimiento hacia adelante (estación de base-estación móvil), todos los mensajes de datos están entrelazados, codificados y repetidos 5 veces y se hace uso en el receptor de una elección por mayoría bit a bit de 3 entre 5 para determinar el mensaje detectado mejor estimado, que ha de enviarse al decodificador. En el modo espacio-ráfaga por el canal telefónico, los mensajes de datos se repiten 11 veces en la dirección hacia adelante y sólo 5 en la dirección inversa utilizando una elección por mayoría bit a bit en ambos casos. La primera razón de la diferencia entre 11 y 5 en las repeticiones del mensaje, es que el mensaje de la base al móvil se envía normalmente en condiciones de relación S/I pobre y se considera una función crítica, ya que el resultado de la interpretación falsa es una llamada mal transmitida [BSTJ, 1979].

6.3.3 Habida cuenta de la variación en la velocidad del móvil y de la longitud de los mensajes, el sistema japonés utiliza códigos en bloque para corregir errores aleatorios y transmisiones repetidas de señales de control para errores en ráfaga, a fin de limitar los errores causados por el desvanecimiento por trayectos múltiples. Asimismo, el efecto de diversidad derivado del empleo de una técnica de multitransmisión simultánea para el ajuste de canales aumenta la fiabilidad de la señalización.

Los códigos con corrección de errores son un BCH (63 : 51) acortado y un BCH (15 : 11) acortado que corrigen un error de un bit en una trama. Las transmisiones de señales de control se repiten dos veces en los canales de radiobúsqueda y cuatro veces en los canales de acceso y telefónicos. Se ha elegido un código Manchester, que tiene corriente no continua y redundancia de código, teniendo en cuenta las transmisiones por el canal radioeléctrico y a fin de impedir la señalización errónea debida a señales vocales.

6.4 Fiabilidad de la señalización

Para el NMT se ha revelado posible expresar los requisitos de fiabilidad de señalización en función del nivel de la señal de entrada en radiofrecuencia. Se ha establecido este requisito en: $\geq 0,9$ para niveles de entrada, ≥ 0 dB(μ V) de f.e.m. sin desvanecimiento y ≥ 10 dB(μ V) de f.e.m. con desvanecimiento.

A continuación aparecen los datos obtenidos a través de la experiencia de funcionamiento real de señalización con modulación por desplazamiento de frecuencia (MDF) a 1200 bits por segundo, código BCH acortado (63 : 45) de sólo detección de errores y una reducción de 12 dB en la potencia transmitida al efectuar la señalización hacia la estación móvil, en comparación con el nivel para las transmisiones telefónicas [Callendar, 1981].

Total de llamadas completadas con éxito en el periodo de muestra: 10 533.

CUADRO II

Número de retransmisiones	0	1	2	3	4	5	6
Número de llamadas	9619	615	175	64	30	24	6
Porcentaje	91,3	5,8	1,7	0,6	0,3	0,2	0,05

El protocolo de toma de contacto para la mayoría de estas llamadas supuso un mensaje de datos de la base a una estación móvil. No obstante, cada mensaje individual de datos puede repetirse, si es preciso, hasta seis veces.

Puesto que el 91,3% de estas llamadas no precisó retransmisión, se dedujo que, en esta aplicación con potencia de señalización reducida y sin corrección de errores sin canal de retorno (FEC), es suficiente un sistema simple con petición automática de repetición (ARQ) para el 8,7% de llamadas en las que se precisa retransmisión. Cabe esperar que la corrección de un simple error de bit en la unidad móvil reduzca significativamente el número de retransmisiones necesarias.

6.5 Principales características del sistema

Las principales características del sistema se muestran en el Informe 742.

7. Formatos para la transmisión de datos

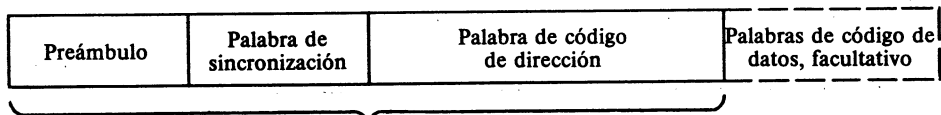
7.1 Introducción

Este punto contiene detalles de algunos de los formatos de datos que se están utilizando en el servicio móvil terrestre.

7.2 Formato — preferido en el Reino Unido

El formato en cuestión se prefiere para la llamada selectiva, los avisos de situación, los mensajes precodificados, la localización de vehículos, los sistemas de comprobación técnica y supervisión, la marcación directa, el control de sistemas de enlaces concentrados y los terminales móviles (impresores y unidades de visualización).

7.2.1 Definición del formato



Longitud mínima de transmisión: 96 bits

FIGURA 14 — *Formato*

7.2.1.1 *Preámbulo*

16 bits o más, «1010...10», y termina en un 0.

