

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 573 468**

51 Int. Cl.:

**H04L 1/00** (2006.01)

**H04L 1/18** (2006.01)

**H04L 27/34** (2006.01)

**H04L 25/03** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **15.11.2002 E 10159135 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **30.03.2016 EP 2197141**

54 Título: **Receptor y transmisor para retransmisión ARQ con esquema de reordenación que emplea múltiples versiones de redundancia**

30 Prioridad:

**16.11.2001 EP 01127244**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:

**08.06.2016**

73 Titular/es:

**PANASONIC INTELLECTUAL PROPERTY  
CORPORATION OF AMERICA (100.0%)  
20000 Mariner Avenue, Suite 200  
Torrance, CA 90503, US**

72 Inventor/es:

**WENGERTER, CHRISTIAN;  
GOLITSCHKE EDLER VON ELBWART,  
ALEXANDER y  
SEIDEL, EIKO**

74 Agente/Representante:

**VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro**

**ES 2 573 468 T3**

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

## DESCRIPCIÓN

Receptor y transmisor para retransmisión ARQ con esquema de reordenación que emplea múltiples versiones de redundancia

5 La presente invención se refiere a un método de retransmisión ARQ en un sistema de comunicaciones. Además, la invención se refiere un receptor respectivo y a un transmisor.

10 Una técnica común en sistemas de comunicaciones con condiciones de canal no fiables y variables en el tiempo es corregir errores basándose en esquemas de petición de repetición automática (ARQ) junto con una técnica de corrección de errores hacia adelante (FEC) llamada ARQ híbrida (HARQ). Si un error se detecta por un control de redundancia cíclica (CRC) utilizado comúnmente, el receptor del sistema de comunicaciones pide al transmisor que envíe información adicional (retransmisión de paquetes de datos) para mejorar la probabilidad de decodificar correctamente el paquete erróneo.

15 Un paquete se codificará con la FEC antes de la transmisión. Dependiendo del contenido de la retransmisión y la forma en que los bits se combinan con información transmitida previamente, S. Kallel, Analysis of a type II hybrid ARQ scheme with code combining, IEEE Transactions on Communications, Vol. 38, n.º 8, agosto de 1990 y S. Kallel, R. Link, S. Bakhtiyari, Throughput performance of Memory ARQ schemes, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 48, n.º 3, mayo 1999, definen tres tipos diferentes de esquemas ARQ:

- 20 ■ Tipo I: se descartan los paquetes erróneos recibidos y se retransmite y decodifica por separado una nueva copia del mismo paquete. No hay combinación de versiones recibidas antes y después de dicho paquete.
- 25 ■ Tipo II: los paquetes erróneos recibidos no se descartan, sino que se combinan con retransmisiones adicionales para decodificación posterior. Los paquetes retransmitidos tienen en ocasiones tasas de codificación más altas (ganancia de codificación) y se combinan en el receptor con la información de software almacenada de transmisiones previas.
- 30 ■ Tipo III: es el mismo que el Tipo III con la condición de que cada paquete retransmitido es ahora auto-codificable. Esto implica que el paquete transmitido es decodificable sin la combinación con paquetes previos. Esto es útil si algunos paquetes están dañados de tal forma que casi no se pueda reutilizar la información. Si todas las transmisiones llevan datos identificados, esto puede observarse como un caso especial llamado HARQ Tipo III con una sola versión de redundancia.

35 Obviamente, los esquemas HARQ Tipo II y III son más inteligentes y muestran una ganancia de rendimiento con respecto al Tipo I, porque proporcionan la capacidad de reutilizar información de paquetes erróneos recibidos previamente. Existen básicamente tres esquemas de reutilizar la redundancia de paquetes previamente transmitidos:

- 40 ■ Combinación de software
- Combinación de código
- Combinación de software y combinación de código

Combinación de software

45 Empleando combinación de software, los paquetes de retransmisión llevan idéntica información en comparación con la información previamente recibida. En este caso, los múltiples paquetes recibidos se combinan en cualquiera de una base símbolo a símbolo o bit a bit como se desvela, por ejemplo, en D. Chase, Code combining: A maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets, IEEE Trans. Commun., Vol. COM-33, pág. 385-393, mayo de 1985 o B.A. Harvey y S. Wicker, Packet Combining Systems based on the Viterbi Decoder, IEEE Transactions on Communications, Vol. 42, N.º 2/3/4, abril de 1994.

50 En caso de emplear combinación a nivel de símbolos, los paquetes retransmitidos tienen que llevar idénticos símbolos de modulación a los paquetes erróneos transmitidos previamente. En este caso, los múltiples paquetes recibidos se combinan a nivel de símbolo de modulación. Una técnica común es la combinación de relación máxima (MRC), también llamada combinación de diversidad media (ADC), de los múltiples símbolos recibidos, donde, después de  $N$  transmisiones, la suma/media de los símbolos coincidentes se pone en memoria intermedia.

55 En caso de emplear combinación a nivel de bit, los paquetes retransmitidos tienen que llevar bits idénticos a los paquetes erróneos transmitidos previamente. En este punto, los múltiples paquetes recibidos se combinan a nivel de bit después de la demodulación. Los bits pueden mapearse sobre los símbolos de modulación de la misma forma que en transmisiones previas del mismo paquete o pueden mapearse de forma diferente. En caso de que el mapeo sea el mismo que en transmisiones previas, también se puede aplicar combinación a nivel de símbolos. Una técnica de combinación común es la adición de relaciones de probabilidad logarítmica calculada (LLR), especialmente si se usan los llamados Turbo Códigos para la FEC como se conoce, por ejemplo, a partir de C. Berrou, A. Glavieux, y P. Thitimajshima, Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes, Proc. ICC '93, Geneva,

Suiza, pág. 1064-1070, mayo de 1993; S. Le Goff, A. Glavieux, C. Berrou, Turbo-Codes and High Spectral Efficiency Modulation, IEEE SUPERCOMM/ICC '94, Vol. 2, pág. 645-649, 1994; y A. Burr, Modulation and Coding for Wireless Communications, Pearson Education, Prentice Hall, ISBN 0-201-39857-5, 2001. En este punto, después de  $N$  transmisiones, la suma de las LLR de los bits coincidentes se pone en memoria intermedia.

5 Combinación de código

10 La combinación de código concatena los paquetes recibidos para generar una nueva palabra código (tasa de códigos decreciente con número de transmisión creciente). Por lo tanto, el decodificador tiene que ser consciente de cómo combinar las transmisiones en cada instante de retransmisión para realizar una decodificación correcta (la tasa de códigos depende de las retransmisiones). La combinación de código ofrece una mayor flexibilidad con respecto a la combinación de software, puesto que la longitud de los paquetes retransmitidos se puede modificar para adaptarla a las condiciones de canal. Sin embargo, esto requiere transmitir más datos significativos con respecto a la combinación de software.

15 Combinación de software y combinación de código

20 En caso de que los paquetes retransmitidos lleven algunos símbolos/bits idénticos a símbolos/bits previamente transmitidos y algunos símbolos-código/bits diferentes de estos, los símbolos-código/bits idénticos se combinan usando combinación de software como se describe en la sección titulada "Combinación de software", mientras que los símbolos-código/bits restantes se combinarán usando combinación de código. En este punto, los requisitos de señalización serán similares a la combinación de código.

