



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 337 034**

51 Int. Cl.:
H04L 27/26 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **03009288 .6**

96 Fecha de presentación : **26.03.1993**

97 Número de publicación de la solicitud: **1330093**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **23.07.2003**

54 Título: **Transmisión multirresolución.**

30 Prioridad: **26.03.1992 JP 4-67934**
25.09.1992 JP 4-256070

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
20.04.2010

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
20.04.2010

73 Titular/es: **PANASONIC CORPORATION**
1006, Oaza Kadoma
Kadoma-shi, Osaka 571-8501, JP

72 Inventor/es: **Oshima, Mitsuaki**

74 Agente: **Ungría López, Javier**

ES 2 337 034 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

Transmisión multirresolución.

5 La presente invención se refiere a un sistema de comunicación para transmisión/recepción de una señal digital mediante modulación de su onda portadora y demodulación de la señal modulada.

Los sistemas de comunicaciones digitales se han usado en varios campos. En particular, las técnicas de transmisión de señal digital vídeo se han mejorado considerablemente.

10 Entre ellas está un método de transmisión de señal de TV digital. Hasta ahora, tales sistemas de transmisión de señal de TV digital están en uso particular, por ejemplo, para transmisión entre estaciones de TV. Pronto se utilizarán para servicio de radiodifusión terrestre y/o por satélite en todos los países del mundo.

15 Se demanda ahora a los sistemas de radiodifusión de TV incluyendo HDTV, música PCM, FAX, y otro servicio de información que incrementen la calidad y cantidad de los datos deseados para satisfacer a millones de televidentes sofisticados. En particular, hay que aumentar los datos en una anchura de banda de frecuencia dada asignada para servicio de radiodifusión de TV. Los datos a transmitir siempre son abundantes y se suministran manipulados con técnicas actuales del tiempo. Es ideal modificar o cambiar el sistema de transmisión de señal existente en correspondencia a un aumento de la cantidad de datos con el tiempo.

20 Sin embargo, el servicio de radiodifusión de TV es un negocio público y no puede progresar sin considerar los intereses y beneficios de televidentes. Es esencial que todo servicio nuevo se vea con los receptores y pantallas de TV actuales. Más en concreto, la compatibilidad de un sistema es muy deseada para proporcionar simultáneamente servicios tanto nuevos como antiguos o un nuevo servicio que pueda ser interceptado por cualquiera de los receptores actuales y avanzados.

25 Se entiende que cualquier sistema nuevo de radiodifusión de TV digital a introducir tiene que estar preparado para la ampliación de datos para responder a futuras demandas y ventajas tecnológicas, así como para acción compatible que permita a los receptores actuales recibir transmisiones.

Se explicará la capacidad de expansión y el funcionamiento compatible del sistema de TV digital de la técnica anterior.

35 Se conoce un sistema de TV digital por satélite en el que señales de TV NTSC comprimidas a aproximadamente 6 Mbps son multiplexadas por modulación por división de tiempo de PSK 4 y transmitidas en 4 a 20 canales mientras que las señales HDTV son transportadas en un canal único. Se ha previsto otro sistema de HDTV digital en el que datos vídeo HDTV comprimidos a sólo 15 Mbps se transmiten en una señal QAM 16 o 32 mediante estaciones de tierra.

40 Tal sistema por satélite conocido permite transportar señales HDTV en un canal de manera convencional, ocupando así una banda de frecuencias equivalente a los mismos canales de las señales NTSC. Esto hace que los canales NTSC correspondientes no estén disponibles durante la transmisión de la señal HDTV. Además, la compatibilidad entre receptores o pantallas NTSC y HDTV queda muy afectada y la capacidad de expansión de datos necesaria para adaptación a un futuro modo avanzado se desprecia profundamente.

45 Tal sistema de HDTV terrestre común ofrece un servicio HDTV en señales QAM 16 o 32 convencionales sin ninguna modificación. En todo servicio de radiodifusión de TV analógica se desarrolla gran número de regiones sombra o de atenuación de señal dentro de su zona de servicio debido a obstáculos estructurales, inconvenientes geográficos o interferencia de señal de una estación contigua. Cuando la señal de TV es una forma analógica, puede ser interceptada más o menos en tales regiones de atenuación de señal aunque su imagen reproducida sea de baja calidad. Si la señal de TV es una forma digital, raras veces se puede reproducir a un nivel aceptable dentro de las regiones. Esta desventaja es críticamente hostil para el desarrollo de cualquier sistema de TV digital.

55 El artículo "Multi resolution Source and Channel Coding for Digital Broadcast of HDTV" G K. M. Uz y colaboradores de Signal Processing of HDTV, III editado por H. Yasude y colaboradores 1992 Elsevier, describe una señal HDTV de resolución 2 modulada utilizando un esquema 64-QAM.

60 EP-A-0.485.108 describe un esquema de modulación que utiliza correlación de constelación para proporcionar diferentes niveles de protección de error a los elementos de datos más importantes.

EP-A-0.485.105 describe un esquema para codificar señales HDTV en el que la señal de televisión se divide en dos flujos de datos que después se correlacionan para proporcionar diferentes cantidades de protección de error.

65 EP 0 448 492 describe un dispositivo para la transmisión de datos digitales con al menos dos niveles de protección del tipo que garantiza la distribución de los datos a transmitir en forma de elementos digitales en el espacio tiempo-frecuencia. Cada uno de los símbolos transmitidos consta de un múltiplex de N portadoras ortogonales N moduladas

por un conjunto de elementos digitales. Además, se facilitan medios de codificación de canal incluyendo al menos dos tipos de modulación y/o al menos dos eficiencias de codificación.

Según la presente invención, se proponen un teléfono para transmitir una señal de enlace ascendente a una estación base y recibir una primera señal de enlace descendente y una segunda señal de enlace descendente de la estación base, según la reivindicación 1, y un método de transmisión y recepción para transmitir una señal de enlace ascendente a una estación base y recibir una primera señal de enlace descendente y una segunda señal de enlace descendente de la estación base, según la reivindicación 2.

La presente invención puede proporcionar un sistema de comunicación dispuesto para uso compatible para los servicios de radiodifusión tanto NTSC existentes como HDTV de introducción, en particular mediante satélite, y también minimizar las regiones sombra o de atenuación de señal de su zona de servicio en tierra.

Un sistema de comunicación que incorpora una realización de la presente invención varía intencionadamente puntos de señal, que se solían disponer a intervalos uniformes, para efectuar la transmisión/recepción de la señal. Por ejemplo, si se aplica a una señal QAM, el sistema de comunicación incluye dos secciones principales: un transmisor que tiene un circuito de entrada de señal, un circuito modulador para producir m números de puntos de señal, en un campo vectorial de señal mediante modulación de una pluralidad de ondas portadoras fuera de fase usando una señal de entrada suministrada por el circuito de entrada, y un circuito transmisor para transmitir una señal modulada resultante; y un receptor que tiene un circuito de entrada para recibir la señal modulada, un circuito demodulador para demodular puntos de señal de un bit de una onda portadora QAM, y un circuito de salida.

En la operación, se alimenta la señal de entrada conteniendo un primer flujo de datos de g valores y un segundo flujo de datos al circuito modulador del transmisor donde se produce una onda portadora QAM de m bits modificada que representa m puntos de señal en un campo vectorial. Los m puntos de señal se dividen en g grupos de puntos de señal a los que se asignan respectivamente los g valores del primer flujo de datos. Además, los datos del segundo flujo de datos se asignan a m/g puntos de señal o subgrupos de cada grupo de puntos de señal. Entonces, se transmite una señal de transmisión resultante desde el circuito transmisor. Se puede propagar igualmente un tercer flujo de datos.

En el receptor, primero se demodula el primer flujo de datos de la señal de transmisión dividiendo m puntos de señal en un diagrama de espacio de señal en g grupos de puntos de señal. Después se demodula el segundo flujo de datos asignando m/g valores a m/g puntos de señal de cada grupo de puntos de señal correspondientes para reconstrucción de los flujos de datos primero y segundo. Si el receptor está a $m=g$, los g grupos de puntos de señal son reclamados y se les asignan los g valores para demodulación y reconstrucción del primer flujo de datos.

Al recibir la misma señal de transmisión del transmisor, un receptor equipado con una antena de gran tamaño y capaz de modulación de datos grandes puede reproducir los flujos de datos primero y segundo. Un receptor equipado con una antena de pequeño tamaño y capaz de modulación de datos pequeños puede reproducir el primer flujo de datos solamente. Por consiguiente, se garantizará la compatibilidad del sistema de transmisión de señal. Cuando el primer flujo de datos es una señal de TV NTSC o componente de banda de frecuencia baja de una señal HDTV y el segundo flujo de datos es un componente de banda de frecuencia alta de la señal HDTV, el receptor de modulación de datos pequeños puede reconstruir la señal de TV NTSC y el receptor de modulación de datos grandes puede reconstruir la señal HDTV. Como se entiende, un servicio de radiodifusión simultánea de HDTV/NTSC digital será factible usando la compatibilidad del sistema de transmisión de señal de la presente invención.

Por ejemplo, un transmisor 1 produce una señal QAM de m bits modificada cuyos flujos de datos primero, segundo y tercero, transportando cada uno n valores, se asignan a grupos de puntos de señal relevantes con un modulador 4. La señal puede ser interceptada y el primer flujo de datos reproducido solamente por un primer receptor 23, los flujos de datos primero y segundo por un segundo receptor 33, y todos los flujos primero, segundo y tercero por un tercer receptor 43.

Más en particular, un receptor capaz de demodulación de datos de n bits puede reproducir n bits de una onda portadora modulada de bits múltiples transportando datos de m bits donde $m > n$, permitiendo así que el sistema de comunicación tenga compatibilidad y capacidad de expansión futura. Además, una transmisión de señal multinivel será posible desplazando los puntos de señal de QAM de manera que un punto de señal más próximo al punto de origen de las coordenadas de eje I y eje Q esté espaciado nd del origen, donde d es la distancia del punto más próximo de cada eje y n es más de 1.

Por consiguiente, un servicio de radiodifusión por satélite digital compatible para sistemas tanto NTSC como HDTV será factible cuando el primer flujo de datos transporte una señal NTSC y el segundo flujo de datos transporte una señal de diferencia entre NTSC y HDTV. Por lo tanto, se garantizará la capacidad de correspondencia a un aumento de la cantidad de datos a transmitir. Además, en tierra, su zona de servicio se aumentará a la vez que disminuyen las zonas de atenuación de señal.

La presente invención se describirá mejor a continuación con referencia a la descripción siguiente de realizaciones ejemplares y los dibujos acompañantes, en los que:

ES 2 337 034 T3

la figura 1 es una vista esquemática de toda la disposición de un sistema de transmisión de señal mostrando una primera realización de la presente invención.

La figura 2 es un diagrama de bloques de un transmisor de la primera realización.

La figura 3 es un diagrama vectorial que representa una señal de transmisión de la primera realización.

La figura 4 es un diagrama vectorial que representa una señal de transmisión de la primera realización.

La figura 5 es una vista que representa una asignación de códigos binarios a puntos de señal según la primera realización.

La figura 6 es una vista que representa una asignación de códigos binarios a grupos de puntos de señal según la primera realización.

La figura 7 es una vista que representa una asignación de códigos binarios a puntos de señal en cada grupo de puntos de señal según la primera realización.

La figura 8 es una vista que representa otra asignación de códigos binarios a grupos de puntos de señal y sus puntos de señal según la primera realización.

La figura 9 es una vista que representa valores umbral de los grupos de puntos de señal según la primera realización.

La figura 10 es un diagrama vectorial de una señal QAM 16 modificada de la primera realización.

La figura 11 es un diagrama gráfico que representa la relación entre el radio de antena r_2 y la relación de energía de transmisión n según la primera realización.

La figura 12 es una vista que representa los puntos de señal de una señal QAM 64 modificada de la primera realización.

La figura 13 es un diagrama gráfico que representa la relación entre el radio de antena r_3 y la relación de energía de transmisión n según la primera realización.

La figura 14 es un diagrama vectorial que representa grupos de puntos de señal y sus puntos de señal de la señal QAM 64 modificada de la primera realización.

La figura 15 es una vista explicativa que representa la relación entre A_1 y A_2 de la señal QAM 64 modificada de la primera realización.

La figura 16 es un diagrama gráfico que representa la relación entre los radios de antena r_2 , r_3 y la relación de energía de transmisión n_{16} , n_{64} respectivamente según la primera realización.

La figura 17 es un diagrama de bloques de un transmisor digital de la primera realización.

La figura 18 es un diagrama de espacio de señal de una señal modulada PSK 4 de la primera realización.

La figura 19 es un diagrama de bloques de un primer receptor de la primera realización.

La figura 20 es un diagrama de espacio de señal de una señal modulada PSK 4 de la primera realización.

La figura 21 es un diagrama de bloques de un segundo receptor de la primera realización.

La figura 22 es un diagrama vectorial de una señal QAM 16 modificada de la primera realización.

La figura 23 es un diagrama vectorial de una señal QAM 64 modificada de la primera realización.

La figura 24 es un diagrama de flujo que representa una acción de la primera realización.

Las figuras 25(a) y 25(b) son diagramas vectoriales mostrando una señal QAM 8 y 16 de la primera realización respectivamente.

La figura 26 es un diagrama de bloques de un tercer receptor de la primera realización.

La figura 27 es una vista que representa puntos de señal de la señal QAM 64 modificada de la primera realización.

La figura 28 es un diagrama de flujo que representa otra acción de la primera realización.

La figura 29 es una vista esquemática de toda la disposición de un sistema de transmisión de señal mostrando una tercera realización de la presente invención.

La figura 30 es un diagrama de bloques de un primer codificador vídeo de la tercera realización.

La figura 31 es un diagrama de bloques de un primer decodificador vídeo de la tercera realización.

La figura 32 es un diagrama de bloques de un segundo decodificador vídeo de la tercera realización.

La figura 33 es un diagrama de bloques de un tercer decodificador vídeo de la tercera realización.

La figura 34 es una vista explicativa que representa una multiplexión de tiempo de las señales D_1 , D_2 y D_3 según la tercera realización.

La figura 35 es una vista explicativa que representa otra multiplexión de tiempo de las señales D_1 , D_2 y D_3 según la tercera realización.

La figura 36 es una vista explicativa que representa otra multiplexión de tiempo de las señales D_1 , D_2 y D_3 según la tercera realización.

La figura 37 es una vista esquemática de toda la disposición de un sistema de transmisión de señal mostrando una cuarta realización de la presente invención.

La figura 38 es un diagrama vectorial de una señal QAM 16 modificada de la tercera realización.

La figura 39 es un diagrama vectorial de la señal QAM 16 modificada de la tercera realización.

La figura 40 es un diagrama vectorial de una señal QAM 64 modificada de la tercera realización.

La figura 41 es un diagrama de la asignación de componentes de datos en una base de tiempo según la tercera realización.

La figura 42 es un diagrama de la asignación de componentes de datos en una base de tiempo en acción TDMA según la tercera realización.

La figura 43 es un diagrama de bloques de un circuito reproductor de portadora de la tercera realización.

La figura 44 es un diagrama que representa el principio de reproducción de onda portadora según la tercera realización.

La figura 45 es un diagrama de bloques de un circuito reproductor de portadora para modulación inversa de la tercera realización.

La figura 46 es un diagrama que representa una asignación de puntos de señal de la señal QAM 16 de la tercera realización.

La figura 47 es un diagrama que representa una asignación de puntos de señal de la señal QAM 64 de la tercera realización.

La figura 48 es un diagrama de bloques de un circuito reproductor de portadora para multiplicación 16x de la tercera realización.

La figura 49 es una vista explicativa que representa una multiplexión de tiempo de señales D_{V1} , D_{H1} , D_{V2} , D_{H2} , D_{V3} y D_{H3} según la tercera realización.

La figura 50 es una vista explicativa que representa una multiplexión de tiempo TDMA de las señales D_{V1} , D_{H1} , D_{V2} , D_{H2} , D_{V3} y D_{H3} según la tercera realización.

La figura 51 es una vista explicativa que representa otra multiplexión de tiempo TDMA de las señales D_{V1} , D_{H1} , D_{V2} , D_{H2} , D_{V3} y D_{H3} según la tercera realización.

La figura 52 es un diagrama que representa una región de interferencia de señal en un método de transmisión conocido según la cuarta realización.

La figura 53 es un diagrama que representa regiones de interferencia de señal en un método de transmisión de señal multinivel según la cuarta realización.

ES 2 337 034 T3

La figura 54 es un diagrama que representa regiones de atenuación de señal en el método de transmisión conocido según la cuarta realización.

5 La figura 55 es un diagrama que representa regiones de atenuación de señal en el método de transmisión de señal multinivel según la cuarta realización.

La figura 56 es un diagrama que representa una región de interferencia de señal entre dos estaciones de TV digital según la cuarta realización.

10 La figura 57 es un diagrama que representa una asignación de puntos de señal de una señal ASK 4 modificada de la quinta realización.

15 La figura 58 es un diagrama que representa otra asignación de puntos de señal de la señal ASK 4 modificada de la quinta realización.

Las figuras 59(a) y 59(b) son diagramas que representan asignación de puntos de señal de la señal ASK 4 modificada de la quinta realización.

20 La figura 60 es un diagrama que representa otra asignación de puntos de señal de la señal ASK 4 modificada de la quinta realización cuando la tasa C/N es baja.

La figura 61 es un diagrama de bloques de un transmisor de la quinta realización.

25 Las figuras 62(a) y 62(b) son diagramas que representan perfiles de distribución de frecuencias de una señal ASK modulada de la quinta realización.

La figura 63 es un diagrama de bloques de un receptor de la quinta realización.

30 La figura 64 es un diagrama de bloques de un transmisor de señal vídeo de la quinta realización.

La figura 65 es un diagrama de bloques de un receptor de TV de la quinta realización.

La figura 66 es un diagrama de bloques de otro receptor de TV de la quinta realización.

35 La figura 67 es un diagrama de bloques de un receptor de TV de satélite a tierra de la quinta realización.

La figura 68 es un diagrama que representa una asignación de puntos de señal de una señal ASK 8 de la quinta realización.

40 La figura 69 es un diagrama de bloques de un codificador vídeo de la quinta realización.

La figura 70 es un diagrama de bloques de un codificador vídeo de la quinta realización conteniendo un circuito divisor.

45 La figura 71 es un diagrama de bloques de un decodificador vídeo de la quinta realización.

La figura 72 es un diagrama de bloques de un decodificador vídeo de la quinta realización conteniendo un circuito mezclador.

50 La figura 73 es un diagrama que representa una asignación en el tiempo de componentes de datos de una señal de transmisión según la quinta realización.

La figura 74(a) es un diagrama de bloques de un decodificador vídeo de la quinta realización.

55 La figura 74(b) es un diagrama que representa otra asignación en el tiempo de componentes de datos de la señal de transmisión según la quinta realización.

60 La figura 75 es un diagrama que representa una asignación en el tiempo de componentes de datos de una señal de transmisión según la quinta realización.

La figura 76 es un diagrama que representa una asignación en el tiempo de componentes de datos de una señal de transmisión según la quinta realización.

65 La figura 77 es un diagrama que representa una asignación en el tiempo de componentes de datos de una señal de transmisión según la quinta realización.

La figura 78 es un diagrama de bloques de un decodificador vídeo de la quinta realización.

ES 2 337 034 T3

La figura 79 es un diagrama que representa una asignación en el tiempo de componentes de datos de una señal de transmisión de tres niveles según la quinta realización.

La figura 80 es un diagrama de bloques de otro decodificador vídeo de la quinta realización.

La figura 81 es un diagrama que representa una asignación en el tiempo de componentes de datos de una señal de transmisión según la quinta realización.

La figura 82 es un diagrama de bloques de un decodificador vídeo para la señal D_1 de la quinta realización.

La figura 83 es un diagrama gráfico que representa la relación entre frecuencia y tiempo de una señal modulada en frecuencia según la quinta realización.

La figura 84 es un diagrama de bloques de un aparato de grabación/reproducción magnética de la quinta realización.

La figura 85 es un diagrama gráfico que representa la relación entre C/N y nivel según la segunda realización.

La figura 86 es un diagrama gráfico que representa la relación entre C/N y distancia de transmisión según la segunda realización.

La figura 87 es un diagrama de bloques de una transmisión de la segunda realización.

La figura 88 es un diagrama de bloques de un receptor de la segunda realización.

La figura 89 es un diagrama gráfico que representa la relación entre C/N y tasa de error según la segunda realización.

La figura 90 es un diagrama que representa regiones de atenuación de señal en la transmisión de tres niveles de la quinta realización.

La figura 91 es un diagrama que representa regiones de atenuación de señal en la transmisión de cuatro niveles de una sexta realización.

La figura 92 es un diagrama que representa la transmisión de cuatro niveles de la sexta realización.

La figura 93 es un diagrama de bloques de un divisor de la sexta realización.

La figura 94 es un diagrama de bloques de un mezclador de la sexta realización.

La figura 95 es un diagrama que representa otra transmisión de cuatro niveles de la sexta realización.

La figura 96 es una vista de propagación de señal de un sistema conocido de radiodifusión de TV digital.

La figura 97 es una vista de propagación de señal de un sistema de radiodifusión de TV digital según la sexta realización.

La figura 98 es un diagrama que representa una transmisión de cuatro niveles de la sexta realización.

La figura 99 es un diagrama vectorial de una señal SRQAM 16 de la tercera realización.

La figura 100 es un diagrama vectorial de una señal SRQAM 32 de la tercera realización.

La figura 101 es un diagrama gráfico que representa la relación entre C/N y tasa de error según la tercera realización.

La figura 102 es un diagrama gráfico que representa la relación entre C/N y tasa de error según la tercera realización.

La figura 103 es un diagrama gráfico que representa la relación entre distancia de desplazamiento n y C/N necesaria para transmisión según la tercera realización.

La figura 104 es un diagrama gráfico que representa la relación entre distancia de desplazamiento n y C/N necesaria para transmisión según la tercera realización.

La figura 105 es un diagrama gráfico que representa la relación entre nivel de señal y distancia de una antena de transmisor en el servicio de radiodifusión terrestre según la tercera realización.

La figura 106 es un diagrama que representa una zona de servicio de la señal SRQAM 32 de la tercera realización.

ES 2 337 034 T3

La figura 107 es un diagrama que representa una zona de servicio de la señal SRQAM 32 de la tercera realización.

La figura 108 es un diagrama que representa un perfil de distribución de frecuencia de una señal de TV de la tercera realización.

La figura 109 es un diagrama que representa una asignación en el tiempo de la señal de TV de la tercera realización.

La figura 110 es un diagrama que representa un principio de C-CDM de la tercera realización.

La figura 111 es una vista que representa una asignación de códigos según la tercera realización.

La figura 112 es una vista que representa una asignación de una QAM 36 ampliada según la tercera realización.

La figura 113 es una vista que representa una asignación de frecuencia de una señal de modulación según la quinta realización.

La figura 114 es un diagrama de bloques que representa un aparato de grabación/reproducción magnética según la quinta realización.

La figura 115 es un diagrama de bloques que representa un transmisor/receptor de un teléfono portátil según la octava realización.

La figura 116 es un diagrama de bloques que representa estaciones base según la octava realización.

La figura 117 es una vista que ilustra capacidades de comunicación y distribución del tráfico de un sistema convencional.

La figura 118 es una vista que ilustra capacidades de comunicación y distribución del tráfico según la octava realización.

La figura 119(a) es un diagrama que representa una asignación de intervalo de tiempo de un sistema convencional.

La figura 119(b) es un diagrama que representa una asignación de intervalo de tiempo según la octava realización.

La figura 120(a) es un diagrama que representa una asignación de intervalo de tiempo de un sistema TDMA convencional.

La figura 120(b) es un diagrama que representa una asignación de intervalo de tiempo según un sistema TDMA de la octava realización.

La figura 121 es un diagrama de bloques que representa un transmisor/receptor de un nivel según la octava realización.

La figura 122 es un diagrama de bloques que representa un transmisor/receptor de dos niveles según la octava realización.

La figura 123 es un diagrama de bloques que representa un transmisor/receptor de tipo OFDM según la novena realización.

La figura 124 es una vista que ilustra un principio del sistema OFDM según la novena realización.

La figura 125(a) es una vista que representa una asignación de frecuencia de una señal de modulación de un sistema convencional.

La figura 125(b) es una vista que representa una asignación de frecuencia de una señal de modulación según la novena realización.

La figura 126(a) es una vista que representa una asignación de frecuencia de una señal de transmisión de la novena realización.

La figura 126(b) es una vista que representa una asignación de frecuencia de una señal de recepción según la novena realización.

La figura 127 es un diagrama de bloques que representa un transmisor/receptor según la novena realización.

La figura 128 es un diagrama de bloques que representa un codificador Trellis según la quinta realización.

ES 2 337 034 T3

La figura 129 es una vista que representa una asignación de tiempo de períodos de símbolo efectivos e intervalos de protección según la novena realización.

La figura 130 es un diagrama gráfico que representa una relación entre la tasa C/N y la tasa de error según la novena realización.

La figura 131 es un diagrama de bloques que representa un aparato de grabación/reproducción magnética según la quinta realización.

La figura 132 es una vista que representa un formato de grabación de pista en la cinta magnética y el avance de una cabeza.

La figura 133 es un diagrama de bloques que representa un transmisor/receptor según la tercera realización.

La figura 134 es un diagrama que representa una asignación de frecuencia de una radiodifusión convencional.

La figura 135 es un diagrama que representa una relación entre zona de servicio y calidad de la imagen en un sistema de transmisión de señal de tres niveles según la tercera realización.

La figura 136 es un diagrama que representa una asignación de frecuencia en el caso de que el sistema de transmisión de señal multinivel según la tercera realización se combine con una FDM.

La figura 137 es un diagrama de bloques que representa un transmisor/receptor según la tercera realización, en el que se adopta codificación Trellis.

Y la figura 138 es un diagrama de bloques que representa un transmisor/receptor según la novena realización, en el que una parte de la señal de banda de frecuencia baja se transmite por OFDM.

Descripción detallada de las realizaciones preferidas

Realización 1

Una realización de la presente invención se describirá con referencia a los dibujos relevantes.

La figura 1 muestra toda la disposición de un sistema de transmisión de señal según la presente invención. Un transmisor 1 incluye una unidad de entrada 2, un circuito divisor 3, un modulador 4, y una unidad transmisora 5. En la práctica, cada señal multiplex de entrada es dividida por el circuito divisor 3 en tres grupos, un primer flujo de datos D_1 , un segundo flujo de datos D_2 , un tercer flujo de datos D_3 , que después son moduladas por el modulador 4 antes de ser transmitidas desde la unidad transmisora 5. La señal modulada se envía desde una antena 6 mediante un enlace ascendente 7 a un satélite 10 donde es interceptada por una antena de enlace ascendente 11 y amplificada por un transpondor 12 antes de ser transmitida desde una antena de enlace descendente 13 hacia la tierra.

La señal de transmisión es enviada después mediante tres enlaces descendentes 21, 31 y 41 a un primer 23, un segundo 33, y un tercer receptor 43 respectivamente. En el primer receptor 23, la señal interceptada por una antena 22 se alimenta mediante una unidad de entrada 24 a un demodulador 25 donde solamente se demodula su primer flujo de datos, mientras que no se recuperan los flujos de datos segundo y tercero, antes de transmitirse después desde una unidad de salida 26.

Igualmente, el segundo receptor 33 permite que los flujos de datos primero y segundo de la señal interceptada por una antena 32 y alimentada desde una unidad de entrada 34 sean demodulados por un demodulador 35 y después sumados por un sumador 37 a un flujo de datos único que después se transmite también desde una unidad de salida 36.

El tercer receptor 43 permite que todos los flujos de datos primero, segundo y tercero de la señal interceptada por una antena 42 y alimentada desde una unidad de entrada 44 sean demodulados por un demodulador 45 y después sumados por un sumador 47 a un flujo de datos único que después se transmite además desde una unidad de salida 46.

Como se entiende, los tres receptores discretos 23, 33 y 43 tienen sus respectivos demoduladores de características diferentes de tal manera que sus salidas demoduladas de la misma señal de banda de frecuencia del transmisor 1 contengan datos de tamaños diferentes. Más en concreto, tres datos diferentes, pero compatibles, pueden ser transportados simultáneamente en una señal de banda de frecuencia dada a sus receptores respectivos. Por ejemplo, cada una de las tres señales digitales, NTSC existente, HDTV, y super HDTV, es dividida en componentes de banda de frecuencia baja, alta y superalta que representan el flujo de datos primero, segundo y tercero respectivamente. Por consiguiente, las tres señales de TV diferentes se pueden transmitir en una portadora de banda de frecuencia de un canal para reproducción simultánea de una imagen de TV de resolución media, alta y superalta, respectivamente.

En el servicio, la señal de TV NTSC es interceptada por un receptor asociado con una antena pequeña para demodulación de unos datos de pequeño tamaño, la señal HDTV es interceptada por un receptor asociado con una antena media para demodulación de datos de tamaño medio, y la señal super HDTV es interceptada por un receptor asociado

ES 2 337 034 T3

con una antena grande para demodulación de datos de gran tamaño. Además, como se ilustra en la figura 1, una señal digital de TV NTSC conteniendo solamente el primer flujo de datos para un servicio de radiodifusión de TV NTSC digital se alimenta a un transmisor digital 51 donde es recibida por una unidad de entrada 52 y modulada por un modulador 54 antes de ser transmitida además desde una unidad transmisora 55. La señal demodulada se envía después desde una antena 56 mediante un enlace ascendente 57 al satélite 10 que a su vez la transmite mediante un enlace descendente 58 al primer receptor 23 en la tierra.

El primer receptor 23 demodula con su demodulador 25 la señal digital modulada suministrada desde el transmisor digital 51 a la señal original del primer flujo de datos. Igualmente, la misma señal digital modulada puede ser interceptada y demodulada por el segundo 33 o tercer receptor 43 al primer flujo de datos o señal de TV NTSC. En resumen, los tres receptores discretos 23, 33 y 43 pueden interceptar y procesar una señal digital del sistema de TV existente para reproducción.

La disposición del sistema de transmisión de señal se describirá con más detalle.

La figura 2 es un diagrama de bloques del transmisor 1, en el que una señal de entrada se alimenta a través de la unidad de entrada 2 y es dividida por el circuito divisor 3 en tres señales digitales conteniendo un primer, un segundo y un tercer flujo de datos, respectivamente.

Suponiendo que la señal de entrada es una señal vídeo, su componente de banda de frecuencia baja es asignada al primer flujo de datos, su componente de banda de frecuencia alta al segundo flujo de datos, su componente de banda de frecuencia superalta al tercer flujo de datos. Las tres señales de banda de frecuencia diferentes son alimentadas a una entrada de modulador 61 del modulador 4. Aquí, un circuito de modulación/cambio de punto de señal 67 modula o cambia las posiciones de los puntos de señal según una señal dada externamente. El modulador 4 está dispuesto para modulación de amplitud en dos portadoras desfasadas 90° respectivamente que después se suman a una señal QAM múltiple. Más específicamente, la señal procedente de la entrada de modulador 61 se alimenta a un primer 62 y un segundo modulador AM 63. Además, una onda portadora de $\cos(2\pi fct)$ producida por un generador de portadora 64 es alimentada directamente al primer modulador AM 62 y también a un desplazador de fase $\pi/2$ 66 donde se desplaza 90° en fase a una forma $\sin(2\pi fct)$ antes de ser transmitida al segundo modulador AM 63. Las dos señales moduladas en amplitud procedentes de los moduladores AM primero y segundo 62, 63 son sumadas por un sumador 65 a una señal de transmisión que se transfiere después a la unidad transmisora 5 para salida. El procedimiento es conocido y no se explicará más.

La señal QAM se describirá ahora en una constelación común de 8×8 o 16 estados con referencia al primer cuadrante de un diagrama de espacio en la figura 3. La señal de salida del modulador 4 se expresa por un vector de suma de dos vectores $A\cos 2\pi fct$ y $B\cos 2\pi fct$ 81, 82 que representan las dos portadoras desfasadas 90° respectivamente. Cuando el punto distal de un vector de suma desde el punto cero representa un punto de señal, la señal QAM 16 tiene 16 puntos de señal determinados por una combinación de cuatro valores de amplitud horizontal a_1, a_2, a_3, a_4 y cuatro valores de amplitud vertical b_1, b_2, b_3, b_4 . El primer cuadrante en la figura 3 contiene cuatro puntos de señal 83 en C_{11} , 84 en C_{12} , 85 en C_{22} , y 86 en C_{21} .

C_{11} es un vector de suma de un vector $0-a_1$ y un vector $0-b_1$ y así, expresado como $C_{11} = a_1\cos 2\pi fct - b_1\sin 2\pi fct = A\cos(2\pi fct + d\pi/2)$.

Se supone ahora que la distancia entre 0 y a_1 en las coordenadas ortogonales de la figura 3 es A_1 , entre a_1 y a_2 es A_2 , entre 0 y b_1 es B_1 , y entre b_1 y b_2 es B_2 .

Como se muestra en la figura 4, los 16 puntos de señal se asignan en una coordenada vectorial, en la que cada punto representa una configuración de cuatro bits para permitir así la transmisión de datos de cuatro bits por período o intervalo de tiempo.

La figura 5 ilustra una asignación común de configuraciones de dos bits a los 16 puntos de señal.

Cuando la distancia entre dos puntos de señal adyacentes sea grande, será identificada por el receptor con gran facilidad. Por lo tanto, se desea espaciar los puntos de señal a intervalos mayores. Si dos puntos de señal particulares están asignados uno cerca de otro, apenas se distinguen y aumentará la tasa de error. Por lo tanto, lo más preferido es hacer que los puntos de señal estén espaciados a intervalos iguales como se representa en la figura 5, en la que la señal QAM 16 se define por $A_1 = A_2/2$.

El transmisor 1 de la realización está dispuesto para dividir una señal digital de entrada en un primer, un segundo, y un tercer flujo de datos o bits. Los 16 puntos de señal o grupos de puntos de señal se dividen en cuatro grupos. Entonces, se asigna 4 configuraciones de dos bits del primer flujo de datos a los cuatro grupos de puntos de señal respectivamente, como se representa en la figura 6. Más en concreto, cuando la configuración de dos bits del primer flujo de datos es 11, se selecciona uno de los cuatro puntos de señal del primer grupo de puntos de señal 91 en el primer cuadrante dependiendo del contenido del segundo flujo de datos para transmisión. Igualmente, cuando es 01, se selecciona y transmite un punto de señal del segundo grupo de puntos de señal 92 en el segundo cuadrante. Cuando es 00, se transmite un punto de señal del tercer grupo de puntos de señal 93 en el tercer cuadrante, y cuando es 10, se transmite un punto de señal del cuarto grupo de puntos de señal 94 en el cuarto cuadrante. Además, 4 configuraciones

de dos bits en el segundo flujo de datos de la señal QAM 16, o por ejemplo 16 configuraciones de cuatro bits en el segundo flujo de datos de una señal QAM de 64 estados, se asignan a cuatro puntos de señal o subgrupos de puntos de señal de cada uno de los cuatro grupos de puntos de señal 91, 92, 93, 94 respectivamente, como se representa en la figura 7. Se deberá entender que la asignación es simétrica entre cualesquiera dos cuadrantes. La asignación de los puntos de señal a los cuatro grupos 91, 92, 93, 94 se determina por prioridad a los datos de dos bits del primer flujo de datos. Como resultado, los datos de dos bits del primer flujo de datos y los datos de dos bits del segundo flujo de datos se pueden transmitir independientemente. Además, el primer flujo de datos se demodulará con el uso de un receptor PSK 4 común que tiene una sensibilidad de antena dada. Si la sensibilidad de antena es mayor, un tipo modificado del receptor QAM 16 de la presente invención interceptará y demodulará el primer y el segundo flujo de datos con igual éxito.

La figura 8 muestra un ejemplo de la asignación de los flujos de datos primero y segundo en configuraciones de dos bits.

Cuando el componente de banda de frecuencia baja de una señal vídeo HDTV es asignado al primer flujo de datos y el componente de alta frecuencia al segundo flujo de datos, el receptor PSK 4 puede producir una imagen de nivel NTSC del primer flujo de datos y el receptor QAM de 16 o 64 estados puede producir una imagen HDTV a partir de una señal de reproducción compuesta de los flujos de datos primero y segundo.

Dado que los puntos de señal se asignan a intervalos iguales, se desarrolla en el receptor PSK 4 una distancia umbral entre los ejes de coordenadas y la zona sombreada del primer cuadrante, como se representa en la figura 9. Si la distancia umbral es A_{T0} , una señal PSK que tiene una amplitud de A_{T0} será interceptada con éxito. Sin embargo, hay que aumentar la amplitud a un valor tres veces mayor o $3A_{T0}$ para la transmisión de una señal QAM 16 a la vez que se mantiene la distancia umbral A_{T0} . Más en concreto, la energía necesaria para transmitir la señal QAM 16 es nueve veces mayor que la necesaria para enviar la señal PSK 4. Además, cuando la señal PSK 4 se transmite en un modo QAM 16, el desperdicio de energía será alto y la reproducción de una señal portadora será problemática. Sobre todo, la energía disponible para transmitir por satélite no es abundante, sino que está estrictamente limitada a uso mínimo. Por lo tanto, no se pondrá en práctica ningún sistema transmisor de señal de gran consumo de energía hasta que esté disponible más energía para transmisión por satélite. Se espera que gran número de los receptores PSK 4 sean introducidos en el mercado cuando entre pronto en servicio la radiodifusión de TV digital. Después de la introducción en el mercado, los receptores PSK 4 apenas se desplazarán a modelos de mayor sensibilidad porque el intervalo característico de interceptación de señal entre los dos modelos, antiguo y nuevo, es alto. Por lo tanto, la transmisión de las señales PSK 4 no debe ser abandonada.

A este respecto, se necesita desesperadamente un nuevo sistema para transmitir los datos de punto de señal de una cuasiseñal PSK 4 en el modo QAM 16 con el uso de menos energía. De otro modo, la energía limitada en una estación de satélite degradará todo el sistema de transmisión.

La presente invención reside en una disposición de múltiples niveles de señal en la que los cuatro grupos de puntos de señal 91, 92, 93, 94 se asignan a mayor distancia uno de otro, como se representa en la figura 10, para minimizar el consumo de energía requerido para modulación QAM 16 de cuasiseñales PSK 4.

Para esclarecer la relación entre la sensibilidad de recepción de señal y la energía de transmisión, la disposición del transmisor digital 51 y el primer receptor 23 se describirá con más detalle con referencia a la figura 1.

El transmisor digital 51 y el primer receptor 23 se forman de tipos conocidos para transmisión de datos o transmisión de señal vídeo por ejemplo en servicio de radiodifusión de TV. Como se representa en la figura 17, el transmisor digital 51 es un transmisor PSK 4 equivalente al transmisor QAM de múltiples bits 1, representado en la figura 2, sin capacidad de modulación AM. En la operación, una señal de entrada se alimenta mediante una unidad de entrada 52 a un modulator 54 donde se divide por una entrada de modulator 121 en dos componentes. Los dos componentes son transferidos después a un primer circuito modulator bifásico 122 para modulación de fase de una portadora base y un segundo circuito modulator bifásico 123 para modulación de fase de una portadora que está desfasada 90° con la portadora base respectivamente. Dos salidas de los circuitos moduladores bifásicos primero y segundo 122, 123 se suman después por un sumador 65 a una señal modulada compuesta que se transmite además desde una unidad transmisora 55.