7.2.1.2 *Palabra de sincronización*

Cada mensaje comienza como sigue:

Bit N.º	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
Valor del bit	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1

(Se transmite primero el bit número 1).

FIGURA 15 - *Palabra de sincronización*

7.2.1.3 *Palabras de código*

Cada palabra de código es de 64 bits (incluidos los 16 bits de comprobación). Los mensajes breves comprenden sólo una palabra de código de dirección (que incluye algunos datos); los mensajes más largos comprenden una palabra de código de dirección seguida de palabras de código de datos.

7.2.1.4 *Palabra de código de dirección*

Bit N.º	1	2	8	9	48	49	64
Número de bits	1	7	40	16			
	«1»	identidad del usuario	direcciones + datos	bits de comprobación			

FIGURA 16 - *Estructura de la palabra de código de dirección*

Bits:

- 1: siempre un «1» para indicar que se trata de una palabra de código de dirección
 - 2-8: identidad del usuario
 - 9-20: identidad del destinatario (es decir, «destinado a»)
 - 21-32: identidad del expedidor (es decir, «procedente de»)
 - 33-48: datos
 - 49-64: bits de comprobación (véase el § 7.2.1.7)
- } facultativos

7.2.1.5 *Palabra de código de datos*

Tantas como se requiera para el mensaje.

Bit N.º	1	2	48	49	64
Número de bits	1	47	16		
	«0»	datos	bits de comprobación		

FIGURA 17 - *Estructura de la palabra de código de datos*

Bits:

- 1: siempre un «0» para indicar que se trata de una palabra de código de datos
- 2-48: datos
- 49-64: bits de comprobación (véase el § 7.2.1.7)

7.2.1.6 Juegos de caracteres

Se puede utilizar la codificación decimal codificada en binario (DCB) para las identidades del destinatario y del expedidor. Los juegos de caracteres para los mensajes usan codificación DCB para mensajes numéricos solamente y el código de datos ISO de 7 bits para mensajes alfanuméricos. Los caracteres se transmiten por orden de lectura y primero se transmite el bit menos significativo (b_1 en el código ISO).

7.2.1.7 Codificación y comprobación de errores

Los bits de información 1-48 son los coeficientes de un polinomio cuyos términos van desde x^{62} hasta x^{15} . Este polinomio se divide en módulo 2 por el polinomio generador $x^{15} + x^{14} + x^{13} + x^{11} + x^4 + x^2 + 1$. Los 15 bits de comprobación, es decir, los bits de palabra de código 49-63, corresponden a los coeficientes de los términos x^{14} a x^0 del polinomio obtenido como resto.

El bit de comprobación final de la palabra de código (bit 63) se invierte como protección contra un entramado incorrecto en el decodificador.

Se agrega un bit para disponer de un control de paridad par de la palabra de código de 64 bits completa.

7.2.1.8 Mensajes concatenados

La fig. 38 ilustra la forma de enviar varios mensajes en una sola transmisión.

7.2.2 Diseño del formato

Se eligió un código de detección de errores (que tiene una distancia de 5 bits) con preferencia a un código de corrección de errores por ser su calidad de funcionamiento adecuada y utilizar un decodificador sencillo y rápido.

El formato no se basa en un circuito silenciador accionado por datos que evita mensajes falsos inhibiendo la decodificación a niveles de señal bajos. Se obtiene una baja tasa de mensajes falsos sólo por codificación.