25 Se ha mostrado en M. P. Schmitt, Hybrid ARQ Scheme employing TCM and Packet Combining, Electronics Letters Vol. 34, nº 18, septiembre de 1998, que la operación HARQ para Modulación Codificada Trellis (TCM) se puede mejorar reorganizando la constelación de símbolos para las retransmisiones. La ganancia de rendimiento resulta entonces de maximizar las distancias euclidianas entre los símbolos mapeados sobre las retransmisiones, porque la redistribución se ha realizado en una base en símbolos. Considerando esquemas de modulación de orden alto (con símbolos de modulación que transportan más de dos bits) los métodos de combinación que emplean combinación de software tienen un inconveniente importante: las fiabilidades de bits dentro de símbolos combinados por software estarán en una relación constante en todas las retransmisiones, es decir, los bits menos fiables de transmisiones previas recibirán siendo menos fiables después de haber recibido más transmisiones y, de forma análoga, los bits más fiables de transmisiones previas recibirán siendo más fiables después de haber recibido más transmisiones. En general, los esquemas HARQ no tienen en cuenta las variaciones en las fiabilidades de bits. Dichas variaciones degradan considerablemente el rendimiento del decodificador. Las variaciones se deben principalmente a dos razones.

40 En primer lugar, las fiabilidades de bits variables surgen de la limitación del mapeo bidimensional de constelación de señales, donde los esquemas de modulación que transportan más de 2 bits por símbolo no pueden tener las mismas fiabilidades medias para todos los bits bajo el supuesto de que todos los símbolos se transmiten con igual probabilidad. El término fiabilidades medias se entiende, en consecuencia, como la fiabilidad de un bit particular sobre todos los símbolos de una constelación de señal.

45 Empleando una constelación de señales para un esquema de modulación 16 QAM según la figura 1 que muestra una constelación de señales codificada Gray con un orden de mapeo de bits dado  $i_1q_1i_2q_2$ , los bits mapeados sobre los símbolos difieren considerablemente uno de otro en fiabilidad media en la primera transmisión del paquete. Con más detalle, los bits  $i_1$  y  $q_1$  tienen una fiabilidad media alta, puesto que estos bits están mapeados a espacios medios del diagrama de la constelación de señales con las consecuencias de que su fiabilidad es independiente del hecho de si el bit transmite un *uno* o un *cero*.

50 En contraposición, los bits  $i_2$  y  $q_2$  tienen una fiabilidad media baja, puesto que su fiabilidad depende del hecho de si transmiten un *uno* o un *cero*. Por ejemplo, para el bit  $i_2$ , se mapean unos a las columnas exteriores, mientras que se mapean ceros a las columnas interiores. Igualmente, para el bit  $q_2$ , se mapean unos a las filas exteriores, mientras que se mapean ceros a las filas interiores.

55 Para las retransmisiones segunda y siguientes, las fiabilidades de los bits estarán en una relación constante entre sí, que se define por la constelación de señales empleada en la primera transmisión, es decir, los bits  $i_1$  y  $q_1$  siempre tendrán una fiabilidad media más alta que los bits  $i_2$  y  $q_2$  después de cualquier número de retransmisiones.

60 En segundo lugar, empleando en parte combinación de software, se supone que todos los bits transmitidos tendrán idéntica fiabilidad después de la primera transmisión. Incluso entonces, se introducirían variaciones en las fiabilidades de bits en las retransmisiones, porque incrementarían las fiabilidades de estos bits retransmitidos (y combinados por software), mientras que las fiabilidades de los bits no retransmitidos no cambiarían. Además, los bits no transmitidos en la primera transmisión y transmitidos después en retransmisiones (redundancia adicional de transmisión) recalcan este efecto.

En el documento WO 02/067491 A1 publicado se propone un método en el que, para mejorar el rendimiento del decodificador, sería bastante beneficioso tener iguales o casi iguales fiabilidades medias de bits después de cada transmisión recibida de un paquete. Por lo tanto, las fiabilidades de bits se personalizan sobre las retransmisiones de modo que se promedien las fiabilidades medias de bits. Esto se consigue eligiendo una primera y al menos una segunda constelación de señales predeterminadas para las transmisiones, de tal manera que las fiabilidades medias combinadas de bits para los bits respectivos de todas las transmisiones sean casi iguales, es decir, los bits que hayan sido altamente fiables en la primera transmisión se mapean de tal forma que sean menos fiables en la segunda transmisión y viceversa.

5  
10 Por lo tanto, la redistribución de las constelaciones de señales da lugar a un mapeo de bits cambiado, donde las distancias euclidianas entre los símbolos de modulación se pueden modificar de una retransmisión a otra debido al movimiento de los puntos de constelación. Como resultado, las fiabilidades medias de bits se pueden manipular de la forma deseada y promediar para incrementar el rendimiento del decodificador FEC en el receptor.

15 En la solución propuesta anteriormente, los beneficios de la redistribución de constelaciones se realizan con respecto al concepto de los esquemas de versión de redundancia única HARQ TIPO II/III.

El documento "Enhanced HARQ Method with Signal Constellation Rearrangement" TSC-RAN WORKING GROUP 1 MEETING, n.º 19, 27 Febrero de 2001, describe un método HARQ híbrido con redistribución de constelación de señales para modulación 16 QAM y 64 QAM. Promediando fiabilidades de bits transportadas por símbolos repetidamente transmitidos sobre retransmisiones, el sistema presenta una ganancia de rendimiento.

20  
25 El documento WO 03/0197794 A, que forma la técnica anterior según el Artículo 54(3) EPC, desvela un método y aparato para implementar retransmisiones en un sistema de comunicaciones con petición de repetición automática. Un paquete retransmitido asociado con la petición de repetición está constituido por símbolos donde la modulación se genera de forma diferente que en la transmisión original.

30 El objetivo de la presente invención es proporcionar un método de retransmisión ARQ, transmisor y receptor, que evitan efectivamente la degradación del rendimiento del decodificador producida por las variaciones en las fiabilidades de bits.

El objetivo se logra con un método, transmisor y receptor como se expone en las reivindicaciones independientes.

35 La invención se basa en el reconocimiento de que los esquemas convencionales no consideran este contenido específico (conjunto de bits) de cada transmisión para reordenar los bits. Por lo tanto, para obtener una ganancia de rendimiento, la reordenación se tiene que realizar dependiendo del contenido de cada versión de redundancia transmitida. En consecuencia, se puede considerar que la invención proporciona un esquema ARQ Tipo II/III usando múltiples versiones de redundancia bajo consideración del contenido de la versión de redundancia transmitida. Esto da lugar a una ganancia significativa en el rendimiento del decodificador.

40 Para una mejor comprensión de la invención, las realizaciones preferidas, que se describirán a continuación con referencia a los dibujos anexos, muestran:

45 Figura 1: una constelación ejemplar que ilustra un esquema de modulación 16 QAM con símbolos de bits codificados Gray.

Figura 2: dos ejemplos de constelaciones de señales para un esquema de modulación 16 QAM con símbolos de bits codificados Gray.

50 Figura 3: una secuencia de bits generada a partir de un codificador FEC de tasa 1/3.

Figure 4: una secuencia elegida para un sistema de transmisión de tasa 1/2 generada a partir de la secuencia representada en la figura 3 con una indicación de las fiabilidades de bits.

55 Figura 5: una secuencia de bits para la segunda transmisión, donde los bits se desplazan dos a la derecha.

Figura 6: una secuencia de bits para la segunda transmisión, donde las posiciones de bit se conmutan usando diferentes mapeadores.

60 Figura 7: una secuencia de bits para la primera versión de redundancia de transmisión 1 y un primer par de mapeador/intercalador.

65 Figura 8: una secuencia de bits para la segunda transmisión para una versión de redundancia 2 con el mismo mapeador/intercalador que para la primera transmisión.

Figura 9: una secuencia de bits para la segunda transmisión para una versión de redundancia 2 con mapeadores/intercaladores diferentes de los de la primera transmisión,

5 Figura 10: secuencias de bits resultantes de combinaciones posibles de versiones de redundancia y mapeadores/intercaladores.

Figura 11: una primera realización de un sistema de comunicaciones en la que se realiza el método de la presente invención.

10 Figura 12: una segunda realización de un sistema de comunicaciones en la que se realiza el método de la presente invención.

15 Figura 13: un diagrama que indica el rendimiento de varias estrategias convencionales frente a la estrategia según el método de la invención.