La señal modulada resultante se representa en el diagrama de espacio de la figura 18.

Se conoce que los cuatro puntos de señal se asignan a distancias iguales para lograr óptima utilización de energía. La figura 18 ilustra un ejemplo donde los cuatro puntos de señal 125, 126, 127, 128 representan 4 configuraciones de dos bits, 11, 01, 00 y 10, respectivamente. También se desea para la transferencia exitosa de datos del transmisor digital 51 al primer receptor 23 que la señal PSK 4 del transmisor digital 51 tenga una amplitud no inferior a un nivel dado. Más específicamente, cuando la amplitud mínima de la señal PSK 4 necesaria para la transmisión del transmisor digital 51 al primer receptor 23 del modo PSK 4, o la distancia entre 0 y 1 en la figura 18 es A_{T0} , el primer receptor 23 interceptará con éxito cualquier señal PSK 4 que tenga una amplitud de más de A_{T0} .

El primer receptor 23 está dispuesto de manera que reciba en su antena de diámetro pequeño 22 una señal deseada o PSK 4 que se transmite del transmisor 1 o transmisor digital 51 respectivamente mediante el transpondor 12 del satélite

10 y la demodula con el demodulador 24. Más en particular, el primer receptor 23 está destinado sustancialmente a interceptación de una señal de comunicación de datos o TV digital de modo PSK 4 o PSK 2.

La figura 19 es un diagrama de bloques del primer receptor 23 en el que una señal de entrada recibida por la antena 22 del satélite 12 se alimenta mediante la unidad de entrada 24 a un circuito reproductor de portadora 131 donde una onda portadora es demodulada y a un desplazador de fase $\pi/2$ 132 donde se demodula una onda portadora de fase de 90° . Además, dos componentes desfasados 90° de la señal de entrada son detectados por un primer 133 y un segundo circuito detector de fase 134 respectivamente y transferidos a un primer 136 y un segundo circuito de discriminación/demodulación 137, respectivamente. Dos componentes demodulados de sus respectivos circuitos de discriminación/demodulación 136 y 137, que han sido discriminados por separado en unidades de intervalo de tiempo por medio de señales de temporización de un circuito de extracción de onda de temporización 135, son alimentados a una primera unidad de reproducción de flujo de datos 232 donde se suman a una primera señal de flujo de datos que después es enviada como una salida de la unidad de salida 26.

La señal de entrada al primer receptor 23 se explicará ahora con más detalle con referencia al diagrama vectorial de la figura 20. La señal PSK 4 recibida por el primer receptor 23 del transmisor digital 51 se expresa en forma ideal sin distorsión de transmisión y ruido, usando cuatro puntos de señal 151, 152, 153, 154 representados en la figura 20.

En la práctica, los cuatro puntos de señal reales aparecen en zonas ampliadas particulares alrededor de las posiciones de señal ideales 151, 152, 153, 154 respectivamente debido a ruido, distorsión de amplitud, y error de fase desarrollado durante la transmisión. Si un punto de señal es desplazado desfavorablemente de su posición original, apenas se distinguirá de su punto de señal contiguo y así se incrementará la tasa de error. Cuando la tasa de error aumenta a un nivel crítico, la reproducción de datos resulta menos exacta. Para habilitar la reproducción de datos a un nivel máximo aceptable de la tasa de error, la distancia entre cualesquiera dos puntos de señal deberá ser suficientemente grande para distinguir uno de otro. Si la distancia es $1A_{R0}$, el punto de señal 151 de una señal PSK 4 a cerca de un nivel de error crítico tiene que estar en una primera zona de discriminación 155 denotada por el sombreado de la figura 20 y determinada por $|0-a_{R1}| \geq A_{R0}$ y $|0-b_{R1}| \geq A_{R0}$. Esto permite que el sistema de transmisión de señal reproduzca ondas portadoras y así demodula una señal deseada. Cuando el radio mínimo de la antena 22 se establece a r_0 , la señal de transmisión de más de un nivel dado puede ser interceptada por cualquier receptor del sistema. La amplitud de una señal PSK 4 del transmisor digital 51 representado en la figura 18 es mínima a A_{T0} y así la amplitud mínima A_{R0} de una señal PSK 4 a recibir por el primer receptor 23 se determina igual a A_{T0} . Como resultado, el primer receptor 23 puede interceptar y demodular la señal PSK 4 del transmisor digital 51 al nivel máximo aceptable de la tasa de error cuando el radio de la antena 22 es superior a r_0 . Si la señal de transmisión es de modo QAM de 16 o 64 estados modificada, el primer receptor 23 puede hallar difícil reproducir su onda portadora. Para compensación, los puntos de señal se incrementan a ocho que se asignan en ángulos de $(\pi/4+n\pi/2)$ como se representa en la figura 25(a) y su onda portadora se reproducirá por una técnica de multiplicación 16x. Además, si los puntos de señal se asignan a 16 posiciones en ángulos de $n\pi/8$ como se representa en la figura 25(b), la portadora de una señal modulada QAM 14 de cuasi modo PSK 4 se puede reproducir con el circuito reproductor de portadora 131 que se modifica para llevar a cabo multiplicación de frecuencia 16x. Entonces, los puntos de señal en el transmisor 1 se deberán disponer para cumplir $A_1/(A_1+A_2)=\tan(\pi/8)$.

Aquí, se considerará un caso de recibir una señal QPSK. De forma similar a la manera realizada por el circuito de modulación/cambio de punto de señal 67 en el transmisor representado en la figura 2, también es posible modular las posiciones de los puntos de señal de la señal QPSK representada en la figura 18 (modulación de amplitud, modulación de pulso, o análogos). En este caso, la unidad de demodulación de punto de señal 138 en el primer receptor 23 demodula la señal de posición modulada o posición cambiada. La señal demodulada es transferida junto con el primer flujo de datos.

La señal PSK 16 del transmisor 1 se explicará con referencia ahora al diagrama vectorial de la figura 9. Cuando la distancia vectorial horizontal $A1$ del punto de señal 83 es mayor que A_{T0} de la amplitud mínima de la señal PSK 4 del transmisor digital 51, los cuatro puntos de señal 83, 84, 85, 86 en el primer cuadrante de la figura 9 están en la zona sombreada o primera de recepción de señal PSK 4 87. Cuando son recibidos por el primer receptor 23, los cuatro puntos de la señal aparecen en la primera zona de discriminación del campo vectorial representado en la figura 20. Por lo tanto, cualquiera de los puntos de señal 83, 84, 85, 86 de la figura 9 puede ser trasladado al nivel de señal 151 de la figura 20 por el primer receptor 23 de manera que la configuración de dos bits de 11 es asignada a un intervalo de tiempo correspondiente. La configuración de dos bits de 11 es idéntica a 11 del primer grupo de puntos de señal 91 o primer flujo de datos de una señal del transmisor 1. Igualmente, el primer flujo de datos se reproducirá en el cuadrante segundo, tercero o cuarto. Como resultado, el primer receptor 23 reproduce datos de dos bits del primer flujo de datos de la pluralidad de flujos de datos en una señal QAM de 16, 32 o 64 estados transmitida desde el transmisor 1. Los flujos de datos segundo y tercero se contienen en cuatro segmentos del grupo de puntos de señal 91 y así no afectarán a la demodulación del primer flujo de datos. Sin embargo, pueden afectar a la reproducción de una onda portadora y se necesitará un ajuste, que se describe más adelante.

Si el transpondor de un satélite suministra energía abundante, la técnica anterior de transmisión de modo QAM de 16 a 64 estados será factible. Sin embargo, el transpondor del satélite en cualquier sistema existente de transmisión por satélite está estrictamente limitado en el suministro de potencia debido a su tamaño compacto y la capacidad de las baterías solares. Si se incrementa el tamaño y por lo tanto el peso del transpondor o satélite, aumentará el

costo de su lanzamiento. Esta desventaja raras veces será eliminada por técnicas tradicionales a no ser que el costo del lanzamiento de un cohete de satélite se reduzca a un nivel considerable. En el sistema existente, un satélite de comunicaciones ordinario proporciona sólo 20 W de suministro de potencia y un satélite de radiodifusión ordinario ofrece 100 W a 200 W como máximo. Para transmisión de tal señal PSK 4 en el modo QAM simétrico de 16 estados como se representa en la figura 9, la distancia mínima de puntos de señal necesaria es $3A_{T0}$ cuando la amplitud QAM 16 se expresa por $2A_1=A_2$. Así, la energía necesaria para ello es nueve veces mayor que para transmisión de una señal PSK 4 común, para mantener la compatibilidad. Además, un transpondor de satélite convencional apenas puede proporcionar una potencia para habilitar tal antena pequeña del primer receptor de PSK 4 para interceptar una señal transmitida desde él. Por ejemplo, en el sistema de 40 W existente, se necesita 360 W para la transmisión de señal apropiada y no será realista con respecto al costo.

Se entenderá que la técnica QAM de estado simétrico de señal es más efectiva cuando los receptores equipados con las antenas del mismo tamaño se emplean en correspondencia con una potencia de transmisión dada. Sin embargo, se preferirá otra técnica nueva para uso con los receptores equipados con antenas de tamaño diferente.

Con más detalle, mientras que la señal PSK 4 puede ser interceptada por un sistema receptor ordinario de bajo costo que tiene una antena pequeña, la señal QAM 16 está destinada a recibirse por un sistema receptor modulador de múltiples bits, de alta calidad y alto costo con una antena de tamaño medio o grande que se diseña para prestar servicios altamente valiosos, por ejemplo entretenimientos HDTV, a una persona particular que invierta más dinero. Esto permite transmitir simultáneamente señales PSK 4 y QAM 16, si se desea, con una DMA 64, con la ayuda de un pequeño aumento de la potencia de transmisión.

Por ejemplo, la potencia de transmisión se puede mantener baja cuando los puntos de señal se asignan en $A_1=A_2$ como se representa en la figura 10. La amplitud $A(4)$ para transmisión de datos PSK 4 se expresa por un vector 96 equivalente a la raíz cuadrada de $(A_1+A_2)^2+(B_1+B_2)^2$. Entonces,

$$\begin{aligned} |A(4)|^2 &= A_1^2 + B_1^2 = A_{T0}^2 + A_{T0}^2 = 2A_{T0}^2 \\ |A(16)|^2 &= (A_1+A_2)^2 + (B_1+B_2)^2 = 4A_{T0}^2 + 4A_{T0}^2 = 8A_{T0}^2 \\ |A(16)|/|A(4)| &= 2 \end{aligned}$$

Por consiguiente, la señal QAM 16 se puede transmitir a una amplitud dos veces mayor y una energía de transmisión cuatro veces mayor que las necesarias para la señal PSK 4. Una señal QAM 16 modificada según la presente invención no será demodulada por un receptor común destinado a QAM de puntos de señal simétricos, equidistantes. Sin embargo, puede demodularse con el segundo receptor 33 cuando dos umbrales A_1 y A_2 están predeterminados a valores apropiados. En la figura 10, la distancia mínima entre dos puntos de señal en el primer segmento del grupo de puntos de señal 91 es A_1 y se establece $A_2/2A_1$ en comparación con la distancia $2A_1$ de PSK 4. Entonces, como $A_1=A_2$, la distancia resulta 1/2. Esto explica que la sensibilidad de recepción de señal tiene que ser dos veces mayor para la misma tasa de error y cuatro veces mayor para el mismo nivel de señal. Para tener un valor de sensibilidad cuatro veces mayor, el radio r_2 de la antena 32 del segundo receptor 33 tiene que ser dos veces mayor que el radio r_1 de la antena 22 del primer receptor 23 cumpliendo así $r_2=2r_1$. Por ejemplo, la antena 32 del segundo receptor 33 tiene un diámetro de 60 cm cuando la antena 22 del primer receptor 23 es de 30 cm. De esta manera, el segundo flujo de datos que representa el componente de alta frecuencia de una HDTV será transportado en un canal de señal y demodulado con éxito. Como el segundo receptor 33 intercepta el segundo flujo de datos o una señal de datos más alta, su propietario puede disfrutar de un beneficio de la alta inversión. Por lo tanto, se puede aceptar el segundo receptor 33 de un precio alto. Cuando la energía mínima para transmisión de datos PSK 4 esté predeterminada, la relación n_{16} de la energía de transmisión APSK 16 modificada a energía de transmisión PSK 4 se calculará al radio de antena r_2 del segundo receptor 33 usando una relación entre A_1 y A_2 mostrada en la figura 10.

En particular, n_{16} se expresa por $((A_1+A_2)/A_1)^2$ que es la energía mínima para transmisión de datos PSK 4. Como la distancia de puntos de señal adecuada para interceptación QAM 16 modificada es A_2 , la distancia de puntos de señal para interceptación PSK 4 es $2A_1$, y la relación de distancia de puntos de señal es $A_2/2A_1$, el radio de antena r_2 se determina como se representa en la figura 11, en la que la curva 101 representa la relación entre la relación de energía de transmisión n_{16} y el radio r_2 de la antena 22 del segundo receptor 23.

Además, el punto 102 indica transmisión de QAM 16 común en el modo de estado de señal de igual distancia donde la energía de transmisión es nueve veces mayor y así ya no será práctica. Como es evidente por el gráfico de la figura 11, el radio de antena r_2 del segundo receptor 23 no se puede reducir más aunque n_{16} se incremente más de 5 veces.

La energía de transmisión en el satélite está limitada a un valor pequeño y así n_{16} no es preferiblemente más de 5 veces el valor, como indica el sombreado de la figura 11. El punto 104 dentro de la zona sombreada 103 indica, por ejemplo, que el radio de antena r_2 de un valor dos veces mayor coincide con un valor $4x$ de la energía de transmisión. Además, el punto 105 representa que la energía de transmisión deberá ser duplicada cuando r_2 sea aproximadamente $5x$ mayor. Todos los valores están dentro de un rango factible.

ES 2 337 034 T3

El valor de n_{16} no mayor que el valor $5x$ se expresa usando A_1 y A_2 como:

$$N_{16} = ((A_1 + A_2)/A_1)^2 \leq 5$$

Por lo tanto, $A_2 \leq 1,23A_1$.

Si la distancia entre cualesquiera dos segmentos de grupos de puntos de señal representados en la figura 10 es $2A(4)$ y la amplitud máxima es $2A(16)$, $A(4)$ y $A(16)-A(4)$ son proporcionales a A_1 y A_2 respectivamente. Por lo tanto, se establece $(A(16))^2 \leq 5(A(14))^2$.

La acción de una transmisión ASPK 64 modificada se describirá puesto que el tercer receptor 43 puede llevar a cabo demodulación QAM de 64 estados.

La figura 12 es un diagrama vectorial en el que cada segmento de grupo de puntos de señal contiene 16 puntos de señal en comparación con 4 puntos de señal de la figura 10. El primer segmento de grupo de puntos de señal 91 en la figura 12 tiene una matriz 4×4 de 16 puntos de señal asignada a intervalos iguales incluyendo el punto 170. Para obtener compatibilidad con PSK 4, se tiene que cumplir $A_1 \geq A_{T0}$. Si el radio de la antena 42 del tercer receptor 43 es r_3 y la energía de transmisión es n_{64} , la ecuación se expresa como:

$$r_3^2 = \{6^2/(n-1)\}r_1^2$$

Esta relación entre r_3 y n de una señal QAM 64 también se muestra en la representación gráfica de la figura 13.

Se entiende que la asignación de puntos de señal representada en la figura 12 permite que el segundo receptor 33 demodule solamente configuraciones de dos bits de los datos PSK 4. Por lo tanto, para tener compatibilidad entre los receptores primero, segundo y tercero, se desea que el segundo receptor 33 sea capaz de demodular una forma QAM 16 modificada de la señal QAM 64 modulada.

La compatibilidad entre los tres receptores discretos se puede implementar por agrupación a tres niveles de puntos de señal, como se ilustra en la figura 14. La descripción se hará con referencia al primer cuadrante en el que el primer segmento de grupo de puntos de señal 91 representa la configuración de dos bits 11 del primer flujo de datos.

En particular, a un primer subsegmento 181 en el primer segmento de grupo de puntos de señal 91 se le asigna la configuración de dos bits 11 del segundo flujo de datos. Igualmente, a un segundo 182, un tercer 183, y un cuarto subsegmento 184 se asignan 01, 00, y 10 del mismo respectivamente. Esta asignación es idéntica a la representada en la figura 7.

La asignación de puntos de señal del tercer flujo de datos se explicará con referencia ahora al diagrama vectorial de la figura 15 que muestra el primer cuadrante. Como se representa, los cuatro puntos de señal 201, 205, 209, 213 representan la configuración de dos bits de 11, los puntos de señal 202, 206, 210, 214 representan 01, los puntos de señal 203, 207, 211, 215 representan 00, y puntos de señal 204, 208, 212, 216 representan 10. Por consiguiente, las configuraciones de dos bits del tercer flujo de datos se pueden transmitir por separado de los flujos de datos primero y segundo. En otros términos, se puede transmitir datos de dos bits de los tres niveles diferentes de señal respectivamente.

Como se entiende, la presente invención permite no sólo la transmisión de datos de seis bits, sino también la interceptación de datos de diferente longitud de bits, de tres, dos, cuatro y seis bits, con sus receptores respectivos mientras que la compatibilidad de señal permanece entre tres niveles.

Se describirá la asignación de puntos de señal para obtener compatibilidad entre los tres niveles.

Como se muestra en la figura 15, $A_1 \geq A_{T0}$ es esencial para permitir que el primer receptor 23 reciba el primer flujo de datos.

Es necesario espaciar uno de otro cualesquiera dos puntos de señal una distancia tal que los puntos de señal de subsegmento, por ejemplo 182, 183, 184, del segundo flujo de datos representado en la figura 15 se pueda distinguir del punto de señal 91 representado en la figura 10.

La figura 15 muestra que están espaciados $2/3A_2$. En este caso, la distancia entre los dos puntos de señal 201 y 202 en el primer subsegmento 181 es $A_2/6$. Ahora se calcula la energía de transmisión necesaria para interceptación de señal con el tercer receptor 43. Si el radio de la antena 32 es r_3 y la energía de transmisión necesaria es n_{64} veces la energía de transmisión PSK 4, la ecuación se expresa como:

$$R_3^2 = (12r_1)^2/(n-1)$$

ES 2 337 034 T3

Esta relación también la indica la curva 221 en la figura 16. Por ejemplo, si la energía de transmisión es 6 o 9 veces mayor que la de transmisión PSK 4 en el punto 223 o 222, la antena 32 que tiene un radio de valor $8x$ o $6x$ respectivamente puede interceptar los flujos de datos primero, segundo y tercero para demodulación. Como la distancia de puntos de señal del segundo flujo de datos es cerca de $2/3A_2$, la relación entre r_1 y r_2 se expresa por:

$$R_2^2 = (3r_1)^2/(n-1)$$

Por lo tanto, hay que incrementar un poco el radio de la antena 32 del segundo receptor 33 como indica la curva 213.

Como se entiende, mientras que los flujos de datos primero y segundo son transmitidos mediante un satélite tradicional que proporciona una pequeña energía de transmisión de señal, el tercer flujo de datos también puede ser transmitido mediante un satélite futuro que proporcione una mayor energía de transmisión de señal sin interrumpir la acción de los receptores primero y segundo 23, 33 o sin necesidad de modificación del mismo y así se garantizará altamente la compatibilidad y el avance.

En primer lugar se describirá la acción de recepción de señal del segundo receptor 33. En comparación con el primer receptor 23 dispuesto para interceptación con una antena de pequeño radio r_1 y demodulación de la señal modulada PSK 4 del transmisor digital 51 o el primer flujo de datos de la señal del transmisor 1, el segundo receptor 33 se adopta para demodular perfectamente los datos de dos bits de 16 estados de señal, representados en la figura 10, o el segundo flujo de datos de la señal QAM 16 del transmisor 1. En total, se puede demodular datos de cuatro bits incluyendo también el primer flujo de datos. Sin embargo, la relación entre A_1 y A_2 es diferente en los dos transmisores. Los dos datos diferentes se cargan en un controlador de demodulación 231 del segundo receptor 33, representado en la figura 21, que a su vez suministra sus valores umbral respectivos al circuito demodulador para demodulación AM.

El diagrama de bloques del segundo receptor 33 en la figura 21 es de construcción básica similar a la del primer receptor 23 representado en la figura 19. La diferencia es que el radio r_2 de la antena 32 es mayor que r_1 de la antena 22. Esto permite al segundo receptor 33 identificar un componente de señal que implica una distancia menor de puntos de señal. El demodulador 35 del segundo receptor 33 también contiene una primera 232 y una segunda unidad de reproducción de flujo de datos 233 además del controlador de demodulación 231. Se ha previsto un primer circuito de discriminación/reproducción 136 para demodulación AM de señales QAM 16 modificadas. Como se entiende, cada portadora es una señal de cuatro bits que tiene dos valores umbral, positivo y negativo, en torno al nivel cero. Como es evidente por el diagrama vectorial de la figura 22, los valores umbral se varían dependiendo de la energía de transmisión de un transmisor puesto que la señal de transmisión de la realización es una señal QAM 16 modificada. Cuando la referencia umbral es TH_{16} , se determina, como se representa en la figura 22, por:

$$TH_{16} = (A_1 + A_2/2)/(A_1 + A_2)$$

Los varios datos para demodulación incluyendo A_1 y A_2 o TH_{16} , y el valor m para modulación multibit también se transmiten desde el transmisor 1 transportados en el primer flujo de datos. El controlador de demodulación 231 se puede disponer para recuperar tales datos de demodulación mediante un proceso estadístico de la señal recibida.

Una forma de determinar el factor de desplazamiento A_1/A_2 se describirá con referencia a la figura 26. Un cambio del factor de desplazamiento A_1/A_2 produce un cambio del valor umbral. El aumento de una diferencia de un valor de A_1/A_2 establecido en el lado receptor de un valor de A_1/A_2 establecido en el lado transmisor incrementará la tasa de error. Con referencia a la figura 26, la señal demodulada de la segunda unidad de reproducción de flujo de datos 233 se puede realimentar al controlador de demodulación 231 para cambiar el factor de desplazamiento A_1/A_2 en una dirección para aumentar la tasa de error. Mediante esta disposición, el tercer receptor 43 no puede demodular el factor de desplazamiento A_1/A_2 , de manera que la construcción del circuito se puede simplificar. Además, el transmisor no puede transmitir el factor de desplazamiento A_1/A_2 , de manera que la capacidad de transmisión se puede incrementar. Esta técnica se puede aplicar también al segundo receptor 33.

El controlador de demodulación 231 tiene una memoria 231a para almacenar diferentes valores umbral (es decir, los factores de desplazamiento, el número de puntos de señal, las reglas de sincronización, etc) que corresponden a diferentes canales de radiodifusión de TV. Al recibir uno de los canales de nuevo, los valores correspondientes al canal receptor se leerán en la memoria para estabilizar por lo tanto rápidamente la recepción.

Si se pierden los datos de demodulación, difícilmente se ejecutará la demodulación del segundo flujo de datos. Esto se explicará con referencia a un diagrama de flujo representado en la figura 24.

Aunque los datos de demodulación no estén disponibles, se puede implementar la demodulación de la PSK 4 en el paso 313 y del primer flujo de datos en el paso 301. En el paso 302, los datos de demodulación recuperados por la primera unidad de reproducción de flujo de datos 232 son transferidos al controlador de demodulación 231. Si m es 4 o 2 en el paso 303, el controlador de demodulación 231 dispara la demodulación de PSK 4 o PSK 2 en el paso 313. Si no, el procedimiento pasa al paso 310. En el paso 305 se calculan dos valores umbral TH_8 y TH_{16} . El valor umbral

ES 2 337 034 T3

TH₁₆ para demodulación AM se alimenta en el paso 306 desde el controlador de demodulación 231 al primer 136 y al segundo 137 circuito de discriminación/reproducción. Por lo tanto, se puede llevar a cabo demodulación de la señal QAM 16 modificada y la reproducción del segundo flujo de datos en los pasos 307 y 315 respectivamente. En el paso 308, la tasa de error es examinada y, si es alta, el procedimiento vuelve al paso 313 para repetir la demodulación de PSK 4.

Como se muestra en la figura 22, los puntos de señal 85, 83 están alineados en una línea en un ángulo de $\cos(\omega t + n\pi/2)$ mientras que 84 y 86 están fuera de línea. Por lo tanto, la realimentación de un segundo flujo de datos que transmite datos de onda portadora desde la segunda unidad de reproducción de flujo de datos 233 a un circuito reproductor de portadora 131 se realiza de manera que no haya que extraer portadora a la temporización de los puntos de señal 84 y 86.

El transmisor 1 está dispuesto para transmitir señales de temporización de portadora a intervalos de un tiempo dado con el primer flujo de datos al objeto de compensar la no demodulación del segundo flujo de datos. La señal de temporización de portadora permite identificar los puntos de señal 83 y 85 del primer flujo de datos independientemente de la demodulación del segundo flujo de datos. Por lo tanto, la reproducción de onda portadora se puede disparar por los datos de portadora en transmisión al circuito reproductor de portadora 131.

Después se examina en el paso 304 del diagrama de flujo de la figura 24 si m es 16 o no a la recepción de tal señal QAM 64 modificada como se representa en la figura 23. En el paso 310, también se examina si m es más de 64 o no. Si se determina en el paso 311 que la señal recibida no tiene constelación de puntos de señal a igual distancia, el procedimiento pasa al paso 312. La distancia de puntos de señal TH₆₄ de la señal QAM 64 modificada se calcula a partir de:

$$TH_{64} = (A_1 + A_2/2)/(A_1 + A_2)$$

Este cálculo es equivalente al de TH₁₆ pero su distancia resultante entre puntos de señal es menor.

Si la distancia de puntos de señal en el primer subsegmento 181 es A_3 , la distancia entre el primer 181 y el segundo subsegmento 182 se expresa por $(A_2 - 2A_3)$. Entonces, la distancia media es $(A_2 - 2A_3)/(A_1 + A_2)$ que se designa como d_{64} . Cuando d_{64} es menor que T_2 que representa la capacidad de discriminación de puntos de señal del segundo receptor 33, cualesquiera dos puntos de señal en el segmento apenas se distinguirán uno de otro. Este juicio se ejecuta en el paso 313. Si d_{64} está fuera de un rango permisivo, el procedimiento vuelve al paso 313 para demodulación de modo PSK 4. Si d_{64} está dentro del rango, el procedimiento avanza al paso 305 para permitir la demodulación de QAM 16 en el paso 307. Si se determina en el paso 308 que la tasa de error es demasiado alta, el procedimiento vuelve al paso 313 para demodulación de modo PSK 4.

Cuando el transmisor 1 suministra una señal QAM 8 modificada tal como se representa en la figura 25(a) en la que todos los puntos de señal están a ángulos de $\cos(2\pi f + n \cdot \pi/4)$, las ondas portadoras de la señal se alargan a la misma fase y así se reproducirán con gran facilidad. Entonces, los datos de dos bits del primer flujo de datos se demodulan con el receptor PSK 4 mientras que los datos de un bit del segundo flujo de datos son demodulados con el segundo receptor 33 y se puede reproducir el total de datos de tres bits.

El tercer receptor 43 se describirá con más detalle. La figura 26 muestra un diagrama de bloques del tercer receptor 43 parecido al del segundo receptor 33 en la figura 21. La diferencia es que se añade una tercera unidad de reproducción de flujo de datos 234 y también el circuito de discriminación/reproducción tiene una capacidad de identificar datos de ocho bits. La antena 42 del tercer receptor 43 tiene un radio r_3 mayor que r_2 permitiendo así que se demodulen señales de estado de menor distancia, por ejemplo señales QAM de 32 o 64 estados. Para demodulación de la señal QAM 64, el primer circuito de discriminación/reproducción 136 tiene que identificar 8 niveles digitales de la señal detectada en la que están implicados siete niveles umbral diferentes. Cuando uno de los valores umbral es cero, se contienen tres en el primer cuadrante.

La figura 27 muestra un diagrama de espacio de la señal en el que el primer cuadrante contiene tres valores umbral diferentes.

Como se muestra en la figura 27, cuando los tres valores umbral normalizados son TH₁₆₄, TH₂₆₄, y TH₃₆₄, se expresan por:

$$TH_{164} = (A_1 + A_3/2)/(A_1 + A_2)$$

$$TH_{264} = (A_1 + A_2/2)/(A_1 + A_2) \text{ y}$$

$$TH_{364} = (A_1 + A_2 - A_3/2)/(A_1 + A_2)$$

Mediante demodulación AM de una señal de fase detectada usando los tres valores umbral, el tercer flujo de datos se puede reproducir como el primer y segundo flujo de datos explicados en la figura 21. El tercer flujo de datos contiene, por ejemplo, cuatro puntos de señal 201, 202, 203, 204 en el primer subsegmento 181 representado en la figura 23 que representan 4 valores de configuración de dos bits. Por lo tanto, se puede demodular seis dígitos o señales

QAM 64 modificadas.

El controlador de demodulación 231 detecta el valor m , A_1 , A_2 y A_3 a partir de los datos de demodulación contenidos en el primer flujo de datos demodulado en la primera unidad de reproducción de flujo de datos 232 y calcula los tres valores umbral TH_{164} , TH_{264} y TH_{364} que después son alimentados al primer 136 y el segundo 137 circuito de discriminación/reproducción de manera que la señal QAM 64 modificada sea demodulada con certeza. Además, si los datos de demodulación han sido embrollados, la señal QAM 64 modificada puede demodularse solamente con un receptor específico o de abonado. La figura 28 es un diagrama de flujo que representa la acción del controlador de demodulación 231 para señales QAM 64 modificadas. Se explicará la diferencia del diagrama de flujo para demodulación de QAM 16 representado en la figura 24. El procedimiento pasa del paso 304 al paso 320 donde se examina si $m=32$ o no. Si $m=32$, la demodulación de señales QAM 32 se ejecuta en el paso 322. Si no, el procedimiento pasa al paso 321 donde se examina si $m=64$ o no. En caso afirmativo, se examina A_3 en el paso 323. Si A_3 es menor que un valor predeterminado, el procedimiento pasa al paso 305 y se implementa la misma secuencia que la de la figura 24. Si se juzga en el paso 323 que A_3 no es menor que el valor predeterminado, el procedimiento pasa al paso 324 donde se calculan los valores umbral. En el paso 325, los valores umbral calculados son alimentados al primer y segundo circuitos de discriminación/reproducción y en el paso 326 se realiza la demodulación de la señal QAM 64 modificada. Entonces, se reproducen los flujos de datos primero, segundo y tercero en el paso 327. En el paso 328, se examina la tasa de error. Si la tasa de error es alta, el procedimiento pasa al paso 305 donde se repite la demodulación QAM 16 y, si es baja, se continúa la demodulación de la QAM 64.

La acción de reproducción de onda portadora necesaria para la ejecución de un procedimiento de demodulación satisfactorio se describirá ahora. El alcance de la presente invención incluye la reproducción del primer flujo de datos de una señal QAM 16 o 64 modificada con el uso de un receptor PSK 4. Sin embargo, un receptor PSK 4 común raras veces reconstruye ondas portadoras, no logrando así efectuar una demodulación correcta. Para compensación, algunas disposiciones son necesarias para ambos lados transmisor y receptor.

Dos técnicas para la compensación se han previsto según la presente invención. Una primera técnica se refiere a la transmisión de puntos de señal alineados en ángulos de $(2n-1)\pi/4$ a intervalos de un tiempo dado. Una segunda técnica ofrece transmisión de puntos de señal dispuestos a intervalos de un ángulo de $n\pi/8$.

Según la primera técnica, los ocho puntos de señal incluyendo 83 y 85 están alineados en ángulos de $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$ y $7\pi/4$, como se representa en la figura 38. En la práctica, al menos uno de los ocho puntos de señal se transmite durante periodos de tiempo de sincronización 452, 453, 454, 455 dispuestos a intervalos iguales de un tiempo en un intervalo de tiempo 451 representado en el gráfico de tiempo de la figura 38. Cualesquiera puntos de señal deseados son transmitidos durante los otros intervalos de tiempo. El transmisor 1 también está dispuesto para asignar unos datos para el intervalo de tiempo a la región de datos de temporización de sincronización 499 de un bloque de datos de sincronización, como se representa en la figura 41.

El contenido de una señal de transmisión se explicará con más detalle con referencia a la figura 41. El grupo de intervalos de tiempo 451 conteniendo los intervalos de tiempo de sincronización 452, 453, 454, 455 representa un bloque o flujo de datos unitario 491 que transporta unos datos de D_n .

Los intervalos de tiempo de sincronización en la señal están dispuestos a intervalos iguales de un tiempo dado determinado por el intervalo de tiempo o datos de temporización de sincronización. Por lo tanto, cuando se detecte la disposición de los intervalos de tiempo de sincronización, la reproducción de ondas portadoras se ejecutará intervalo a intervalo mediante la extracción de los datos de temporización de sincronización de sus respectivos intervalos de tiempo.

Tales datos de temporización de sincronización S se contienen en un bloque de sincronización 493 asociado en el extremo delantero de un bloque de datos 492, que consta de un número de los intervalos de tiempo de sincronización indicada por el sombreado en la figura 41. Por consiguiente, se incrementan los datos a extraer para reproducción de onda portadora, permitiendo así que el receptor PSK 4 reproduzca ondas portadoras deseadas con mayor precisión y eficiencia.

El bloque de sincronización 493 incluye regiones de datos de sincronización 496, 497, 498, conteniendo datos de sincronización S_1 , S_2 , S_3 , respectivamente que incluyen palabras únicas y datos de demodulación. La región de asignación de señal de sincronización de fase 499 va acompañada al final del bloque de sincronización 493, que contiene unos datos de I_T incluyendo información acerca de la disposición de intervalos y la asignación de los intervalos de tiempo de sincronización.

Los datos de punto de señal en el intervalo de tiempo de sincronización de fase tienen una fase particular y así pueden ser reproducidos por el receptor PSK 4. Por consiguiente, I_T en la región de asignación de señal de sincronización de fase 499 se puede recuperar sin error garantizando así la reproducción de ondas portadoras con exactitud.

Como se muestra en la figura 41, el bloque de sincronización 493 va seguido de un bloque de datos de demodulación 501 que contiene datos de demodulación acerca de voltajes umbral necesarios para la demodulación de la señal QAM multibit modificada. Estos datos son esenciales para demodulación de la señal QAM multibit y se pueden contener preferiblemente en una región 502 que es una parte del bloque de sincronización 493 para facilidad de

recuperación.

La figura 42 muestra la asignación de datos de señal para transmisión de señales en forma de ráfaga mediante un método TDMA.

La asignación se distingue de la de la figura 41 por el hecho de que se introduce un período de protección 521 entre cualesquiera dos bloques de datos D_n adyacentes 491, 491 para interrupción de la transmisión de señal. Además, cada bloque de datos 491 va asociado en el extremo delantero de una región de sincronización 522 formando así un bloque de datos 492. Durante la región de sincronización 522, solamente se transmiten los puntos de señal en una fase de $(2n-1)\pi/4$. Por consiguiente, la reproducción de onda portadora será factible con el receptor PSK 4. Más específicamente, la señal de sincronización y ondas portadoras se puede reproducir mediante el método TDMA.

La reproducción de onda portadora del primer receptor 23 representado en la figura 19 se explicará con más detalle con referencia a las figuras 43 y 44. Como se representa en la figura 43, se alimenta una señal de entrada mediante la unidad de entrada 24 a un circuito detector de sincronización 541 donde se detecta sincronización. Una señal demodulada del detector de sincronización 541 es transferida a un circuito de salida 542 para reproducción del primer flujo de datos. Unos datos de la región de datos de asignación de señal de sincronización de fase 499 (representada en la figura 41) se recupera con un circuito controlador de temporización de extracción 543 de manera que la temporización de señales de sincronización de los datos $(2n-1)\pi/4$ puede ser reconocida y transferida como un pulso de control de sincronización de fase 561 representado en la figura 44 a un circuito de control de reproducción de portadora 544. Además, la señal demodulada del circuito detector de sincronización 541 se alimenta a un circuito multiplicador de frecuencia 545 donde se multiplica $4x$ antes de ser transmitida al circuito de control de reproducción de portadora 544. La señal resultante indicada por 562 en la figura 44 contiene unos datos de fase verdaderos 563 y otros datos. Como se ilustra en un gráfico de tiempo 564 de la figura 44, los intervalos de tiempo de sincronización de fase 452 que transportan los datos $(2n-1)\pi/4$ también se contienen a intervalos iguales. En el circuito de control de reproducción de portadora 544, la señal 562 es muestreada por el pulso de control de sincronización de fase 561 para producir una señal de muestra de fase 565 que después se convierte mediante acción de muestreo-retención en una señal de fase 566. La señal de fase 566 del circuito de control de reproducción de portadora 544 se alimenta a través de un filtro de bucle 546 a un VCO 547 donde se reproduce su onda portadora relevante. La portadora reproducida es enviada después al circuito detector de sincronización 541.

De esta manera, los datos de punto de señal de la fase $(2n-1)\pi/4$ indicados por las zonas sombreadas en la figura 39 se recuperan y utilizan de manera que se pueda reproducir una onda portadora correcta por multiplicación de frecuencia $4x$ o $16x$. Aunque se reproduce una pluralidad de fases en el tiempo, las fases absolutas de la portadora pueden ser identificadas con éxito con el uso de una palabra única asignada a la región de sincronización 496 representada en la figura 41.

Para transmisión de una señal QAM 64 modificada tal como se representa en la figura 40, se asigna puntos de señal en las zonas de sincronización de fase 471 en la fase $(2n-1)\pi/4$ indicada por el sombreado a los intervalos de tiempo de sincronización 452, 452b, etc. Su portadora apenas puede reproducirse con un receptor PSK 4 común, pero se reproduce con éxito con el primer receptor 23 de modo PSK 4 provisto del circuito reproductor de portadora de la realización.

El circuito reproductor de portadora anterior es de tipo COSTAS. Ahora se explicará un circuito reproductor del tipo de portadora de modulación inversa según la realización.

La figura 45 muestra un circuito reproductor de portadora del tipo de modulación inversa según la presente invención, en el que se alimenta una señal recibida desde la unidad de entrada 24 a un circuito detector de sincronización 541 para producir una señal demodulada. Además, la señal de entrada es retardada por un primer circuito de retardo 591 a una señal de retardo. La señal de retardo se transfiere después a un circuito modulador de fase en cuadratura 592 donde es demodulada inversamente por la señal demodulada del circuito detector de sincronización 541 a una señal portadora. La señal portadora se alimenta mediante un circuito controlador de reproducción de portadora 544 a un comparador de fase 593. Una onda portadora producida por un VCO 547 es retardada por un segundo circuito de retardo 594 a una señal de retardo que también es alimentada al comparador de fase 593. En el comparador de fase 594, la señal portadora demodulada inversamente se compara en fase con la señal de retardo produciendo así una señal de diferencia de fase. La señal de diferencia de fase se envía mediante un filtro de bucle 546 al VCO 547 que a su vez produce una onda portadora dispuesta en fase con la onda portadora recibida. De la misma manera que la del circuito reproductor de portadora COSTAS mostrado en la figura 43, un circuito controlador de temporización de extracción 543 realiza muestreo de puntos de señal contenidos en las zonas sombreadas de la figura 39. Por consiguiente, la onda portadora de una señal QAM 16 o 64 se puede reproducir con el demodulador PSK 4 del primer receptor 23.