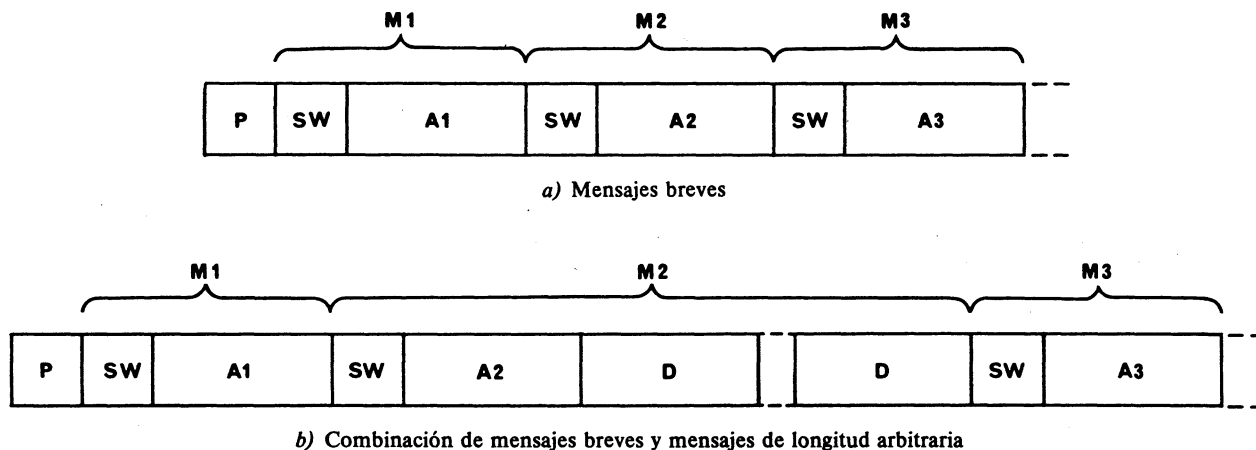


FIGURA 18 - Mensajes concatenados

P: preámbulo
 SW: palabra de sincronización
 A: palabra de código de dirección
 D: palabra de código de datos
 M: mensaje

7.2.2.1 Palabra de sincronización

El empleo de una palabra de sincronización es el método más eficaz de identificar el comienzo de cada mensaje, de establecer el entramado de la palabra de código y de garantizar una baja tasa de llamadas falsas por la inhibición de la decodificación de la palabra de código en el caso de elevadas proporciones de bits erróneos, sin necesidad de un circuito silenciador de señales.

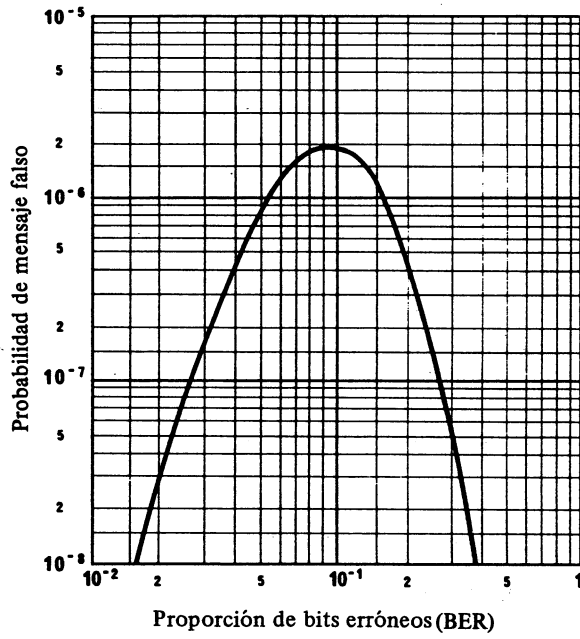


FIGURA 19 - Probabilidad de mensaje falso con una señal constante

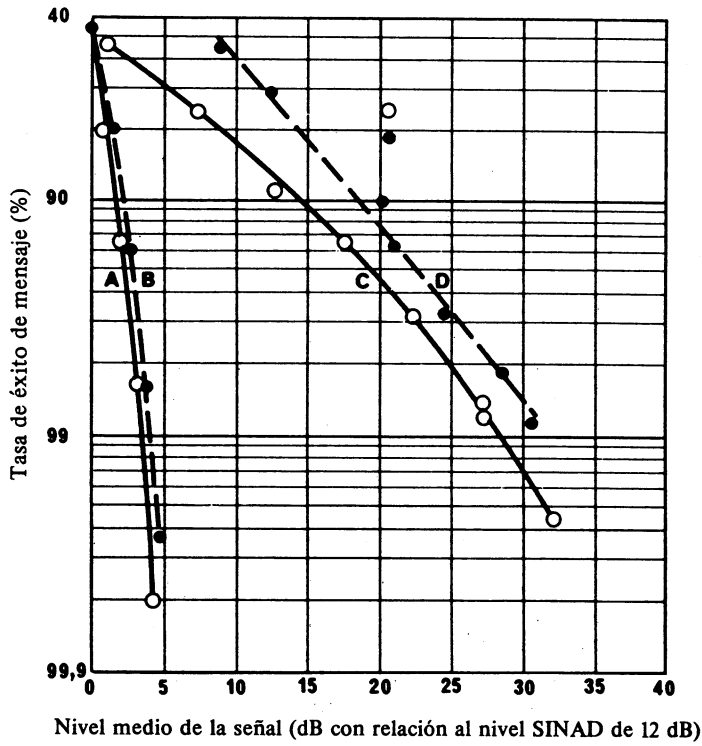


FIGURA 20 - Calidad de funcionamiento medida en condiciones prácticas

Todas las curvas: 1200 bit/s MDFFF

- A: estacionaria a 165 MHz, MF
- B: estacionaria a 465 MHz, MF
- C: en movimiento (50 km/h) a 165 MHz, MF
- D: en movimiento (50 km/h) a 465 MHz, MF

La palabra de sincronización debe satisfacer los criterios siguientes:

- debe tener una buena tasa de éxito, de modo que no se pierdan los mensajes que siguen;
- la tasa de éxito debe ser aproximadamente igual a la tasa de éxito de la decodificación de las palabras de código de dirección. Una palabra de sincronización adecuada es entonces una de 16 bits;
- debe tener buenas características de correlación cuando va precedida de preámbulo para que no se decodifique espuriamente durante éste, razón por la cual se utiliza una secuencia de 15 bits con un bit adicional;
- por último, debe brindar una seguridad considerable contra mensajes falsos.