A continuación se describirá el concepto de una relación de probabilidad logarítmica (*LLR*) como una métrica para las fiabilidades de bits. En primer lugar se mostrará el cálculo directo de las *LLR* de bits dentro de los símbolos mapeados para una sola transmisión. Después, el cálculo de *LLR* se ampliará al caso de transmisiones múltiples.

20 Transmisión única

La *LLR* media del *i*-ésimo bit  $b_n^i$  bajo la condición de que el símbolo  $s_n$  se ha transmitido para una transmisión por un canal con ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN) y símbolos de igual probabilidad produce:

$$LLR_{b_n^i|r_n}(r_n) = \log \left[ \sum_{(m|b_m^i=b_n^i)} e^{-\frac{E_s}{N_0} d_{n,m}^2} \right] - \log \left[ \sum_{(m|b_m^i \neq b_n^i)} e^{-\frac{E_s}{N_0} d_{n,m}^2} \right], \quad (1)$$

25 donde  $r_n = s_n$  indica el símbolo recibido medio bajo la condición de que el símbolo  $s_n$  se ha transmitido (caso AWGN),  $d_{n,m}^2$  indica el cuadrado de la distancia euclidiana entre el símbolo recibido  $r_n$  y el símbolo  $s_m$ , y  $E_s/N_0$  indica la relación de señal a ruido observada.

30 Se puede ver por la ecuación (1) que la *LLR* depende de la relación de señal a ruido  $E_s/N_0$  y las distancias euclidianas  $d_{n,m}$  entre los puntos de la constelación de señales.

Transmisiones múltiples

35 Considerando las transmisiones múltiples, la *LLR* media después de la *k*-ésima transmisión del *i*-ésimo bit  $b_n^i$  bajo la condición de que los símbolos  $s_n^{(j)}$  se han transmitidos por canales AWGN independientes y símbolos de igual probabilidad produce:

$$LLR_{b_n^i | \bigcap_{j=1}^k r_n^{(j)}}(r_n^{(1)}, r_n^{(2)}, \dots, r_n^{(k)}) = \log \left[ \sum_{(m|b_m^i=b_n^i)} e^{-\sum_{j=1}^k \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{(j)} (d_{n,m}^{(j)})^2} \right] - \log \left[ \sum_{(m|b_m^i \neq b_n^i)} e^{-\sum_{j=1}^k \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{(j)} (d_{n,m}^{(j)})^2} \right], \quad (2)$$

40 donde *j* indica la *j*-ésima transmisión ((*j*-1)-ésima retransmisión). De forma análoga al caso de la transmisión única, las *LLR* medias dependen de las relaciones de señal a ruido y las distancias euclidianas en cada tiempo de transmisión.

45 Para los expertos es claro que se puede obtener una aproximación de las *LLR* por un cálculo simplificado de las ecuaciones expuestas anteriormente.

A continuación, se considerará de forma ejemplar el caso de un sistema 16 QAM que da lugar a 2 bits de alta fiabilidad y 2 bits de baja fiabilidad, donde, con respecto a los bits de baja fiabilidad, la fiabilidad depende de transmitir un *uno* o un *cero* (véase la figura 1). Por lo tanto, en general hay 2 niveles de fiabilidades donde el segundo nivel puede subdividirse adicionalmente.

**Nivel 1** (Fiabilidad alta, 2 bits): mapeo de bits para *unos* (*ceros*) separados en el medio espacio real positivo (negativo) para los *i* bits y el medio espacio imaginario los *q* bits. En este punto, no hay diferencia si los *unos* se mapean al medio espacio positivo o negativo.

**Nivel 2** (Fiabilidad baja, 2 bits): se mapean *unos* (*ceros*) a columnas interiores (exteriores) para los  $i$  bits o a filas interiores (exteriores) para los  $q$  bits. Puesto que hay una diferencia para la *LLR* dependiendo del mapeo a las columnas y filas interiores (exteriores), el Nivel 2 se clasificado además en:

5 **Nivel 2a:** mapeo de  $i_n$  a columnas interiores y de  $q_n$  a filas interiores, respectivamente.

**Nivel 2b:** mapeo invertido del Nivel 2a: mapeo de  $i_n$  a columnas exteriores y de  $q_n$  a filas exteriores, respectivamente.

10 Para garantizar un proceso de promediado óptimo sobre las transmisiones para todos los bits, los niveles de fiabilidades deben modificarse.

Hay que considerar que el orden de mapeo de bits es abierto antes de la transmisión inicial, pero tiene que permanecer durante las retransmisiones, por ejemplo, mapeo de bits para transmisión inicial:  $i_1g_1i_2g_2 \Rightarrow$  mapeo de bits en todas las retransmisiones:  $i_1g_1i_2g_2$ .

En la figura 2 se muestran algunos ejemplos de constelaciones posibles. Las fiabilidades de bits resultantes según la figura 2 se exponen en la Tabla 1.

20

Tabla 1

Constelación	Bit $i_1$	Bit $q_1$	Bit $i_2$	Bit $q_2$
1	Fiabilidad alta (Nivel 1)	Fiabilidad alta (Nivel 1)	Fiabilidad baja (Nivel 2b)	Fiabilidad baja (Nivel 2b)
2	Fiabilidad baja (Nivel 2a)	Fiabilidad baja (Nivel 2a)	Fiabilidad alta (Nivel 1)	Fiabilidad alta (Nivel 1)
3	Fiabilidad baja (Nivel 2b)	Fiabilidad baja (Nivel 2b)	Fiabilidad alta (Nivel 1)	Fiabilidad alta (Nivel 1)
4	Fiabilidad alta (Nivel 1)	Fiabilidad alta (Nivel 1)	Fiabilidad baja (Nivel 2a)	Fiabilidad baja (Nivel 2a)

A continuación se supone que  $m$  indica el parámetro de número de transmisión, indicando  $m=0$  la primera transmisión de un paquete en el contexto ARQ.  $b$  indica también el número de bits que forman un símbolo en la entidad de mapeo. Normalmente,  $b$  puede ser cualquier número entero, donde los valores usados más a menudo para sistemas de comunicaciones son un entero potencia de 2.

Sin pérdida de generalidad se puede suponer además que el número de bits  $n$  que se utilizan como entrada al proceso de intercalación es divisible por  $b$ , es decir,  $n$  es un múltiplo entero de  $b$ . Los expertos en la materia percibirán que si éste no fuese el caso, la secuencia de bits de entrada se puede completar fácilmente con bits ficticios hasta que se cumpla la condición anterior.

A continuación se considerará un ejemplo de un esquema de transmisión 16 QAM simple con mapeo Gray con tasa FEC  $\frac{1}{2}$  ( $S_n$ : bits sistemáticos -  $P_n$ : bits de paridad), que se genera a partir de un codificador sistemático de tasa  $\frac{1}{3}$  (véase la figura 3) por calado. Se podría seleccionar una secuencia y ordenación de bits como la representada en la figura 4 para la 1ª transmisión (TX). La figura 4 muestra la secuencia generada de la figura 3 con una indicación de las fiabilidades de bits.

Un esquema HARQ Tipo III convencional simple con una sola versión de redundancia transmitiría en todas las retransmisiones pedidas la secuencia idéntica (que tiene el mapeo idéntico  $M_1$  o intercalación idéntica  $I_1$ . Por lo general, la 1ª transmisión no está intercalada, sin embargo, la no intercalación se puede considerar también como tener un intercalador con iguales flujos de entrada y salida. Esto da lugar, después de combinar todas las transmisiones recibidas (y pedidas), a grandes variaciones de las fiabilidades de bits. Por ejemplo,  $S_1$  y  $P_1$  serían altamente fiables (transmitidos  $n$  veces con alta fiabilidad), mientras que  $S_2$  y  $P_4$  serían menos fiables (transmitidos  $n$  veces con baja fiabilidad). Como se ha indicado anteriormente, esto degradará el rendimiento de decodificación en el receptor.