Se explicará la reproducción de una onda portadora por multiplicación de frecuencia $16x$. El transmisor 1 representado en la figura 1 está dispuesto para modular y transmitir una señal QAM 16 modificada con asignación de sus puntos de señal a $n\pi/8$ fase como se representa en la figura 46. En el primer receptor 23 representado en la figura 19, la onda portadora se puede reproducir con su circuito controlador de reproducción de portadora COSTAS conteniendo un circuito multiplicador $16x$ 661 representado en la figura 48. Los puntos de señal en cada fase $n\pi/8$ representados en la figura 46 son procesados en el primer cuadrante por la acción del circuito multiplicador $16x$ 661, por lo que la portadora se reproducirá por la combinación de un filtro de bucle 546 y un VCO 541. Además, la fase absoluta se

puede determinar a partir de 16 fases diferentes asignando una palabra única a la región de sincronización.

La disposición del circuito multiplicador 16x se explicará con referencia a la figura 48. Una señal de suma y una señal de diferencia se producen a partir de la señal demodulada por un circuito sumador 662 y un circuito sustractor 663 respectivamente y después se multiplican entre sí por un multiplicador 664 a una señal $\cos 2\theta$. Además, un multiplicador 665 produce una señal $\sin 2\theta$. Las dos señales son multiplicadas después por un multiplicador 666 a una señal $\sin 4\theta$.

Igualmente, una señal $\sin 8\theta$ se produce a partir de las dos señales $\sin 2\theta$ y $\cos 2\theta$ por la combinación de un circuito sumador 667, un circuito sustractor 668, y un multiplicador 670. Además, se produce una señal $\sin 16\theta$ por la combinación de un circuito sumador 671, un circuito sustractor 672, y un multiplicador 673. Entonces termina la multiplicación 16x.

Mediante la multiplicación 16x anterior, la onda portadora de todos los puntos de señal de la señal QAM 16 modificada representada en la figura 46 se reproducirá con éxito sin extraer puntos de señal particulares.

Sin embargo, la reproducción de la onda portadora de la señal QAM 64 modificada representada en la figura 47 puede implicar un aumento de la tasa de error debido a dislocación de algunos puntos de señal de las zonas de sincronización 471.

Se conoce dos técnicas para la compensación de las consecuencias. Una es inhibir la transmisión de los puntos de señal dislocados de las zonas de sincronización. Esto hace que se reduzca la cantidad total de datos transmitidos, pero permite facilitar la disposición. La otra es disponer los intervalos de tiempo de sincronización como se describe en la figura 38. Más en particular, los puntos de señal en las zonas de fase de sincronización $n\pi/8$, por ejemplo 471 y 471a, son transmitidos durante el período de los intervalos de tiempo de sincronización correspondientes en el grupo de intervalos de tiempo 451. Esto dispara una acción de sincronización exacta durante el período minimizando así el error de fase.

Como se entiende ahora, la multiplicación 16x permite al receptor PSK 4 simple reproducir la onda portadora de una señal QAM 16 o 64 modificada. Además, la introducción de los intervalos de tiempo de sincronización hace que la exactitud de fase aumente durante la reproducción de ondas portadoras a partir de una señal QAM 64 modificada.

Como se expone anteriormente, el sistema de transmisión de señal de la presente invención es capaz de transmitir una pluralidad de datos en una sola onda portadora simultáneamente en la disposición de múltiples niveles de señal.

Más específicamente, se ha dispuesto tres receptores de nivel diferente que tienen características discretas de sensibilidad de interceptación de señal y capacidad de demodulación en relación a un solo transmisor de manera que cualquiera de ellos se pueda seleccionar dependiendo de un tamaño de datos deseado a demodular que es proporcional al precio. Cuando se adquiere el primer receptor de baja calidad de resolución y bajo precio junto con una antena pequeña, su propietario puede interceptar y reproducir el primer flujo de datos de una señal de transmisión. Cuando se adquiere el segundo receptor de calidad de resolución media y precio medio junto con una antena media, su propietario puede interceptar y reproducir los flujos de datos primero y segundo de la señal. Cuando se adquiere el tercer receptor de alta calidad de resolución y precio alto con una antena grande, su propietario puede interceptar y reproducir todos los flujos de datos primero, segundo y tercero de la señal.

Si el primer receptor es un receptor digital de radiodifusión por satélite de uso doméstico de precio bajo, será abundantemente bien recibido por la mayor parte de los televidentes. El segundo receptor asociado con la antena media cuesta más y será aceptado por televidentes no ordinarios, sino por personas especiales que deseen disfrutar de servicios HDTV. El tercer receptor asociado con la antena grande al menos antes de que se incremente la salida de los satélites, no es apropiado para uso doméstico y posiblemente será utilizado en industrias relevantes. Por ejemplo, el tercer flujo de datos que transporta señales super HDTV se transmite mediante un satélite a cines de abonado que así pueden reproducir cintas vídeo en vez de películas tradicionales y llevar negocios cinematográficos a bajo costo.

Cuando la presente invención se aplica a un servicio de transmisión de señal de TV, tres imágenes de calidad diferente son transportadas en una onda de canal de señal y ofrecerán compatibilidad entre sí. Aunque la primera realización se refiere a una señal PSK 4, una QAM 8 modificada, una QAM 16 modificada y una QAM 64 modificada, también se empleará otras señales con igual éxito incluyendo una señal QAM 32, una QAM 256, una PSK 8, una PSK 16, una PSK 32. Se entenderá que la presente invención no se limita a un sistema de transmisión por satélite y se aplicará a un sistema de comunicaciones terrestres o un sistema de transmisión por cable.

Realización 2

Una segunda realización de la presente invención se caracteriza porque la disposición multinivel física de la primera realización está dividida en pequeños niveles, por ejemplo, mediante discriminación en la capacidad de corrección de errores, formando así una construcción multinivel lógica. En la primera realización, cada canal multinivel tiene diferentes niveles en la amplitud de señal eléctrica o capacidad de demodulación física. La segunda realización ofrece

diferentes niveles en la capacidad de reproducción lógica tal como corrección de errores. Por ejemplo, los datos D_1 en un canal multinivel se dividen en dos componentes, D_{1-1} y D_{1-2} , y D_{1-1} tiene mayor capacidad de corrección de errores que D_{1-2} para discriminación. Por consiguiente, como la capacidad de detección de errores y corrección difiere entre D_{1-1} y D_{1-2} en demodulación, D_{1-1} puede reproducirse con éxito dentro de una tasa de error dada cuando el nivel C/N de una señal de transmisión original es tan baja que inhabilite la reproducción de D_{1-2} . Esto se implementará usando la disposición multinivel lógica.

Más específicamente, la disposición multinivel lógica consiste en dividir datos de un canal multinivel modulado y discriminar distancias entre códigos de corrección de errores mezclando códigos de corrección de errores con códigos de producto para variar la capacidad de corrección de errores. Por lo tanto, se puede transmitir una señal de más niveles múltiples.

De hecho, un canal D_1 está dividido en dos subcanales D_{1-1} y D_{1-2} y un canal D_2 está dividido en dos subcanales D_{2-1} y D_{2-2} .

Esto se explicará con más detalle con referencia a la figura 87 en la que D_{1-1} se reproduce a partir de una señal C/N más baja. Si la tasa C/N es d como mínimo, no se puede reproducir tres componentes D_{1-2} , D_{2-1} y D_{2-2} mientras se reproduce D_{1-1} . Si C/N no es inferior a c , también se puede reproducir D_{1-2} . Igualmente, cuando C/N es b , se reproduce D_{2-1} y cuando C/N es a , se reproduce D_{2-2} . A medida que aumenta la tasa C/N, aumenta el número de niveles de señal reproducibles. Cuanto más baja es C/N, menos son los niveles de señal reproducibles. Esto se explicará en forma de relación entre distancia de transmisión y valor C/N reproducible con referencia a la figura 86. En común, el valor C/N de una señal recibida se disminuye en proporción a la distancia de transmisión expresada por la línea real 861 en la figura 86. Se supone ahora que la distancia desde una antena de transmisor a una antena receptora es L_a cuando C/N= a , L_b cuando C/N= b , L_c cuando C/N= c , L_d cuando C/N= d , y L_e cuando C/N= e . Si la distancia desde la antena de transmisor es mayor que L_d , se puede reproducir D_{1-1} como se representa en la figura 85 donde la zona de recepción 862 se indica por el sombreado. En otros términos, D_{1-1} se puede reproducir dentro de una zona más amplia. Igualmente, D_{1-2} se puede reproducir en una zona 863 cuando la distancia no es superior a L_c . En esta zona 863 conteniendo la zona 862, se puede reproducir sin duda D_{1-1} . En una zona pequeña 854, se puede reproducir D_{2-1} y en la zona más pequeña 865, se puede reproducir D_{2-2} . Como se entiende, los diferentes niveles de datos de un canal se pueden reproducir correspondientemente a los grados de disminución en la tasa C/N. La disposición multinivel lógica del sistema de transmisión de señal de la presente invención puede proporcionar el mismo efecto que un sistema de transmisión analógico tradicional en el que la cantidad de datos recibibles disminuye gradualmente a medida que disminuye la tasa C/N.

Se describirá la construcción de la disposición multinivel lógica en la que se han previsto dos niveles físicos y dos niveles lógicos. La figura 87 es un diagrama de bloques de un transmisor 1 de construcción sustancialmente idéntica al representado en la figura 2 y descrito previamente en la primera realización y no se explicará con más detalle. La única diferencia es que se añaden codificadores de código de corrección de errores designados de forma abreviada codificadores ECC. El circuito divisor 3 tiene cuatro salidas 1-1, 1-2, 2-1 y 2-2 mediante las que se suministran cuatro señales D_{1-1} , D_{1-2} , D_{2-1} y D_{2-2} divididas de una señal de entrada. Las dos señales D_{1-1} y D_{1-2} son alimentadas a dos codificadores ECC, principal y secundario, 872a, 873a de un primer codificador ECC 871a respectivamente para conversión a formas de código de corrección de errores.

El codificador ECC principal 872a tiene mayor capacidad de corrección de errores que el codificador ECC secundario 873a. Por lo tanto, se puede reproducir D_{1-1} a una velocidad más baja de C/N que D_{1-2} , como es evidente por el diagrama de nivel CN de la figura 85. Más en concreto, el nivel lógico de D_{1-1} está menos afectado por la disminución de la C/N que el de D_{1-2} . Después de la codificación de corrección de errores, D_{1-1} y D_{1-2} son añadidos por un sumador 874a a una señal D_1 que se transfiere después al modulador 4. Las otras dos señales D_{2-1} y D_{2-2} del circuito divisor 3 son codificadas por corrección de errores por dos codificadores ECC, principal y secundario, 872b, 873b de un segundo codificador ECC 871b respectivamente y después sumadas por un sumador 874b a una señal D_2 que se transmite al modulador 4. El codificador ECC principal 872b tiene mayor capacidad de corrección de errores que el codificador ECC secundario 873b. A su vez, el modulador 4 produce a partir de las dos señales de entrada, D_1 y D_2 , una señal multinivel modulada que se transmite además desde la unidad transmisora 5. Como se entiende, la señal de salida del transmisor 1 tiene dos niveles físicos D_1 y D_2 y también cuatro niveles lógicos D_{1-1} , D_{1-2} , D_{2-1} y D_{2-2} en base a los dos niveles físicos para obtener diferentes capacidades de corrección de errores.

Se explicará la recepción de tal señal multinivel. La figura 88 es un diagrama de bloques de un segundo receptor 33 que es de construcción casi idéntica al representado en la figura 21 y descrito en la primera realización. El segundo receptor 33 dispuesto para interceptar señales multinivel del transmisor 1 representado en la figura 87 incluye además un primer 876a y un segundo 876b decodificador ECC, en el que se ejecuta la demodulación de QAM, o cualquiera de ASK, PSK y FSK si se desea.

Como se muestra en la figura 88, una señal de receptor es demodulada por el demodulador 35 a las dos señales, D_1 y D_2 , que después son enviadas a dos divisores 3a y 3b respectivamente donde se dividen en cuatro niveles lógicos D_{1-1} , D_{1-2} , D_{2-1} y D_{2-2} . Las cuatro señales son transferidas al primer 876a y el segundo 876b decodificador ECC en el que se corrige el error de D_{1-1} por un decodificador ECC principal 877a, D_{1-2} por un decodificador ECC secundario 878a, D_{2-1} por un decodificador ECC principal 877b, D_{2-2} por un decodificador ECC secundario 878b antes de ser enviadas todas al sumador 37. En el sumador 37, las cuatro señales con corrección de error, D_{1-1} , D_{1-2} , D_{2-1} y D_{2-2} , se

suman a una señal que después se suministra desde la unidad de salida 36.

Dado que D_{1-1} y D_{2-1} tienen mayor capacidad de corrección de errores que D_{1-2} y D_{2-2} respectivamente, la tasa de error permanece inferior a un valor dado aunque C/N sea bastante baja como se representa en la figura 85 y así se reproducirá con éxito una señal original.

La acción de discriminar la capacidad de corrección de errores entre los decodificadores ECC principales 877a, 877b y los decodificadores ECC secundarios 878a, 878b se describirá ahora con más detalle. Es buena idea para tener una diferencia de la capacidad de corrección de errores utilizar en el decodificador ECC secundario una técnica de codificación común, por ejemplo, el método Reed-Solomon o BCH, que tiene una distancia de código estándar y en el decodificador ECC principal otra técnica de codificación en la que la distancia entre códigos de corrección se incrementa usando códigos Reed-Solomon, sus códigos de producto, u otros códigos de longitud larga. Se ha introducido varias técnicas conocidas para incrementar la distancia de código de corrección de errores y no se explicarán más. La presente invención puede estar asociada con cualquier técnica conocida para tener la disposición multinivel lógica.

La disposición multinivel lógica se explicará en unión con un diagrama de la figura 89 que muestra la relación entre C/N y la tasa de error después de la corrección de errores. Como se representa, la línea recta 881 representa D_{1-1} en la relación de C/N y tasa de error y la línea 882 representa D_{1-2} en la misma.

A medida que disminuye la tasa C/N de una señal de entrada, la tasa de error aumenta después de la corrección de errores. Si C/N es menor que un valor dado, la tasa de error excede de un valor de referencia E_{th} determinado por las normas de diseño del sistema y no se reconstruirá normalmente datos originales. Cuando C/N disminuye a menos de e , la señal D_1 no logra reproducirse como expresa la línea 881 de D_{1-1} en la figura 89. Cuando $e \leq C/N < d$, D_{1-1} de la señal D_1 exhibe una tasa de error más alta que E_{th} y no se reproducirá.

Cuando C/N es d en el punto 885d, D_{1-1} que tiene mayor capacidad de corrección de errores que D_{1-2} no resulta más alto en la tasa de error que E_{th} y se puede reproducir. Entonces, la tasa de error de D_{1-2} permanece más alta que E_{th} después de la corrección de errores y ya no se reproducirá.

Cuando C/N se incrementa hasta c en el punto 885c, D_{1-2} no resulta más alta en la tasa de error que E_{th} y se puede reproducir. Entonces, D_{2-1} y D_{2-2} permanecen en estado de no demodulación. Después de aumentar la tasa C/N a b' , la señal D_2 está lista para ser demodulada.

Cuando C/N se incrementa a b en el punto 885b, D_{2-1} de la señal D_2 no resulta más alta en la tasa de error que E_{th} y se puede reproducir. Entonces, la tasa de error de D_{2-2} permanece más alta que E_{th} y no se reproducirá. Cuando C/N se incrementa hasta a en el punto 885a, D_{2-2} no resulta más alta que E_{th} y se puede reproducir.

Como se ha descrito anteriormente, los cuatro niveles lógicos de señal diferentes divididos a partir de dos niveles físicos, D_1 y D_2 , mediante discriminación de la capacidad de corrección de errores entre los niveles, se puede transmitir simultáneamente.

Usando la disposición multinivel lógica de la presente invención junto con una construcción multinivel en la que al menos una parte de la señal original se reproduce aunque se pierdan datos en un nivel más alto, se realizará con éxito transmisión de señal digital sin perder el efecto ventajoso de una transmisión de señal analógica en la que los datos de transmisión se disminuyen gradualmente a medida que la tasa C/N resulta baja.

Gracias a técnicas actuales de compresión de datos de imagen, se puede transmitir datos de imagen comprimidos en la disposición multinivel lógica para permitir que una estación receptora reproduzca una imagen de calidad más alta que la de un sistema analógico y también sin disminuir bruscamente, sino en fases, el nivel de señal para garantizar la interceptación de señal en una zona más amplia. La presente invención puede proporcionar un efecto adicional de la disposición de capas múltiples que apenas es implementado por un sistema de transmisión de señal digital conocido sin deteriorar datos de imagen de alta calidad.

Realización 3

Una tercera realización de la presente invención se describirá con referencia a los dibujos relevantes.

La figura 29 es una vista esquemática total que ilustra la tercera realización en forma de un sistema de radiodifusión de TV digital. Una señal vídeo de entrada 402 de imagen de TV de resolución superalta es alimentada a una unidad de entrada 403 de un primer codificador vídeo 401. Entonces, la señal es dividida por un circuito divisor 404 en tres flujos de datos primero, segundo y tercero que son transmitidos a un circuito de compresión 405 para compresión de datos antes de ser enviados adicionalmente.

Igualmente, otras tres señales vídeo de entrada 406, 407 y 408 son alimentadas a un segundo 409, un tercer 410, y un cuarto 411 codificador vídeo, respectivamente, que están dispuestos en construcción idéntica al primer codificador vídeo 401 para compresión de datos.

ES 2 337 034 T3

Los cuatro primeros flujos de datos de sus codificadores respectivos 401, 409, 410, 411 son transferidos a un primer multiplexor 413 de un multiplexor 412 donde son multiplexados en el tiempo por proceso TDM a una primera señal multiplex de flujo de datos que se alimenta a un transmisor 1.

Una parte o todos los cuatro segundos flujos de datos de sus respectivos codificadores 401, 409, 410, 411 son transferidos a un segundo multiplexor 414 del multiplexor 412 donde son multiplexados en el tiempo a una segunda señal multiplex de flujo de datos que después se alimenta al transmisor 1. Además, una parte o todos los cuatro terceros flujos de datos son transferidos a un tercer multiplexor 415 donde son multiplexados en el tiempo a una tercera señal multiplex de flujo de datos que después se alimenta al transmisor 1.

El transmisor 1 realiza modulación de las tres señales de flujo de datos con su modulador 4 de la misma manera que la descrita en la primera realización. Las señales moduladas se envían desde una unidad transmisora 5 mediante una antena 6 y un enlace ascendente 7 a un transpondor 12 de un satélite 10 que a su vez las transmite a tres receptores diferentes incluyendo un primer receptor 23.

La señal modulada transmitida mediante un enlace descendente 21 es interceptada por una antena pequeña 22 que tiene un radio r_1 y alimentada a una primera unidad de reproducción de flujo de datos 232 del primer receptor 23 donde solamente se demodula su primer flujo de datos. El primer flujo de datos demodulado es convertido después por un primer decodificador vídeo 421 a una señal de salida NTSC o vídeo tradicional 425 o de imagen ancha 426 de baja resolución de imagen.

Además, la señal modulada transmitida mediante un enlace descendente 31 es interceptada por una antena media 32 que tiene un radio r_2 y alimentada a una primera 232 y una segunda 233 unidad de reproducción de flujo de datos de un segundo receptor 33 donde sus flujos de datos primero y segundo se demodulan respectivamente. Los flujos de datos primero y segundo demodulados se suman después y son convertidos por un segundo decodificador vídeo 422 a una señal de salida DTV o vídeo 427 de alta resolución de imagen y/o a las señales de salida vídeo 425 y 426.

Además, la señal modulada transmitida mediante un enlace descendente 41 es interceptada por una antena grande 42 que tiene un radio r_3 y alimentada a una primera 232, una segunda 233, y una tercera 234 unidad de reproducción de flujo de datos de un tercer receptor 43 donde sus flujos de datos primero, segundo y tercero se demodulan respectivamente. Los flujos de datos primero, segundo y tercero demodulados se suman después y son convertidos por un tercer decodificador vídeo 423 a una señal de salida super DTV o vídeo 428 de resolución superalta de imagen para uso en una sala vídeo o cine. También se puede reproducir las señales de salida vídeo 425, 426 y 427 si se desea. Una señal de TV digital común se transmite desde un transmisor digital convencional 51 y cuando sea interceptada por el primer receptor 23, se convertirá en la señal de salida vídeo 426 tal como una señal de TV NTSC de resolución baja.

El primer codificador vídeo 401 se explicará ahora con más detalle con referencia al diagrama de bloques de la figura 30. Se alimenta una señal vídeo de entrada de resolución superalta mediante la unidad de entrada 403 al circuito divisor 404 donde es dividida en cuatro componentes por un proceso de codificación de sub-banda. Más en particular, la señal vídeo de entrada se separa al pasar por un filtro horizontal de paso bajo 451 y un filtro horizontal de paso alto 452, por ejemplo, de modo QMF en dos componentes de frecuencia horizontal, bajo y alto, que después son submuestreados a la mitad de sus cantidades por dos submuestreadores 453 y 454 respectivamente. El componente horizontal bajo es filtrado por un filtro vertical de paso bajo 455 y un filtro vertical de paso alto 456 a un componente horizontal bajo y vertical bajo o señal $H_L V_L$ y un componente horizontal bajo y vertical alto o señal $H_L V_H$ respectivamente. Las dos señales, $H_L V_L$ y $H_L V_H$, son submuestreadas después a la mitad por dos sub-muestreadores 457 y 458 respectivamente y transferidas al circuito de compresión 405.

El componente horizontal alto es filtrado por un filtro vertical de paso bajo 459 y un filtro vertical de paso alto 460 a un componente horizontal alto y vertical bajo o señal $H_H V_L$ y un componente horizontal alto y vertical alto o señal $H_H V_H$ respectivamente. Las dos señales, $H_H V_L$ y $H_H V_H$, son submuestreadas después a la mitad por dos submuestreadores 461 y 462 respectivamente y transferidas al circuito de compresión 405.

La señal $H_L V_L$ es comprimida preferiblemente por DCT por un primer compresor 471 del circuito de compresión 405 y alimentada a una primera salida 472 como el primer flujo de datos.

Además, la señal $H_L V_H$ es comprimida por un segundo compresor 473 y alimentada a una segunda salida 464. La señal $H_H V_L$ es comprimida por un tercer compresor 463 y alimentada a la segunda salida 464.

La señal $H_H V_H$ es dividida por un divisor 465 en dos señales vídeo, de resolución alta ($H_H V_H1$) y de resolución superalta ($H_H V_H2$), que después son transferidas a la segunda salida 464 y una tercera salida 468, respectivamente.

El primer decodificador vídeo 421 se explicará ahora con más detalle con referencia a la figura 31. El primer flujo de datos o señal D_1 del primer receptor 23 se alimenta mediante una unidad de entrada 501 a un descifrador 502 del primer decodificador vídeo 421 donde se descifra. La señal D_1 descifrada es expandida por un expansor 503 a $H_L V_L$ que después se alimenta a un circuito de cambio de relación de aspecto 504. Así, la señal $H_L V_L$ se puede suministrar mediante una unidad de salida 505 como una señal NTSC estándar 500, de formato de buzón 507, de pantalla ancha

508 o de formato de panel lateral 509. El formato de exploración puede ser de tipo no entrelazado o entrelazado y sus líneas de modo NTSC pueden ser 525 o duplicarse a 1050 por trazado doble. Cuando la señal recibida del transmisor digital 51 es una señal digital de TV de modo PSK 4, también puede ser convertida por el primer receptor 23 y el primer decodificador vídeo 421 a una imagen de TV. El segundo decodificador vídeo 422 se explicará con más detalle con referencia al diagrama de bloques de la figura 32. La señal D_1 del segundo receptor 33 se alimenta mediante una primera entrada 521 a un primer expansor 522 para expansión de datos y después es transferida a un sobremuestreador 523 donde es muestreada a $2x$. La señal sobremuestreada es filtrada por un filtro vertical de paso bajo 524 a $H_L V_L$. Además, la señal D_2 del segundo receptor 33 se alimenta mediante una segunda entrada 530 a un divisor 531 donde es dividida en tres componentes que después son transferidos a un segundo 532, un tercer 533, y un cuarto expansor 534 respectivamente para expansión de datos. Los tres componentes expandidos son muestreados en $2x$ por tres sobremuestreadores 535, 536, 537 y filtrados por un filtro vertical de paso alto 538, un filtro vertical de paso bajo 539 y un filtro vertical de paso alto 540, respectivamente. Entonces, $H_L V_L$ del filtro vertical de paso bajo 524 y $H_L V_H$ del filtro vertical de paso alto 538 son sumadas por un sumador 525, muestreadas por un sobremuestreador 541, y filtradas por un filtro horizontal de paso bajo 542 a una señal vídeo horizontal de frecuencia baja. $H_H V_L$ del filtro vertical de paso bajo 539 y $H_H V_H$ del filtro vertical de paso alto 540 son sumadas por un sumador 526, muestreadas por un sobremuestreador 544, y filtradas por un filtro horizontal de paso alto 545 a una señal vídeo horizontal de frecuencia alta. Las dos señales vídeo horizontales, de frecuencia alta y baja, se suman después por un sumador 543 a una señal vídeo de alta resolución HD que se transmite además mediante una unidad de salida 546 como una salida vídeo 547, por ejemplo, de formato HDTV. Si se desea, se puede reconstruir con igual éxito una salida vídeo NTSC tradicional.

La figura 33 es un diagrama de bloques del tercer decodificador vídeo 423 en el que las señales D_1 y D_2 son alimentadas mediante una primera 521 y una segunda entrada 530 respectivamente a un circuito decodificador vídeo de banda de frecuencia alta 527 donde se convierten en una señal HD de manera idéntica a la antes descrita. La señal D_3 se alimenta mediante una tercera entrada 551 a un circuito decodificador vídeo de banda de frecuencia superalta 552 donde se expande, descifra, y compone en señal $H_H V_H$ 2. La señal HD del circuito decodificador vídeo de banda de frecuencia alta 527 y la señal $H_H V_H$ 2 del circuito decodificador vídeo de banda de frecuencia superalta 552 se suman por un sumador 553 a una señal TV o S-HD de resolución superalta que después se envía mediante una unidad de salida 554 como una salida vídeo de super resolución 555.

La acción de multiplexión en el multiplexor 412 representado en la figura 29 se explicará con más detalle. La figura 34 ilustra una asignación de datos en la que los tres flujos de datos, primero, segundo y tercero, D_1 , D_2 , D_3 , se contienen en un período T de seis datos de canal NTSC L_1 , L_2 , L_3 , L_4 , L_5 , L_6 , seis datos de canal HDTV M_1 , M_2 , M_3 , M_4 , M_5 , M_6 y seis datos de canal S-HDTV H_1 , H_2 , H_3 , H_4 , H_5 , H_6 , respectivamente. En la práctica, los datos de señal NTSC o D_1 L_1 a L_6 son multiplexados en el tiempo por un proceso TDM durante el período T. Más en concreto, $H_L V_L$ de D_1 es asignada a un dominio 601 para el primer canal. Después, unos datos de diferencia M_1 entre HDTV y NTSC o una suma de $H_L V_H$, $H_H V_L$ y $H_H V_H$ 1 es asignada a un dominio 602 para el primer canal. Además, unos datos de diferencia H_1 entre HDTV y super HDTV o $H_H V_H$ 2 (véase la figura 30) es asignada a un dominio 603 para el primer canal.

La selección de la señal de TV de primer canal se describirá ahora. Cuando es interceptada por el primer receptor 23 con una antena pequeña acoplada al primer decodificador vídeo 421, la primera señal de canal se convierte en una señal de TV NTSC estándar o de pantalla ancha como se representa en la figura 31. Cuando es interceptada por el segundo receptor 33 con una antena media acoplada al segundo decodificador vídeo 422, la señal se convierte sumando L_1 del primer flujo de datos D_1 asignado al dominio 601 y M_1 del segundo flujo de datos D_2 asignado al dominio 602 a una señal HDTV del primer canal equivalente en programa a la señal NTSC.

Cuando es interceptada por el tercer receptor 43 con una antena grande acoplada al tercer decodificador vídeo 423, la señal se convierte sumando L_1 de D_1 asignada al dominio 601, M_1 de D_2 asignada al dominio 602, y H_1 de D_3 asignada al dominio 603 a una señal super HDTV del primer canal equivalente en programa a la señal NTSC. Las otras señales de canal se pueden reproducir de igual manera.

La figura 35 muestra otra asignación de datos L_1 de una señal NTSC de primer canal es asignada a un primer dominio 601. El dominio 601 que se asigna en el extremo delantero del primer flujo de datos D_1 , también contiene en la parte delantera unos datos S_{11} incluyendo unos datos descifradores y los datos de demodulación descritos en la primera realización. Una señal HDTV de primer canal se transmite como L_1 y M_1 . M_1 que es así unos datos de diferencia entre NTSC y HDTV es asignada a dos dominios 602 y 611 de D_2 . Si L_1 es un componente NTSC comprimido de 6 Mbps, M_1 es dos veces más alto, 12 Mbps. Por lo tanto, el total de L_1 y M_1 puede demodularse a 18 Mbps con el segundo receptor 33 y el segundo decodificador vídeo 423. Según técnicas corrientes de compresión de datos, se puede reproducir señales HDTV comprimidas a aproximadamente 15 Mbps. Esto permite a la asignación de datos representada en la figura 35 permitir la reproducción simultánea de una señal NTSC y HDTV de primer canal. Sin embargo, esta asignación no permite transportar señal HDTV de segundo canal. S_{21} es unos datos descifradores en la señal HDTV. Un componente de señal super HDTV de primer canal incluye L_1 , M_1 y H_1 . Los datos de diferencia H_1 son asignados a tres dominios 603, 612 y 613 de D_3 . Si la señal NTSC es 6 Mbps, la super HDTV se transporta a hasta 36 Mbps. Cuando se incrementa una tasa comprimida, se puede transmitir datos vídeo super HDTV de aproximadamente 2000 líneas de escaneo para reproducción de una imagen de tamaño de cine para uso comercial de igual manera.

La figura 36 muestra otra asignación de datos en la que H1 de una señal super HDTV es asignada a seis dominios de tiempo. Si una señal NTSC comprimida es 6 Mbps, esta asignación puede transportar nueve veces más a 54 Mbps de datos D₃. Por consiguiente, se puede transmitir datos super HDTV de mayor calidad de imagen.

5 La asignación de datos anterior usa uno de dos planos de polarización, horizontal y vertical, de una onda de transmisión. Cuando se utilicen planos de polarización tanto horizontal como vertical, la utilización de frecuencia se duplicará. Esto se explicará a continuación.

10 La figura 49 muestra una asignación de datos en la que D_{V1} y D_{H1} son una señal de polarización vertical y otra horizontal del primer flujo de datos respectivamente, D_{V2} y D_{H2} son una señal de polarización vertical y otra horizontal del segundo flujo de datos respectivamente, y D_{V3} y D_{H3} son una señal de polarización vertical y otra horizontal del tercer flujo de datos, respectivamente. La señal de polarización vertical D_{V1} del primer flujo de datos lleva unos datos de TV NTSC o de banda de frecuencia baja y la señal de polarización horizontal D_{H1} lleva unos datos HDTV o de banda de frecuencia alta. Cuando el primer receptor 23 está equipado con una antena de polarización vertical, 15 puede reproducir solamente la señal NTSC. Cuando el primer receptor 23 está equipado con una antena para ondas polarizadas tanto horizontal como verticalmente, puede reproducir la señal HDTV sumando L1 y M1. Más específicamente, el primer receptor 23 puede proporcionar compatibilidad entre NTSC y HDTV con el uso de una antena de tipo particular.

20 La figura 50 ilustra un método TDMA en el que cada ráfaga de datos 721 va acompañada en la parte delantera de unos datos de sincronización 731 y unos datos de tarjeta 741. Además, unos datos de sincronización de cuadro 720 están dispuestos en la parte delantera de un cuadro. Se asignan canales análogos a intervalos de tiempo análogos. Por ejemplo, un primer intervalo de tiempo 750 lleva datos NTSC, HDTV y super HDTV del primer canal simultáneamente. Los seis intervalos de tiempo 750, 750a, 750b, 750c, 750d, 750e están dispuestos independientes uno de 25 otro. Por lo tanto, cada estación puede ofrecer servicios NTSC, HDTV, y/o super HDTV independientemente de las otras estaciones seleccionando un canal particular de los intervalos de tiempo. Además, el primer receptor 23 puede reproducir una señal NTSC cuando está equipado con una antena de polarización horizontal y ambas señales NTSC y HDTV cuando está equipado con una antena de polarización compatible. A este respecto, el segundo receptor 33 puede reproducir una super HDTV a menor resolución mientras que el tercer receptor 43 puede reproducir una señal 30 super HDTV completa. Según la tercera realización, se construirá un sistema de transmisión de señal compatible. Se entiende que la asignación de datos no se limita al método TDMA en modo de ráfaga mostrado en la figura 50 y se empleará con igual éxito otro método tal como multiplexión por división de tiempo de señales continuas como se representa en la figura 49. Además, una asignación de datos representada en la figura 51 permitirá reproducir una señal HDTV a alta resolución.

35 Como se expone anteriormente, el sistema compatible de transmisión de señal de TV digital de la tercera realización puede ofrecer tres servicios de radiodifusión de TV, super HDTV, HDTV y NTSC convencional, simultáneamente. Además, se puede electrizar una señal vídeo interceptada por una estación comercial o cine.

40 La QAM modificada de las realizaciones se denomina ahora SRQAM y se examinará su tasa de error.

En primer lugar, se calculará la tasa de error en SRQAM 16. La figura 99 muestra un diagrama vectorial de puntos de señal SRQAM 16. Como es evidente por el primer cuadrante, los 16 puntos de señal de QAM 16 estándar incluyendo 83a, 83b, 84a, 83a se asignan a intervalos iguales de 2δ. 45

El punto de señal 83a está espaciado δ del eje I y el eje Q de la coordenada. Se supone ahora que n es un valor de desplazamiento de la SRQAM 16. En SRQAM 16, el punto de señal 83a de QAM 16 se desplaza a un punto de señal 83 donde la distancia de cada eje es nδ. El valor de desplazamiento n se expresa así como: 50

$$0 < n < 3.$$

55 Los otros puntos de señal 84a y 86a también se desplazan a dos puntos 84 y 86 respectivamente.

Si la tasa de error del primer flujo de datos es Pe₁, se obtiene de:

$$\begin{aligned} Pe_{1-16} &= \frac{1}{4} \left(\operatorname{erfc} \left(\frac{n\delta}{\sqrt{2}\sigma} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{3\delta}{\sqrt{2}\delta} \right) \right) \\ &= \frac{1}{8} \operatorname{erfc} \left(\frac{n\sqrt{\rho}}{\sqrt{9+n^2}} \right) \end{aligned}$$

Además, la tasa de error Pe_2 del segundo flujo de datos se obtiene de:

$$\begin{aligned}
 Pe_2 - 16 &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\frac{3-n}{2}\delta}{\sqrt{2}\sigma}\right) \\
 &= \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{3-n}{2\sqrt{9+n^2}}\sqrt{\rho}\right)
 \end{aligned}$$

Se calculará la tasa de error de SRQAM 36 o 32. La figura 100 es un diagrama vectorial de una señal SRQAM 36 en el que la distancia entre cualesquiera dos puntos de señal QAM 36 es 2δ .

El punto de señal 83a de QAM 36 está espaciado δ de cada eje de la coordenada. Se supone ahora que n es un valor de desplazamiento de la SRQAM 16. En SRQAM 36, el punto de señal 83a se desplaza a un punto de señal 83 donde la distancia de cada eje es $n\delta$. Igualmente, los nueve puntos de señal QAM 36 en el primer cuadrante se desplazan a los puntos 83, 84, 85, 86, 97, 98, 99, 100, 101, respectivamente. Si un grupo de puntos de señal 90 incluyendo los nueve puntos de señal se considera como un punto de señal único, la tasa de error Pe_1 en la reproducción de solamente el primer flujo de datos D_1 con un receptor PSK 4 modificado y la tasa de error Pe_2 en la reproducción del segundo flujo de datos D_2 después de discriminar los nueve puntos de señal del grupo 90 uno de otro, se obtienen respectivamente de:

$$\begin{aligned}
 Pe_1 - 32 &= \frac{1}{6} \operatorname{erfc}\left(\frac{n\delta}{\sqrt{2}\sigma}\right) \\
 &= \frac{1}{6} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{6\rho}{5}} x \frac{n}{\sqrt{n^2 + 2n + 25}}\right) \\
 Pe_2 - 32 &= \frac{2}{3} \operatorname{erfc}\left(\frac{5-n}{4\sqrt{2}} \frac{\delta}{\rho}\right) \\
 &= \frac{2}{3} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3\sigma}{40}} x \frac{5-n}{\sqrt{n^2 + 2n + 25}}\right)
 \end{aligned}$$

La figura 101 muestra la relación entre la tasa de error Pe y la tasa C/N en transmisión en la que la curva 900 representa una señal QAM 32 convencional o no modificada. La línea recta 905 representa una señal que tiene $10^{-1.5}$ de la tasa de error. La curva 901a representa una señal SRQAM 32 de nivel D_1 de la presente invención a la tasa de desplazamiento n de 1,5. Como se representa, la tasa C/N de la señal SRQAM 32 es 5 dB más baja a la tasa de error de $10^{-1.5}$ que la de la QAM 32 convencional. Esto significa que la presente invención permite reproducir una señal D_1 a una tasa de error dada cuando su tasa C/N es relativamente baja.

La curva 902a representa una señal SRQAM de nivel D_2 a $n=1,5$ que se puede reproducir a la tasa de error de $10^{-1.5}$ solamente cuando su tasa C/N es 2,5 dB más alta que la de la QAM 32 convencional de la curva 900. Además, las curvas 901b y 902b representan señales SRQAM D_1 y D_2 a $n=2,0$ respectivamente. Las curvas 902c representan una señal SRQAM D_2 a $n=2,5$. Es evidente que la tasa C/N de la señal SRQAM a la tasa de error de $10^{-1.5}$ es 5 dB, 8 dB, y 10 dB más alta a $n=1,5$, 2,0 y 2,5 respectivamente en el nivel D_1 y 2,5 dB más baja en el nivel D_2 que la de una señal QAM 32 común.