7.2.2.2 Código de detección de errores

Con objeto de evitar mensajes falsos causados por entramados incorrectos, el formato utiliza un código complementario [Peterson y Weldon, 1972]. La inversión del bit final en la palabra de código es suficiente para que no aparezcan palabras de código válidas en presencia de entramado incorrecto en hasta 14 posiciones de bit.

Dado que una palabra de sincronización puede aparecer erróneamente al final de una palabra de código anterior, es necesario etiquetar las palabras de código de datos con una bandera de un bit a fin de diferenciarlas de las palabras de código de dirección.

7.2.2.3 Resultados con un nivel de señal constante

La probabilidad de mensaje fructuoso P_s y la probabilidad de mensaje falso P_f se han calculado para un nivel de señal constante, en forma de proporción de bits erróneos p , suponiendo que los errores son independientes.

La probabilidad de mensaje fructuoso es $P_s = (1 - p)^{80}$, lo que representa un 80% para una proporción de bits erróneos de $p = 2,8 \times 10^{-3}$.

La probabilidad de mensaje falso se ha calculado como la probabilidad de que los errores causen la decodificación de una palabra de código de dirección como si se tratara de otra palabra diferente.

$$P_f \approx P(0,s) \cdot P(\geq d,n) \cdot 2^{-r} \quad (1)$$

$P(0,s)$ es la probabilidad de que la palabra de sincronización de s bits ($s = 16$) se reciba sin errores. Para errores independientes $P(0,s) = (1 - p)^{16}$.

$P(\geq d,n) \cdot 2^{-r}$ es la expresión convencional para la tasa de llamadas falsas de un código cíclico [Lucky y otros, 1968], siendo d = distancia mínima del código ($d = 5$), n = longitud de la palabra de código ($n = 63$) y r = número de bits de comprobación en una palabra de código ($r = 15$). $P(\geq d,n)$ es la probabilidad de que una palabra de n bits contenga d errores o más.

Para errores independientes:

$$P(\geq d,n) = \sum_{i=d}^n \binom{n}{i} p^i (1-p)^{n-i}$$

Como el código garantiza la detección de todos los errores en número impar, $P(\geq d,n)$ se evalúa para errores en número par solamente (i = número entero par).

P_f se representa en la fig. 39 que muestra que la probabilidad de mensaje falso es menor que 2×10^{-6} por mensaje transmitido.

Los valores de P_f calculados se aplican a transmisiones móvil-base, en las que el decodificador de base acepta cualquier palabra de código válida. La tasa de mensaje falso será menor cuando dejan de utilizarse algunas palabras de código. Para transmisiones base-móvil, la probabilidad de mensaje falso será menor, pues el decodificador de móvil sólo aceptará mensajes que lleven su propia dirección.

7.2.2.4 Calidad de funcionamiento medida en condiciones prácticas

En la fig. 20 se dan los resultados de mediciones en un ruta con desvanecimiento de tipo Rayleigh y cierto grado de zonas de sombra ($\sigma = 4$ dB), siendo la velocidad del vehículo de unos 50 km/h, y sin ruido de encendido.

7.3. Características alternas preferidas en otros países

En Francia se prefiere la siguiente palabra de sincronización:

Número del bit	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
Valor	1	0	1	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1

Esta palabra tiene las siguientes propiedades:

- el número mínimo de errores con respecto al cual puede haber una sincronización falsa al recibir el preámbulo seguido por la palabra de sincronización es 7. Este número es casi independiente del preámbulo elegido (todos «0», todos «1», alternando «0» y «1»);
- en tales circunstancias, esta palabra de sincronización puede utilizarse aunque se reciba un bit de la misma con un error.

8. Acceso múltiple

En este punto se examinan los protocolos de acceso múltiple para la transmisión digital por canales radioeléctricos móviles y su relación con la especificación de la calidad de funcionamiento que aparece en el punto 1. Por lo general, el tiempo de respuesta del sistema especificado para los mensajes de datos (sin incluir los mensajes de supervisión, control o emergencia) será mayor que para los mensajes telefónicos.