El rendimiento de este esquema básico se puede incrementar conmutando las fiabilidades para las retransmisiones requeridas para promediar las fiabilidades para todos los bits transmitidos. Esto se puede lograr con varias implementaciones específicas diferentes, donde 2 posibles soluciones se ilustran a continuación en la figura 5 y la figura 6. Esta técnica se puede implementar intercalando los bits de forma diferente a la de la 1ª transmisión o utilizando diferentes reglas de mapeo para los símbolos de modulación. Esto se denominará a continuación usar un 2º mapeador  $M_2$  o un 2º intercalador  $I_2$ .

La figura 5 muestra una secuencia de bits para la 2ª transmisión, donde, para fiabilidades de bits medias, los bits se desplazan 2 a la derecha usando diferentes intercaladores para transmisión.

La figura 6 muestra una secuencia de bits para la 2ª transmisión, donde, para fiabilidades de bits medias, las posiciones de bits se conmutan usando diferentes mapeadores para transmisiones.

5 En caso de usar 2 mapeadores ( $M_n$ ) o intercaladores ( $I_n$ ) diferentes, todas las transmisiones sucesivas se mapean o intercalan después de tal manera que ningún mapeador/intercalador se utilice 2 veces más frecuentemente que el otro, por ejemplo:

Tabla 2

TX	Estrategia 1	Estrategia 2
1	$I_1/M_1$	$I_1/M_1$
2	$I_2/M_2$	$I_1/M_2$
3	$I_1/M_1$	$I_1/M_2$
4	$I_2/M_2$	$I_1/M_1$
5	$I_1/M_1$	$I_1/M_1$
6	$I_2/M_2$	$I_1/M_2$
7	$I_1/M_1$	$I_1/M_2$
...	...	...

10 Se deberá observar que para QAM 16 el uso de 4 mapeadores diferentes proporciona un mejor rendimiento, y usar 2 mapeadores proporciona una solución subóptima. Se eligen 2 mapeadores para que el ejemplo siga siendo simple.

15 Se puede ver por la tabla anterior que los rendimientos de la estrategia 1 y 2 son iguales o similares, por lo tanto, no supone ninguna diferencia elegir el mapeador/intercalador  $M_1/I_1$  o  $M_2/I_2$  para la 3ª TX (transmisión). Sin embargo, para la 4ª TX hay que tener cuidado de elegir el mapeador/intercalador complementario con respecto a la 3ª TX.

20 Un esquema HARQ Tipo III simple de la técnica anterior con múltiples versiones de redundancia retransmitiría los bits sistemáticos en la 2ª TX más los bits de paridad adicionales, que no se han transmitido en la primera TX. Por razones de sencillez, el ejemplo se elige de tal manera que el número de bits por transmisiones se mantenga constante, y exactamente 2 transmisiones pueden transportar todos los bits codificados (sistemáticos y de paridad). Para garantizar retransmisiones auto-codificables, se retransmitirán todos los bits sistemáticos. Sin embargo, los expertos en la materia apreciarán que también se puede usar retransmisiones no auto-decodificables para llevar a cabo la invención.

25 La figura 7 muestra una secuencia de bits para la 1ª TX como  $RV_1$  y  $M_1^1/I_1^1$ .

30 En los esquemas convencionales con múltiples versiones de redundancia - no considerando las variaciones en las fiabilidades de bits, es decir, teniendo un solo mapeador/intercalador como se representa en la secuencia de bits para la secuencia de la 2ª transmisión  $RV_2$  y  $M_1^2/I_1^2$  en la figura 8 - surge un problema similar al de los esquemas con una sola versión de redundancia. Los bits sistemáticos de baja fiabilidad de la 1ª TX serán de baja fiabilidad en la 2ª transmisión.

35 Utilizando 2 mapeadores/intercaladores (véase la figura 9), el promediado se realizará con respecto a los bits sistemáticos. Sin embargo, después de 2 transmisiones, el promediado de las fiabilidades solamente es posible para los bits transmitidos dos veces hasta entonces (en este ejemplo, los bits sistemáticos). En la 3ª TX se puede elegir la versión de redundancia para transmitir  $RV_1$  o  $RV_2$  (el rendimiento para ambas posibilidades deberá ser muy similar).

40 El ejemplo antes descrito con 2 versiones de redundancia ( $RV_1$  y  $RV_2$ ) proporciona básicamente 4 combinaciones de versiones de redundancia y mapeadores/intercaladores (véase la Tabla 3 y la figura 10):

Tabla 3

Combinaciones posibles
$RV_1$ e $I_1^1/M_1^1$
$RV_1$ e $I_2^1/M_2^1$
$RV_2$ e $I_1^2/M_1^2$
$RV_2$ e $I_2^2/M_2^2$

45 A continuación, el conjunto de bits transmitidos en la 1ª TX se etiquetarán  $RV_1$  (versión de redundancia 1) y el conjunto de bits transmitidos en la 2ª TX se etiquetarán  $RV_2$ . Además, los mapeadores/intercaladores están unidos a las versiones de redundancia por un subíndice. En el ejemplo mostrado el patrón de intercaladores y el mapeo para  $I_n^1/M_n^1$  e  $I_n^2/M_n^2$  ( $n = 1, 2$ ) son iguales, que es un caso especial, porque las posiciones de los bits sistemáticos y de paridad están alineadas entre sí en ambas versiones de redundancia.

50

Según la presente invención, el mapeador/intercalador se tiene que seleccionar según la versión de redundancia elegida para promediar las fiabilidades de los bits sistemáticos y de paridad. Esto es lo contrario al caso de una sola versión de redundancia, por lo que la tercera transmisión puede seleccionar cualquier mapeador/intercalador.

5 A continuación se propone una estrategia para seleccionar el mapeador/intercalador dependiendo de la versión de redundancia transmitida para promediar todas las fiabilidades de bits.

**1ª TX**

10 Supóngase que se seleccionan las combinaciones  $RV_1$  y  $I_1^1/M_1^1$  se selecciona para la 1ª TX - también se podría seleccionar cualquier otra combinación para la 1ª transmisión (suponiendo un rendimiento igual/similar considerando una sola transmisión).

**2ª TX**

15 En la 2ª TX se deberá transmitir la versión de redundancia restante (en este caso  $RV_2$ ), donde las fiabilidades para todos los bits que ya se han transmitido en la 1ª TX (en este caso todos bits sistemáticos) tienen que promediarse, es decir, los bits sistemáticos de baja fiabilidad tienen que ser ahora de alta fiabilidad. Esto se consigue transmitiendo  $RV_2$  con  $I_2^2/M_2^2$ .

**3ª TX**

20 Para la 3ª TX se tiene libertad sobre qué versión de redundancia transmitir, sin embargo, se tiene que combinar con un mapeador/intercalador que todavía no se haya elegido para esta versión de redundancia, es decir,  $RV_1$  y  $I_2^1/M_2^1$  en la estrategia 1 y  $RV_2$  e  $I_1^2/M_1^2$  en la estrategia 2. Esto garantiza el promediado de los bits de paridad, que se transmiten en el conjunto actual de bits.

**4ª TX**

30 Para la 4ª TX hay que seleccionar la combinación que queda. Esto garantiza el promediado del conjunto restante de bits de paridad y asegura transmitir el conjunto de bits de paridad, que se han transmitido una vez hasta ahora.

**5ª TX y otras**

35 El proceso de promediado se termina después de la 4ª TX. Por lo tanto, hay una libre elección de versión de redundancia y combinación de mapeador/intercalador. Para las TX siguientes hay que considerar las reglas aplicadas a las TX 1-4.