En la figura 103 se muestra la tasa C/N de los flujos de datos primero y segundo D_1 , D_2 de una señal SRQAM 32 que se necesita para mantener una tasa de error constante contra la variación del desplazamiento n . Como es evidente, cuando el desplazamiento n es superior a 0,8, se desarrolla una clara diferencia entre dos tasas C/N de sus respectivos niveles D_1 y D_2 de manera que la transmisión de la señal multinivel, a saber los datos primero y segundo, se puede implementar con éxito. En resumen, $n > 0,85$ es esencial para transmisión multinivel de datos de la señal SRQAM 32 de la presente invención.

La figura 102 muestra la relación entre la tasa C/N y la tasa de error para señales SRQAM 16. La curva 900 representa una señal QAM 16 común. Las curvas 901a, 901b, 901c son señales SRQAM 16 del primer flujo de datos o nivel D_1 a $n=1,2$, 1,5 y 1,8, respectivamente. Las curvas 902a, 902b, 902c son señales SRQAM 16 del segundo flujo de datos o nivel D_2 a $n=1,2$, 1,5 y 1,8, respectivamente.

La tasa C/N de los flujos de datos primero y segundo D_1 , D_2 de una señal SRQAM 16 se representa en la figura 104, que se necesita para mantener una tasa constante de error contra la variación del desplazamiento n . Como es evidente, cuando el desplazamiento n es superior a 0,9 ($n > 0,9$), se ejecutará la transmisión multinivel de datos de la señal SRQAM 16.

Ahora se describirá un ejemplo de propagación de señales SRQAM de la presente invención para uso con un servicio de radiodifusión terrestre de TV digital. La figura 105 muestra la relación entre el nivel de señal y la distancia entre una antena de transmisor y una antena receptora en el servicio de radiodifusión terrestre. La curva 911 representa una señal transmitida de la antena de transmisor de 381 m (1250 pies) de alto. Se supone que la tasa de error esencial para la reproducción de una señal digital de TV aplicable es $10^{-1.5}$. La zona sombreada 912 representa una interrupción de ruido. El punto 910 representa un límite de recepción de señal de una señal QAM 32 convencional a C/N=15 dB donde la distancia L es 96,5 km (60 millas) y una señal digital HDTV puede ser interceptada al mínimo.

La tasa C/N varía 5 dB bajo la peor condición de recepción tal como mal tiempo. Si un cambio en la condición relevante, por ejemplo, el tiempo, atenúa la tasa C/N, la interceptación de una señal HDTV apenas se garantizará. Además, las condiciones geográficas afectan en gran parte a la propagación de las señales y una disminución de aproximadamente 10 dB al menos será inevitable. Por lo tanto, la interceptación exitosa de la señal dentro de 96,5 km (60 millas) nunca se garantizará y sobre todo se propagará una señal digital más difícilmente que una señal analógica. Se entenderá que la zona de servicio de un servicio de radiodifusión de TV digital convencional es menos fiable.

En el caso de la señal SRQAM 32 de la presente invención, el sistema de transmisión de señal de tres niveles está constituido como se representa en las figuras 133 y 137. Esto permite transportar una señal NTSC de baja resolución de nivel MPEG en el flujo de datos 1-1 D_{1-1} , transportar unos datos de TV de resolución media, por ejemplo, del sistema NTSC en el flujo de datos 1-2 D_{1-2} , y transportar un componente de alta frecuencia de datos HDTV en el segundo flujo de datos D_2 . Por consiguiente, la zona de servicio del flujo de datos 1-2 de la señal SRQAM se incrementa a un punto de 112,6 km (70 millas) 910a mientras que la del segundo flujo de datos permanece dentro de un punto de 88,4 km (55 millas) 910b, como se representa en la figura 105. La figura 106 ilustra un resultado de simulación por ordenador de la zona de servicio de la señal SRQAM 32 de la presente invención, que es parecido a la figura 53, pero se explica con más detalle. Como se representa, las regiones 708, 703c, 703a, 703b, 712 representan una zona de recepción QAM 32 convencional, una zona de recepción de nivel de datos 1-1 D_{1-1} , una zona de recepción de nivel de datos 1-2 D_{1-2} , una segunda zona de recepción de nivel de datos D_2 , y una zona de servicio de una estación de TV analógica contigua, respectivamente. Los datos de señal QAM 32 convencional usados en este dibujo se basan en el descrito convencionalmente.

Para señal QAM 32 común, se puede establecer teóricamente la zona de servicio de 96,5 km (60 millas) de radio. Sin embargo, el nivel de señal será atenuado por las condiciones geográficas o atmosféricas y en particular disminuirá considerablemente cerca del límite de la zona de servicio.

Si el componente de TV de banda de frecuencia baja de calidad MPEG 1 es transportado en los datos de nivel 1-1 D_{1-1} y el componente de TV de banda de frecuencia media de calidad NTSC en los datos de nivel 1-2 D_{1-2} y el componente de TV de banda de frecuencia alta de HDTV en los datos de segundo nivel D_2 , la zona de servicio de la señal SRQAM 32 de la presente invención se incrementa en 16,09 km (10 millas) de radio para recepción de una señal EDTV de calidad de resolución media y 28,9 km (18 millas) para recepción de una señal LDTV de calidad de resolución baja a la vez que disminuye 8,04 km (5 millas) para recepción de una señal HDTV de calidad de resolución alta, como se representa en la figura 106. La figura 107 muestra una zona de servicio en el caso de un factor de desplazamiento n o $s=1,8$. La figura 135 muestra la zona de servicio de la figura 107 en términos de zona.

Más en particular, el componente de resolución media de una señal digital de TV retransmitida de la SRQAM modo de la presente invención puede ser interceptada con éxito en una región de servicio desfavorable o zona de sombra donde una señal de TV de banda de frecuencia media convencional apenas se propaga y atenúa debido a obstáculos. Dentro de al menos la zona de servicio predeterminada, la señal de TV NTSC del modo SRQAM puede ser interceptada por cualquier receptor de TV tradicional. Como la zona de sombra o de atenuación de señal desarrollada por estructuras arquitectónicas y otros obstáculos o por interferencia de una señal de TV analógica contigua o producida en una tierra baja se disminuye a un mínimo, aumentará el número de televidentes o abonados.

Además, el servicio HDTV puede ser visto solamente por unos pocos televidentes que pagan por tener un equipo de receptor HDTV y pantalla de alto costo, según el sistema convencional. El sistema de la presente invención permite que un receptor NTSC, PAL, o SECAM tradicional intercepte un componente de resolución media de la señal digital HDTV con el uso de un sintonizador digital adicional. Por lo tanto, la mayor parte de los televidentes puede disfrutar del servicio a menor costo y aumentará su número. Esto impulsará el negocio de radiodifusión de TV y creará un beneficio social adicional.

Además, la zona de recepción de señal para un servicio de TV NTSC o de resolución media según la presente invención se incrementa aproximadamente 36% a $n=2,5$, en comparación con el sistema convencional. A medida que aumenta la zona de servicio y por lo tanto el número de televidentes, el negocio de radiodifusión de TV obtiene un

ES 2 337 034 T3

beneficio mayor. Esto reduce el riesgo del desarrollo de un nuevo negocio de TV digital que así se animará a ponerse en práctica.

La figura 107 muestra la zona de servicio de una señal SRQAM 32 de la presente invención en la que se garantizará el mismo efecto a $n=1,8$. Dos zonas de servicio 703a, 703b de las señales D_1 y D_2 respectivamente se puede determinar en extensión para propagación óptima de la señal variando el desplazamiento n considerando un perfil de distribución de receptores HDTV y NTSC o las características geográficas. Por consiguiente, los televidentes estarán satisfechos del servicio y una estación proveedora tendrá un máximo de televidentes.

Esta ventaja se da cuando:

$$n > 1,0$$

Por lo tanto, si se selecciona la señal SRQAM 32, el desplazamiento n se determina por:

$$1 < n < 5$$

Además, si se emplea la señal SRQAM 16, n se determina por:

$$1 < n < 3$$

En el servicio de radiodifusión terrestre de señal de modo SRQAM en el que los niveles de datos primero y segundo se crean desplazando puntos de señal correspondientes como se representa en las figuras 99 y 100, la ventaja de la presente invención se obtendrá cuando el desplazamiento n en una señal SRQAM 16, 32 o 64 sea superior a 1,0.

En las realizaciones anteriores, los componentes de banda de frecuencia baja y alta de una señal vídeo son transmitidos como los flujos de datos primero y segundo. Sin embargo, la señal transmitida puede ser una señal audio. En este caso, se puede transmitir componentes de baja frecuencia o baja resolución de una señal audio como el primer flujo de datos, y se puede transmitir componentes de alta frecuencia o alta resolución de la señal audio como el segundo flujo de datos. Por consiguiente, es posible recibir la porción de C/N alta con alta calidad de sonido, y la porción de C/N baja con baja calidad de sonido. Esto se puede utilizar en radiodifusión PCM, radio, teléfono portátil y análogos. En este caso, la zona de radiodifusión o distancia de comunicación se puede expandir en comparación con los sistemas convencionales.

Además, la tercera realización puede incorporar un sistema de multiplexión por división de tiempo (TDM) como se representa en la figura 133. La utilización de la TDM hace posible aumentar el número de subcanales. Un codificador ECC 743a y un codificador ECC 743b, dispuestos en dos subcanales, diferencian ganancias de código EEC para hacer una diferencia entre umbrales de estos dos subcanales, por lo que se puede realizar un aumento del número de canal de la transmisión de señal multinivel. En este caso, también es posible proporcionar dos codificadores Trellis 743a, 743b como se representa en la figura 137 y diferenciar sus ganancias de código. La explicación de este diagrama de bloques es sustancialmente idéntica a la del diagrama de bloques descrito más adelante de la figura 131 que muestra la sexta realización de la presente invención y, por lo tanto, no se describirá aquí.

En una simulación de la figura 106, se ha obtenido una diferencia 5 dB de una ganancia de codificación entre el subcanal 1-1 D_{1-1} y el subcanal 1-2 D_{1-2} .

Una SRQAM es el sistema que una C-CDM (Multiplex de División de Constelación de Códigos) de la presente invención a un rectángulo-QAM. Una C-CDM, que es un método de multiplexión independiente de TDM o FDM, puede obtener subcanales dividiendo una constelación de códigos correspondiente a un código. Un aumento del número de códigos traerá una expansión de la capacidad de transmisión, que no se logra con TDM o FDM sola, a la vez que se mantiene una compatibilidad casi perfecta con un aparato de comunicación convencional. Así, C-CDM puede producir efectos excelentes.

Aunque la realización anterior la C-CDM y la TDM, también es posible combinar la C-CDM con la FDM (Multiplex de división de frecuencia) para obtener un efecto de modulación similar de valores umbral. Tal sistema se puede usar para radiodifusión de TV, y la figura 108 muestra una distribución de frecuencias de una señal de TV. Un espectro 725 representa una distribución de frecuencias de una señal de retransmisión analógica convencional, por ejemplo NTSC. La señal más grande es una portadora vídeo 722. Una portadora de color 723 y una portadora de sonido 724 no son tan grandes. Se conoce un método de usar una FDM para dividir una señal digital de retransmisión en dos frecuencias. En este caso, una portadora es dividida en una primera portadora 726 y una segunda portadora 727 para transmitir una primera 720 y una segunda señal 721 respectivamente. Se puede disminuir la interferencia colocando portadoras primera y segunda 726, 727 suficientemente lejos de la portadora vídeo 722. La primera señal 720 sirve para transmitir una señal de TV de resolución baja a un nivel de salida grande, a la vez que la segunda señal 721 sirve para transmitir una señal de TV de alta resolución a un nivel de salida pequeño. En consecuencia, la transmisión de señal multinivel haciendo uso de una FDM se puede realizar sin ser perturbada por ningún obstáculo.

La figura 134 muestra un ejemplo de un método convencional usando un sistema QAM 32. Cuando el subcanal A tiene una salida más grande que el subcanal B, un valor umbral para el subcanal A, es decir, un umbral 1, se puede hacer 4~5 dB menor que un valor umbral para el subcanal B, es decir, un umbral 2. Por consiguiente, se puede realizar una radiodifusión de dos niveles que tiene una diferencia de umbral de 4~5 dB. En este caso, sin embargo, se producirá gran reducción de la cantidad de recepción de señal si el nivel de la señal de recepción disminuye por debajo del umbral 2. Dado que la segunda señal 721a, que tiene gran cantidad de información como se sombrea en el dibujo, no se puede recibir en tal caso y solamente se recibe la primera señal 720a, que tiene poca cantidad de información, en consecuencia, la calidad de la imagen aportada por el segundo nivel será sumamente peor.

Sin embargo, la presente invención resuelve este problema. Según la presente invención, la primera señal 720 se da por modo SRQAM 32 que se obtiene mediante modulación C-CDM de manera que el subcanal A se divida en dos subcanales 1 de A y 2 de A. El subcanal recién dividido 1 de A, que tiene un valor umbral más bajo, lleva un componente de baja resolución. La segunda señal 721 también es dada por el modo SRQAM 32, y el valor umbral para el subcanal 1 de B se iguala con el umbral 2.

Con esta disposición, la región en la que no se recibe una señal transmitida cuando el nivel de señal disminuye por debajo del umbral 2 se reduce a una porción sombreada de la segunda señal 721a en la figura 108. Como el subcanal 1 de B y el subcanal A son recibibles, la cantidad de transmisión no se reduce mucho en total. Por consiguiente, se reproduce una mejor calidad de imagen incluso en el segundo nivel al nivel de señal del umbral 2.

Transmitiendo un componente de resolución normal en un subcanal, resulta posible aumentar el número de nivel múltiple y expandir una zona de servicio de resolución baja. Este subcanal de umbral bajo se utiliza para transmitir información importante tal como información sonora, información de sincronización, cabeceras de datos respectivos, porque esta información transportada en este subcanal de umbral bajo puede ser recibida con seguridad. Así, es factible la recepción estable. Si se añade nuevamente un subcanal en la segunda señal 721 de la misma manera, el número de niveles de transmisión multinivel se puede incrementar en la zona de servicio. En caso de que una señal HDTV tenga 1050 líneas de exploración, se puede proporcionar una nueva zona de servicio equivalente a 775 líneas además de 525 líneas.

Por consiguiente, la combinación de la FDM y la C-CDM realiza un aumento de la zona de servicio. Aunque la realización anterior divide un subcanal en dos, no es necesario afirmar que también será preferible dividirlo en tres o más.

A continuación se explicará un método de evitar obstáculos combinando la TDM la C-CDM. Como se representa en la figura 109, una señal analógica de TV incluye una porción de línea de retorno horizontal 732 y una porción de señal vídeo 731. Este método utiliza un bajo nivel de señal de la porción de línea de retorno horizontal 732 y no visualización de obstáculo en un plano de imagen durante este período. Sintonizando una señal digital de TV con una señal analógica de TV, se puede usar ranuras de sincronización de línea de retorno horizontal 733, 733a de la porción de línea de retorno horizontal 732 para transmisión de una señal importante, por ejemplo, una sincronización, o numerosos datos a un alto nivel de salida. Así, resulta posible aumentar la cantidad de datos o el nivel de salida sin incrementar el obstáculo. Se esperará un efecto similar aunque se revelan ranuras de sincronización de línea de retorno vertical 737, 737a sincrónicamente con porciones de línea de retorno vertical 735, 735a.

La figura 110 muestra un principio de la C-CDM. Además, la figura 111 muestra una asignación de código de la C-CDM equivalente a una QAM 16 expandida. La figura 112 muestra una asignación de código de la C-CDM equivalente a una QAM 36 expandida. Como se representa en las figuras 110 y 111, una señal QAM 256 se divide en cuatro niveles 740a, 740b, 740c, 740d, que tienen 4, 16, 64, 256 segmentos, respectivamente. Una palabra código de señal 742d de QAM 256 en el cuarto nivel 740d es "11111111" de 8 bits. Éste está dividido en cuatro palabras código 741a, 741b, 741c, y 741d de 2 bits, es decir, "11", "11", "11", "11", que después se asignan en regiones de puntos de señal 742a, 742b, 742c, 742d de niveles primero, segundo, tercero, cuarto 740a, 740b, 740c, 740d, respectivamente. Como resultado, se crean subcanales 1, 2, 3, 4 de 2 bits. Esto se denomina C-CDM (Multiplex de División de Constelación de Códigos). La figura 111 muestra una asignación de código detallada de la C-CDM equivalente a QAM 16 expandida, y la figura 112 muestra una asignación de código detallada de la C-CDM equivalente a QAM 36 expandida. Como la C-CDM es un sistema de multiplexión independiente, se puede combinar con la FDM convencional (Multiplex de división de frecuencia) o TDM (Multiplex de división de tiempo) para aumentar más el número de subcanales. De esta manera, el sistema C-CDM realiza un nuevo sistema de multiplexión. Aunque la C-CDM se explica utilizando un rectángulo QAM, también se puede usar otro sistema de modulación que tiene puntos de señal, por ejemplo QAM, PSK, ASK, e incluso FSK si las regiones de frecuencia se consideran como puntos de señal, para esta multiplexión de la misma manera.

Realización 4

Una cuarta realización de la presente invención se describirá con referencia a los dibujos relevantes.

La figura 37 ilustra toda la disposición de un sistema de transmisión de señal de la cuarta realización, que está dispuesto para servicio terrestre y es de construcción y acción similares al de la tercera realización representada en la figura 29. La diferencia es que la antena de transmisor 6 se ha sustituido por una antena terrestre 6a y las antenas

receptoras 22, 23, 24 se han sustituido también por tres antenas terrestres 22a, 23a, 24a. La acción del sistema es idéntica a la de la tercera realización y no se explicará más. El servicio de radiodifusión terrestre, a diferencia de un servicio por satélite, depende mucho de la distancia entre la antena de transmisor 6a a las antenas receptoras 22a, 32a, 42a. Si un receptor está situado lejos del transmisor, el nivel de una señal recibida es bajo. En particular, una señal QAM multinivel común apenas puede ser demodulada por el receptor que así no reproduce ningún programa de TV.

El sistema de transmisión de señal de la presente invención permite que el primer receptor 23 equipado con la antena 22a, que está situado a mucha distancia como se representa en la figura 37, intercepte una señal QAM 16 o 64 modificada y demodule en modo PSK 4 el primer flujo de datos o componente D_1 de la señal recibida a una señal NTSC vídeo de manera que se pueda visualizar una imagen de programa de TV de resolución media aunque el nivel de la señal recibida sea relativamente bajo.

Además, el segundo receptor 33 con la antena 32a está situado a una distancia media de la antena 6a y así puede interceptar y demodular los flujos de datos primero y segundo o componentes D_1 y D_2 de la señal QAM 16 o 64 modificada a una señal vídeo HDTV que a su vez produce una imagen de programa HDTV.

El tercer receptor 43 con la antena 42a está situado a una distancia próxima y puede interceptar y demodular los flujos de datos primero, segundo y tercero o componentes D_1 , D_2 y D_3 de la señal QAM 16 o 64 modificada a una señal vídeo super HDTV que a su vez produce una imagen de calidad super HDTV a una imagen cinematográfica común.

La asignación de frecuencias se determina de la misma manera que la de la multiplexión por división de tiempo representada en las figuras 34, 35 y 36. Como en la figura 34, cuando las frecuencias se asignan a los canales primero a sexto, L_1 del componente D_1 lleva unos datos NTSC del primer canal, M_1 del componente D_2 lleva unos datos de diferencia HDTV del primer canal, y H_1 del componente D_3 lleva unos datos de diferencia super HDTV del primer canal. Por consiguiente, se puede transportar todos los datos NTSC, HDTV, y super HDTV en el mismo canal. Si se utiliza D_2 y D_3 de los otros canales como se representa en las figuras 35 y 36, se puede transmitir más datos de HDTV y super HDTV respectivamente para visualización a mayor resolución.

Como se entiende, el sistema permite transportar tres señales digitales de TV diferentes, pero compatibles, en un único canal o usando las regiones D_2 y D_3 de otros canales. Además, los datos de imagen de TV de resolución media de cada canal pueden ser interceptados en una zona más amplia de servicio según la presente invención.

Se han propuesto varios sistemas terrestres de emisión de TV digital empleando una señal HDTV QAM 16 de 6 MHz de anchura de banda. Sin embargo, no son compatibles con el sistema NTSC existente y así tienen que estar asociados con una técnica de difusión simultánea para transmitir señales NTSC del mismo programa en otro canal. Además, tal señal QAM 16 común limita una zona de servicio. El sistema de servicio terrestre de la presente invención permite que un receptor situado a una distancia relativamente lejana intercepte con éxito una señal de TV de resolución media sin usar un dispositivo adicional ni un canal adicional.

La figura 52 muestra una región de interferencia de la zona de servicio 702 de una estación convencional de radiodifusión HDTV digital terrestre 701. Como se representa, la zona de servicio 702 de la estación HDTV convencional 701 es interceptada con la zona de servicio 712 de una estación de TV analógica contigua 711. En la región de intersección 713, una señal HDTV se atenúa por interferencia de señal de la estación de TV analógica 711 y será así interceptada con menos consistencia.

La figura 53 muestra una región de interferencia asociada con el sistema de transmisión de señal multinivel de la presente invención. El sistema es de baja utilización de energía en comparación con un sistema convencional y su zona de servicio 703 para propagación de señal HDTV es menor que la zona 702 del sistema convencional. Por el contrario, la zona de servicio 704 para propagación de señal de TV de resolución media o NTSC digital es más grande que la zona convencional 702. El nivel de interferencia de señal de una estación de TV digital 701 del sistema a una estación de TV analógica contigua 711 es equivalente a la de una estación de TV digital convencional, tal como se representa en la figura 52.

En la zona de servicio de la estación de TV digital 701, hay tres regiones de interferencia desarrolladas por interferencia de señal de la estación de TV analógica 711. Las señales HDTV y NTSC apenas pueden ser interceptadas en la primera región 705. Aunque con bastante interferencia, una señal NTSC puede ser interceptada a un nivel igual en la segunda región 706 indicada por el sombreado inferior izquierdo. La señal NTSC es soportada en el primer flujo de datos que se puede reproducir a una tasa C/N relativamente baja y será así mínimamente afectada cuando la tasa C/N disminuya por interferencia de señal de la estación de TV analógica 711.

En la tercera región 707 indicada por el sombreado inferior derecho, una señal HDTV también puede ser interceptada cuando no hay interferencia de señal aunque la señal NTSC puede ser interceptada constantemente a un nivel bajo.

Por consiguiente, la zona general de recepción de señal del sistema se aumentará aunque la zona de servicio de señales HDTV resulte un poco menor que la del sistema convencional. Además, en las regiones de atenuación de señal producida por interferencia de una estación de TV analógica contigua, las señales de nivel NTSC de un programa HDTV pueden ser interceptadas con éxito en comparación con el sistema convencional donde no se ve

ningún programa HDTV en la misma zona. El sistema de la presente invención reduce mucho el tamaño de la zona de atenuación de señal y cuando aumenta la energía de transmisión de señal en una estación de transmisor o transpondor, se puede ampliar la zona de servicio de señal HDTV zona a un tamaño igual al sistema convencional. Además, las señales de nivel NTSC de un programa de TV pueden ser interceptadas más o menos en una zona muy distante donde el sistema convencional no presta servicio o una zona de interferencia de señal producida por una estación de TV analógica adyacente.

Aunque la realización emplea un método de transmisión de señal de dos niveles, se usará con igual éxito un método de tres niveles tal como se representa en la figura 78. Si se divide una señal HDTV en tres niveles de imagen, HDTV, NTC y NTSC de baja resolución, la zona de servicio representada en la figura 53 se aumentará de dos niveles a tres niveles donde la propagación de señal se extiende radialmente y hacia fuera. Además, se puede recibir señales NTSC de baja resolución a un nivel aceptable en la primera región de interferencia de señal 705 donde las señales NTSC apenas son interceptadas en el sistema de dos niveles. Como se entiende, también está implicada la interferencia de señal desde una estación de TV digital a una estación de TV analógica.

Ahora continuará la descripción, a condición de que ninguna estación de TV digital produzca una interferencia de señal en ninguna estación de TV analógica contigua. Según un nuevo sistema que se estudia en los Estados Unidos de América, se utiliza canales sin uso de los canales de servicio existentes para HDTV y así las señales digitales no deben interferir con las señales analógicas. Para ello, hay que disminuir el nivel de transmisión de una señal digital a menos del representado en la figura 53. Si la señal digital es de QAM 16 o modo PSK 4 convencional, su zona de servicio HDTV 708 disminuye cuando la región de interferencia de señal 713 indicada por el sombreado es bastante grande como se representa en la figura 54. Esto da lugar a un menor número de televidentes y patrocinadores, por lo que tal sistema digital tendrá mucha dificultad para llevar un negocio rentable.

La figura 55 muestra un resultado similar según el sistema de la presente invención. Como es evidente, la señal HDTV de recepción 703 es un poco menor que la zona igual 708 del sistema convencional. Sin embargo, la zona recible de señal de TV NTSC o de menor resolución 704 se aumentará en comparación con el sistema convencional. La zona sombreada representa una región donde se puede recibir la señal de nivel NTSC de un programa mientras que la señal HDTV de la misma apenas es interceptada. En la primera región de interferencia 705, las señales HDTV y NTSC no pueden ser interceptadas debido a interferencia de señal de una estación analógica 711.

Cuando el nivel de señales es igual, el sistema de transmisión multinivel de la presente invención proporciona una menor zona de servicio HDTV y una mayor zona de servicio NTSC para interceptación de un programa HDTV a un nivel de señal NTSC. Por consiguiente, se incrementa la zona de servicio general de cada estación y más televidentes pueden disfrutar de su servicio de radiodifusión de TV. Además, se puede llevar un negocio de TV compatible HDTV/NTSC con ventajas económicas y consistencia. También se pretende que el nivel de una señal de transmisión se incremente cuando el control de la evitación de la interferencia de señal a estaciones de TV analógicas contiguas se disminuya correspondientemente a un aumento brusco del número de receptores digitales de uso doméstico. Por lo tanto, se aumentará la zona de servicio de señales HDTV, y, a este respecto, las dos regiones diferentes para interceptación de niveles de señal de TV digital HDTV/NTSC y NTSC respectivamente, representadas en la figura 55, se pueden ajustar en proporción variando la distancia de puntos de señal en los flujos de datos primero y/o segundo. Como el primer flujo de datos transporta información acerca de la distancia de puntos de señal, se puede recibir una señal multinivel con más certeza.

La figura 56 ilustra interferencia de señal entre dos estaciones de TV digital en las que una estación de TV contigua 701a también proporciona un servicio de radiodifusión de TV digital, en comparación con una estación analógica en la figura 52. Puesto que el nivel de una señal de transmisión resulta alto, la zona de recepción de señal de TV de resolución alta o servicio HDTV 703 se incrementa en una extensión igual a la zona de servicio 702 de un sistema de TV analógica.

En la región de intersección 714 entre dos zonas de servicio de sus estaciones respectivas, la señal recibida se puede reproducir no a una imagen de nivel HDTV con el uso de una antena direccional común debido a interferencia de señal, sino a una imagen de nivel NTSC con una antena direccional particular dirigida hacia una estación de TV deseada. Si se utiliza una antena altamente direccional, la señal recibida de una estación blanco se reproducirá a una imagen HDTV. La zona de recepción de señal de baja resolución 704 se hace más grande que la zona de servicio del sistema de TV analógica 702 y un par de regiones de intersección 715, 716 desarrolladas por las dos zonas de recepción de señal de baja resolución 704 y 704a de sus respectivas estaciones de TV digital 701 y 701a permiten que la señal recibida de la antena dirigida de las dos estaciones sea reproducida a una imagen de nivel NTSC.

La zona de servicio HDTV del sistema de transmisión de señal multinivel de la presente invención propiamente dicha se incrementará mucho cuando se retiren las reglas de restricción de señal aplicables en un tiempo próximo de madurez del servicio de radiodifusión de TV digital.

Entonces, el sistema de la presente invención también proporciona una zona de recepción de señal HDTV tan amplia como la del sistema convencional y en particular permite reproducir su señal de transmisión a un nivel NTSC en otra distancia o zonas de intersección donde las señales de TV del sistema convencional apenas son interceptadas. Por consiguiente, se minimizará las regiones sombra o de atenuación de señal en la zona de servicio.

Realización 5

Una primera realización de la presente invención reside en un procedimiento de modulación de amplitud o ASK. La figura 57 ilustra la asignación de puntos de señal de una señal ASK de cuatro niveles según la quinta realización, en la que cuatro puntos de señal se designan por 721, 722, 723 y 724. La transmisión de cuatro niveles permite transmitir unos datos de 2 bits en cada período del ciclo. Se supone que los cuatro puntos de señal 721, 722, 723, 724 representan configuraciones de dos bits 00, 01, 10, 11, respectivamente.

Para facilitar la transmisión de señal de cuatro niveles de la realización, los dos puntos de señal 721, 722 se designan un primer grupo de puntos de señal 725 y los otros dos 723, 724 se designan un segundo grupo de puntos de señal 726. La distancia entre los dos grupos de puntos de señal 725 y 726 se determina después de manera que sea más ancha que entre cualesquiera dos puntos de señal adyacentes. Más específicamente, la distancia L_0 entre las dos señales 722 y 723 es mayor que la distancia L entre los dos puntos adyacentes 721 y 722 o 723 y 724. Esto se expresa como:

$$L_0 > L$$

Por lo tanto, el sistema de transmisión de señal multinivel de la realización se basa en $L_0 > L$. Sin embargo, la realización no se limita a $L_0 > L$ y se empleará $L = L_0$ temporalmente o permanentemente dependiendo de los requisitos del diseño, condición y parámetros.

A los dos grupos de puntos de señal se asignan configuraciones de un bit del primer flujo de datos D_1 , como se representa en la figura 59(a). Más en concreto, un bit 0 de sistema binario es asignado al primer grupo de puntos de señal 725 y otro bit 1 al segundo grupo de puntos de señal 726. Entonces, una configuración de un bit del segundo flujo de datos D_2 es asignada a cada punto de señal. Por ejemplo, a los dos puntos de señal 721, 723 se les asignan $D_2 = 0$ y a los otros dos puntos de señal 722 y 724 se les asigna $D_2 = 1$. Se expresan así por dos bits por símbolo.

La transmisión de señal multinivel de la presente invención se puede implementar en un modo ASK con el uso de la asignación anterior de puntos de señal. El sistema de la presente invención opera de la misma manera que una técnica convencional de igual distancia de puntos de señal cuando la relación de señal a ruido o la tasa C/N es alta. Si la tasa C/N resulta baja y no se puede reproducir datos por la técnica convencional, el sistema presente garantiza la reproducción del primer flujo de datos D_1 , pero no del segundo flujo de datos D_2 . Con más detalle, el estado a una C/N baja se representa en la figura 60. Los puntos de señal transmitidos son desplazados por una distribución gaussiana a rangos 721a, 722a, 723a, 724a respectivamente en el lado receptor debido a ruido y distorsión de transmisión. Por lo tanto, difícilmente se ejecutará la distinción entre las dos señales 721 y 722 o 723 y 724. En otros términos, se aumentará la tasa de error en el segundo flujo de datos D_2 . Como es evidente por la figura 60, los dos puntos de señal 721, 722 se distinguen fácilmente de los otros dos puntos de señal 723, 724. La distinción entre los dos grupos de puntos de señal 725 y 726 se puede realizar así con facilidad. Como resultado, el primer flujo de datos D_1 se reproducirá a una tasa baja de error.

Por consiguiente, se puede transmitir simultáneamente los dos datos de nivel diferente D_1 y D_2 . Más en concreto, los flujos de datos primero y segundo D_1 y D_2 de una señal dada transmitida mediante el sistema de transmisión multinivel se pueden reproducir en la zona donde la tasa C/N es alta y el primer flujo de datos D_1 solamente se puede reproducir en la zona donde la tasa C/N es baja.

La figura 61 es un diagrama de bloques de un transmisor 741 en el que una unidad de entrada 742 incluye una primera entrada de flujo de datos 743 y una segunda entrada de flujo de datos 744. Una onda portadora procedente de un generador de portadora 64 es modulada en amplitud por un multiplicador 746 usando una señal de entrada alimentada a través de un procesador 745 desde la unidad de entrada 743. La señal modulada se limita después en banda por un filtro 747 a una señal ASK de por ejemplo modo VSB que después se suministra desde una unidad de salida 748.

Ahora se examinará la forma de onda de la señal ASK después de la filtración. La figura 62(a) muestra un espectro de frecuencia de la señal ASK modulada en el que se han previsto dos bandas laterales en ambos lados de la banda de frecuencia portadora. Una de las dos bandas laterales se elimina con el filtro 474 para producir una señal 749 que contiene un componente de portadora como se representa en la figura 62(b). La señal 749 es una señal VSB y si la banda de frecuencia de modulación es f_0 , se transmitirá en una banda de frecuencia de aproximadamente $f_0/2$. Por lo tanto, la utilización de frecuencia resulta alta. Usando transmisión de modo VSB, la señal ASK de dos bit por símbolo representada en la figura 60 puede transportar así en la banda de frecuencia una cantidad de datos igual a la del modo QAM 16 a cuatro bits por símbolo.

La figura 63 es un diagrama de bloques de un receptor 751 en el que una señal de entrada interceptada por una antena terrestre 32a es transferida mediante una unidad de entrada 752 a un mezclador 753 donde se mezcla con una señal procedente de un oscilador variable 754 controlado por selección de canal a una señal de frecuencia media inferior. La señal procedente del mezclador 753 es detectada después por un detector 755 y filtrada por un FPB 756 a una señal de banda base que es transferida a un circuito de discriminación/reproducción 757. El circuito de discriminación/reproducción 757 reproduce dos flujos de datos, primero D_1 y segundo D_2 , de la señal de banda base y los transmite además mediante una primera 758 y una segunda 759 salida de flujo de datos, respectivamente.

ES 2 337 034 T3

Se explicará la transmisión de una señal de TV usando tal transmisor y un receptor. La figura 64 es un diagrama de bloques de un transmisor de señal vídeo 774 en el que una señal de TV de alta resolución, por ejemplo una señal HDTV, se alimenta mediante una unidad de entrada 403 a un circuito divisor 404 de un primer codificador vídeo 401 donde es dividida en cuatro componentes de señal de TV de frecuencia alta/baja denotados, por ejemplo, con $H_L V_L$, $H_L V_H$, $H_H V_L$ y $H_H V_H$. Esta acción es idéntica a la de la tercera realización previamente descrita con referencia a la figura 30 y no se explicará con más detalle. Las cuatro señales de TV separadas son codificadas respectivamente por un compresor 405 usando una técnica conocida de codificación de código de longitud variable DPCM/DCT que se usa comúnmente por ejemplo en MPEG. Mientras tanto, la compensación de movimiento de la señal se realiza en la unidad de entrada 403. Las señales comprimidas se suman por un sumador 771 a dos flujos de datos, primer y segundo, D_1 , D_2 . El componente de señal vídeo de frecuencia baja o señal HLVL se contiene en el primer flujo de datos D_1 . Las dos señales de flujo de datos D_1 , D_2 son transferidas después a una primera 743 y una segunda 744 entrada de flujo de datos de una unidad transmisora 741 donde se modulan en amplitud y suman a una señal ASK por ejemplo de modo VSB que se propaga desde una antena terrestre para servicio de radiodifusión.

La figura 65 es un diagrama de bloques de un receptor de TV para tal sistema de radiodifusión de TV digital. Una señal de TV digital interceptada por una antena terrestre 32a se alimenta a una entrada 752 de un receptor 781. La señal se transfiere después a un circuito de detección/demodulación 760 donde una señal de canal deseada se selecciona y demodula a dos flujos de datos, primer y segundo, D_1 , D_2 , que después son alimentados a una primera 758 y una segunda 759 salida de flujo de datos, respectivamente. La acción en la unidad receptora 751 es parecida a la descrita previamente y no se explicará más con detalle. Los dos flujos de datos D_1 , D_2 se envían a una unidad divisora 776 en la que D_1 es dividida por un divisor 777 en dos componentes; uno o $H_L V_L$ comprimido es transferido a una primera entrada 521 de un segundo decodificador vídeo 422 y el otro se alimenta a un sumador 778 donde se suma con D_2 antes de la transferencia a una segunda entrada 531 del segundo decodificador vídeo 422. $H_L V_L$ comprimido es enviado después desde la primera entrada 521 a un primer expansor 523 donde se expande a HLVL de la longitud original que se transfiere después a un mezclador vídeo 548 y un circuito de cambio de relación de aspecto 779. Cuando la señal de entrada de TV es una señal HDTV, $H_L V_L$ representa una señal NTSC de pantalla ancha. Cuando la misma es una señal NTSC, $H_L V_L$ representa una señal vídeo de resolución más baja, por ejemplo MPEG1, que un nivel NTSC.

La señal de entrada de TV de la realización es una señal HDTV y $H_L V_L$ resulta una señal NTSC de pantalla ancha. Si la relación de aspecto de una visualización disponible es 16:9, $H_L V_L$ se envía directamente mediante una unidad de salida como una salida vídeo 16:9 426. Si la visualización tiene una relación de aspecto de 4:3, $H_L V_L$ se desplaza por el circuito de cambio de relación de aspecto 779 a un formato de buzón o panel lateral y después se envía desde la unidad de salida 780 como una salida vídeo de formato correspondiente 425.

El segundo flujo de datos D_2 alimentado desde la segunda salida de flujo de datos 759 al sumador 778 se suma con la salida del divisor 777 a una señal de suma que después se alimenta a la segunda entrada 531 del segundo decodificador vídeo 422. La señal de suma es transferida además a un circuito divisor 531 a la vez que es dividida en tres formas comprimidas de $H_L V_H$, $H_H V_L$ y $H_H V_H$. Las tres señales comprimidas son alimentadas después a un segundo 535, un tercer 536, y un cuarto expansor 537 respectivamente para conversión por expansión a $H_L V_H$, $H_H V_L$ y $H_H V_H$ de la longitud original. Las tres señales se suman con $H_L V_L$ por el mezclador vídeo 548 a una señal HDTV compuesta que se alimenta mediante una salida 546 del segundo decodificador vídeo a la unidad de salida 780. Finalmente, la señal HDTV se envía desde la unidad de salida 780 como una señal vídeo HDTV 427.

La unidad de salida 780 está dispuesta para detectar una tasa de error en el segundo flujo de datos de la salida de segundo flujo de datos 759 mediante un detector de tasa de error 782 y si la tasa de error es alta, enviar sistemáticamente datos vídeo de baja resolución $H_L V_L$.

Por consiguiente, el sistema de transmisión de señal multinivel para transmisión y recepción de señal de TV digital resulta factible. Por ejemplo, si una estación transmisora de señal de TV está cerca, los flujos de datos primero y segundo de una señal recibida se pueden reproducir con éxito para exhibir una imagen de calidad HDTV. Si la estación transmisora está lejos, se puede reproducir el primer flujo de datos a $H_L V_L$ que se convierte en una imagen de TV de resolución baja. Por lo tanto, cualquier programa de TV será interceptado en una zona más amplia y visualizado con una calidad de imagen que va desde el nivel HDTV a NTSC.