8.1 Modelos de tráfico

8.1.1 Datos únicamente

En la mayoría de los sistemas prácticos es posible modelar el tráfico de datos como llegadas según la ley de Poisson (por ejemplo, en el caso de mensajes de despacho) o como llegadas periódicas a intervalos regulares (por ejemplo, para la supervisión y localización de vehículos). Ambos modelos de tráfico pueden darse en una misma red. La distribución de las longitudes de mensajes (tiempo de ocupación de la llamada) puede modelarse como fija o exponencial. La carga de tráfico en erlangs en los canales entrantes (estación móvil a estación base) difiere de la de los canales salientes (estación base a estación móvil).

8.1.2 Datos y telefonía

El tráfico telefónico puede modelarse como llegadas según la ley de Poisson, siendo la longitud del mensaje telefónico (tiempo de ocupación de la llamada) más largo, por término medio, que el de los mensajes de datos.

8.2 Técnicas de acceso múltiple

Se consideran redes de multipunto a punto en las que muchos usuarios móviles en una determinada zona geográfica o célula, comunican con una única estación base situada en dicha célula. Por ello, los usuarios móviles deben compartir el acceso a los canales entrantes para comunicar con la estación base.

8.2.1 Asignación fija

Para los modelos de tráfico periódico o los canales que funcionen cerca de la capacidad máxima resulta adecuado un esquema de asignación de canales fija del tipo AMDT o por interrogación secuencial.

8.2.2 Asignación aleatoria

En canales sin desvanecimiento en los que todos los paquetes recibidos tienen la misma intensidad, el caudal máximo de un esquema de acceso aleatorio ALOHA de intervalos es de aproximadamente 37% [Gallager, 1985]. En los canales con desvanecimiento y cuando el receptor tiene un efecto de captura, el caudal máximo de un sistema ALOHA de intervalos puede duplicarse, hasta aproximadamente el 65%, empleando códigos de corrección de errores en la dirección de los paquetes [Habbab y otros, 1989].

8.2.3 Esquemas de acceso múltiple por detección de portadora

El caudal de los sistemas de acceso múltiple por detección de portadora viene limitado por el tiempo necesario para detectar la presencia de un paquete, durante el cual puede comenzar otro paquete y provocar así colisiones. Si ese tiempo es nulo, el caudal puede ser de hasta el 100% de la capacidad del canal. En los equipos modem y radioeléctricos prácticos, dicho tiempo puede variar entre el 5 y el 50% de la longitud del mensaje, por lo que el caudal máximo puede reducirse.

En los canales con desvanecimiento Rayleigh, el caudal de CSMA se puede reducir aún más, porque es posible que los paquetes no se detecten de manera fiable cuando estén sometidos a desvanecimiento.

8.2.4 Asignación por demanda

Puede utilizarse esquemas de asignación por demanda o adaptable para combinar las mejores características de los esquemas fijos con interrogación secuencial para mensajes periódicos con la notificación excepcional de acceso aleatorio.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Adachi F., Parsons J.D. [Febrero 1987] Postdetection diversity using a modified phase correction loop for digital land mobile radio . IEE proceedings, part F, vol 134(1), 27-34.
- Adachi F., Ohno K. [Junio 1988] Performance analysis of GMSK frequency detection with decision feedback equalizer in digital land mobile radio , IEE proceedings, part F, vol 135(3), 199-207.
- F. Adachi, M. Mori, y T. Ooi. "Radio channel structure for QPSK digital mobile radio", IEEE 39th Annual Vehicular Technology Conference (VTC'89), San Francisco, mayo 1989.
- AKAIWA, Y. y otros [julio de 1981] Performance of baseband limited multi-level FM with discriminator detection for digital mobile telephony. *Trans. Inst. Electron. Comm. Engrs. Japan*, Vol. E64, 7.
- Anderson J.B., Aulin T., Sundberg C-E. [1986] Digital phase modulation . Plenum Press, Nueva York.
- Andrisano O., Corraza G., Immovilli G. [Mayo 1988] Adjacent channel and cochannel interferences in CPFSK systems with non-linear transmitters and limiter/discriminator detection . IEEE trans. comm., vol COM-36(5), 544-522.
- Ariyavisitakul S., y otros [Diciembre 1987] A novel anti-multipath modulation techniques DSK . IEEE Trans. Comm., Vol. COM-35(12), 1252-1264.