Tabla 4

TX	Estrategia 1	Estrategia 2
1	$RV_1$ e $I_1^1/M_1^1$	$RV_1$ e $I_1^1/M_1^1$
2	$RV_2$ e $I_2^2/M_2^2$	$RV_2$ e $I_2^2/M_2^2$
3	$RV_1$ e $I_2^1/M_2^1$	$RV_2$ e $I_1^2/M_1^2$
4	$RV_2$ e $I_1^2/M_1^2$	$RV_1$ e $I_2^1/M_2^1$
5	...	...

40 En el ejemplo ofrecido, las posiciones de los bits sistemáticos para ambas versiones de redundancia  $RV_1$  y  $RV_2$  (considerando el mismo mapeador/intercalador) son iguales (véase la figura 10). Éste no suele ser el caso (especialmente para diferentes tasas de codificación) y es claro que es una simplificación. El ejemplo mostrado tiene la finalidad de mostrar el procedimiento general, que se puede ampliar fácilmente a casos más generales indicados a continuación.

45 El método propuesto no se limita a 2 versiones de redundancia. En su lugar, se puede ampliar a cualquier número  $N$  de versiones de redundancia, que se seleccionan para transmisión consecutiva y repetición después de  $N$  transmisiones como en un esquema HARQ Tipo II/III general con  $N$  versiones de redundancia.

50 Bajo el supuesto de que  $m$  indica la versión de mapeador/intercalador real ( $m=1... M$ ), el número de mapeadores/intercaladores por versión de redundancia podría ser cualquier número entero  $M$  (dando lugar como máximo  $N \cdot M$  mapeadores/intercaladores diferentes, donde  $N$  indica el número total de versiones de redundancia y  $M$  el número de mapeadores/intercaladores por versión de redundancia), donde las reglas de mapeo o patrones de intercaladores no están diseñadas necesariamente para realizar un promediado perfecto de fiabilidades. Según el ejemplo de la Tabla 4, el método general se expone en la Tabla 5, donde (como se ha mencionado anteriormente) todos los  $I_m^m/M_m^m$  podrían tener diferentes reglas de mapeo o patrones de intercaladores.



Tabla 5

TX	Combinación
1	$RV_1$ e $I_1^1/M_1^1$
2	$RV_2$ e $I_1^2/M_2^1$
3	$RV_3$ e $I_1^3/M_3^1$
...	...
N	$RV_N$ e $I_1^N/M_1^N$
N+1	$RV_1$ e $I_2^1/M_2^1$
...	...
2N	$RV^N$ e $I_2^N/M_2^N$
...	...
$N \cdot (M-1) + 1$	$RV_1$ e $I_M^1/M_M^1$
...	...
$N \cdot M$	$RV_N$ e $I_M^N/M_M^N$
...	...

5 Como se muestra en el ejemplo, los mapeadores/intercaladores  $I_m^n/M_m^n$  podrían ser los mismos para todas las versiones de redundancia n, es decir, los mapeadores/intercaladores son independientes de n:  $I_m/M_m$  (en total M mapeadores/intercaladores diferentes). Las reglas de mapeo o patrones de intercaladores se podrían elegir de tal manera que el proceso de promediado para los bits sistemáticos y los bits de paridad sea tan bueno como sea posible. Cualquier par de mapeadores/intercaladores  $I_m^n/M_m^n$ ,  $I_k^j/M_k^j$  podría tener la misma regla de mapeo o patrón de intercaladores.

10 Preferentemente, el número M de mapeadores/intercaladores se podría elegir según el número de niveles de fiabilidad de bits producidos por el esquema de modulación. Como alternativa, el número M de mapeadores/intercaladores se podría elegir según el doble del número de niveles de fiabilidad de bits producidos por el esquema de modulación.

15 La figura 11 muestra una primera realización ejemplar de un sistema de comunicaciones en la que se emplea el método que subyace a la invención.

20 En el transmisor 100 se obtiene una secuencia de bits de un codificador de corrección de error hacia delante (FEC) (no representado) y después se introduce en un intercalador 110 y un inversor de bits lógico 120. El intercalador 110 y el inversor de bits lógico 120 son funciones de la versión de redundancia y/o la versión de mapeador/intercalador m y modifican la secuencia de bits de entrada. Después, la secuencia de bits se introduce en el mapeador/modulador 130 que es la entidad de mapeo. El mapeador usa normalmente una de las constelaciones de señales representadas en la figura 2 y mapea los bits sobre un símbolo que se transmite por el canal de comunicación 200. El canal de comunicación es normalmente un canal de comunicaciones por radio que experimenta condiciones de canal no fiables y variables en el tiempo.

Los patrones usados por los mapeadores, intercaladores e inversores se almacenan en el transmisor y el receptor o almacenan en el transmisor y se envían al receptor.

30 En el receptor 300, los símbolos complejos se introducen primero en un desmapeador/demodulador 330 que demodula los símbolos recibidos a una secuencia de dominio de bits correspondiente (por ejemplo, la secuencia de LLR). Esta secuencia se introduce posteriormente en un inversor lógico 320 y después en un desintercalador 310 del que sale la secuencia de dominio de bits obtenida.

35 El intercalador y el desintercalador funcionan según la técnica conocida de intercalación/desintercalación aplicando una permutación pseudo-aleatoria o aleatoria determinada de las secuencias de bits o símbolos de entrada, es decir, cambian las posiciones de los bits o símbolos dentro de una secuencia. En la realización antes descrita, el intercalador (y el desintercalador) son un (des)intercalador de bits intra-símbolo que cambia la posición de los bits que forman un símbolo en el mapeador/desmapeador.

40 El inversor de bits lógico funciona según una técnica conocida de invertir el valor lógico de un bit, es decir, convierte un valor lógico bajo en un valor lógico alto, y viceversa. En una realización práctica de un receptor que funciona con relaciones de probabilidad logarítmica, esta operación de inversión es equivalente a una inversión de signo de la relación de probabilidad logarítmica.

45 Si se lanza una retransmisión por una petición de repetición automática concedida por un detector de error (no representado) con el resultado de que otro paquete de datos se transmite desde el transmisor 100, los paquetes de datos erróneos previamente recibidos se combinan en el desmapeador/demodulador 330 con los paquetes de datos

retransmitidos. Debido a la modificación de la secuencia de bits por el intercalador y el inversor de bits lógico, las fiabilidades medias de bits se promedian dando lugar a un rendimiento incrementado en el receptor.

5 Como un enfoque alternativo, en la segunda realización mostrada en la figura 12, el patrón para intercalar/desintercalar la secuencia de bits antes de enviarla al mapeador se deja constante, es decir, no cambia en función de la versión de redundancia  $n$ . En su lugar, se cambian las reglas para mapear los bits sobre un símbolo, lo que corresponde a introducir secuencias de bits en el mapeador dependiendo solamente de la versión de redundancia  $n$  y cambiar simplemente las reglas de mapeo de bit a símbolo.

10 En otra variante, no mostrada explícitamente en las figuras, se puede usar una combinación de los dos enfoques antes descritos, es decir, el mapeador/intercalador y el inversor dependen de la versión de redundancia  $n$  y la versión de mapeador/intercalador  $m$ .

15 La figura 13 muestra el resultado de una simulación que mide la tasa de errores de trama para un esquema de modulación 16 QAM que emplea una tasa de códigos 1/2 para dos métodos HARQ convencionales y una posible implementación del método según la presente invención. Para este ejemplo, la estrategia 2 de la tabla 6 siguiente se compara con dos estrategias convencionales. Es obvio a partir de la figura 13 que el método según la invención ofrece prestaciones superiores a los métodos convencionales.