La figura 66 es un diagrama de bloques que representa otra disposición del receptor de TV. Como se representa, la unidad receptora 751 contiene solamente una primera salida de flujo de datos 768 y así no es necesario el procesamiento del segundo flujo de datos o datos HDTV de manera que se puede minimizar la construcción general. Es buena idea tener el primer decodificador vídeo 421 representado en la figura 31 como un decodificador vídeo del receptor. Por consiguiente, se reproducirá una imagen de nivel NTSC. El receptor se fabrica a mucho menor costo que sin que tenga capacidad de recibir cualquier señal de nivel HDTV y será ampliamente aceptado en el mercado. En resumen, el receptor se puede usar como un sintonizador adaptador para interceptación de una señal digital de TV sin modificar el sistema de TV existente incluyendo una pantalla.

El receptor de TV 781 puede tener otra disposición representada en la figura 67, que sirve como un receptor de radiodifusión por satélite para demodulación de señales PSK y como un receptor de radiodifusión terrestre para demodulación de señales ASK. En la práctica, una señal PSK recibida por una antena de satélite 32 se mezcla con un mezclador 786 con una señal de un oscilador 787 a una señal de frecuencia baja que después se alimenta mediante una unidad de entrada 34 a un mezclador 753 parecido a la representada en la figura 63. La señal de frecuencia baja

de modo PSK o QAM en un canal dado del sistema de TV por satélite es transferida a un modulador 35 donde dos flujos de datos D_1 y D_2 se reproducen a partir de la señal. D_1 y D_2 se envían mediante un divisor 788 a un segundo decodificador vídeo 422 donde se convierten en una señal vídeo que después se suministra desde una unidad de salida 780. Además, una señal de TV terrestre digital o analógica interceptada por una antena terrestre 32a se alimenta mediante una unidad de entrada 752 al mezclador 753 donde se selecciona un canal deseado de la misma manera que la descrita en la figura 63 y detecta a una señal de banda de frecuencia base baja. La señal de forma analógica es enviada directamente al demodulador 35 para demodulación. La señal de forma digital se alimenta después a un circuito de discriminación/reproducción 757 donde dos flujos de datos D_1 y D_2 se reproducen a partir de la señal. D_1 y D_2 se convierten por el segundo decodificador vídeo 422 en una señal vídeo que después se envía más. Una señal de TV analógica por satélite es transferida a un demodulador vídeo 788 donde se modula AN a una señal analógica vídeo que después se suministra desde la unidad de salida 780. Como se entiende, el mezclador 753 del receptor de TV 781 representado en la figura 67 es compatible entre dos servicios de radiodifusión, por satélite y terrestre. Además, un circuito receptor incluyendo un detector 755 y un FPB 756 para modulación AM de una señal analógica se puede utilizar compatible con una señal digital ASK del servicio de TV terrestre. La parte principal de la disposición representada en la figura 67 está dispuesta para uso compatible, minimizando así una construcción de la circuitería.

Según la realización, una señal ASK de cuatro niveles es dividida en dos componentes de nivel, D_1 y D_2 , para ejecución de la transmisión de señal multinivel de modo de un bit. Si se utiliza una señal ASK de 8 niveles como se representa en la figura 68, se puede transmitir en una disposición de tres niveles, D_1 , D_2 y D_3 , de modo de un bit. Como se representa en la figura 68, D_1 es asignado a ocho puntos de señal 721a, 721b, 722a, 722b, 723a, 723b, 724a, 724b, representando cada par una configuración de dos bits, D_2 es asignado a cuatro grupos pequeños de puntos de señal 721, 722, 723, 724, representando cada dos grupos una configuración de dos bits, y D_3 es asignado a dos grupos grandes de puntos de señal 725 y 726 que representan una configuración de dos bits. Más en concreto, esto es equivalente a una forma en la que cada uno de los cuatro puntos de señal 721, 722, 723, 724 representado en la figura 57 es dividido en dos componentes produciendo así tres datos de nivel diferente.

La transmisión de señal de tres niveles es idéntica a la descrita en la tercera realización y no se explicará con más detalle.

En particular, la disposición del codificador vídeo 401 de la tercera realización representada en la figura 30 es sustituida por una modificación cuyo diagrama de bloques es la figura 69. La operación de la disposición modificada es similar y ya no se explicará con detalle. Dos circuitos divisores de señal vídeo 404 y 404a, que pueden ser filtros sub-banda, se han dispuesto formando una unidad divisora 794. La unidad divisora 794 también se puede disponer de forma más simple como se representa en el diagrama de bloques de la figura 70, en el que una señal pasa a través de un circuito divisor de señal dos veces en modo de división de tiempo. Más específicamente, una señal vídeo, por ejemplo, de HDTV o super HDTV de la unidad de entrada 403 es comprimida en base de tiempo por un compresor en base de tiempo 795 y alimentada al circuito divisor 404 donde es dividida en cuatro componentes, $H_H V_H-H$, $H_H V_L-H$, $H_L V_H-H$ y $H_L V_L-H$ en un primer ciclo. Entonces, cuatro conmutadores 765, 765a, 765b, 765c permanecen vueltos a la posición 1 de manera que $H_H V_H-H$, $H_H V_L-H$ y $H_L V_H-H$ sean transmitidos a un circuito de compresión 405. Mientras tanto, $H_L V_L-H$ es realimentado mediante el terminal 1 del conmutador 765c al compresor en base de tiempo 795. En un segundo ciclo, los cuatro conmutadores 765, 765a, 765b, 765c girados a la posición 2 y los cuatro componentes del circuito divisor 404 son transferidos simultáneamente al circuito de compresión 405. Por consiguiente, la unidad divisora 796 de la figura 70 dispuesta durante el procesado de división de tiempo de una señal de entrada se puede construir en forma de circuito divisor más simple.

En el lado receptor, un decodificador vídeo como el descrito en la tercera realización y representado en la figura 30 es necesario para la transmisión a tres niveles de una señal vídeo. Más en concreto, se dispone un tercer decodificador vídeo 423 que contiene dos mezcladores 556 y 556a de diferente capacidad de procesado como se representa en el diagrama de bloques de la figura 71.

Además, se puede modificar el tercer decodificador vídeo 423 en el que se ejecuta la misma acción con un solo mezclador 556 como se representa en la figura 72. En la primera temporización, cinco conmutadores 765, 765a, 765b, 765c, 765d permanecen girados a la posición 1. Por lo tanto, $H_L V_L$, $H_L V_H$, $H_H V_L$ y $H_H V_H$ son alimentados desde un primer 522, un segundo 522a, un tercer 522b y un cuarto expansor 522c mediante sus respectivos conmutadores al mezclador 556 donde se mezclan en una sola señal vídeo. La señal vídeo que representa $H_L V_L-H$ de una señal vídeo de entrada de alta resolución es realimentada después mediante el terminal 1 del conmutador 765d al terminal 2 del conmutador 765c. En la segunda temporización, los cuatro conmutadores 765, 765a, 765b, 765c se giran al punto 2. Así, $H_H V_H-H$, $H_H V_L-H$, $H_L V_H-H$ y $H_L V_L-H$ son transferidas al mezclador 556 donde se mezclan en una sola señal vídeo que es enviada después a través del terminal 2 del conmutador 765d a la unidad de salida 554 para distribución adicional.

Con esta forma de procesado de división de tiempo de una señal de tres niveles, dos mezcladores pueden ser sustituidos por un mezclador.

Más en particular, cuatro componentes $H_L V_L$, $H_L V_H$, $H_H V_L$, $H_H V_H$ son alimentados para producir $H_L V_L-H$ en la primera temporización. Entonces, $H_L V_H-H$, $H_H V_L-H$ y $H_H V_H-H$ son alimentados en la segunda temporización retardada con respecto a la primera temporización y mezclados con $H_L V_L-H$ en una señal vídeo blanco. Así, es esencial efectuar las dos acciones en un intervalo de tiempo.

Si los cuatro componentes se solapan entre sí o suministran en una secuencia variable, tienen que ser ajustados en base de tiempo a una secuencia dada usando memorias acompañadas de sus respectivos conmutadores 765, 765a, 765b, 765c. De la forma anterior, se transmite una señal del transmisor en dos períodos de temporización diferentes como se representa en la figura 73 de manera que no se necesita circuito de control en base de tiempo en el receptor que así es más compacto.

Como se muestra en la figura 73, D_1 es el primer flujo de datos de una señal de transmisión y $H_L V_L$, $H_L V_H$, $H_H V_L$ y $H_H V_H$ se transmiten por el canal D_1 en el período de la primera temporización. Entonces, en el período de la segunda temporización, $H_L V_H$, $H_H V_L$ y $H_H V_H$ se transmiten por el canal D_2 . Como la señal se transmite en una secuencia de división de tiempo, el codificador en el receptor se puede hacer más simple.

Ahora se explicará la técnica de reducir el número de expansores en el decodificador. La figura 74(b) muestra una asignación en base de tiempo de cuatro componentes de datos 810, 810a, 810b, 810c de una señal. Cuando se introducen otros cuatro componentes de datos 811, 811a, 811b, 811c entre los cuatro componentes de datos 811, 811a, 811b, 811c respectivamente, estos últimos se pueden transmitir a intervalos de tiempo. En la práctica, el segundo decodificador vídeo 422 representado en la figura 74(a) recibe los cuatro componentes del primer flujo de datos D_1 en una primera entrada 521 y los transfiere mediante un conmutador 812 a un expansor 503 uno después de otro. Más en concreto, el componente 810 alimentado en primer lugar se expande durante la alimentación del componente 811 y después de terminar el procesamiento del componente 810, se alimenta el componente siguiente 810a. Por lo tanto, el expansor 503 puede procesar una fila de los componentes a intervalos de tiempo de la misma manera de división de tiempo que la del mezclador, sustituyendo así la acción simultánea de un número de expansores.

La figura 75 es una asignación en base de tiempo de componentes de datos de una señal HDTV, en la que $H_L V_L$ (1) de un componente NTSC de la primera señal de canal para un programa de TV se asigna a un dominio de datos 821 de la señal D_1 . Además, $H_L V_H$, $H_H V_L$ y $H_H V_H$ que transportan componentes HDTV adicionales de la señal de primer canal están asignados a tres dominios 821a, 821b, 821c de la señal D_2 respectivamente. Se han previsto otros componentes de datos 822, 822a, 822b, 822c entre los componentes de datos de la señal de primer canal que así se puede expandir con un circuito expansor durante la transmisión de los otros datos. Por lo tanto, todos los componentes de datos de una señal de canal se procesarán por un solo expansor capaz de operar a mayor velocidad.

Se garantizará efectos similares mediante la asignación de los componentes de datos a otros dominios 821, 821a, 821b, 821c como se representa en la figura 76. Esto resulta más eficaz en transmisión y recepción de una señal PSK 4 o ASK común que no tiene diferentes niveles digitales.

La figura 77 muestra una asignación en base de tiempo de componentes de datos durante la transmisión a dos niveles físicos de datos de señal de tres niveles diferentes: por ejemplo NTSC, HDTV y super HDTV o NTSC de baja resolución, NTSC de resolución estándar y HDTV. Por ejemplo, para transmisión de tres componentes de datos de NTSC de baja resolución, NTSC estándar y HDTV, la NTSC de baja resolución o $H_L V_L$ se asigna al dominio de datos 821 de la señal D_1 . Además, $H_L V_H$, $H_H V_L$ y $H_H V_H$ del componente NTSC estándar están asignados a tres dominios 821a, 821b, 821c respectivamente. $H_L V_H$ -H, $H_H V_L$ -H y $H_H V_H$ -H del componente HDTV están asignados a los dominios 823, 823a y 823b, respectivamente.

La asignación anterior está asociada con una disposición de nivel lógico basada en discriminación en la capacidad de corrección de errores como la descrita en la segunda realización. Más en concreto, $H_L V_L$ es transportado en el canal D_{1-1} de la señal D_1 . El canal D_{1-1} tiene mayor capacidad de corrección de errores que el canal D_{1-2} , como se describe en la segunda realización. El canal D_{1-1} es de mayor redundancia, pero de menor tasa de error que el canal D_{1-2} y los datos 821 se pueden reconstruir a una tasa C/N más baja que la de los otros datos 821a, 821b, 821c. Más específicamente, un componente NTSC de baja resolución se reproducirá en una posición lejana de la antena de transmisor o en una zona de sombra o de atenuación de señal, por ejemplo, el interior de un vehículo. En vista de la tasa de error, los datos 821 de canal D_{1-1} están menos afectados por interferencia de señal que los otros datos 821a, 821b, 821c del canal D_{1-2} , aunque se discriminan específicamente y permanecen en un nivel lógico diferente, como se describe en la segunda realización. Aunque D_1 y D_2 se dividen en dos niveles físicamente diferentes, los niveles determinados por discriminación de la distancia entre códigos de corrección de error están dispuestos de forma diferente en el nivel lógico.

La demodulación de datos D_2 requiere una tasa C/N más alta que para los datos D_1 . En la práctica, $H_L V_L$ o señal NTSC de baja resolución puede reproducirse al menos en una zona de servicio distante o de C/N más baja. $H_L V_H$, $H_H V_L$ y $H_H V_H$ se pueden reproducir además en una zona C/N más baja. Entonces, en una zona C/N alta, también se puede reproducir los componentes $H_L V_H$ -H, $H_H V_L$ -H y $H_H V_H$ -H para desarrollar una señal HDTV. Por consiguiente, se puede reproducir señales de radiodifusión de tres niveles diferentes. Este método permite que la zona de recepción de señal representada en la figura 53 aumente de una región doble a una región triple, como se representa en la figura 90, garantizando así una mayor oportunidad de disfrutar programas de TV.

La figura 78 es un diagrama de bloques del tercer decodificador vídeo dispuesto para la asignación en base de tiempo de datos representado en la figura 77, que es parecido al representado en la figura 72 a excepción de que se elimina la tercera entrada 551 para la señal D_3 y se añade la disposición representada en la figura 74(a).

En la práctica, ambas señales D_1 y D_2 son alimentadas mediante dos unidades de entrada 521, 530 respectivamente a un conmutador 812 en la primera temporización. Como sus componentes incluyendo HLVL están divididos en el tiempo, son transferidos en una secuencia por el conmutador 812 a un expansor 503. Esta secuencia se explicará con referencia ahora a la asignación en base de tiempo de la figura 77. Una forma comprimida de $H_L V_L$ del primer canal es alimentada en primer lugar al expansor 503 donde se expande. Entonces, se expanden $H_L V_H$, $H_H V_L$ y $H_H V_H$. Los cuatro componentes expandidos se envían mediante un conmutador 812a a un mezclador 556 donde se mezclan para producir $H_L V_L-H$. Después se realimenta $H_L V_L-H$ desde el terminal 1 de un conmutador 765a mediante la entrada 2 de un conmutador 765 a la entrada $H_L V_L$ del mezclador 556.

En la segunda temporización, $H_L V_H-H$, $H_H V_L-H$ y $H_H V_H-H$ de la señal D_2 representada en la figura 77 son alimentados al expansor 503 donde se expanden antes de ser transferidos mediante el conmutador 821a al mezclador 556. Se mezclan por el mezclador 556 en una señal HDTV que se alimenta mediante el terminal 2 del conmutador 765a a la unidad de salida 521 para distribución posterior. La asignación en base de tiempo de componentes de datos para transmisión, representada en la figura 77, contribuye al montaje más simple del expansor y el mezclador. Aunque la figura 77 muestra dos niveles de señal, D_1 y D_2 , la transmisión de cuatro niveles de una señal de TV será factible usando la adición de una señal D_3 y una señal HDTV de super resolución.

La figura 79 ilustra una asignación en base de tiempo de componentes de datos de una señal de TV de tres niveles físicos, D_1 , D_2 , D_3 , en la que los componentes de datos del mismo canal están dispuestos de manera que no se solapen entre sí con el tiempo. La figura 80 es un diagrama de bloques de un decodificador vídeo modificado 423, parecido a la figura 78, en el que se añade una tercera entrada 521a. La asignación en base de tiempo de componentes de datos representados en la figura 79 también contribuye a la construcción simple del decodificador.

La acción del decodificador modificado 423 casi es idéntica a la representada en la figura 78 y está asociada con la asignación en base de tiempo representada en la figura 77 y no se explicará más. También es posible multiplexar componentes de datos en la señal D_1 como se representa en la figura 81. Sin embargo, dos datos 821 y 822 tienen mayor capacidad de corrección de errores que otros componentes de datos 821a, 812b, 812c, permaneciendo así a un nivel de señal más alto. Más en concreto, la asignación de datos para transmisión se hace en una relación de un nivel físico, pero dos niveles lógicos. Además, cada componente de datos del segundo canal se introduce entre dos componentes de datos adyacentes del primer canal de manera que se pueda ejecutar procesado en serie en el lado receptor y así se obtendrán los mismos efectos que los de la asignación en base de tiempo representada en la figura 79.

La asignación en base de tiempo de componentes de datos representada en la figura 81 se basa en el modo de nivel lógico y también se puede realizar en el modo de nivel físico cuando la tasa de transmisión de bits de los dos componentes de datos 821 y 822 se disminuye a 1/2 o 1/3 para disminuir así la tasa de error. La disposición de niveles físicos consta de tres niveles diferentes.

La figura 82 es un diagrama de bloques de otro decodificador vídeo modificado 423 para decodificación de la señal D_1 dispuesta en base de tiempo como se representa en la figura 81, que es de construcción más simple que la representada en la figura 80. Su acción es idéntica a la del decodificador representado en la figura 80 y no se explicará más.

Como se entiende, la asignación en base de tiempo de componentes de datos representados en la figura 81 también contribuye al montaje similar del expansor y el mezclador. Además, cuatro componentes de datos de la señal D_1 son alimentados a intervalos de tiempo respectivos a un mezclador 556. Por lo tanto, la disposición de la circuitería del mezclador 556 o una pluralidad de bloques de circuito tal como los provistos en el mezclador vídeo 548 de la figura 32 se pueden disponer para cambiar la conexión entre ellos en correspondencia con cada componente de datos de manera que sean compatibles en la acción de división de tiempo y así se minimice la construcción de la circuitería.

Por consiguiente, se puede minimizar la construcción general del receptor.

Se entenderá que la quinta realización no se limita a modulación ASK y se empleará con igual éxito los otros métodos incluyendo modulación PSK y QAM, tal como se describe en las realizaciones primera, segunda y tercera.

Además, la modulación FSK será elegible en cualquiera de las realizaciones. Por ejemplo, los puntos de señal de una señal FSK de niveles múltiples que consta de cuatro componentes de frecuencia f_1 , f_2 , f_3 , f_4 se dividen en grupos como se representa en la figura 58 y cuando la distancia entre cualesquiera dos grupos separados uno de otro para facilitar la discriminación, se puede implementar la transmisión multinivel de la señal FSK, como se ilustra en la figura 83.

Más en particular, se supone que al grupo de frecuencia 841 de f_1 y f_2 se le asigna $D_1=0$ y al grupo 842 de f_3 y f_4 se le asigna $D_1=1$. Si f_1 y f_3 representan 0 a D_2 y f_2 y f_4 representan 1 a D_2 , será posible la transmisión de datos de dos bits, un bit a D_1 o D_2 , como se representa en la figura 83. Cuando la tasa C/N es alta, se reconstruye una combinación de $D_1=0$ y $D_2=1$ a $t=t_3$ y una combinación de $D_1=1$ y $D_2=0$ a $t=t_4$. Cuando la tasa C/N es baja, $D_1=0$ solamente se reproduce a $t=t_3$ y $D_1=1$ a $t=t_4$. De esta manera, la señal FSK se puede transmitir en la disposición multinivel. Esta transmisión de señal FSK de estados múltiples es aplicable a cada una de las realizaciones tercera, cuarta y quinta.

La quinta realización también se puede implementar en forma de un aparato de grabación/reproducción magnética cuyo diagrama de bloques se representa en la figura 84 porque su acción de modo ASK es adecuada para la operación de grabación y reproducción magnética.

5 Realización 6

Una sexta realización de la presente invención es aplicable a un aparato de grabación y reproducción magnética. Aunque la quinta realización antes descrita aplica la presente invención a un sistema de transmisión de datos ASK de grabación multinivel, también es posible de la misma manera adoptar esta invención en un aparato de grabación y reproducción magnética de un sistema de grabación ASK multinivel. Se puede realizar una grabación magnética multinivel incorporando el sistema C-CDM de la presente invención a PSK, FCK, y QAM, así como ASK.

Ante todo, el método de realizar una grabación multinivel en un aparato de reproducción de grabaciones magnéticas QAM QAM 16 o 32 se explicará con referencia al sistema C-CDM de la presente invención. La figura 84 es un diagrama de bloques de circuito que representa un sistema QAM que incorpora un modulador C-CDM. A continuación, un sistema QAM multiplexado por el modulador C-CDM se denomina SRQAM.

Como se muestra en la figura 84, una señal vídeo de entrada, por ejemplo una señal HDTV, a un aparato de grabación/reproducción magnética 851 se divide y comprime por un codificador vídeo 401 en una señal de banda de frecuencia baja mediante un primer codificador vídeo 401a y una señal de banda de frecuencia alta mediante un segundo codificador vídeo 401b, respectivamente. Entonces, un componente de banda de frecuencia baja, por ejemplo $H_L V_L$, de la señal vídeo se alimenta a una primera entrada de flujo de datos 743 de una sección de entrada 742 y un componente de banda de frecuencia alta incluyendo $H_H V_H$ se alimenta a una segunda entrada de flujo de datos 744 de la misma. Los dos componentes son transferidos además a un modulador 749 de una unidad moduladora/demoduladora 852. La primera entrada de flujo de datos 743 añade un código de corrección de error a la señal de banda de frecuencia baja en un ECC 743a. Por otra parte, el segundo flujo de datos alimentado a la segunda entrada de flujo de datos 744 es 2 bits en el caso de SRQAM 16, 3 bits en el caso SRQAM 36, y 4 bits en el caso de 64 SRQAM. Después de codificar un código de corrección de error en un ECC 744a, esta señal se suministra a un codificador Trellis 744b en el que se produce una señal codificada Trellis que tiene una relación 1/2 en el caso de SRQAM 16, 2/3 en el caso de SRQAM 32, y 3/4 en el caso de 64 SRQAM. Una señal SRQAM 64, por ejemplo, tiene un primer flujo de datos de 2 bits y un segundo flujo de datos de 4 bits. Un codificador Trellis de la figura 128 permite que esta señal SRQAM 64 efectúe una codificación Trellis de relación 3/4 donde datos de 3 bits se convierten en datos de 4 bits. Así, aumenta la redundancia y disminuye la tasa de datos, a la vez que aumenta la capacidad de corrección de errores. Esto da lugar a la reducción de una tasa de error en la misma tasa de datos. Por consiguiente, se incrementará sustancialmente la cantidad de información transmisible del sistema de grabación/reproducción o el sistema de transmisión.

Sin embargo, es posible constituir la primera entrada de flujo de datos 743 de manera que se excluya un codificador Trellis como se representa en la figura 84 de esta sexta realización porque el primer flujo de datos tiene inherentemente una tasa baja de error. Esto será ventajoso con vistas a la simplificación de la configuración del circuito. Sin embargo, el segundo flujo de datos tiene una distancia entre códigos estrecha en comparación con el primer flujo de datos y, por lo tanto, tiene una peor tasa de error. La codificación Trellis del segundo flujo de datos mejora tal peor tasa de error. No hay duda de que la configuración general del circuito es simple si se elimina la codificación Trellis del primer flujo de datos. La operación para modulación casi es idéntica a la del transmisor de la quinta realización representada en la figura 64 y no se explicará más. Una señal modulada del modulador 749 se alimenta a un circuito de grabación/reproducción 853 en el que es polarizada CA por un generador de polarización 856 y amplificada por un amplificador 857a. Después, la señal se alimenta a una cabeza magnética 854 para grabación en una cinta magnética 855.

Un formato de la señal de grabación se representa en una asignación de frecuencia de señal de grabación de la figura 113. Una señal principal 859, por ejemplo SRQAM 16, que tiene una portadora de frecuencia f_c , graba información, y también se graba simultáneamente una señal piloto f_p 859a que tiene una frecuencia $2f_c$. La distorsión de la operación de registro disminuye a medida que una señal de polarización 859b que tiene una frecuencia $f_{\text{POLARIZACIÓN}}$ añade polarización CA para grabación magnética. Dos de las señales de tres niveles representadas en la figura 113 se graban en estado múltiple. Para reproducir estas señales grabadas, se dan dos umbrales $Th-1-2$, $Th-2$. Una señal 859 reproducirá los dos niveles mientras que una señal 859c reproducirá datos D_1 solamente, dependiendo del nivel C/N de la grabación/reproducción.

Una señal principal de SRQAM 16 tendrá una asignación de puntos de señal representada en la figura 10. Además, una señal principal de SRQAM 36 tendrá una asignación de puntos de señal representada en la figura 100. En la reproducción de esta señal, tanto la señal principal 859 como la señal piloto 859a se reproducen mediante la cabeza magnética 854 y son amplificadas por un amplificador 857b. Una señal de salida del amplificador 857b se alimenta a un circuito de reproducción de portadora 858 en el que un filtro 858a separa la frecuencia de la señal piloto f_p que tiene una frecuencia $2f_0$ y un divisor de frecuencia 1/2 858b reproduce una portadora de frecuencia f_0 para transferirla a un demodulador 760. Esta portadora reproducida se utiliza para demodular la señal principal en el demodulador 760. Suponiendo que una cinta de grabación magnética 855, por ejemplo cinta HDTV, sea de alta tasa C/N, se puede discriminar 16 puntos de señal y así D_1 y D_2 se demodulan en el demodulador 760. Entonces, un decodificador vídeo 402 reproduce todas las señales. Un VCR HDTV puede reproducir una señal de TV de alta tasa de bits tal como una

señal HDTV de 15 Mbps. Cuanto más baja es la tasa C/N, menor es el costo de una cinta vídeo. Hasta ahora, una cinta VHS en el mercado es inferior en más de 10 dB en la tasa C/N a una cinta de radiodifusión de escala completa. Si una cinta vídeo 855 es de baja tasa C/N, no será capaz de discriminar todos los puntos de señal de valor 16 o 32. Por lo tanto, el primer flujo de datos D_1 se puede reproducir, mientras que no se puede reproducir un flujo de datos de 2 bits, 3 bits o 4 bits del segundo flujo de datos D_2 . Solamente se reproduce un flujo de datos de 2 bits del primer flujo de datos. Si se graba y reproduce una señal vídeo HDTV de dos niveles, una cinta de C/N baja que tiene insuficiente capacidad de reproducir una señal vídeo de banda de frecuencia alta puede emitir solamente una señal vídeo de banda de frecuencia baja y tasa baja del primer flujo de datos, específicamente, por ejemplo, una señal de TV NTSC de 7 Mbps de ancho.

Como se muestra en un diagrama de bloques de la figura 114, la segunda salida de flujo de datos 759, la segunda entrada del flujo de datos 744, y el segundo decodificador vídeo 402a se pueden eliminar para proporcionar a los clientes un aspecto de productos de calidad inferior. En este caso, un aparato de grabación/reproducción 851, dedicado a una tasa baja de bits, incluirá un modulador tal como un QPSK modificado que modula y demodula el primer flujo de datos solamente. Este aparato permite solamente grabar y reproducir el primer flujo de datos. Específicamente, se puede grabar y reproducir una señal vídeo de calidad NTSC ancha.

La cinta vídeo de alta tasa C/N antes descrita 855 capaz de grabar una señal de alta tasa de bits, por ejemplo, una señal HDTV, se podrá usar en tal aparato de grabación/reproducción magnética especial de baja tasa de bits, pero producirá el primer flujo de datos D_1 solamente. Es decir, la señal NTSC ancha es transferida, mientras que el segundo flujo de datos no se reproduce. En otros términos, un aparato de grabación/reproducción con una configuración complicada puede reproducir una señal HDTV y el otro aparato de grabación/reproducción que tiene una configuración simple puede reproducir una señal NTSC ancha si una cinta vídeo dada 855 incluye la misma señal HDTV multinivel. Por consiguiente, en el caso de estado múltiple de dos niveles, se realizará cuatro combinaciones con perfecta compatibilidad entre dos cintas que tienen diferentes tasas C/N y dos aparatos de grabación/reproducción que tienen diferentes tasas de grabación/reproducción de datos. Esto producirá un efecto considerable. En este caso, un aparato NTSC dedicado tendrá una construcción simple en comparación con un aparato HDTV dedicado. Con más detalle, una escala de circuito del decodificador EDTV será 1/6 de la del decodificador HDTV. Por lo tanto, se puede realizar un aparato de función baja a un costo bastante bajo. La realización de dos tipos de aparatos de grabación/reproducción, HDTV y EDTV, que tienen diferente capacidad de grabación/reproducción de la calidad de la imagen proporcionarán varios tipos de productos de una banda amplia de precio. Los usuarios pueden seleccionar libremente una cinta entre una pluralidad de cintas, desde una cinta cara de alta tasa C/N a una cinta más barata de tasa C/N baja, según requiera la ocasión para satisfacer la calidad de imagen requerida. Se alcanzará no sólo el mantenimiento de una perfecta compatibilidad, sino que se obtendrá capacidad expansible, y además se garantizará la compatibilidad con un sistema futuro. En consecuencia, será posible establecer estándares duraderos para los aparatos de grabación/reproducción. Otros métodos de grabación se usarán de la misma manera. Por ejemplo, se realizará una grabación multinivel mediante el uso de modulación de fase explicada en las realizaciones primera y tercera. También será posible una grabación usando ASK explicado en la quinta realización. Se realizará un estado múltiple convirtiendo la grabación presente de dos niveles a cuatro niveles y dividiendo en dos grupos como se representa en las figuras 59(c) y 59(d).

Un diagrama de bloques de circuito para ASK es idéntico al descrito en la figura 84. Además de las realizaciones ya descritas, también se realizará una grabación multinivel mediante el uso de múltiples pistas en una cinta magnética. Además, será factible una grabación multinivel teórica diferenciando la capacidad de corrección de errores para discriminar datos respectivos.

La compatibilidad con normas futuras se describirá a continuación. El establecimiento de normas para aparatos de grabación/reproducción tal como VCR se realiza normalmente tomando en cuenta de la cinta de mayor tasa C/N disponible en la práctica. Las características de grabación de las cintas progresa rápidamente. Por ejemplo, la tasa C/N se ha mejorado más de 10 dB en comparación con la cinta usada hace 10 años. Si se supone que se establecerán nuevas normas dentro de 10 a 20 años debido a un avance de las propiedades de la cinta, un método convencional encontrará dificultades para mantener la compatibilidad con las normas más antiguas. De hecho, las normas nuevas y antiguas solían ser unidireccionalmente compatibles o no compatibles entre sí. Por el contrario, según la presente invención, las normas se establecen ante todo para registrar y/o reproducir el primer flujo de datos y/o el segundo flujo de datos en cintas actuales. Después, si la tasa C/N se mejora excelentemente en el futuro, se añadirá sin dificultad un flujo de datos de nivel superior, por ejemplo un tercer flujo de datos, a condición de que se incorpore la presente invención en el sistema. Por ejemplo, un VCR super HDTV capaz de grabar o reproducir una señal SRQAM 64 de tres niveles se realizará a la vez que se mantiene la perfecta compatibilidad con las normas convencionales. Una cinta magnética, que grabe los flujos de datos primero a tercero en conformidad con las nuevas normas, será capaz utilizarse, naturalmente, en los aparatos más antiguos de grabación/reproducción de dos niveles capaces de grabar y/o reproducir solamente los flujos de datos primero y segundo. En este caso, se puede reproducir perfectamente los flujos de datos primero y segundo aunque el tercer flujo de datos quede sin reproducir. Por lo tanto, se puede reproducir una señal HDTV. Por estas razones, se espera el mérito de expandir la cantidad de datos de grabación a la vez que se mantiene la compatibilidad entre normas nuevas y antiguas.

Volviendo a la explicación de la operación de reproducción de la figura 84, la cabeza magnética 854 y el circuito de reproducción magnética 853 reproducen una señal de reproducción de la cinta magnética 855 y la envían al circuito de modulación/demodulación 852. La operación de demodulación es casi idéntica a la de las realizaciones primera, tercera y cuarta y no se explicará más. El demodulador 760 reproduce los flujos de datos primero y segundo D_1 y

D_2 . El error del segundo flujo de datos D_2 es corregido con alta ganancia de código en un decodificador Trellis 759b tal como un decodificador Vitabi, de manera que tenga una tasa baja de error. El decodificador vídeo 402 demodula señales D_1 y D_2 emitiendo una señal vídeo HDTV.

5 La figura 131 es un diagrama de bloques que representa un aparato de grabación/reproducción magnética de tres niveles según la presente invención que incluye un nivel teórico además de dos niveles físicos. Este sistema es sustancialmente el mismo que el de la figura 84. La diferencia es que el primer flujo de datos se divide además en dos subcanales mediante el uso de un TDM para realizar una construcción de tres niveles.

10 Como se muestra en la figura 131, una señal HDTV se separa ante todo en dos señales vídeo de banda de frecuencia media y baja D_{1-1} y D_{1-2} , mediante un codificador vídeo 1-1 401c y un codificador vídeo 1-2 401d y, después, es enviada a una primera entrada de flujo de datos 743 de una sección de entrada 742. El flujo de datos D_{1-1} que tiene una calidad de imagen de calidad MPEG es codificado con corrección de errores con alta ganancia de código en un codificador ECC 743a, mientras que el flujo de datos D_{1-2} es codificado con corrección de errores con ganancia de código normal en un codificador ECC 743b. D_{1-1} y D_{1-2} son multiplexados en el tiempo juntos en un TDM 743c de manera que sean un flujo de datos D_1 . D_1 y D_2 se modulan a una señal de dos niveles en una C-CDM 749 y después se graban en la cinta magnética 855 mediante la cabeza magnética 854.

20 En la operación de reproducción, una señal de grabación reproducida mediante la cabeza magnética 854 es demodulada a D_1 y D_2 por el demodulador C-CDM 760 de la misma manera que en la explicación de la figura 84. El primer flujo de datos D_1 es demodulado en dos subcanales, D_{1-1} y D_{1-2} , mediante el TDM 758c dispuesto en la primera salida de flujo de datos 758. Los errores de los datos D_{1-1} son corregidos en un decodificador ECC 758a que tiene alta ganancia de código. Por lo tanto, los datos D_{1-1} se pueden demodular a una tasa C/N más baja en comparación con los datos D_{1-2} . Un decodificador vídeo 1-1 402a decodifica los datos D_{1-1} y emite una señal LDTV. Por otra parte, los errores de los datos D_{1-2} son corregidos en un decodificador ECC 758b que tiene ganancia de código normal. Por lo tanto, los datos D_{1-2} tienen un valor umbral de alta tasa C/N en comparación con los datos D_{1-1} y así no se demodularán cuando un nivel de señal no sea grande. Los datos D_{1-2} son demodulados después en un decodificador vídeo 1-2 402d y sumados con los datos D_{1-1} para emitir una señal EDTV de calidad NTSC ancha.

30 El segundo flujo de datos D_2 es demodulado Vitabi en un decodificador Trellis 759b y se corrige su error en un decodificador ECC 759a. Entonces, los datos D_2 se convierten en una señal vídeo de banda de frecuencia alta mediante un segundo decodificador vídeo 402b y, después son sumados con los datos D_{1-1} y D_{1-2} para emitir una señal HDTV. En este caso, un valor umbral de la tasa C/N de los datos D_2 se hace más grande que el de la tasa C/N de los datos D_{1-2} . Por consiguiente, los datos D_{1-1} , es decir una señal LDTV, se reproducirán de una cinta 855 que tiene una menor tasa C/N. Los datos D_{1-1} y D_{1-2} , es decir, una señal EDTV, se reproducirán de una cinta 855 que tenga una tasa C/N normal. Y los datos D_{1-1} , D_{1-2} y D_2 , es decir una señal HDTV, se reproducirán de una cinta 855 que tenga una tasa C/N alta.

40 El aparato de grabación/reproducción magnética de tres niveles se puede realizar de esta manera. Como se describe en la descripción anterior, la cinta 855 tiene una interrelación entre la tasa C/N y el costo. La presente invención permite a los usuarios seleccionar una calidad de cinta según el contenido del programa de TV que deseen grabar porque se puede grabar y/o reproducir señales vídeo que tienen tres calidades de imagen según el costo de la cinta.

45 A continuación, se describirá un efecto de la grabación multinivel con respecto a reproducción rápida. Como se representa en un diagrama de pistas de grabación de la figura 132, una pista de grabación 855a que tiene un ángulo azimut A y una pista de grabación 855b que tiene un ángulo azimut opuesto B están dispuestas alternativamente en la cinta magnética 855. La pista de grabación 855a tiene una región de grabación 855c en su porción central y el resto como regiones de grabación D_{1-2} 855d, como se indica en el dibujo. Esta configuración de grabación única se proporciona en al menos una de varias pistas de grabación. La región de grabación 855c graba un cuadro de señal LDTV. Una señal de banda de frecuencia alta D_2 se graba en una región de grabación D_2 855e correspondiente a una región de grabación completa de la pista de grabación 855a. Este formato de grabación no produce ningún efecto nuevo contra una operación de grabación/reproducción a velocidad normal.

55 Una reproducción rápida en una dirección inversa no permite que una traza de cabeza magnética 855f con un ángulo azimut A coincida con la pista magnética como se representa en el dibujo. Como la presente invención proporciona la región de grabación D_{1-1} 855c en una región central estrecha de la cinta magnética como se representa en la figura 132, solamente se reproduce con seguridad esta región aunque se produce con una probabilidad predeterminada. La señal D_{1-1} así reproducida puede demodular un plano completo de imagen del mismo tiempo aunque su calidad de imagen sea una LDTV de nivel MPEG 1. De esta manera se puede reproducir de varias señales a varias decenas de señales LDTV por segundo con imágenes gráficas perfectas durante la operación de reproducción rápida, por lo que es posible que los usuarios confirmen con seguridad imágenes gráficas durante la operación rápida.

65 Una traza de cabeza 855g corresponde a una traza de cabeza en la operación de reproducción inversa, a partir de la que se entiende que solamente una parte de la pista magnética se traza en la operación de reproducción inversa. Sin embargo, el formato de grabación/reproducción representado en la figura 132 permite, incluso en tal operación de reproducción inversa, reproducir la región de grabación D_{1-1} y, por lo tanto, se transfiere intermitentemente una animación de calidad LDTV.

Por consiguiente, la presente invención hace posible grabar una imagen de calidad LDTV dentro de una región estrecha en la pista de grabación, lo que da lugar a la reproducción intermitente de imágenes fijas casi perfectas con calidad LDTV durante las operaciones de reproducción rápida normal e inversa. Así, los usuarios pueden confirmar fácilmente la imagen representada incluso en búsqueda a alta velocidad.