- Bateman A.J., McGeehan J.P. [Julio 1984] Data transmission over UHF fading mobile radio channels . *IEE Proceedings, Part F*, vol 131(4), 364-374.
- BELLO, P. A. y NELIN, B. D. [junio de 1963] The effect of frequency selective fading on the binary error probabilities of incoherent and differentially coherent matched filter receivers. *IEEE Trans. Comm. Systems*.
- BELLO, P. A. y NELIN, B. D. [marzo de 1964] Optimization of subchannel data rate in FDM-SSB transmission over selectivity fading media. *IEEE Trans. Comm. Systems*.
- BÖHM, M. [septiembre de 1982] Autotel – Sistema telefónico móvil digital de banda ancha para más de un millón de abonados. *Boletín de Telecomunicaciones*, Vol. 49, 607-613.
- BSTJ [enero de 1979] Advanced mobile phone service. Vol. 58, 1.
- BULTITUDE, R.J.C. [mayo de 1983] A study of coherence bandwidth measurements for frequency selective radio channels. IEEE Vehicular Technology Society Conference Record, VTS Symposium, Toronto, Canadá.
- Bultitude R.J.C. y Bedal K. [Enero 1989] Propagation characteristics of microcellular urban mobile radio channels at 910 MHz . *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, Vol. SAC-7(1), 31-39.
- CALLENDAR, M.H. [abril de 1981] An integrated voice and data mobile service. Conference record of the IEEE VTG Conference.
- Chouinard J.Y., Lecours M., Delisle G.Y. [Agosto 1988] Estimation of Gilbert's and Fritchman's model parameters using the gradient method for digital mobile radio channels . *IEEE trans. veh. tech.*, VT-37(3), 158-166.
- Chung K.S. [Diciembre 1987] Discriminator-MLSE detection of a GTFM signal in the presence of fast Rayleigh fading . *IEEE trans. comm.*, vol COM-35(12), 1374-1376.
- Chyi G.T., Proakis J.G., Keller C.M. [Enero 1989] On the symbol error probability of maximum-selection diversity reception schemes over a Rayleigh fading channel . *IEEE trans. comm.*, vol COM-37(1), 79-83.
- COHEN, P. y HACCOUN, D. [octubre de 1980] Structure des conversations sur les voies radiotéléphoniques mobiles. *Revue canadienne de Génie Electrique*, Vol. 5, 4.
- CONSTANTINO, P. y TOWAIJ, S. J. [junio de 1981] Digital transmission over conventional mobile channels: maximum bit rate. IEEE International Conference on Communications (ICC '81).
- DAIKOKU, K. y otros [abril de 1981] High-speed digital transmission experiments in 920 MHz urban and suburban mobile radio channels. IEEE 31st VTS Conf.
- DaSILVA, J. S., de MERCADO, J. B. y MAHMOUD, S. A. [octubre de 1980] An approach to the integration of voice and data on land mobile channels. Proc. of the International Computer Communications Conference, Atlanta, Ga., Estados Unidos de América.
- D'AVELLA, R., MORENO, L. y SANT'AGOSTINO, M. [Enero 1989] An adaptive MLSE receiver for TDMA digital mobile radio. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, Vol 7 (1), 122-129.
- DORSCH, B. [4-6 de marzo de 1980] Performance and limits of coding for simple time varying channels. Proc. IEEE International Zurich Seminar on Digital Communications, Suiza.
- Drukarev A.I., Yiu K.P. [Junio 1986] Performance of error-correcting codes on channels with memory . *IEEE trans. comm.*, vol. COM-34(6), 513-521.