20 Tabla 6

Esquema de transmisión	Convencional 1 (usando mapeo idéntico para todas las transmisiones)	Convencional 2 (alternando entre mapeos independientemente de la versión de redundancia)	Estrategia 2 (según la Tabla 3:[P1])
1. TX	$RV_1$ y mapeo 1	$RV_1$ y $M^1$	$RV_1$ y $M^1$
2. TX	$RV_2$ y $M^1$	$RV_2$ y $M^2$	$RV_2$ y $M^2$
3. TX	$RV_1$ y $M^1$	$RV_1$ y $M^1$	$RV_1$ y $M^2$
4. TX	$RV_2$ y $M^1$	$RV_2$ y $M^2$	$RV_2$ y $M^1$

25 En la tabla, se enumeran las versiones de redundancia usadas ( $RV_n$ ) y mapeos ( $M^m$ ) para métodos simulados, donde los mapeos  $M_1^1=M_2^1=M^1$  y  $M_1^2=M_2^2=M^2$  son según la Tabla 4 [P2] (es decir, idénticos mapeos usados para ambas versiones de redundancia).  $M^1$  corresponde a la constelación 1 y  $M^2$  corresponde a la constelación 2 en la figura 2.

30 Aunque el método antes descrito se ha descrito usando señales codificadas Gray y un esquema de modulación QAM, es claro para los expertos en la materia que se puede usar igualmente otros esquemas de codificación y modulación adecuados, por ejemplo modulación PSK para obtener los beneficios de la invención.

REIVINDICACIONES

- 5 1. Un aparato de transmisión (100) para transmitir datos usando un proceso HARQ que aplica un esquema de modulación de alto orden que tiene más de dos bits por símbolo de datos, que comprende:
- 10 una sección de transmisión que transmite datos usando una combinación de una pluralidad de combinaciones, comprendiendo cada una de las combinaciones una versión de redundancia de una pluralidad de versiones de redundancia y una versión de constelación de una pluralidad de versiones de constelación de dicho esquema de modulación, asignándose al menos una versión de redundancia de la pluralidad de versiones de redundancia a más de una de las versiones de constelación;
- 15 en el que cada una de las versiones de constelación define al menos una de posiciones de bits en una secuencia de bits de dicho símbolo de datos que comprende una pluralidad de bits o valores lógicos de los bits; y en el que una de las versiones de constelación está producida por al menos uno de intercambiar un bit con otro en la secuencia de bits que comprende una pluralidad de bits o invertir un valor lógico de un bit en la secuencia de bits.
- 20 2. El aparato de transmisión de acuerdo con la reivindicación 1, que comprende adicionalmente: una sección de reorganización (110, 120, 130) que reorganiza la secuencia de bits que comprende una pluralidad de bits de acuerdo con una versión de constelación de la una de las combinaciones, para producir una secuencia de bits reorganizada.
- 25 3. El aparato de transmisión de acuerdo con las reivindicaciones 1 o 2, que comprende adicionalmente: una sección de reorganización (110, 120, 130) que funciona para al menos uno de intercambiar un bit con otro en la secuencia de bits que comprende una pluralidad de bits e invertir un valor lógico de un bit en la secuencia de bits.
- 30 4. El aparato de transmisión de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 3, en el que dicha sección de transmisión transmite primeros datos usando una de las combinaciones y transmite segundos datos usando otra de las combinaciones.
- 35 5. El aparato de transmisión de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 4, en el que dicha sección de transmisión transmite datos usando la primera combinación de las combinaciones y retransmite datos usando la segunda combinación de las combinaciones.
- 40 6. Un aparato de recepción (300) para recibir datos transmitidos usando un proceso HARQ que aplica un esquema de modulación de alto orden que tiene más de dos bits por símbolo de datos, que comprende una sección de recepción que recibe datos usando una combinación de una pluralidad de combinaciones, comprendiendo cada una de las combinaciones una versión de redundancia de una pluralidad de versiones de redundancia y una versión de constelación de una pluralidad de versiones de constelación de dicho esquema de modulación, asignándose al menos una versión de redundancia de la pluralidad de versiones de redundancia a más de una de las versiones de constelación;
- 45 en donde cada una de las versiones de constelación define al menos una de posiciones de bits en una secuencia de bits de dicho símbolo de datos que comprende una pluralidad de bits o valores lógicos de los bits; y en donde una de las versiones de constelación está producida por al menos uno de intercambiar un bit con otro en la secuencia de bits que comprende una pluralidad de bits o invertir un valor lógico de un bit en la secuencia de bits.
- 50 7. El aparato de recepción de acuerdo con la reivindicación 6, que comprende adicionalmente:
- una sección de demodulación (300) que demodula los datos recibidos.
8. Un sistema de transmisión que comprende:
- un aparato de transmisión de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 5 y un aparato de recepción de acuerdo con las reivindicaciones 6 o 7.