A continuación, se describirá otro método para responder a una operación de reproducción rápida a mayor velocidad. Se ha previsto una región de grabación D_{1-1} 85c como se representa en la parte inferior derecha de la figura 132, de manera que se grabe en ella un cuadro de señal LDTV. Además, se ha previsto una región de grabación estrecha $D_{1-1} \cdot D_2$ 855h en una parte de la región de grabación D_{1-1} 855c. Un subcanal D_{1-1} en esta región graba una parte de información relativa al cuadro de señal LDTV. El resto de la información LDTV se graba en la región de grabación D_2 855j de la región de grabación $D_{1-1} \cdot D_2$ 855h de manera duplicada. El subcanal D_2 tiene una capacidad de grabación de datos de 3 a 5 veces la del subcanal D_{1-1} . Por lo tanto, los subcanales D_{1-1} y D_2 pueden grabar información de un cuadro de la señal LDTV en una zona más pequeña, $1/3 \sim 1/5$, de la cinta de grabación. Como la traza de cabeza se puede grabar en otras regiones más estrechas 855h, 855j, el tiempo y la zona se disminuyen a $1/3 \sim 1/5$ en comparación con un tiempo de traza de cabeza T_{S1} . Aunque la traza de cabeza se incline más incrementando la cantidad de velocidad rápida, se aumentará la probabilidad de trazar totalmente esta región. Por consiguiente, se reproducirá intermitentemente imágenes gráficas LDTV perfectas aunque la velocidad rápida se incremente hasta 3 a 5 veces la del caso del subcanal D_{1-1} solamente.

En caso de un VCR de dos niveles, este método es inútil al reproducir la región de grabación D_2 855j y por lo tanto esta región no se reproducirá en una operación de reproducción rápida a alta velocidad. Por otra parte, un VCR de alto rendimiento de tres niveles permitirá a los usuarios confirmar una imagen aunque se ejecute una operación de reproducción rápida a una velocidad más rápida, de 3 a 5 veces más rápida que el VCR de dos niveles. En otros términos, no sólo se obtiene excelente calidad de imagen según el costo, sino que se puede incrementar una velocidad rápida máxima capaz de reproducir imágenes gráficas según el costo.

Aunque esta realización utiliza un sistema de modulación multinivel, no es necesario afirmar que también se puede adoptar un sistema de modulación normal, por ejemplo, QAM 16, para realizar la operación de reproducción rápida según la presente invención a condición de que la codificación de imágenes gráficas sea de tipo múltiple.

Un método de grabación de un VCR digital no múltiple convencional, en el que las imágenes gráficas se comprimen altamente, dispersa uniformemente los datos vídeo. Por lo tanto, no era posible en una operación de reproducción rápida reproducir todas las imágenes gráficas en un plano de imagen del mismo tiempo. La imagen reproducida era la que constaba de múltiples bloques de imagen sin bases de tiempo coincidentes entre sí. Sin embargo, la presente invención proporciona un VCR HDTV multinivel que puede reproducir bloques de imagen con bases de tiempo coincidentes en un plano completo de imagen durante una operación de reproducción rápida aunque su calidad de imagen sea calidad LDTV.

La grabación de tres niveles según la presente invención será capaz de reproducir una señal de TV de alta resolución tal como una señal HDTV cuando el sistema de grabación/reproducción tenga una tasa C/N alta. Mientras tanto, una señal de TV de calidad EDTV, por ejemplo una señal NTSC ancha, o una señal de TV de calidad LDTV, por ejemplo una señal NTSC de baja resolución, se reproducirá cuando el sistema de grabación/reproducción tenga una tasa C/N baja o una función pobre.

Como se describe en la descripción anterior, el aparato de grabación/reproducción magnética según la presente invención puede reproducir imágenes gráficas que constan del mismo contenido aunque la tasa C/N sea baja o la tasa de error sea alta, aunque la resolución o la calidad de imagen sea relativamente baja.

Realización 7

Se describirá una séptima realización de la presente invención para la realización de transmisión de señal vídeo de cuatro niveles. Una combinación de la transmisión de señal de cuatro niveles y la construcción de datos vídeo de cuatro niveles creará una zona de servicio de señal de cuatro niveles como se representa en la figura 91. La zona de servicio de cuatro niveles consta, desde dentro, de una primera 890a, una segunda 890b, una tercera 890c, y una cuarta zona de recepción de señal 890d. El método de desarrollar tal zona de servicio de cuatro niveles se explicará con más detalle.

La disposición de cuatro niveles se puede implementar utilizando cuatro niveles físicamente diferentes determinados mediante modulación o cuatro niveles lógicos definidos por discriminación de datos en la capacidad de corrección de errores. El primero proporciona una gran diferencia en la tasa C/N entre dos niveles adyacentes y hay que aumentar la tasa C/N para discriminar los cuatro niveles uno de otro. El último se basa en la acción de demodulación y la diferencia en la tasa C/N entre dos niveles adyacentes deberá permanecer al mínimo. Por lo tanto, la disposición de cuatro niveles se construye mejor usando una combinación de dos niveles físicos y dos niveles lógicos. Se explicará la división de una señal vídeo en cuatro niveles de señal.

La figura 93 es un diagrama de bloques de un circuito divisor 3 que incluye un divisor vídeo 895 y cuatro compresores 405a, 405b, 405c, 405d. El divisor vídeo 895 contiene tres divisores 404a, 404b, 404c que son idénticos al

ES 2 337 034 T3

circuito divisor 404 del primer codificador vídeo 401 representado en la figura 30 y no se explicarán más. Una señal vídeo de entrada es dividida por los divisores en cuatro componentes, $H_L V_L$ de datos de baja resolución, $H_H V_H$ de datos de alta resolución, y $H_L V_H$ y $H_H V_L$ para datos de resolución media. La resolución de $H_L V_L$ es la mitad de la de la señal original de entrada.

La señal vídeo de entrada se divide primero por el divisor 404a en dos componentes de banda de frecuencia, alta y baja, dividiéndose cada componente en dos segmentos, horizontal y vertical. La intermedia entre las bandas de frecuencia alta y baja es un punto de división según la realización. Por lo tanto, si la señal vídeo de entrada es una señal HDTV de resolución vertical de 1000 líneas, $H_L V_L$ tiene una resolución vertical de 500 líneas y una resolución horizontal de la mitad del valor.

Cada uno de dos datos, horizontal y vertical, del componente de baja frecuencia $H_L V_L$ se divide además por el divisor 404c en dos segmentos de banda de frecuencia. Por lo tanto, la salida de un segmento $H_L V_L$ es 250 líneas en la resolución vertical y 1/4 de la resolución horizontal original. Esta salida del divisor 404c que se denomina una señal LL, se comprime después por el compresor 405a a una señal D_{1-1} .

Los otros tres segmentos de frecuencia más alta de $H_L V_L$ se mezclan por un mezclador 772c en una señal LH que se comprime después por el compresor 405b a una señal D_{1-2} . El compresor 405b puede ser sustituido por tres compresores dispuestos entre el divisor 404c y el mezclador 772c.

$H_L V_H$, $H_H V_L$ y $H_H V_H$ del divisor 404a se mezclan con un mezclador 772a en una señal $H_H V_H-H$. Si la señal de entrada es de hasta 1000 líneas tanto en resolución horizontal como vertical, $H_H V_H-H$ tiene de 500 a 1000 líneas de una resolución horizontal y otra vertical. $H_H V_H-H$ se alimenta al divisor 404b donde se divide de nuevo en cuatro componentes.

Igualmente, $H_L V_L$ del divisor 404b tiene de 500 a 750 líneas de una resolución horizontal y otra vertical y se transfiere como una señal HL al compresor 405c. Los otros tres componentes, $H_L V_H$, $H_H V_L$ y $H_H V_H$, del divisor 404b tienen de 750 a 1000 líneas de una resolución horizontal y otra vertical y se mezclan con un mezclador 772b a una señal HH que se comprime después por el compresor 405d y envía como una señal D_{2-2} . Después de la compresión, la señal HL se suministra como una señal D_{2-1} . Como resultado, LL o D_{1-1} lleva unos datos de frecuencia de 0 a 250 líneas, LH o D_{1-2} lleva unos datos de frecuencia de más de 250 líneas hasta 500 líneas, HL o D_{2-1} lleva unos datos de frecuencia de más de 500 líneas hasta 750 líneas, y HH o D_{2-2} lleva unos datos de frecuencia de más de 750 líneas a 1000 líneas de manera que el circuito divisor 3 pueda proporcionar una señal de cuatro niveles. Por consiguiente, cuando el circuito divisor 3 del transmisor 1 representado en la figura 87 es sustituido por el circuito divisor de la figura 93, se implementará la transmisión de una señal de cuatro niveles.

La combinación de datos multinivel y transmisión multinivel permite que una señal vídeo disminuya gradualmente la calidad de imagen en proporción a la tasa C/N durante la transmisión, contribuyendo así a la ampliación de la zona de servicio de radiodifusión de TV. En el lado receptor, la acción de demodulación y reconstrucción es idéntica a la del segundo receptor de la segunda realización representada en la figura 88 y no se explicará más. En particular, el mezclador 37 se modifica para transmisión de señal vídeo en vez de comunicaciones de datos y se explicará ahora con más detalle.

Como se ha descrito en la segunda realización, una señal recibida después de ser demodulada y corregidos sus errores, se alimenta como un conjunto de cuatro componentes D_{1-1} , D_{1-2} , D_{2-1} , D_{2-2} al mezclador 37 del segundo receptor 33 de la figura 88.

La figura 94 es un diagrama de bloques de un mezclador modificado 33 en la que D_{1-1} , D_{1-2} , D_{2-1} , D_{2-2} se expanden por sus respectivos expansores 523a, 523b, 523c, 523d a una señal LL, LH, HL y HH respectivamente que son equivalentes a las descritas con la figura 93. Si la anchura de banda de la señal de entrada es 1, LL tiene una anchura de banda de 1/4, LL+LH tiene una anchura de banda de 1/2, LL+LH+HL tiene una anchura de banda de 3/4, y LL+LH+HL+HH tiene una anchura de banda de 1. La señal LH se divide después por un divisor 531a y mezcla por un mezclador vídeo 548a con la señal LL. Una salida del mezclador vídeo 548a es transferida a un terminal HLVL de un mezclador vídeo 548c. El mezclador vídeo 531a es idéntico al del segundo decodificador 527 de la figura 32 y no se explicará más. Además, la señal HH es dividida por un divisor 531b y alimentada a un mezclador vídeo 548b. En el mezclador vídeo 548b, la señal HH se mezcla con la señal HL a una señal $H_H V_H-H$ que se divide después por un divisor 531c y envía al mezclador vídeo 548c. En el mezclador vídeo 548c, $H_H V_H-H$ se combina con la señal de suma de LH y LL en una salida vídeo. La salida vídeo del mezclador 33 se transfiere después a la unidad de salida 36 del segundo receptor representado en la figura 88 donde se convierte en una señal de TV para envío. Si la señal original tiene 1050 líneas de resolución vertical o es una señal HDTV de una resolución de aproximadamente 1000 líneas, sus cuatro componentes de señal de nivel diferente pueden ser interceptados en sus zonas de recepción de señal respectivas como se muestra en la figura 91.

La calidad de la imagen de los cuatro componentes diferentes se describirá con más detalle. La ilustración de la figura 92 representa una combinación de las figuras 86 y 91. Como es evidente, cuando la tasa C/N aumenta, el nivel general de señal de la cantidad de datos se incrementa de 862d a 862a por pasos de cuatro niveles de señal D_{1-1} , D_{1-2} , D_{2-1} , D_{2-2} .

Además, como se representa en la figura 95, los cuatro componentes de nivel diferente LL, LH, HL y HH se acumulan en proporción a la tasa C/N. Más específicamente, la calidad de una imagen reproducida se aumentará cuando la distancia de una antena de transmisor resulte pequeña. Cuando $L=L_d$, se reproduce el componente LL. Cuando $L=L_c$, se reproduce la señal LL+LH. Cuando $L=L_b$, se reproduce la señal LL+LH+HL. Cuando $L=L_a$, se reproduce la señal LL+LH+HL+HH. Como resultado, si la anchura de banda de la señal original es 1, la calidad de la imagen se mejora a incrementos de 1/4 de la anchura de banda de 1/4 a 1 dependiendo de la zona de recepción. Si la señal original es una HDTV de resolución vertical de 1000 líneas, la señal de TV reproducida es 250, 500, 750 y 1000 líneas de la resolución en sus zonas de recepción respectivas. La calidad de la imagen se variará así en pasos dependiendo del nivel de una señal. La figura 96 muestra la propagación de señal de un sistema convencional de transmisión de señal HDTV digital, en el que no será posible la reproducción de señal cuando la tasa C/N sea inferior a V_0 . Además, la interceptación de señal apenas se garantizará en regiones de interferencia de señal, regiones de sombra, y otras regiones de atenuación de señal, indicadas por el símbolo x, de la zona de servicio. La figura 97 muestra la propagación de señal de un sistema de transmisión de señal HDTV de la presente invención. Como se representa, la calidad de imagen será una calidad completa de 1000 líneas a la distancia L_a donde $C/N=a$, una calidad de 750 líneas a la distancia L_b donde $C/N=b$, una calidad de 500 líneas a la distancia L_c donde $C/N=c$, y una calidad de 250 líneas a la distancia L_d donde $C/N=d$. Dentro de la distancia L_a , se representan regiones desfavorables donde la tasa C/N cae bruscamente y no se reproducirá ninguna imagen de calidad HDTV. Como se entiende, sin embargo, una calidad más baja de la señal de imagen puede ser interceptada y reproducida según el sistema de transmisión de señal multinivel de la presente invención. Por ejemplo, la calidad de imagen será una calidad de 750 líneas en el punto B en una zona de sombra de un edificio, una calidad de 250 líneas en el punto D en un tren en marcha, una calidad de 750 líneas en el punto F en una zona de desarrollo de imágenes desdobladas, una calidad de 250 líneas en el punto G en un coche en marcha, una calidad de 250 líneas en el punto L en una zona contigua de interferencia de señal. Como se ha expuesto anteriormente, el sistema de transmisión de señal de la presente invención permite recibir con éxito una señal de TV a una calidad en la zona donde el sistema convencional tiene una calidad pobre, incrementando así su zona de servicio. La figura 98 muestra un ejemplo de radiodifusión simultánea de cuatro programas de TV diferentes, en el que se transmiten tres programas de calidad C, B, A por sus canales respectivos D_{1-2} , D_{2-1} , D_{2-2} mientras que se transmite un programa D idéntico al de una estación de TV analógica local en el canal D_{1-1} . Por consiguiente, mientras que el programa D se mantiene disponible en servicio de radiodifusión simultánea, los otros tres programas también pueden ser distribuidos por aire para ofrecer un servicio de radiodifusión de programas múltiples.

Realización 8

A continuación se explicará una octava realización de la presente invención con referencia a los dibujos. La octava realización emplea un sistema de transmisión de señal multinivel de la presente invención para transmisión/recepción en un sistema telefónico celular.

La figura 115 es un diagrama de bloques que representa un transmisor/receptor de un teléfono portátil, en el que un sonido de conversación telefónica introducido a través de un micrófono 762 se comprime y codifica en un compresor 405 en datos multinivel, D_1 , D_2 y D_3 , antes descritos. Estos datos D_1 , D_2 y D_3 son divididos en el tiempo en un circuito de división de tiempo 765 en intervalos de tiempo predeterminados y, después, se modulan en un modulador 4 en una señal multinivel, por ejemplo SRQAM, antes descrita. Después, una unidad de compartir antena 764 y una antena 22 transmiten una onda portadora que transporta una señal modulada, que será interceptada por una estación base descrita más adelante y transmitida además a otras estaciones base o una central telefónica para comunicar con otros teléfonos.

Por el contrario, la antena 22 recibe radioondas de transmisión de otras estaciones base como señales de comunicación de otros teléfonos. Una señal recibida es demodulada en un demodulador 45 de tipo multinivel, por ejemplo SRQAM, en datos D_1 , D_2 y D_3 . Un circuito temporizador 767 detecta señales de temporización en base a las señales demoduladas. Estas señales de temporización son alimentadas al circuito de división de tiempo 765. Las señales demoduladas D_1 , D_2 y D_3 son alimentadas a un expansor 503 y expandidas a una señal de sonido, que después se transmite a un altavoz 763 y convierte en sonido.

La figura 116 muestra un diagrama de bloques que muestra de forma ejemplar una disposición de estaciones base, en la que tres estaciones base 771, 772 y 773 están situadas en el centro de respectivas celdas receptoras 768, 769 y 770 de hexágono o círculo. Estas estaciones base 771, 772 y 773 tienen respectivamente una pluralidad de unidades transmisoras/receptoras 761a~761j, parecida cada una a la de la figura 115, de manera que tengan canales de comunicación de datos equivalentes al número de estas unidades transmisoras/receptoras. Un controlador de estación base 774 está conectado a todas las estaciones base y siempre verifica una cantidad de tráfico de comunicación de cada estación base. En base al resultado de la verificación, el controlador de estación base 774 lleva a cabo un control del sistema general incluyendo asignación de frecuencias de canal a estaciones base respectivas o control de celdas receptoras de estaciones base respectivas.

La figura 117 es una vista que representa una distribución del tráfico de la cantidad de comunicación en un sistema convencional, por ejemplo QPSK. Un diagrama $d=A$ muestra datos 774a y 774b que tienen una eficiencia de utilización de frecuencia de 2 bits/Hz, y un diagrama $d=B$ muestra datos 774c que tienen una eficiencia de utilización de frecuencia de 2 bits/Hz. Una suma de estos datos 774a, 774b y 774c resulta unos datos 774d, que representan una cantidad de

transmisión de Ach que consta de celdas receptoras 768 y 770. La eficiencia de utilización de frecuencia de 2 bits/Hz se distribuye uniformemente. Sin embargo, la densidad de población en una zona urbana real es localmente alta en varias zonas agigarradas 775a, 775b, y 775c que incluyen edificios concentrados. Unos datos 774e que representan una cantidad de tráfico de comunicación muestran varios picos en posiciones correspondientes a dichas zonas agigarradas 775a, 775b y 775c, en contraposición con otra zona que tiene poca cantidad de comunicación. La capacidad de un teléfono celular convencional se estableció uniformemente a una eficiencia de frecuencia de 2 bits/Hz en una región entera como representan los datos 774d independientemente de la cantidad de tráfico real TF mostrada por los datos 774e. No es efectivo dar la misma eficiencia de frecuencia independientemente de la cantidad de tráfico real. Para compensar esta ineficacia, los sistemas convencionales tienen asignadas muchas frecuencias a las regiones que tienen gran cantidad de tráfico, mayor número de canales, o menor número de celdas receptoras del mismo. Sin embargo, un aumento del número de canales está limitado por el espectro de frecuencia. Además, los sistemas convencionales de transmisión de modo multinivel, por ejemplo QAM 16 o QAM 64, aumentan la potencia de transmisión. Una reducción de las celdas receptoras inducirá un aumento del número de estaciones base, lo que incrementará el costo de instalación.

Es ideal para la mejora de la eficiencia general del sistema aumentar la eficiencia de frecuencia de la región que tiene una mayor cantidad de tráfico y disminuir la eficiencia de frecuencia de la región que tiene una menor cantidad de tráfico. Un sistema de transmisión de señal multinivel según la presente invención realiza esta modificación ideal. Esto se explicará con referencia a la figura 118 que muestra una cantidad de comunicación y distribución del tráfico según la octava realización de la presente invención.

Más específicamente, la figura 118 muestra cantidades de comunicación de respectivas celdas receptoras 770b, 768, 769, 770 y 770a tomadas a lo largo de una línea A-A'. Las celdas receptoras 768 y 770 utilizan frecuencias de un grupo de canales A, mientras que las celdas receptoras 770b, 769 y 770a utilizan frecuencias de un grupo de canales B que no se solapan con el grupo de canales A. El controlador de estación base 774 representado en la figura 116 aumenta o disminuye el número de estos canales según la cantidad de tráfico de las respectivas celdas receptoras. En la figura 118, un diagrama d=A representa una distribución de una cantidad de comunicación del canal A. Un diagrama d=B representa una distribución de una cantidad de comunicación del canal B. Un diagrama d=A+B representa una distribución de una cantidad de comunicación de todos los canales. Un diagrama TF representa una cantidad de tráfico de comunicación, y un diagrama P muestra una distribución de edificios y población.

Las celdas receptoras 768, 769 y 770 emplean el sistema de transmisión de señal multinivel por ejemplo SRQAM. Por lo tanto, es posible obtener una eficiencia de utilización de frecuencia de 6 bits/Hz, tres veces los 2 bits/Hz de QPSK, cerca de las estaciones base como indican los datos 776a, 776b y 776c. Mientras tanto, la eficiencia de utilización de frecuencia disminuye en pasos de 6 bits/Hz a 4 bits/Hz, y de 4 bits/Hz a 2 bits/Hz, cuando se aproxima a una zona suburbana. Si la potencia de transmisión es insuficiente, las zonas de 2 bits/Hz resultan más estrechas que las celdas receptoras, indicadas por líneas de trazos 777a, 777b, 777c, de QPSK. Sin embargo, se obtendrá fácilmente una celda receptora equivalente aumentando ligeramente la potencia de transmisión de las estaciones base.

La operación de transmisión/recepción de una estación móvil capaz de responder a una señal SRQAM 64 se realiza mediante el uso de QPSK modificado, que se obtiene poniendo una cantidad de desplazamiento de SRQAM a $S=1$, en el lugar alejado de la estación base, mediante el uso de SRQAM 16 en el lugar no alejado de la misma, y SRQAM 64 en el lugar más próximo. Por consiguiente, la potencia de transmisión máxima no aumenta en comparación con QPSK. Además, un transmisor/receptor de tipo SRQAM 4, cuya configuración de circuito se simplifica como se representa en un diagrama de bloques de la figura 121, será capaz de comunicar con otros teléfonos a la vez que se mantiene la compatibilidad. Lo mismo sucederá en un Transmisor/receptor de tipo SRQAM 16 representado en un diagrama de bloques de la figura 122. Como resultado, se proporcionará tres tipos diferentes de teléfonos que tienen diferentes sistemas de modulación. El tamaño reducido y la ligereza de peso son importantes para los teléfonos portátiles. A este respecto, el sistema SRQAM 4 que tiene una configuración simple de circuito será adecuado para los usuarios que deseen un teléfono pequeño y ligero aunque su eficiencia de utilización de frecuencia sea baja y por lo tanto puede aumentar el costo de la llamada. De esta manera, el sistema de la presente invención puede ser adecuado para una amplia gama de uso.

Como se ha explicado anteriormente, se realiza el sistema de transmisión que tiene una distribución como $d=A+B$ de la figura 118, cuya capacidad se altera localmente. Por lo tanto, la eficiencia general de utilización de frecuencia será efectivamente mucho mejor si la disposición de estaciones base se determina de manera que se adecue a la cantidad de tráfico real indicado por TF. Especialmente, el efecto de la presente invención será grande en un sistema de microceldas, cuyas celdas receptoras son más pequeñas y por lo tanto se requieren numerosas subestaciones base, dado que se puede instalar fácilmente gran número de subestaciones base en el lugar que tiene gran cantidad de tráfico.

A continuación se explicará la asignación de datos de cada intervalo de tiempo con referencia a la figura 119, donde la figura 119(a) muestra un intervalo de tiempo convencional y la figura 119(b) muestra un intervalo de tiempo según la octava realización. El sistema convencional realiza una transmisión descendente, es decir, desde una estación base a una estación móvil, como se representa en la figura 119(a), en la que se transmite una señal de sincronización S por un intervalo de tiempo 780a y señales de transmisión a respectivos teléfonos portátiles de los canales A, B, C por intervalos de tiempo 780b, 780c, 780d, respectivamente, a una frecuencia A. Por otra parte, se realiza una transmisión ascendente, es decir, desde la estación móvil a la estación base, de tal manera que una señal de sincronización S, y

señales de transmisión de los canales a, b, c sean transmitidas por intervalos de tiempo 781a, 781b, 781c, 781d a una frecuencia B.

La presente invención, que se caracteriza por un sistema de transmisión de señal multinivel, por ejemplo 64 SRQAM, permite tener datos de tres niveles que constan de D_1 , D_2 , D_3 de 2 bits/Hz como se representa en la figura 119 (b). Como ambos datos A_1 y A_2 son transmitidos por SRQAM 16, sus intervalos de tiempo tienen dos veces la tasa de datos representada por los intervalos 782b, 782c y 783b, 783c. Significa que se puede transmitir la misma calidad de sonido en la mitad de tiempo. Por consiguiente, la anchura de tiempo de los respectivos intervalos de tiempo 782b, 782c es la mitad. De esta manera, se puede adquirir el doble de la capacidad de transmisión en la región de dos niveles 776c representada en la figura 118, es decir, cerca de la estación base.

De la misma forma, los intervalos de tiempo 782g, 783g llevan a cabo la transmisión/recepción de datos E_1 mediante el uso de una señal SRQAM 64. Como la capacidad de transmisión es el triple, se puede usar un intervalo de tiempo para tres canales de E_1 , E_2 , E_3 . Esto se usaría para una región más cerca de la estación base. Así, se puede obtener una capacidad de comunicación de hasta el triple a la misma banda de frecuencia. Sin embargo, la eficiencia de transmisión real se reduciría a 90%. Para mejorar el efecto de la presente invención es deseable hacer coincidir la distribución de la cantidad de transmisión según la presente invención con la distribución regional de la cantidad de tráfico real de la forma más perfecta que sea posible.

De hecho, una zona urbana real consta de un distrito de edificios apiñados y una zona cinturón verde que rodea dicha zona de edificios. Incluso una zona suburbana real consta de un distrito residencial y campos o un bosque rodeando dicho distrito residencial. Estas zonas urbanas y suburbanas se asemejan a la distribución del diagrama TF. Así, la aplicación de la presente invención será efectiva.

La figura 120 es un diagrama que representa intervalos de tiempo por el método TDMA, donde la figura 120(a) muestra un método convencional y la figura 120(b) muestra la presente invención. El método convencional usa intervalos de tiempo 786a, 786b para transmisión a teléfonos portátiles de los canales A, B a la misma frecuencia e intervalos de tiempo 787a, 787b para transmisión desde los mismos, como se representa en la figura 120(a).

Por el contrario, el modo SRQAM 16 de la presente invención usa un intervalo de tiempo 788a para recepción del canal A_1 y un intervalo de tiempo 788c para transmisión al canal A_1 como se representa en la figura 120(b). La anchura del intervalo de tiempo resulta aproximadamente 1/2. En caso de modo SRQAM 64, se utiliza un intervalo de tiempo 788i para recepción del canal D_1 y se utiliza un intervalo de tiempo 788l para transmisión al canal D_1 . La anchura del intervalo de tiempo resulta aproximadamente 1/3.

Para ahorrar potencia eléctrica, se ejecuta una transmisión del canal E_1 mediante el uso de un intervalo de tiempo SRQAM 4 normal 788r mientras que la recepción del canal E_1 se ejecuta mediante el uso de un intervalo de tiempo SRQAM 16 788p que es medio intervalo de tiempo. La potencia de transmisión se suprime con seguridad, aunque el costo de comunicación puede aumentar debido a un tiempo de ocupación largo. Esto será efectivo para un teléfono portátil pequeño y ligero equipado con una batería pequeña o cuando la batería esté casi descargada.

Como se describe en la descripción anterior, la presente invención hace posible determinar la distribución de la capacidad de transmisión de manera que coincida con una distribución real del tráfico, incrementando por ello la capacidad sustancial de transmisión. Además, la presente invención permite que las estaciones base o estaciones móviles seleccionen libremente una de entre dos o tres capacidades de transmisión. Si la eficiencia de utilización de frecuencia se selecciona de manera que sea más baja, disminuirá el consumo de potencia. Si la eficiencia de utilización de frecuencia se selecciona de manera que sea más alta, se ahorrará costo de comunicación. Además, la adopción de un modo SRQAM 4 que tiene menor capacidad simplificará la circuitería y reducirá el tamaño y el costo del teléfono. Como se explica en las realizaciones anteriores, una característica de la presente invención es que se mantiene la compatibilidad entre todas las estaciones asociadas. De esta manera, la presente invención no sólo aumenta la capacidad de transmisión, sino que permite proporcionar a los clientes una amplia variedad de series desde un teléfono super mini a un teléfono de alto rendimiento.

55 Realización 9

A continuación se describirá una novena realización de la presente invención con referencia a los dibujos. La novena realización emplea esta invención en un sistema de transmisión OFDM. La figura 123 es un diagrama de bloques de un transmisor/receptor OFDM, y la figura 124 es un diagrama que representa un principio de una acción OFDM. Una OFDM es uno de FDM y tiene una mejor eficiencia en la utilización de frecuencia en comparación con una FDM general, porque una OFDM puede dos portadoras adyacentes de manera que estén en cuadratura entre sí. Además, una OFDM puede soportar obstrucción de trayectos múltiples tal como imágenes desdobladas y, por lo tanto, se puede aplicar en el futuro a la radiodifusión de música digital o radiodifusión de TV digital.

Como se muestra en el diagrama de principios de la figura 124, una OFDM convierte una señal de entrada mediante un convertidor serie a paralelo 791 en unos datos dispuestos en un eje de frecuencia 793 a intervalos de 1/ts, para producir subcanales 794a~794e. Esta señal es convertida FFT inversamente por un modulador 4 que tiene un FFT inverso 40 a una señal en un eje de tiempo 799 para producir una señal de transmisión 795. Esta señal FFT

inversa se transmite durante un período de símbolo efectivo 796 del período de tiempo t_s . Se ha previsto un intervalo de protección 797 que tiene una cantidad t_g entre respectivos períodos de símbolo.

Una acción transmisora/receptora de una señal HDTV según esta novena realización se explicará con referencia al diagrama de bloques de la figura 123, que muestra un sistema OFDM-CCDM híbrido. Una señal HDTV introducida se separa por un codificador vídeo 401 en señales vídeo de tres niveles, una banda de frecuencia baja D_{1-1} , una banda de frecuencia media-baja D_{1-2} , y una banda de frecuencia alta-media-baja D_2 , y es alimentada a una sección de entrada 742.

En una primera entrada de flujo de datos 743, una señal D_{1-1} es codificada ECC con alta ganancia de código y una señal D_{1-2} es codificada ECC con ganancia de código normal. Un TDM 743 realiza multiplexión por división de tiempo de las señales D_{1-1} y D_{1-2} para producir una señal D_1 , que después se alimenta a un convertidor serie a paralelo D_1 791d en un modulador 852a. La señal D_1 consta de n fragmentos de datos paralelos, que se introducen a primeras entradas de n fragmentos de modulador C-CDM 4a, 4b, respectivamente.

Por otra parte, la señal de banda de frecuencia alta D_2 se alimenta a una segunda entrada de flujo de datos 744 de la sección de entrada 742, en la que la señal D_2 es codificada ECC (Código de corrección de error) en un ECC 744a y después codificada Trellis en un codificador Trellis 744b. Después, la señal D_2 se suministra a un convertidor serie a paralelo D_2 791b del modulador 852a y convierte en n fragmentos de datos paralelos, que se introducen a segundas entradas de los n fragmentos de modulador C-CDM 4a, 4b, respectivamente.

Los moduladores C-CDM 4a, 4b, 4c, respectivamente, producen una señal SRQAM 16 en base a los datos D_1 de la primera entrada de flujo de datos y los datos D_2 de la segunda entrada de flujo de datos. Estos n fragmentos del modulador C-CDM tienen respectivamente una portadora diferente uno de otro. Como se representa en la figura 124, las portadoras 794a, 794b, 794c están dispuestas en el eje de frecuencia 793 de manera que dos portadoras adyacentes estén desfasadas 90° entre sí. Así, se alimentan n fragmentos modulados C-CDM de la señal modulada al circuito FFT inverso 40 y se proyectan desde la dimensión de eje de frecuencia 793 a la dimensión de eje de tiempo 790. Así, se producen señales de tiempo 796a, 796b, que tienen una longitud efectiva de símbolo t_s . Se ha previsto una zona de intervalo de protección 797a de T_g segundos entre las zonas efectivas de tiempo de símbolo 796a y 796b, para reducir la obstrucción de trayectos múltiples. La figura 129 es un gráfico que muestra una relación entre eje de tiempo y nivel de señal. El tiempo de protección T_g de la banda de intervalos de protección 797a se determina tomando en cuenta la afección de trayectos múltiples y el uso de la señal. Estableciendo el tiempo de protección T_g más largo que el tiempo de afección de trayectos múltiples, por ejemplo imágenes desdobladas de TV, las señales moduladas del circuito FFT inverso 40 se convierten por un convertidor paralelo a serie 4e en una señal y después se transmiten desde un circuito de transmisión 5 como una señal RF.

A continuación se describirá la acción de un receptor 43. Una señal recibida, representada como señal de símbolo de base de tiempo 796e de la figura 124, se alimenta a un circuito de entrada 24 de la figura 123. Entonces, la señal recibida se convierte en una señal digital en un demodulador 852b y se cambia además a coeficientes Fourier en un FFT 40a. Así, la señal se proyecta desde el eje de tiempo 799 al eje de frecuencia 793a como se representa en la figura 124. Es decir, la señal de símbolo de base de tiempo se convierte en portadoras de frecuencia-base 794a, 794b. Como estas portadoras están en relación de cuadratura entre sí, es posible separar respectivas señales moduladas. La figura 125(b) muestra una señal SRQAM 16 así demodulada, que después se alimenta a respectivos demoduladores C-CDM 45a, 45b, de un demodulador C-CDM 45, en el que la señal SRQAM 16 demodulada es demodulada a subseñales multinivel D_1 , D_2 . Estas subseñales D_1 y D_2 son demoduladas además por un convertidor paralelo a serie D_1 852a y un convertidor paralelo a serie D_2 852b a las señales originales D_1 y D_2 .

Dado que el sistema de transmisión de señal es de multinivel C-CDM representado en 125(b), ambas señales D_1 y D_2 se demodularán bajo una mejor condición de recepción, pero solamente se demodulará la señal D_1 bajo una peor condición de recepción, por ejemplo, una tasa C/N baja. La señal D_1 demodulada es demodulada en una sección de salida 757. Como la señal D_{1-1} tiene una ganancia de código ECC más alta en comparación con la señal D_{1-2} , se reproduce una señal de error de la señal D_{1-1} incluso bajo una peor condición de recepción.

La señal D_{1-1} se convierte por un decodificador vídeo 1-1 402c en una señal de banda de frecuencia baja y envía como una LDTV, y la señal D_{1-2} se convierte por un decodificador vídeo 1-2 402d en una señal de banda de frecuencia media y envía como EDTV.

La señal D_2 es decodificada Trellis por un decodificador Trellis 759b y convertida por un segundo decodificador vídeo 402b a una señal de banda de frecuencia alta y emitida como una señal HDTV. A saber, se emite una señal LDTV en el caso de la señal de banda de frecuencia baja solamente. Se emite una señal EDTV de calidad NTSC ancha si la señal de banda de frecuencia media se añade a la señal de banda de frecuencia baja, y se produce una señal HDTV añadiendo señales de frecuencia de banda baja, media y alta. Como en la realización anterior, se puede recibir una señal de TV que tiene una calidad de la imagen que depende de la tasa C/N de recepción. Así, la novena realización realiza un nuevo sistema de transmisión de señal multinivel combinando una OFDM y una C-CDM, que no se obtenían por la OFDM sola.

Una OFDM es ciertamente fuerte contra trayectos múltiples tal como imágenes desdobladas de TV porque el tiempo de protección T_g puede absorber una señal de interferencia de trayectos múltiples. Por consiguiente, la OFDM

es aplicable a la radiodifusión de TV digital para receptores de TV de vehículos automóviles. Mientras tanto, no se recibe señal OFDM cuando la tasa C/N es inferior a un valor predeterminado porque su configuración de transmisión de señal no es de un tipo multinivel.

5 Sin embargo, la presente invención puede resolver esta desventaja combinando la OFDM con la C-CDM, realizando así una degradación graduada dependiendo de la tasa C/N en una recepción de señal vídeo sin ser perturbada por trayectos múltiples.

10 Cuando se recibe una señal de TV en un compartimiento de un vehículo, no sólo la recepción es perturbada por trayectos múltiples, sino que se deteriora la tasa C/N. Por lo tanto, la zona de servicio de radiodifusión de una estación de radiodifusión de TV no se expandirá como era de esperar si la contramedida es solamente para trayectos múltiples.

15 Por otra parte, se garantizará una recepción de señal de TV de al menos calidad LDTV mediante la combinación con la transmisión multinivel C-CDM aunque la tasa C/N se deteriore bastante. Como el tamaño del plano de imagen de un TV de vehículo automóvil es normalmente inferior a 100 pulgadas, una señal de TV de una calidad LDTV proporcionará una calidad satisfactoria de la imagen. Así, la zona de servicio de TV de calidad LDTV del vehículo automóvil se expandirá en gran parte. Si se utiliza una OFDM en una banda de frecuencia completa de la señal HDTV, las actuales tecnologías de semiconductores no pueden evitar que la escala de circuitos aumente hasta ahora.

20 Ahora se explicará a continuación un método OFDM de transmitir solamente D_{1-1} de señal de TV de banda de frecuencia baja. Como se representa en un diagrama de bloques en la figura 138, un componente de banda de frecuencia media D_{1-2} y un componente de banda de frecuencia alta D_2 de una señal HDTV son multiplexados en un modulador C-CDM 4a, y después transmitidos a una banda de frecuencia A mediante una FDM 40d.

25 Por otra parte, una señal recibida por un receptor 43 se separa primero en frecuencia por una FDM 40e y, después se demodula por un demodulador C-CDM 4b de la presente invención. Después se reproduce una señal C-CDM así demodulada a componentes de frecuencia media y alta de HDTV de la misma manera que en la figura 123. La operación de un decodificador vídeo 402 es idéntica a la de las realizaciones 1, 2 y 3 y no se explicará más.

30 Mientras tanto, la señal D_{1-1} , una señal de banda de frecuencia baja de calidad MPEG 1 de HDTV, se convierte mediante un convertidor serie a paralelo 791 en una señal paralelo y es alimentada a un modulador OFDM 852c, que ejecuta una modulación QPSK o QAM 16. Después, la señal D_{1-1} es convertida por un FFT inverso 40 en una señal de base de tiempo y transmitida en una banda de frecuencia B mediante la FDM 40d.

35 Por otra parte, una señal recibida por el receptor 43 es separada en frecuencia en la FDM 40e y convertida después a un número de señales de frecuencia-base en un FFT 40a del modulador OFDM 852d. Entonces, las señales de frecuencia-base se demodulan en respectivos demoduladores 4a, 4b, y son alimentadas a un convertidor paralelo a serie 882a, donde se demodula una señal D_{1-1} . Así, una señal D_{1-1} de calidad LDTV es emitida por el receptor 43.

40 De esta manera, solamente una señal LDTV es modulada OFDM en la transmisión de señal multinivel. El sistema de la figura 138 hace posible proporcionar un circuito OFDM complicado solamente para una señal LDTV. Una tasa de bits de señal LDTV es 1/20 de una HDTV. Por lo tanto, la escala de circuito de la OFDM se reducirá a 1/20, lo que da lugar a una reducción considerable de la escala general del circuito.

45 Un sistema OFDM de transmisión de señal es fuerte contra trayectos múltiples y pronto se aplicará a una estación móvil, tal como un TV portátil, un TV de vehículo automóvil, o un receptor de radiodifusión de música digital, que está expuesto a obstrucción intensa y variable de trayectos múltiples. Para tales usos un tamaño pequeño de imagen de menos de 10 pulgadas, 4 a 8 pulgadas, es el flujo principal. Se adivinará así que la modulación OFDM de una señal de TV de alta resolución tal como HDTV o EDTV producirá menos efecto. En otros términos, la recepción de una señal de TV de calidad LDTV sería suficiente para un TV de vehículo automóvil.