- Elnoubi S.N. [1988] Probability of error analysis of digital partial response continuous phase modulation with discriminator detection in land mobile radio channels . IEEE veh. tech. conf., Philadelphia, 255-259.
- Elnoubi S.N. [1987] Probability of error analysis of digital partial response continuous phase modulation with differential detection in mobile radio channels . IEEE veh. tech. conf., Tampa, 51-58.
- FREEBURG, T. [mayo de 1979] The effect of redundant coding on throughput in a mobile data terminal system. IEEE 29th Annual Conference of the Vehicular Technology Group.
- FRENCH, R. C. [4-6 de marzo de 1980] The mobile radio data channel. IEEE International Zurich Seminar on Digital Communications, Suiza. IEEE Cat. N.º 80CH1521-4 COM.
- FRENCH, R. C. [noviembre de 1981] Co-channel interference in mobile radio data systems. IEEE National Telecommunications Conference, (NTC '81) Nueva Orleans, Estados Unidos de América.
- Gallager R.G. [Marzo 1985] A perspective on multiaccess channels . IEEE Trans. Info. Theory, Vol IT-31, 124-142.
- Garber F.D., Pursley M.B. [enero, 1988] Performance of differentially coherent digital communications over frequency-selective fading channels . IEEE trans. comm., vol COM-36(1), 21-31.
- Habbab I.M.I., Kavehrad M., Sundberg C.E.W. [1989] ALOHA with capture over slow and fast fading radio channels with coding and diversity . IEEE J. Sel. Areas Comm., Vol. SAC-7(1), 79-87.
- HAGELBARGER, D. W. [julio de 1959] Recurrent codes: Easily mechanized, burst correcting, binary codes. *BSTJ*, 38, 969-984.
- HAGENAUER, J. [1980] Viterbi decoding of convolutional codes for fading and burst channels. IEEE International Zurich Seminar on Digital Comm., Switzerland, IEEE Cat. No. 80 CH 1521-4 COM.
- HATA, M. y MIKI, T. [26-29 de noviembre de 1984] Performance of MSK high-speed digital transmission in land mobile radio channels. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '84), Atlanta, Ga., Estados Unidos de América, Conf. Record, Vol. 1, 16.3.1-16.3.6.
- HIRONO, M., MIKI, T. y MUROTA, K. [agosto de 1984] Multilevel detection method for band-limited digital FM with limiter-discriminator detection. *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, Vol. VT-33, 114-122.
- HONMA, K., MURATA, E. y RIKOU, Y. [8-12 de junio de 1980] On a method of constant envelope modulation for digital mobile radio communication. IEEE International Conference on Communications (ICC '80), Seattle WA, USA, Conf. Record. Vol. I, 24.1.1-24.1.5.
- A. K. Johnson, "Linear amplifier combiner". IEEE 37th Annual Vehicular Technology Conference (VTC'87), Tampa, junio 1987.
- Kaleh G.K. "A differentially coherent receiver for minimum shift keying signal", IEEE J. sel. area. comm., vol 7(1), 99-106.
- KELLY, T. C. y WARD, J. E. [octubre de 1973] Investigation of digital mobile radio communications. US Dept. of Justice, LEAA.
- KINOSHITA, K., HATA, M. y NAGABUCHI, H. [noviembre de 1984] Evaluation of 16 kbps digital voice transmission for mobile radio. *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, Vol. VT-33, 321-327.
- Korn I. [Febrero 1987] Pseudoternary partial response FSK . IEE proceedings, part F, vol 134(1), 13-19.
- LINDSEY, W. C. y SIMON, M. K [1973] *Telecommunications Systems Engineering*, 11, 20-21. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, NJ, Estados Unidos de América.

MABEY, P.J. [agosto de 1978] Mobile radio data transmission - Coding for error control, *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, Vol. VT-27, 3, 99-109.

Maseng T. [Septiembre 1985] Digitally phase modulated (DPM) signals. *IEEE Trans. Comm.*, vol COM-33(9), 911-918.

Matsumoto T. [enero, 1989] Soft decision decoding of block codes using received signal envelope in digital mobile radio. *IEEE J. sel. area comm.*, vol 7(1), 107-114.

MIKI, T. y HATA, M. [agosto de 1984] Performance of 16 kbps GMSK transmission with post-detection selection diversity in land mobile radio. *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, Vol. VT-33, 128-133.

MUROTA, K. y HIRADE, K. [1981] - GMSK modulation for digital mobile radiotelephone. *IEEE Trans. Com.*, Vol. COM-29(7), 1044-1050.

MUROTA, K., KINOSHITA, K. e HIRADE, K. [16 de junio de 1981] Spectrum efficiency of GMSK land mobile radio. IEEE International Conference on Communications (ICC '81), Denver, Colo., Estados Unidos de América, Conf. Record, Vol. 2, Session 23: Digital mobile radio, 23.8.1-23.8.5.

MUILWIJK, D. [marzo de 1979] Tamed frequency modulation - a bandwidth-saving digital modulation method, suited for mobile radio. *Philips Telecomm. Rev.*, Vol. 37, 1.

NATVIG J.E., de BRITO G. "Selecting a speech coder for the Pan European DMR System" - International Conference on Digital Land Mobile Radio Communications, Venice, 30 junio - 3 julio, 1987.

NATVIG J.E. "Evaluation of six Medium Bit-Rate Coders for the Pan European Digital Mobile Radio System" - IEEE Journal on selected areas in communication, Vol. 6, No. 2, Febrero 1988, 324-331.

PARNESS, J. H. [marzo de 1975] Digital communications in police operations: The potential in the Los Angeles Police Department. Mitre Corporation Technical Report NTP-6586 (Rev. 1) for NILECO/LEAA.

PETERSON, W. W. y WELDON, E. J. Jr. [1972] *Error Correcting Codes*. 2ª edición. MIT Press, Cambridge, Ma., Estados Unidos de América.

Quacchia M. y Zingarelli V. [Agosto 1988] An analytical evaluation of bit error probability in mobile radio systems with 12PM3 modulations. *IEEE trans. veh. tech.*, vol VT-37(3), 135-150.

Rhodes R.B., Wilson S.G., Svensson A. [Febrero 1987] MSK-type reception of continuous phase modulation: cochannel and adjacent channel interferences. *IEEE trans. comm.*, vol COM-35(2), 185-193.