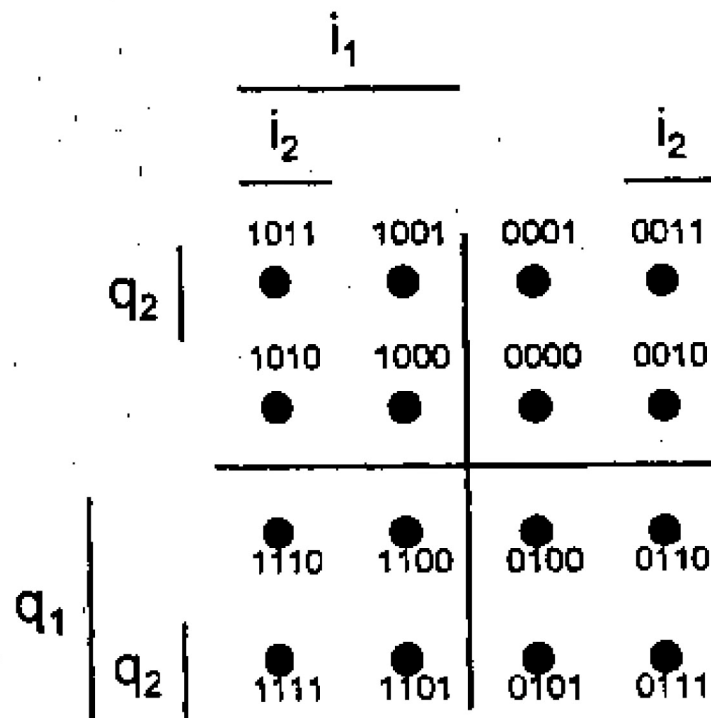


FIGURA 1

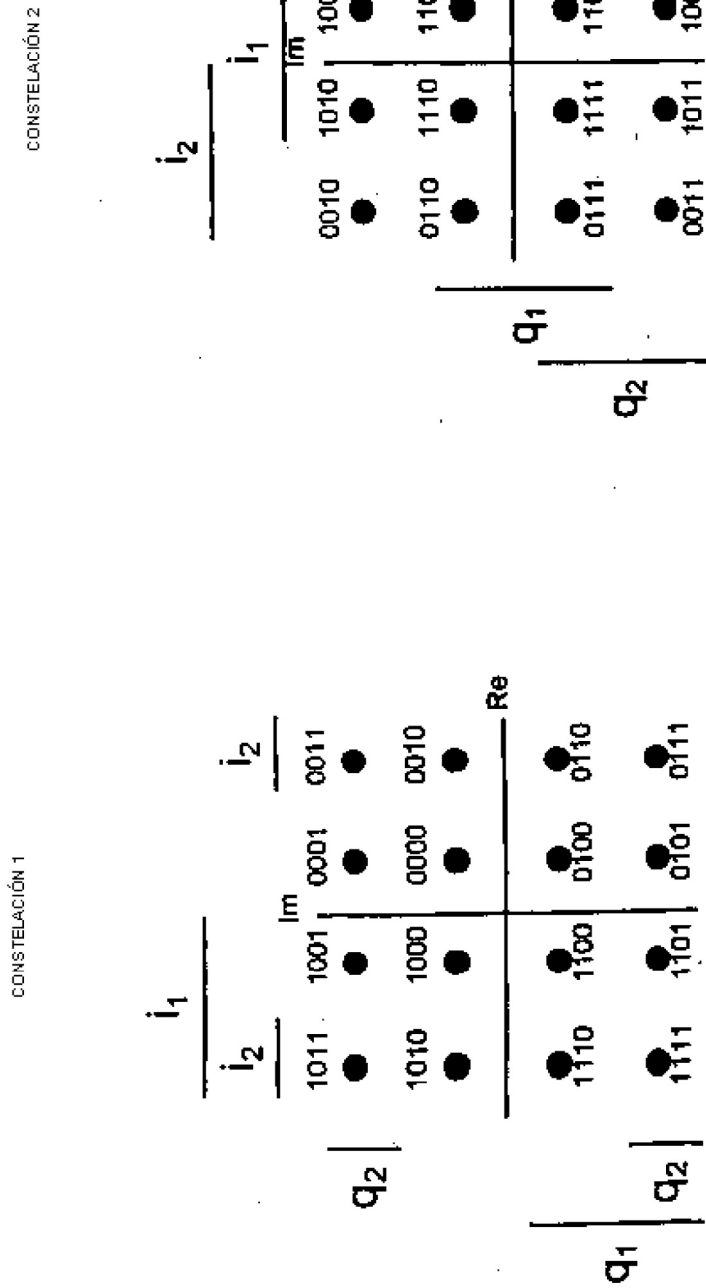
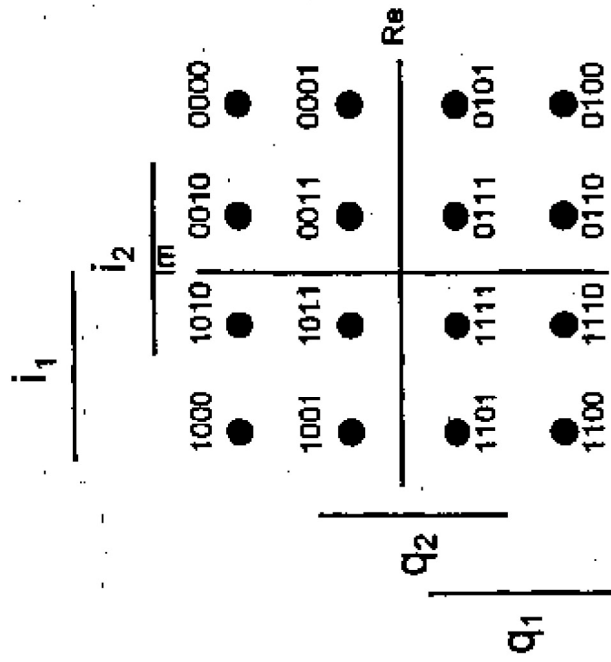


FIGURA 2a

CONSTELACIÓN 4



CONSTELACIÓN 3

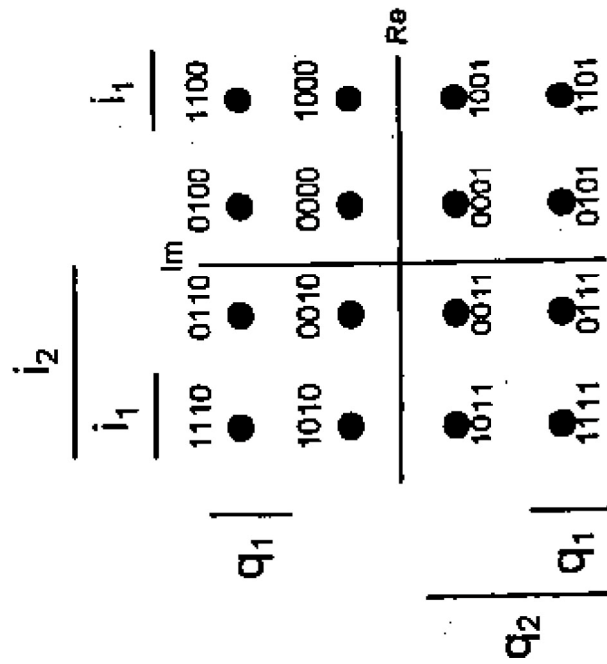


FIGURA 2b

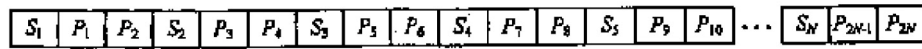


FIGURA 3

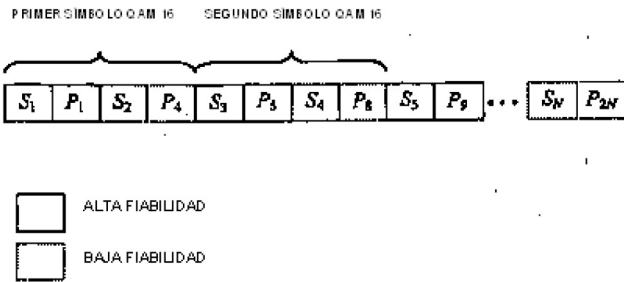


FIGURA 4

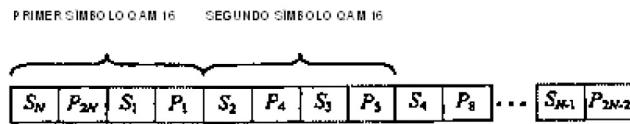


FIGURA 5

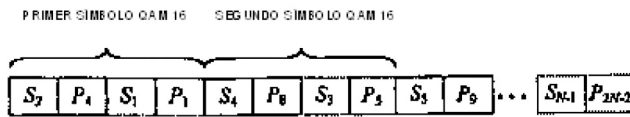


FIGURA 6

$RV_1$  &  $M_1^{1/2}$

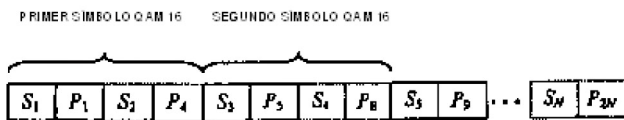


FIGURA 7

**$RV_2 & M_1^2/l_1^2$**

PRIMER SIMBOLO QAM 16    SEGUNDO SIMBOLO QAM 16



FIGURA 8

**$RV_2 & M_2^2/l_2^2$**

PRIMER SIMBOLO QAM 16    SEGUNDO SIMBOLO QAM 16

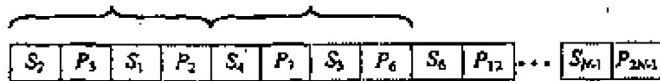
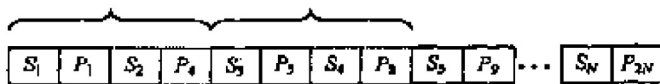