50 Por el contrario, los trayectos múltiples son constantes en una estación fija tal como un TV doméstico. Por lo tanto, una contramedida contra trayectos múltiples es relativamente fácil. Se producirá menos efecto en tal estación fija por OFDM a no ser que esté en una zona de imagen desdoblada. Usar OFDM para componentes de HDTV de banda de frecuencia media y alta no es ventajoso en vista de la presente escala del circuito de OFDM que todavía es grande.

55 Por consiguiente, el método de la presente invención, en el que se utiliza OFDM solamente para una señal de TV de banda de frecuencia baja como se representa en la figura 138, puede reducir ampliamente la escala de circuito de la OFDM a menos de 1/10 sin perder efecto OFDM inherente capaz de reducir en gran parte múltiples obstáculos de LDTV cuando se recibe en una estación móvil tal como un vehículo automóvil.

60 Aunque la modulación OFDM de la figura 138 se lleva a cabo solamente para la señal D_{1-1} , también es posible modular D_{1-1} y D_{1-2} por OFDM. En tal caso, se utiliza una transmisión de señal C-CDM de dos niveles para transmisión de D_{1-1} y D_{1-2} . Así, una radiodifusión multinivel que es fuerte contra trayectos múltiples se realizará para un vehículo tal como un vehículo automóvil. Incluso en un vehículo, la graduación gradual se realizará de tal manera que las señales LDTV y SDTV se reciban con calidades de imagen dependiendo del nivel de recepción de la señal o la sensibilidad de la antena.

La transmisión de señal multinivel según la presente invención es factible de esta manera y produce varios efectos como se ha descrito previamente. Además, si la transmisión de señal multinivel de la presente invención se incorpora con OFDM, será posible proporcionar un sistema fuerte contra trayectos múltiples y alterar la calidad de la transmisión de datos según un cambio de nivel de señal de recepción.

El método de transmisión de señal multinivel de la presente invención pretende aumentar la utilización de frecuencias, pero puede ser adecuado para no todos los sistemas de transmisión, puesto que hace que algún tipo de receptor disminuya la utilización de energía. Es una buena idea para uso con un sistema de comunicaciones por satélite para abonados seleccionados que emplean transmisores y receptores más avanzados destinados a la mejor utilización de las frecuencias y energía aplicables. Tal sistema de transmisión de señal de finalidad específica no estará limitado por la presente invención.

La presente invención será ventajosa para uso con un servicio de radiodifusión por satélite o terrestre que es esencial que funcione con las mismas normas durante 50 años. Durante el período de servicio, las normas de radiodifusión no deben ser alteradas, pero se proporcionará de vez en cuando mejoras correspondientes a los logros tecnológicos actuales. En particular, la energía para transmisión de señales se incrementará sin duda alguna en los satélites. Cada estación de TV deberá aportar un servicio compatible para garantizar recepción de señal de programas de TV a cualquier tipo de receptores que van desde los de uso común hoy día hasta los futuros avanzados. El sistema de transmisión de señal de la presente invención puede proporcionar un servicio de radiodifusión compatible de los sistemas existentes NTSC y HDTV y garantizar también una expansión futura para adaptarlos a la transmisión de datos en masa.

La presente invención se ocupa más de la utilización de frecuencia que de la utilización de energía. La sensibilidad de recepción de señal de cada receptor está dispuesta diferente dependiendo de un nivel de estado de señal a recibir de manera que la potencia de transmisión de un transmisor no se tenga que incrementar en gran parte. Por lo tanto, los satélites actuales que ofrecen una pequeña energía para recepción y transmisión de una señal se pueden utilizar mejor con el sistema de la presente invención. El sistema también está dispuesto para cumplir las mismas normas correspondientes a un aumento de la energía de transmisión en el futuro y ofrecer la compatibilidad entre receptores de tipo antiguo y nuevo. Además, la presente invención será más ventajosa para uso con las normas de radiodifusión por satélite.

El método de transmisión de señal multinivel de la presente invención se emplea más preferiblemente para servicio terrestre de radiodifusión de TV en el que la utilización de energía no es crucial, en comparación con el servicio de radiodifusión por satélite. Los resultados son tales que las regiones de atenuación de señal en una zona de servicio que se atribuyen a un sistema convencional de radiodifusión de HDTV digital se reducen considerablemente en extensión y también se obtiene la compatibilidad de un receptor HDTV o pantalla con el sistema NTSC existente. Además, la zona de servicio se incrementa sustancialmente de manera que los proveedores de programas y patrocinadores puedan obtener más televidentes. Aunque las realizaciones de la presente invención se refieren a procedimientos QAM 16 y 32, se empleará con igual éxito otras técnicas de modulación incluyendo QAM 64, 128 y 256. Además, múltiples técnicas PSK, ASK y FSK serán aplicables como se describe en las realizaciones.

Se ha descrito anteriormente una combinación de la TDM con la SRQAM de la presente invención. Sin embargo, la SRQAM de la presente invención se puede combinar también con cualquiera de los sistemas de comunicaciones FDM, CDMA y dispersión de frecuencia.

REIVINDICACIONES

1. Un teléfono para transmitir una señal de enlace ascendente a una estación base y recibir una primera señal de enlace descendente y una segunda señal de enlace descendente de la estación base, incluyendo:

cuando la señal de enlace ascendente es transmitida desde el teléfono a la estación base:

- un modulador (4) operable para modular un flujo de datos ascendente según QPSK para producir una señal modulada,

- un transmisor (764, 22) operable para transmitir la señal modulada como la señal de enlace ascendente, y

cuando las señales de enlace descendente primera y segunda son transmitidas desde la estación base al teléfono:

- un receptor (22) operable para recibir la primera señal de enlace descendente y la segunda señal de enlace descendente,

donde la primera señal de enlace descendente tiene información de un primer flujo de datos descendente y la segunda señal de enlace descendente tiene información de un segundo flujo de datos descendente, la primera señal de enlace descendente es modulada según QPSK y la segunda señal de enlace descendente es modulada según PSK de nivel n o QAM de nivel n , y el primer flujo de datos descendente incluye información que representa el valor de n , y n es un entero e igual o mayor que 4,

- un demodulador (45) operable para demodular la primera señal de enlace descendente para producir un primer flujo de datos descendente demodulado y para demodular la segunda señal de enlace descendente para producir un segundo flujo de datos descendente demodulado, donde el segundo flujo de datos descendente demodulado es producido según el valor de n .

2. Un método de transmisión y recepción para transmitir una señal de enlace ascendente a una estación base y recibir una primera señal de enlace descendente y una segunda señal de enlace descendente de la estación base, incluyendo:

cuando la señal de enlace ascendente es transmitida desde el teléfono a la estación base:

- modular un flujo de datos ascendente según QPSK para producir una señal modulada,

- transmitir la señal modulada como la señal de enlace ascendente,

cuando las señales de enlace descendente primera y segunda son transmitidas desde la estación base al teléfono:

- recibir la primera señal de enlace descendente y la segunda señal de enlace descendente,

donde la primera señal de enlace descendente tiene información de un primer flujo de datos descendente y la segunda señal de enlace descendente tiene información de un segundo flujo de datos descendente, la primera señal de enlace descendente es modulada según QPSK y la segunda señal de enlace descendente es modulada según PSK de nivel n o QAM de nivel n , donde el primer flujo de datos descendente incluye información que representa el valor de n , y n es un entero e igual o mayor que 4,

- demodular la primera señal de enlace descendente para producir un primer flujo de datos descendente demodulado y demodular la segunda señal de enlace descendente para producir un segundo flujo de datos descendente demodulado, donde el segundo flujo de datos descendente demodulado es producido según el valor de n .

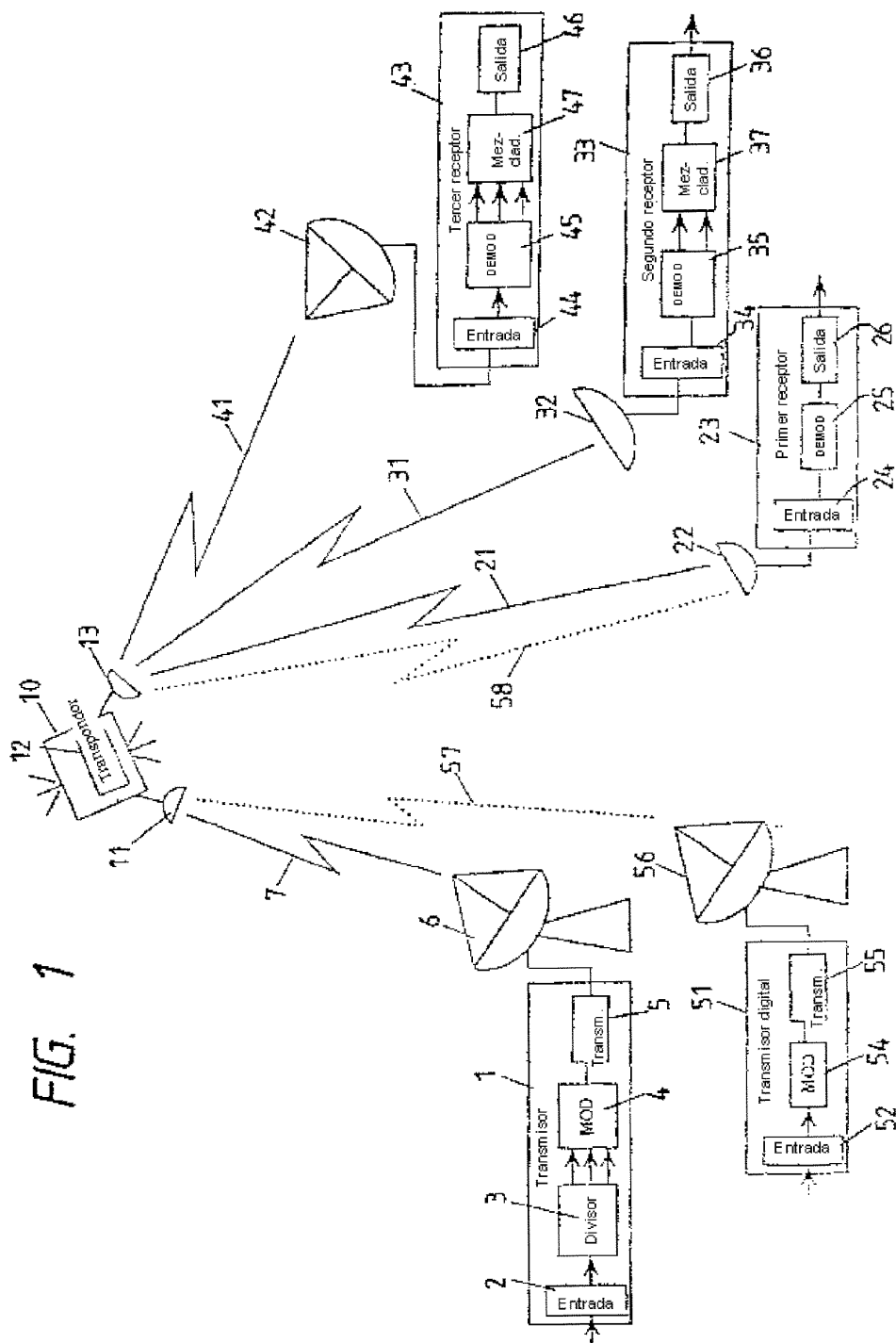
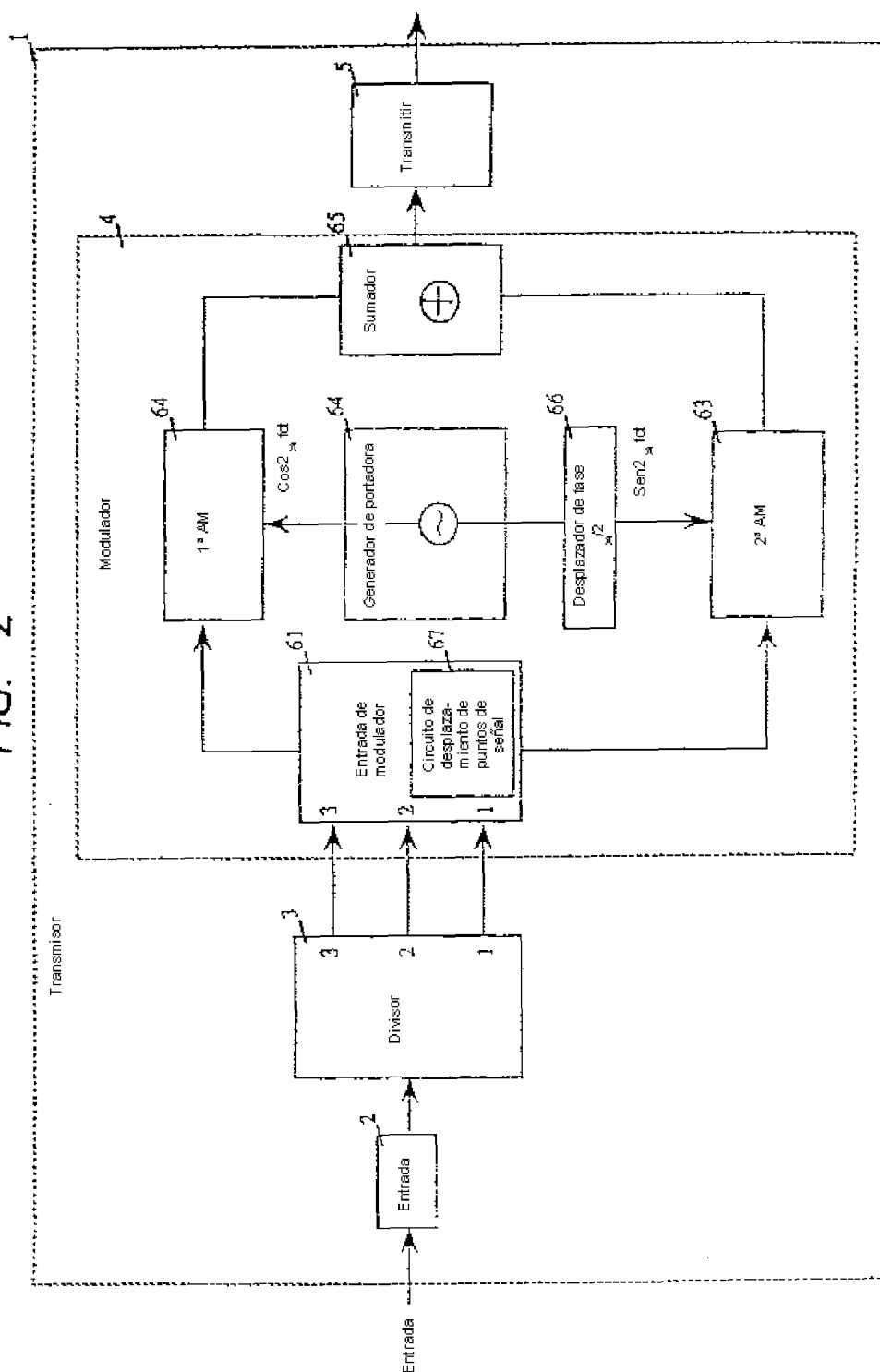
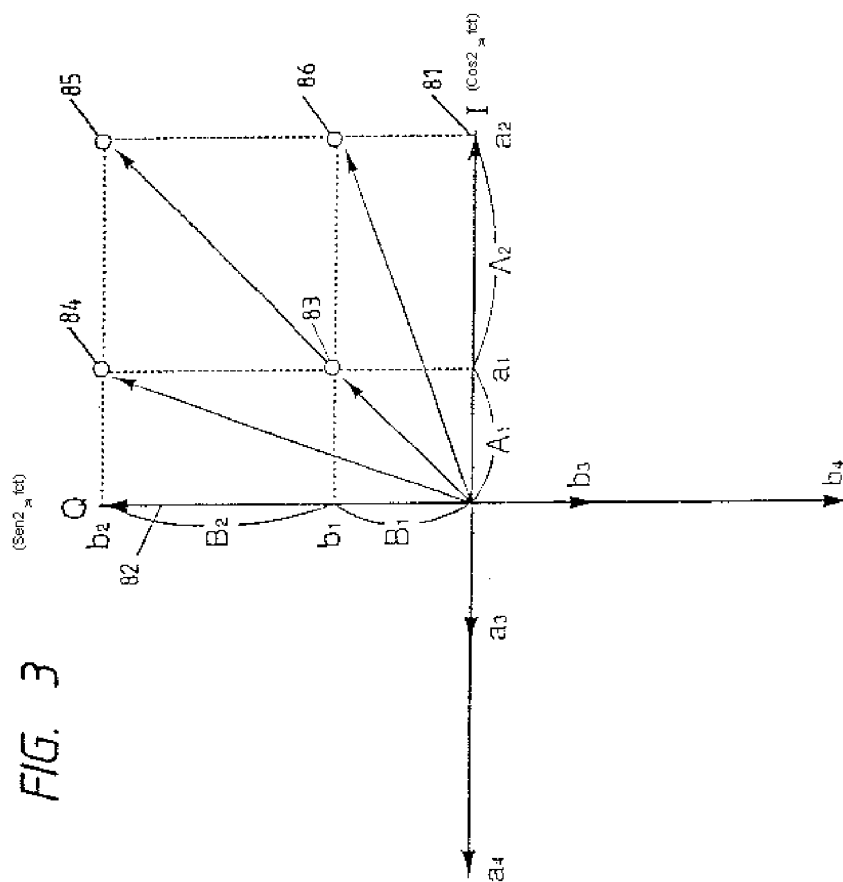
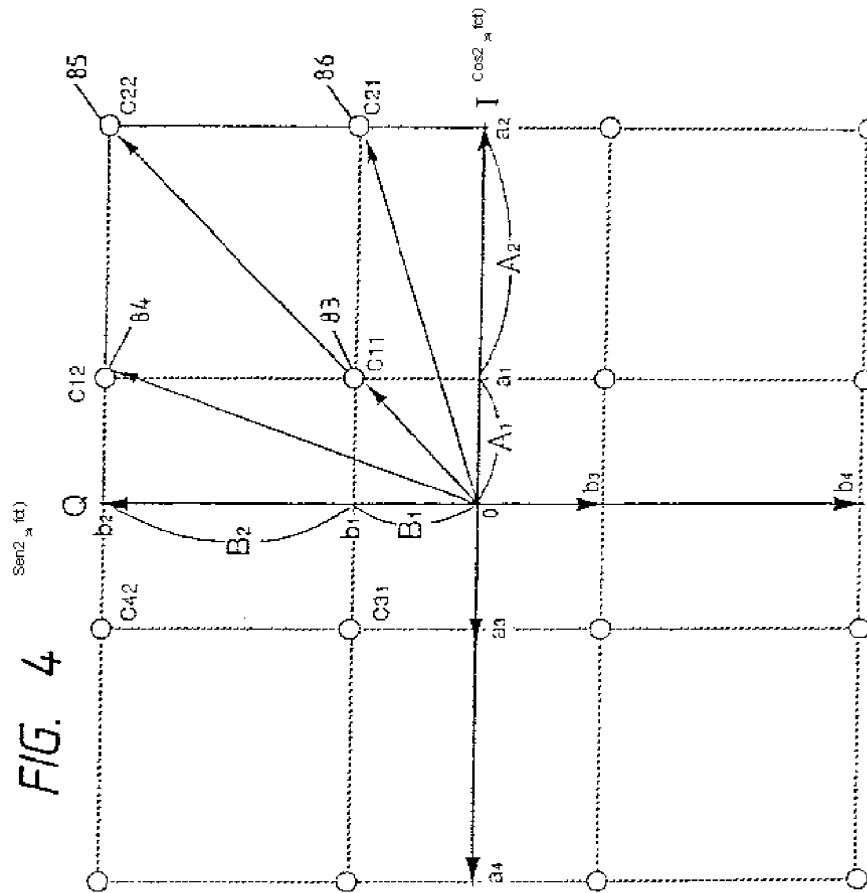
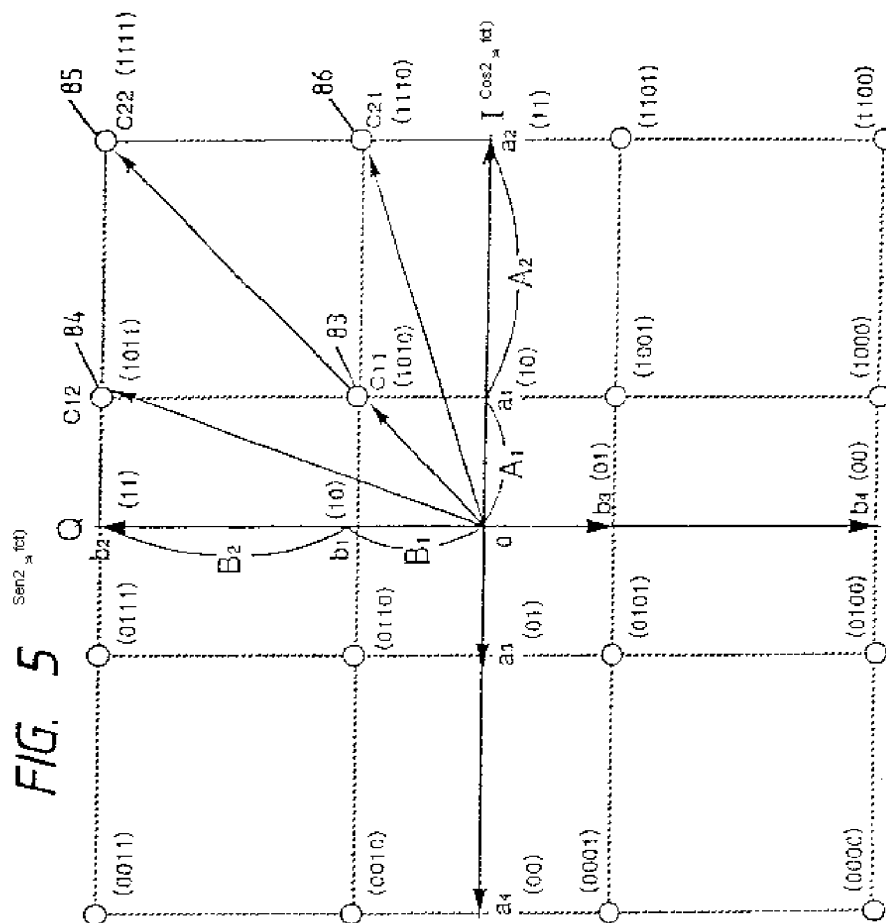


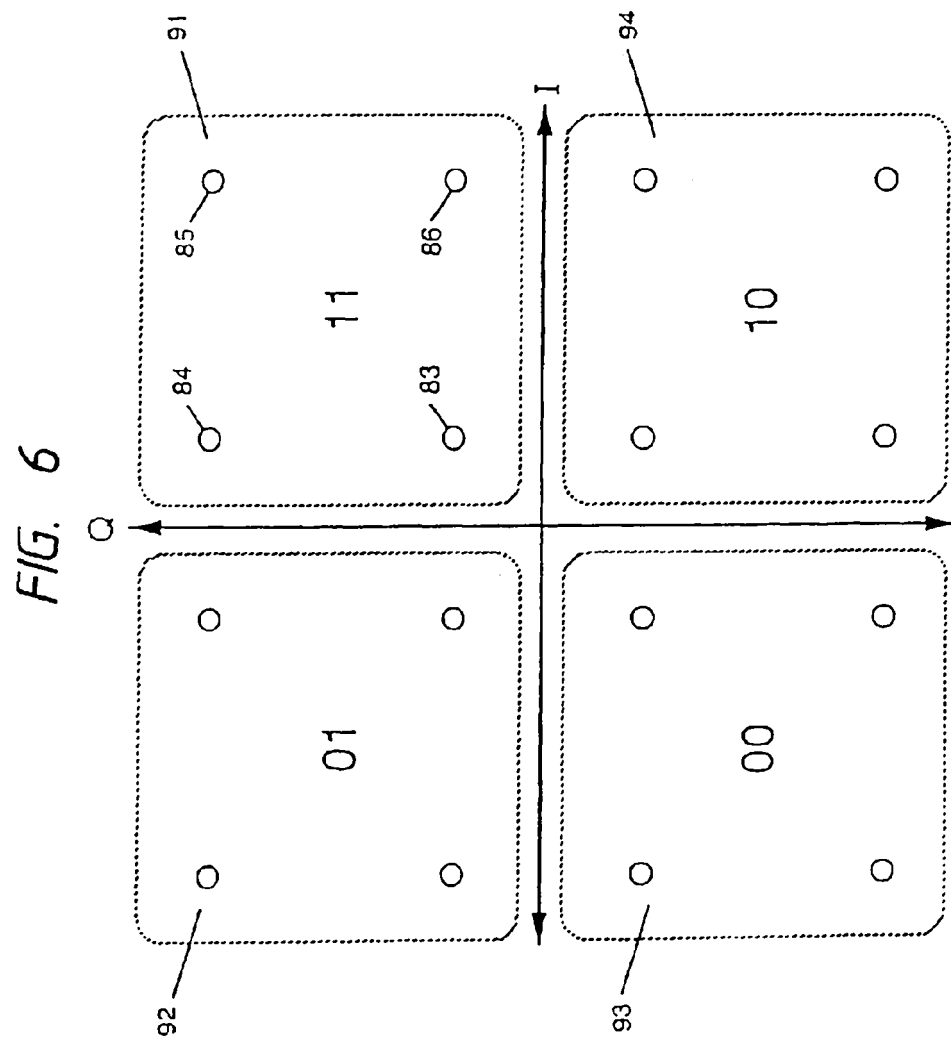
FIG. 2

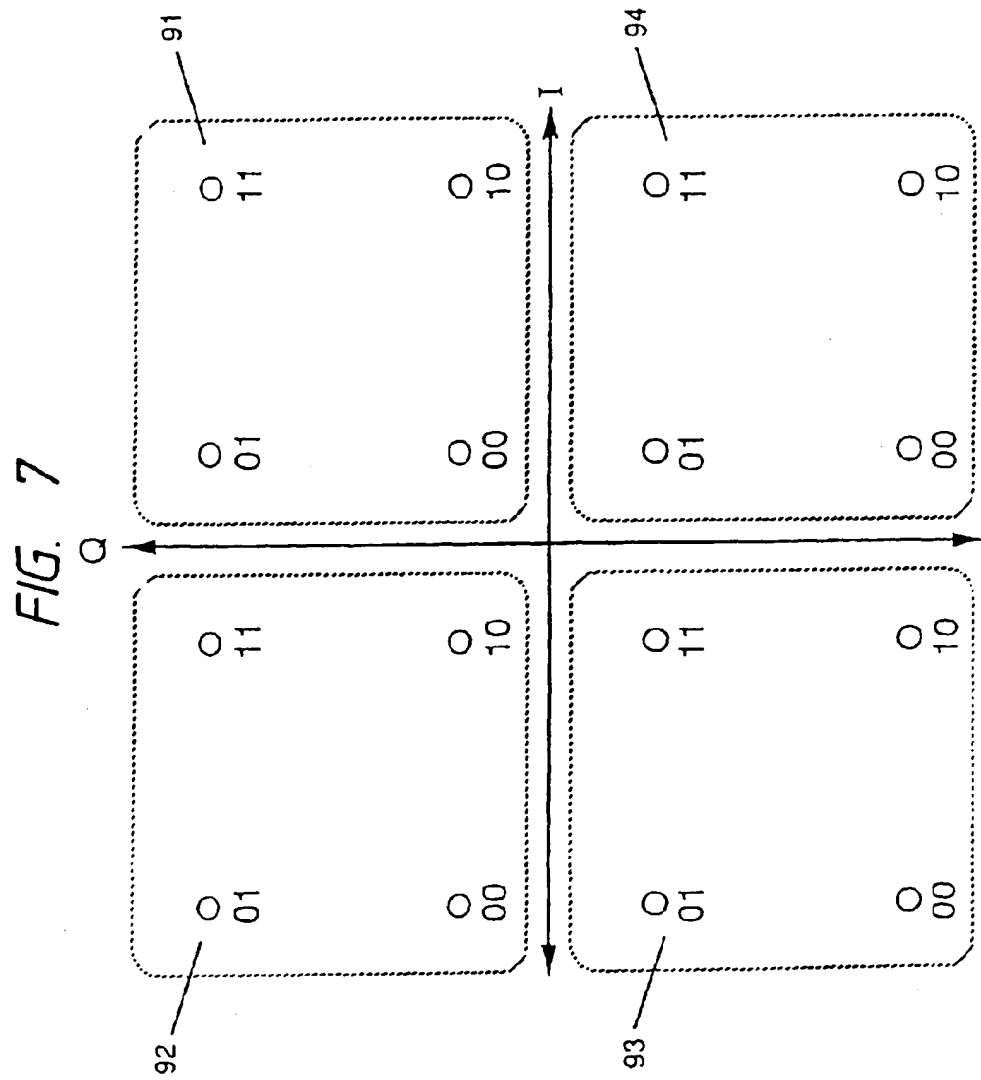












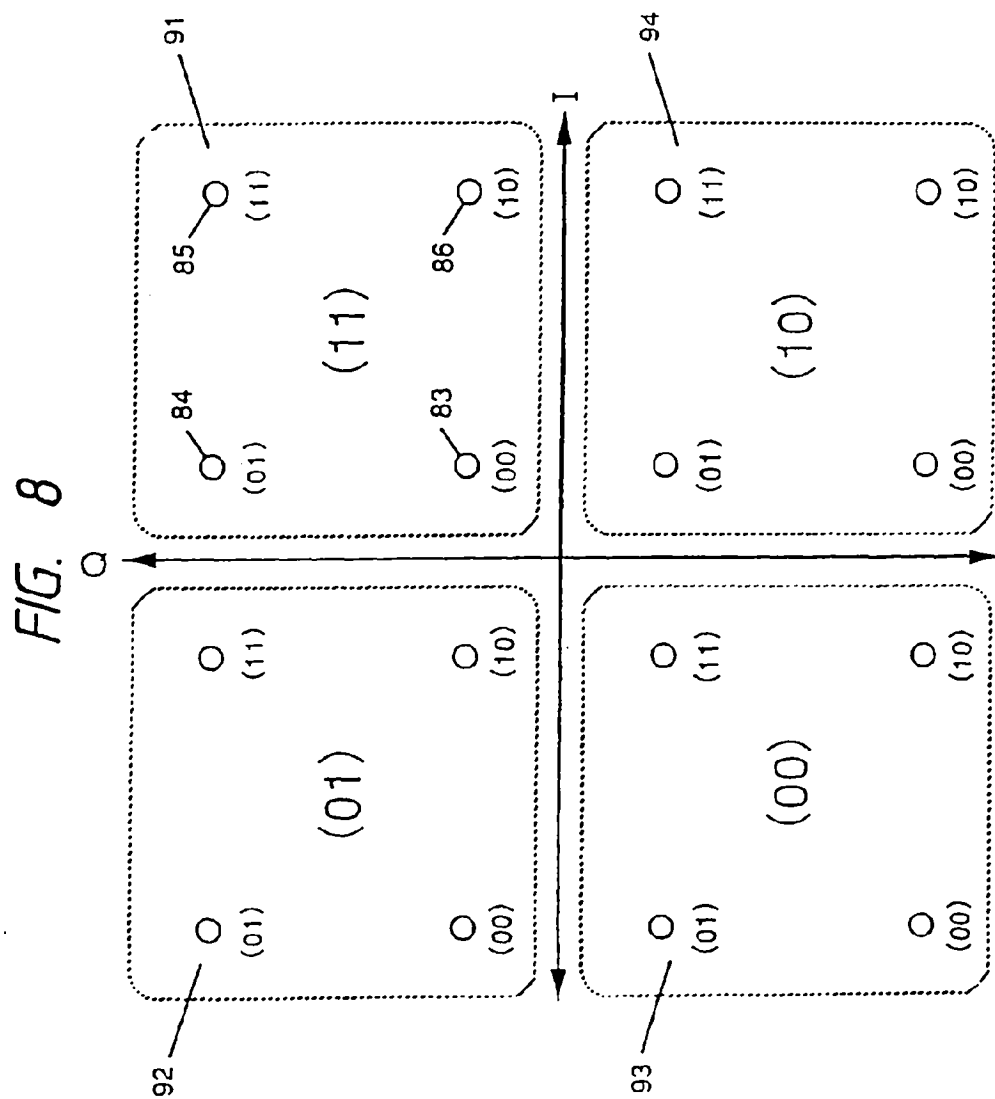


FIG. 9

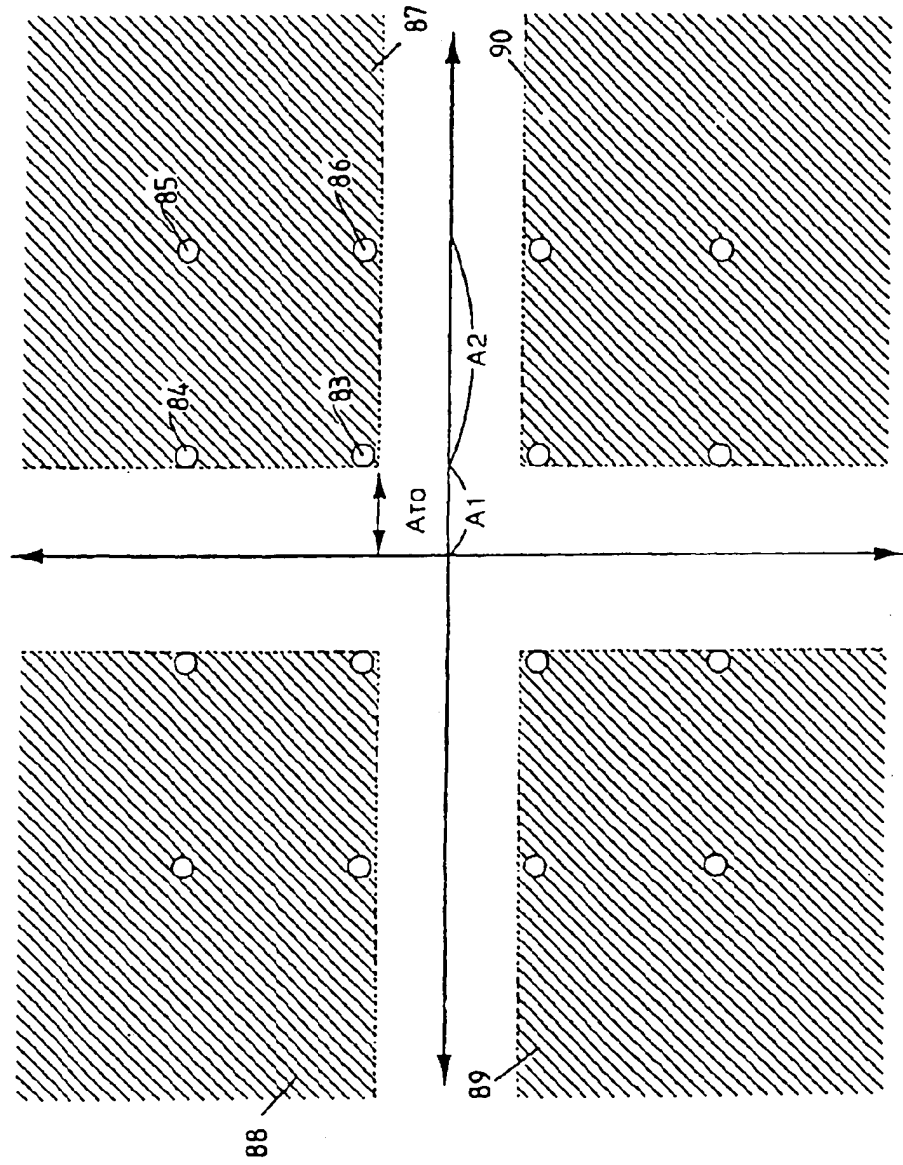
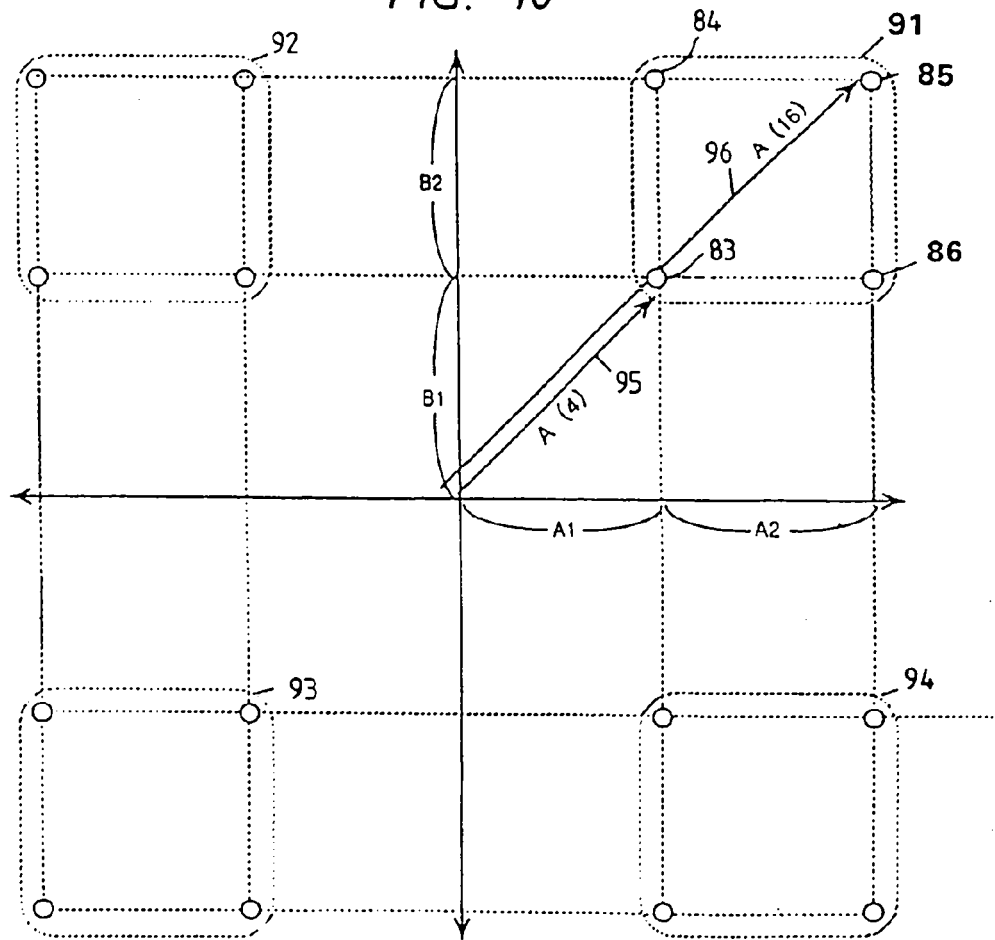