S. Sampet y T. Sunaga, "Rayleigh fading compensation method for 16QAM in digital land mobile radio channels". IEEE 39th Annual Vehicular Technology Conference (VTC'89). San Francisco, mayo 1989.

STEIN, P. J. y GIBSON, R. W. [abril de 1981] A 1200 bit/s single chip microcomputer data modem. Proc. of the Conference on digital processing of signals in communications. IERE, Loughborough, Reino Unido.

Svensson N.A.B., Sundberg C-E [Agosto 1986] Performance evaluation of differential and discriminator detection of continuous phase modulation. *IEEE trans. veh. tech.*, vol VT-35, 106-116.

Takechi T. y otros [1988] Comparison of multipath delay characteristics with BER performance of high speed digital mobile transmission. proc. 38th IEEE Vehic. Tech. Conf., 119-126.

TOWAIJ, S. J., HAFEZ, H., CONSTANTINOU, P. y SHEIKH, A. [mayo de 1983] Digital transmission over land mobile channels - field measurements. IEEE Vehicular Technology Society Conference Record, 261-264. VTS Symposium, Toronto, Canadá.

BIBLIOGRAFÍA

- BRENIG, T. [1978] Data transmission for mobile radio. *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, Vol. VT-27, 80.
- Clark A.P. [Agosto 1985] Digital modems for land mobile radio. IEE proceedings, vol 132, part F, No. 5.
- DE JAGER, F. y DEKKER, C. B. [mayo de 1978] Tamed FM, a novel method to achieve spectrum economy in digital transmission. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM 26, 5, 534-542.
- FRENCH, R. C. [junio de 1976] Mobile radio data transmission in the urban environment. IEEE International Conference on Communications (ICC '76), Philadelphia, Estados Unidos de América.
- FRENCH, R. C. [marzo de 1978] Error performance in mobile radio data transmission in the urban environment. *NTZ*, Vol. 31, 3, 200-203.
- FRENCH, R. C. [agosto de 1978] Error rate predictions and measurements in the mobile radio channel. *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, Vol. VT-27, 3, 110-116.
- HATTORI, T. e HIRADE, K. [noviembre de 1978] Multitransmitter digital signal transmission by using offset frequency strategy in a land-mobile telephone system. *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, Vol. VT-27, 4, 231-238.
- HIRADE, K. y MUROTA, K. [marzo de 1979] A study of modulation for digital mobile telephony. IEEE 29th VTS Conf.
- LUCKY, R. W., SALZ, J. y WELDON, E. J. Jr. [1968] *Principles of Data Communication*. McGraw-Hill, Nueva York, NY, Estados Unidos de América.
- MABEY, P. J. [agosto de 1978] Mobile radio data transmission - Coding for error control. *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, Vol. VT-27, 3, 99-109.
- Stein S. [febrero, 1987] Fading channel issues in systems engineering. IEEE J. sel. areas comm. 68-89.
- Tarallo J.A. y Zyzman G.I. [1988], "Modulation techniques for digital cellular systems", IEEE veh. tech. conf., Philadelphia, Pgs. 245-248.
- YOSHIKAWA, N., OKASAKA, S. y KOMAGATA, H. [noviembre-diciembre de 1977] 800 MHz band land mobile telephone control system. *Rev. Elec. Comm. Labs.*, Vol. 25, 11-12, 1172-1190.

INFORME 1021

**CARACTERÍSTICAS DEL EQUIPO UTILIZADO PARA LA TRANSMISIÓN DIGITAL
EN EL SERVICIO MÓVIL TERRESTRE**

(Programa de Estudios 7A/8)

(1986)

1. Introducción

En el presente Informe se describen las características principales del equipo de modulación digital para el servicio móvil terrestre: calidad en términos de proporción de bits erróneos (BER - «Bits Error Ratio»), selectividad para la señal adyacente y anchura de banda aceptable.

2. Calidad en BER (sensibilidad)

Se indican en la fig. 1 las calidades medidas en BER a la velocidad binaria de 8 kbit/s en condiciones de ausencia de desvanecimiento. La sensibilidad de referencia se define como la relación E_b/N_0 (energía de la señal por bit/densidad de potencia de ruido) para la que se obtiene una BER de 1×10^{-2} . Las sensibilidades de referencia eran inferiores a 12 dB en estos métodos de modulación. Se obtuvieron resultados análogos con otras velocidades binarias de transmisión, como 2,4 kbit/s, 4,8 kbit/s y 16 kbit/s.

El valor $E_b/N_0 = 12$ dB corresponde al nivel de entrada del receptor de $(\sqrt{R}/2) \mu\text{V}$ (R : velocidad binaria en kbit/s) cuando la cifra de ruido del receptor es igual a 13 dB.