FIGURA 9

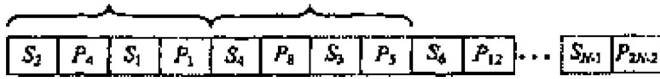
**$RV_1 & M_1^1/l_1^1$**

PRIMER SIMBOLO QAM 16    SEGUNDO SIMBOLO QAM 16



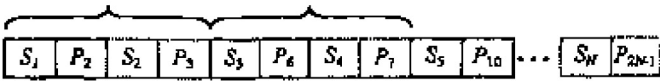
**$RV_1 & l_2^1/M_2^1$**

PRIMER SIMBOLO QAM 16    SEGUNDO SIMBOLO QAM 16



**$RV_2 & l_1^2/M_1^2$**

PRIMER SIMBOLO QAM 16    SEGUNDO SIMBOLO QAM 16



**$RV_2 & l_2^2/M_2^2$**

PRIMER SIMBOLO QAM 16    SEGUNDO SIMBOLO QAM 16

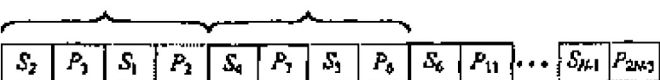


FIGURA 10



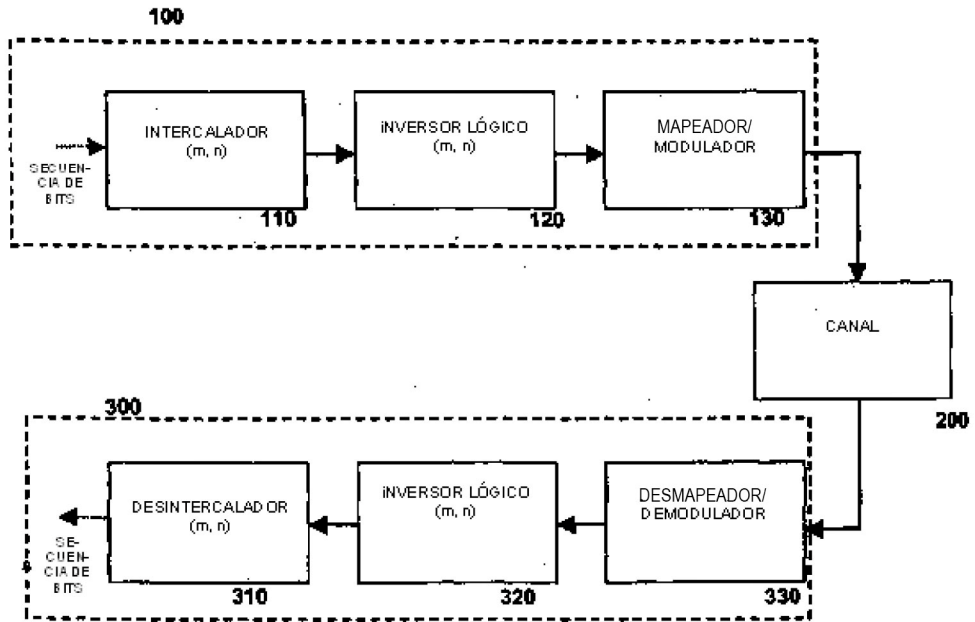


FIGURA 11

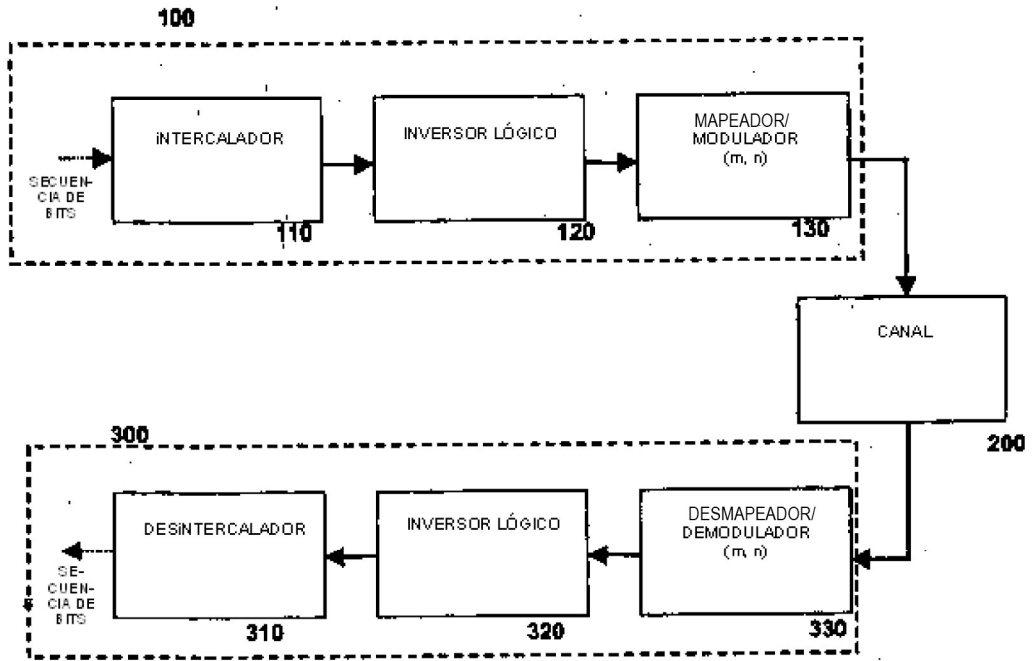


FIGURA 12

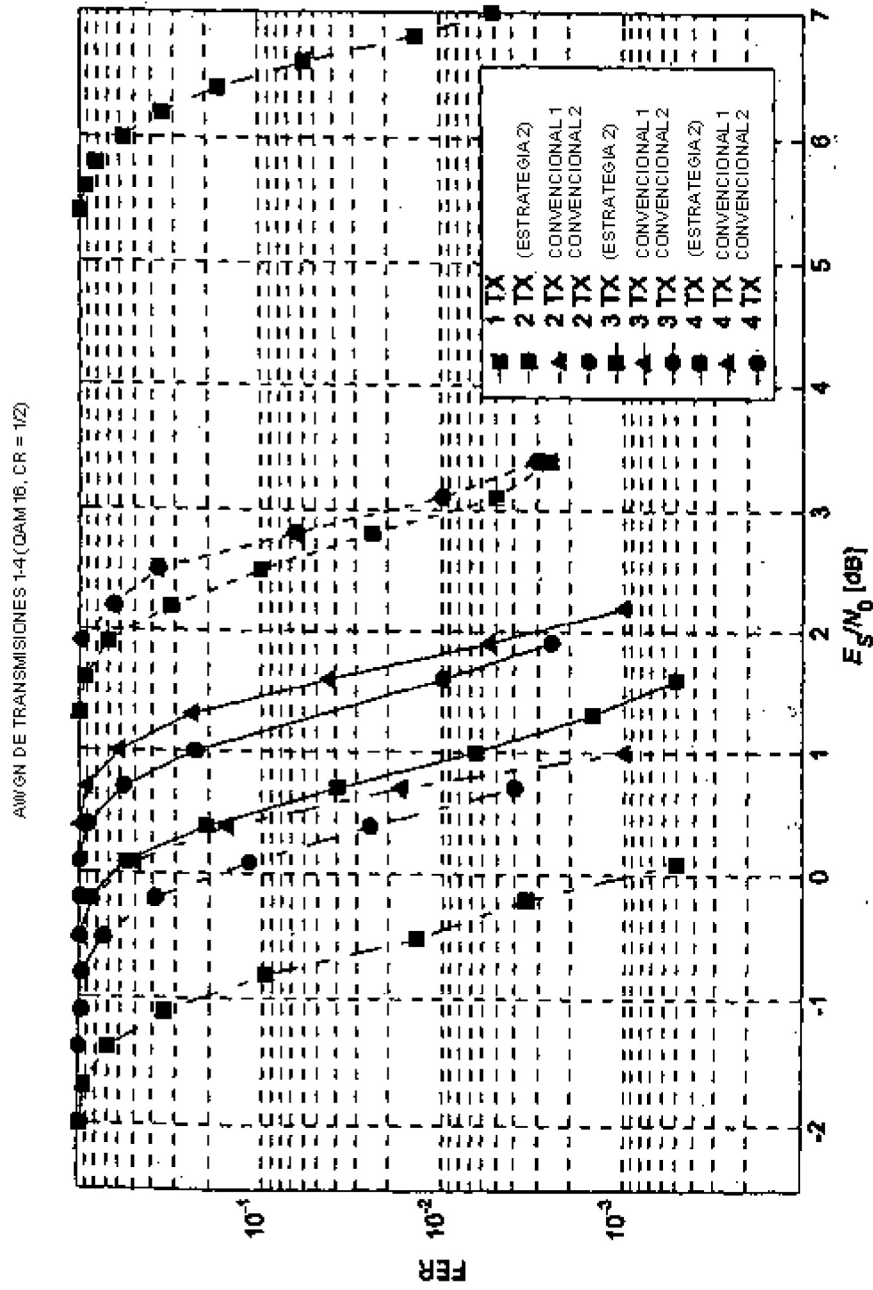


FIGURA 13