FIG. 10



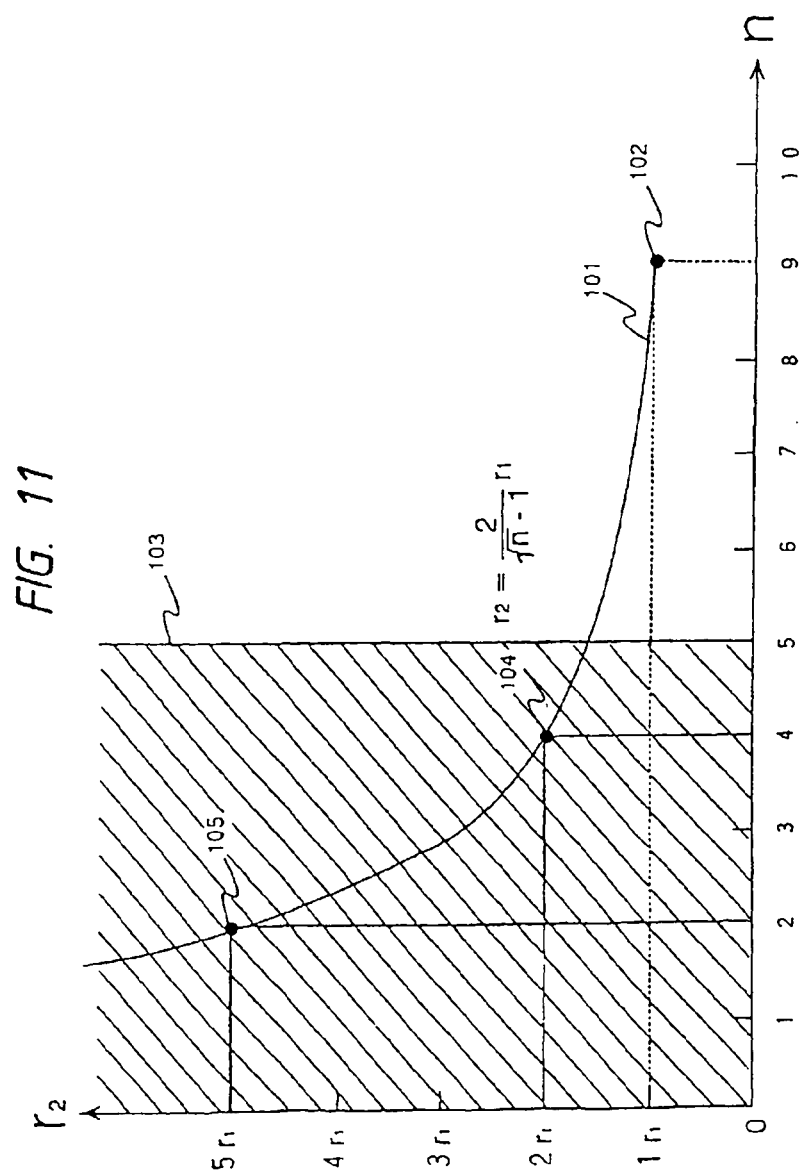


FIG. 12

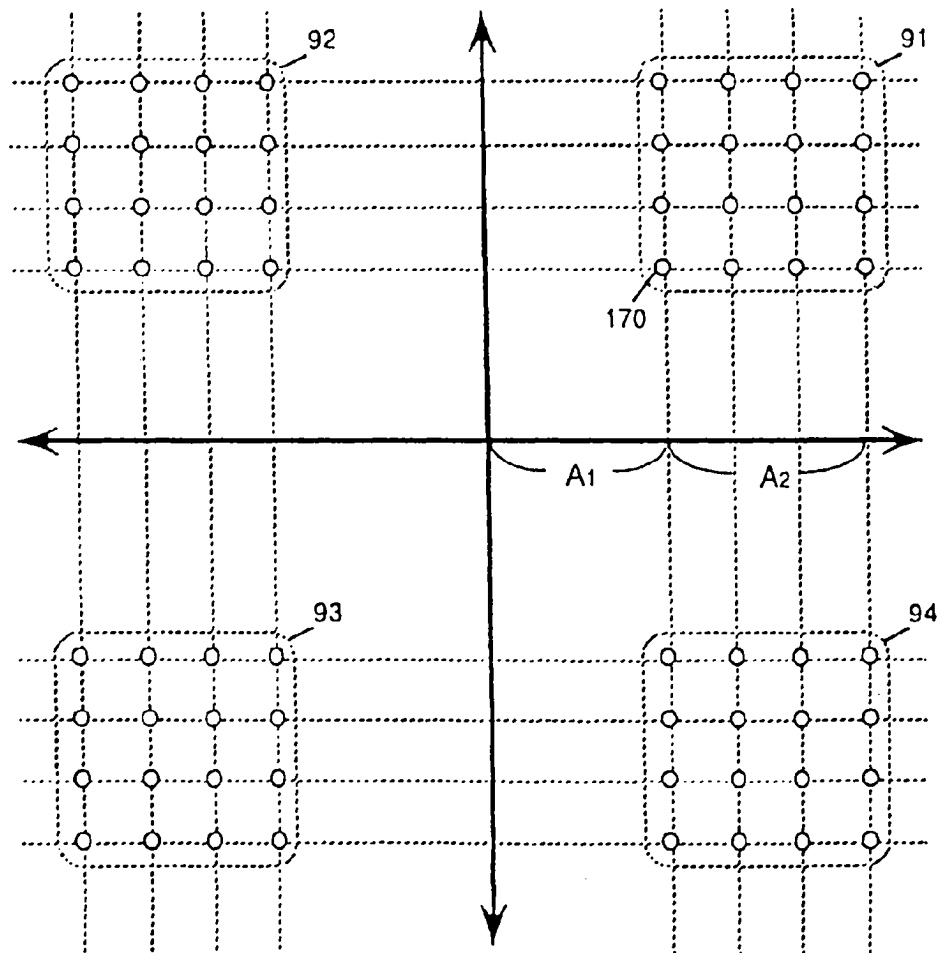
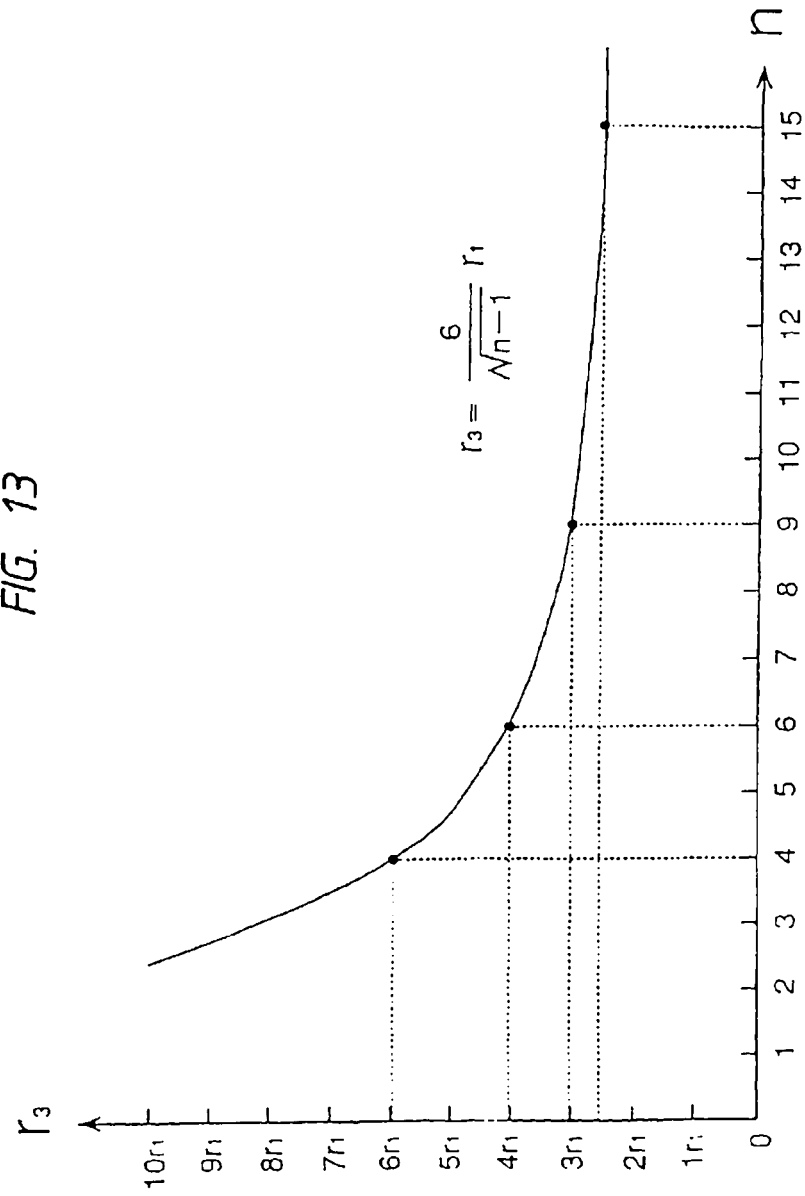
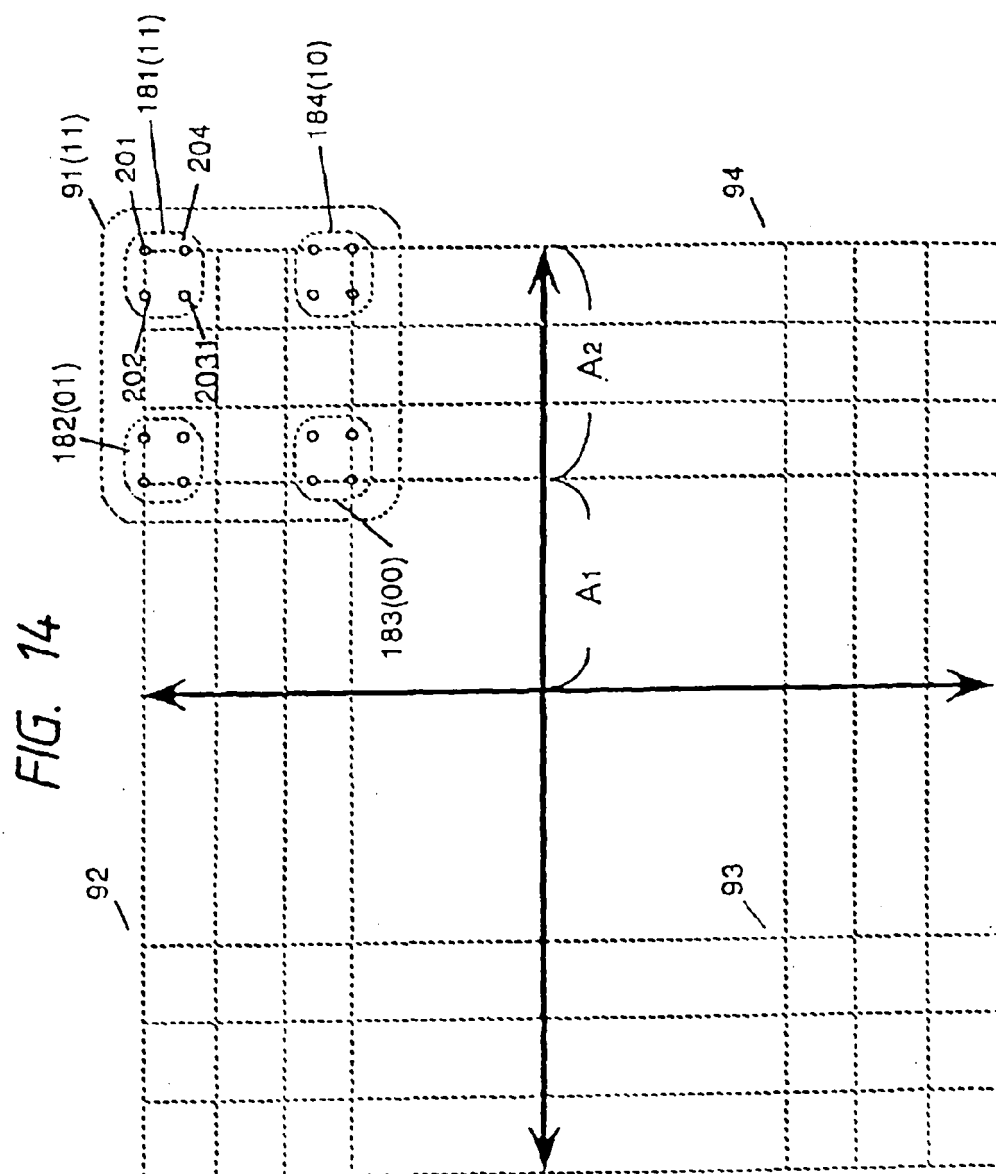


FIG. 13





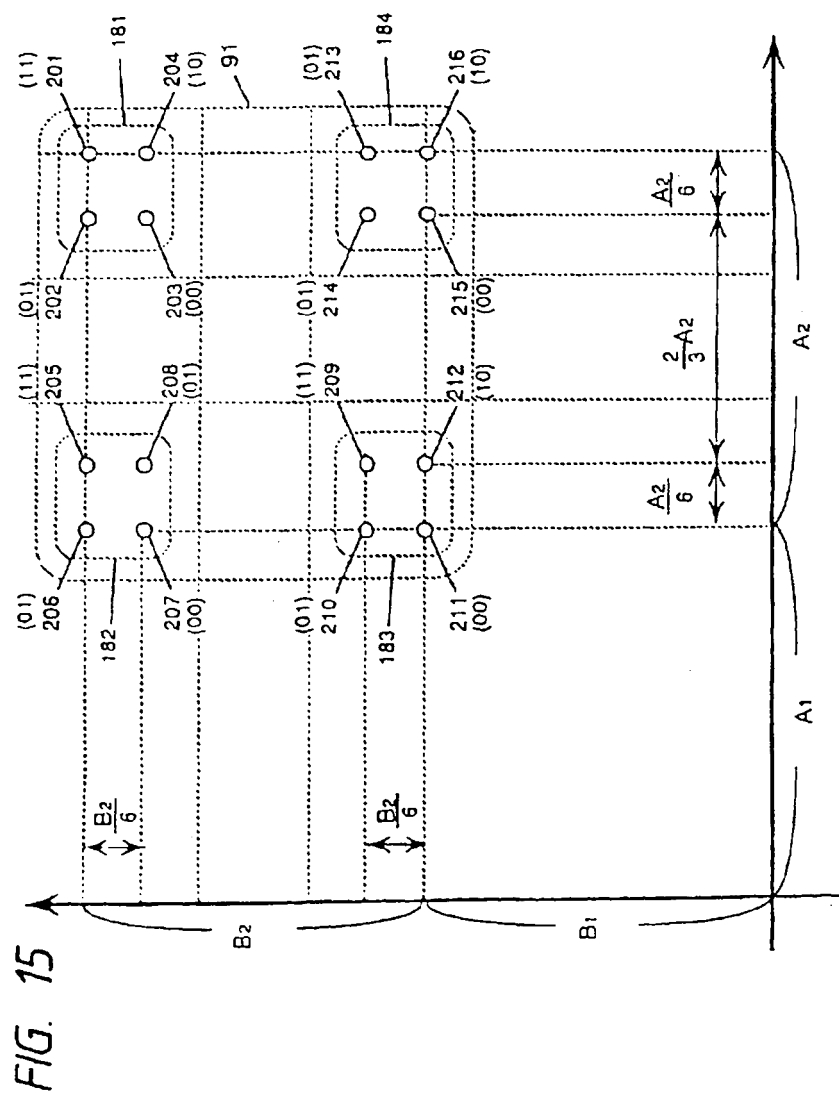


FIG. 16

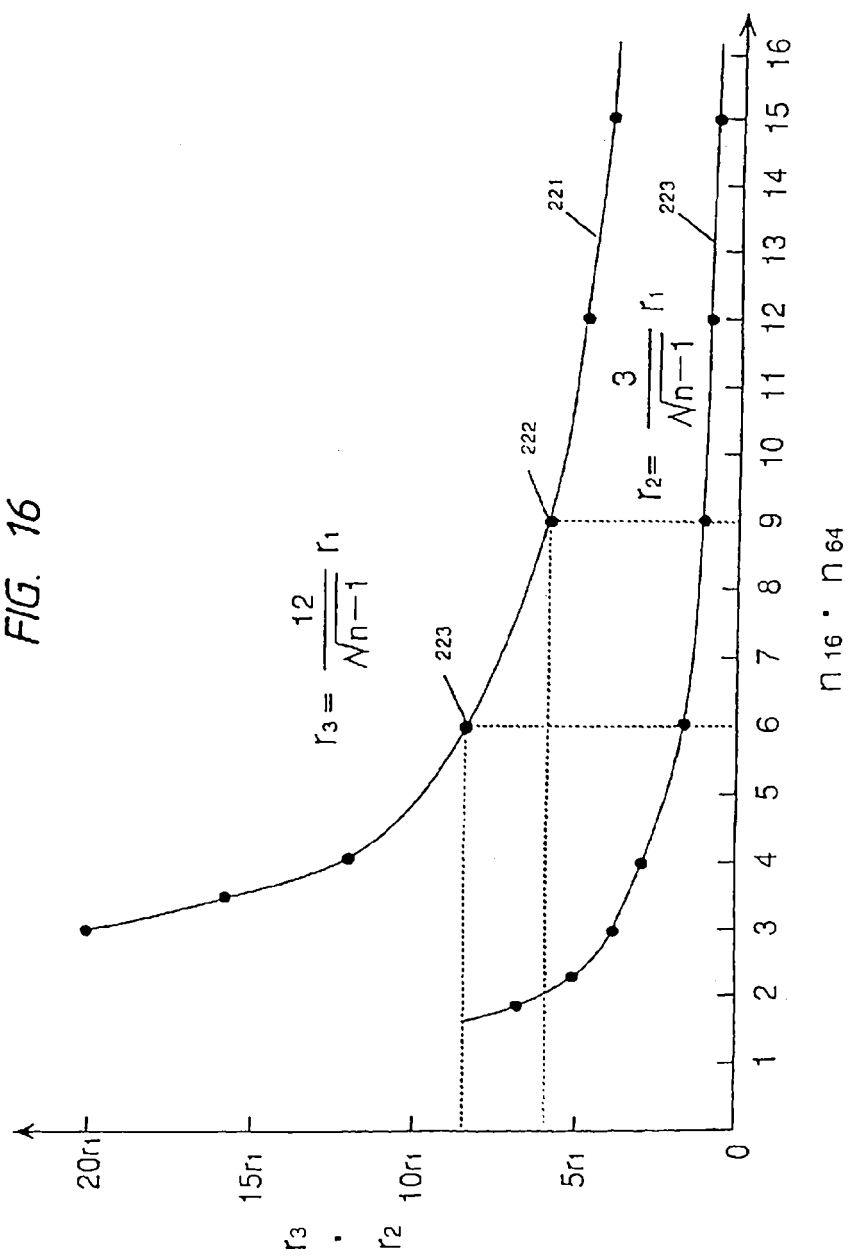


FIG. 17

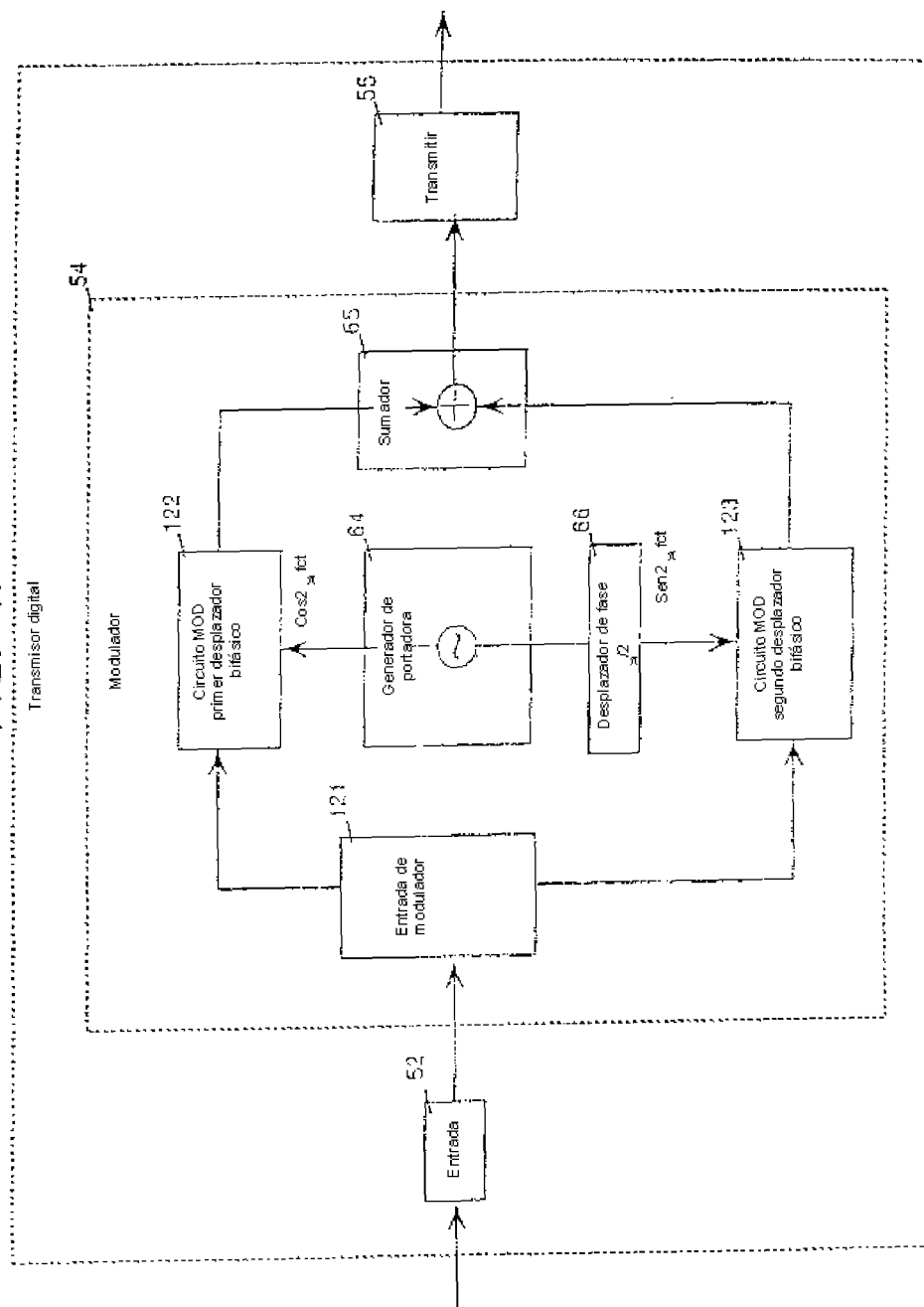


FIG. 18

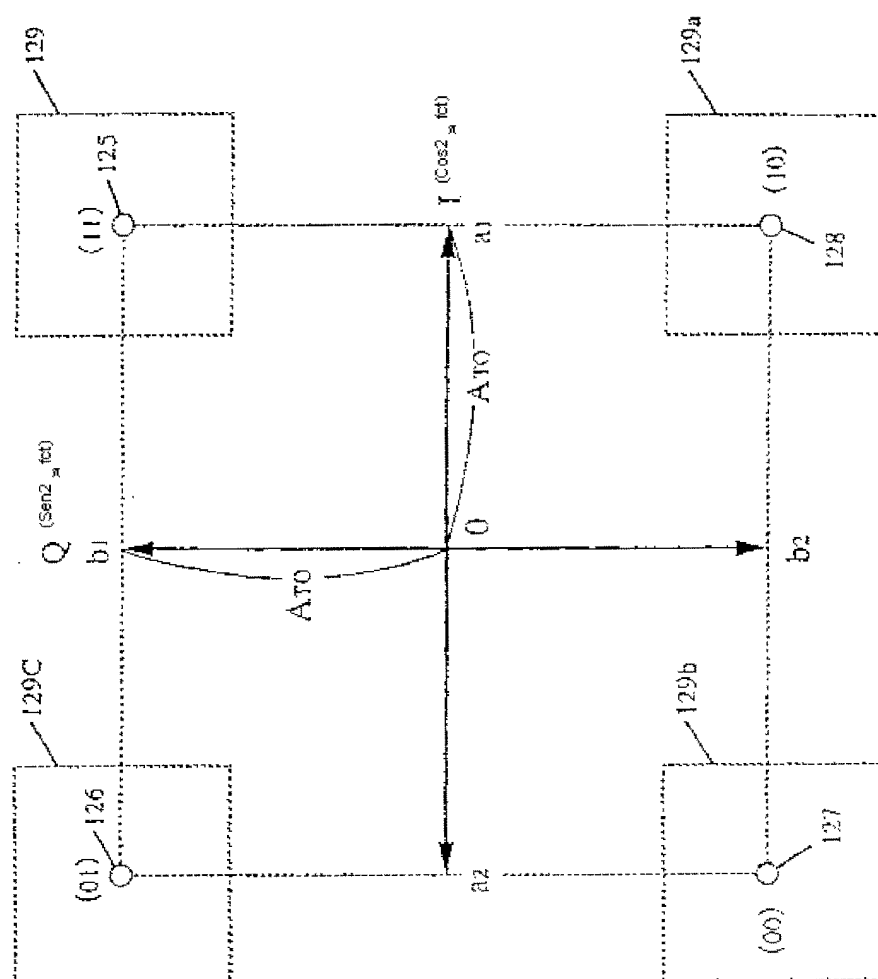


FIG. 19

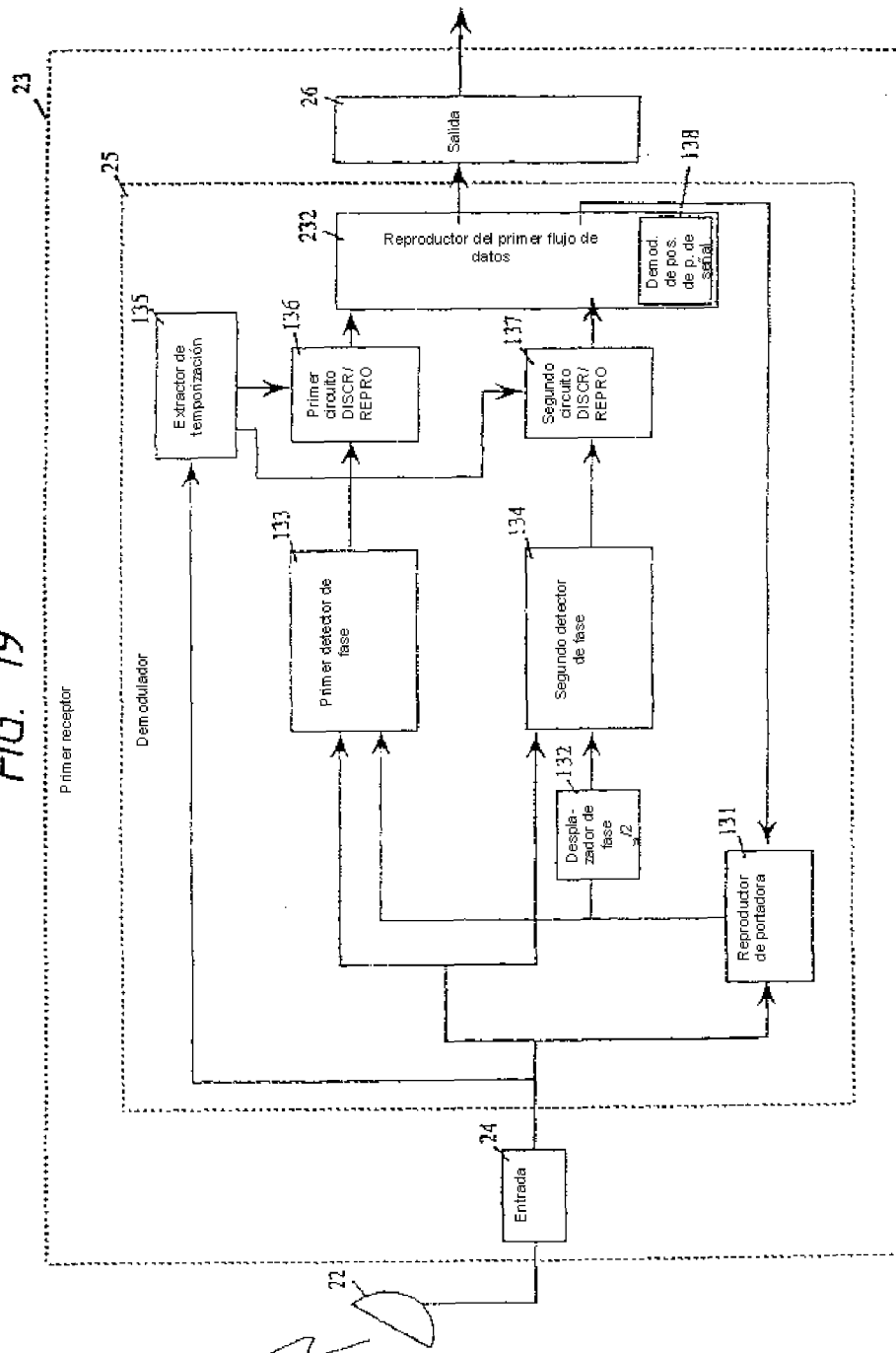


FIG. 20

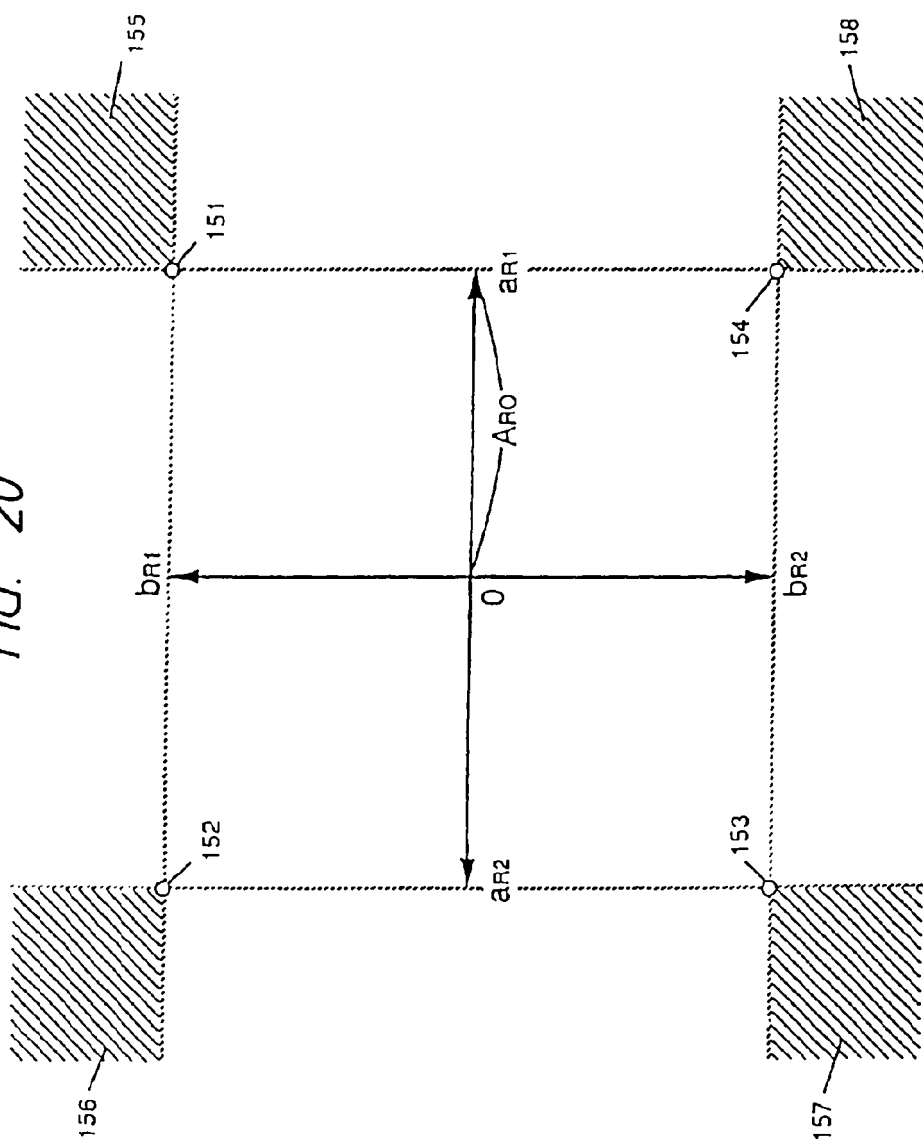


FIG. 21

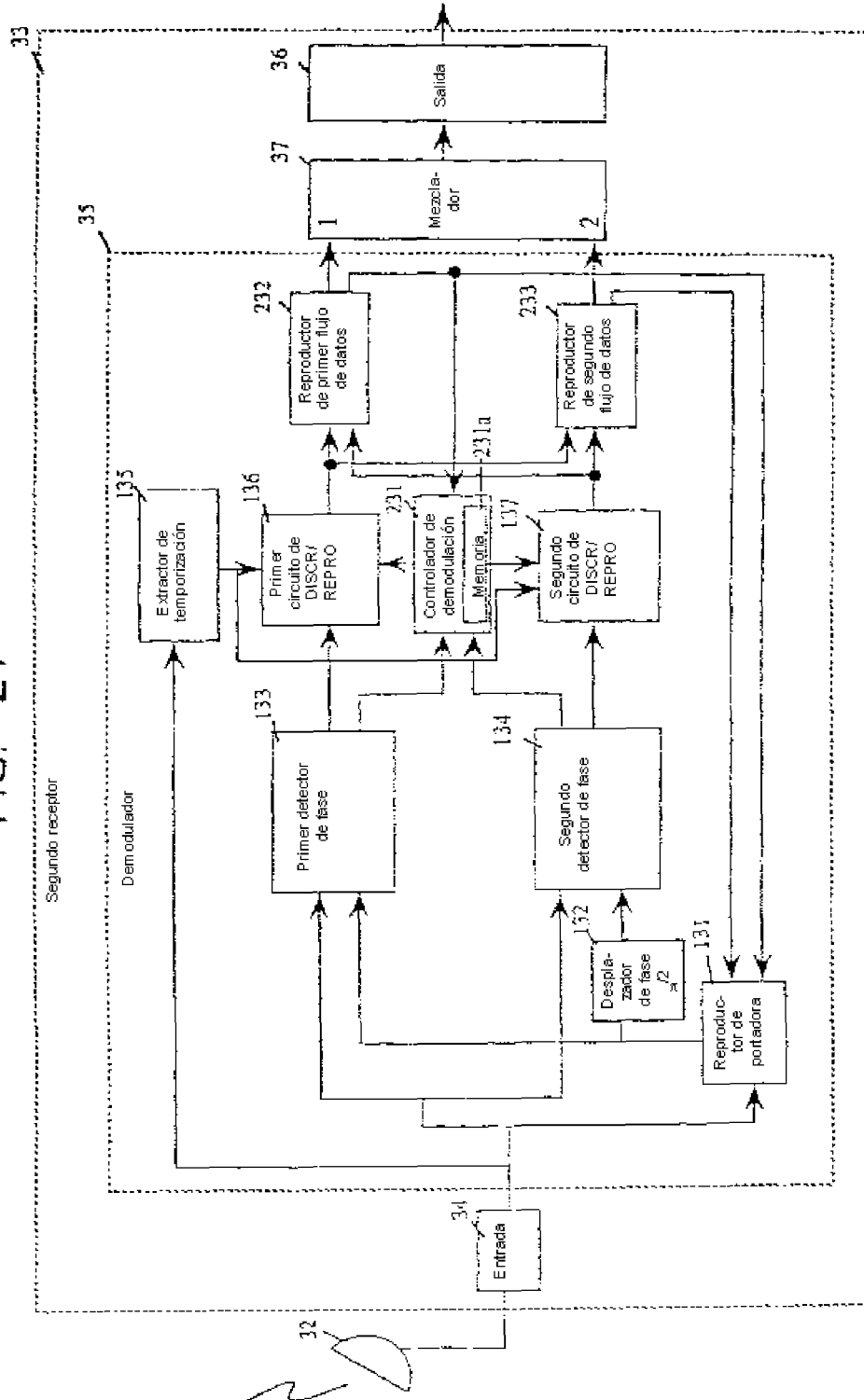
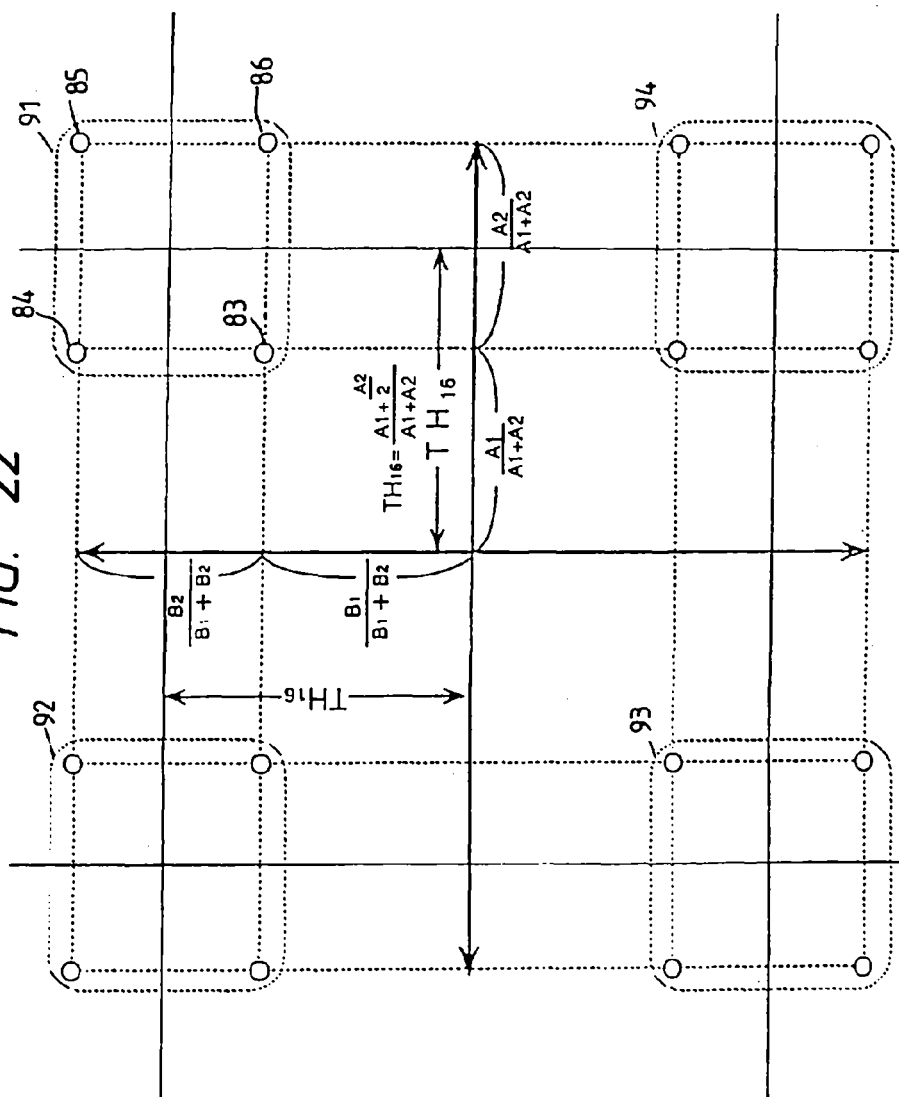


FIG. 22



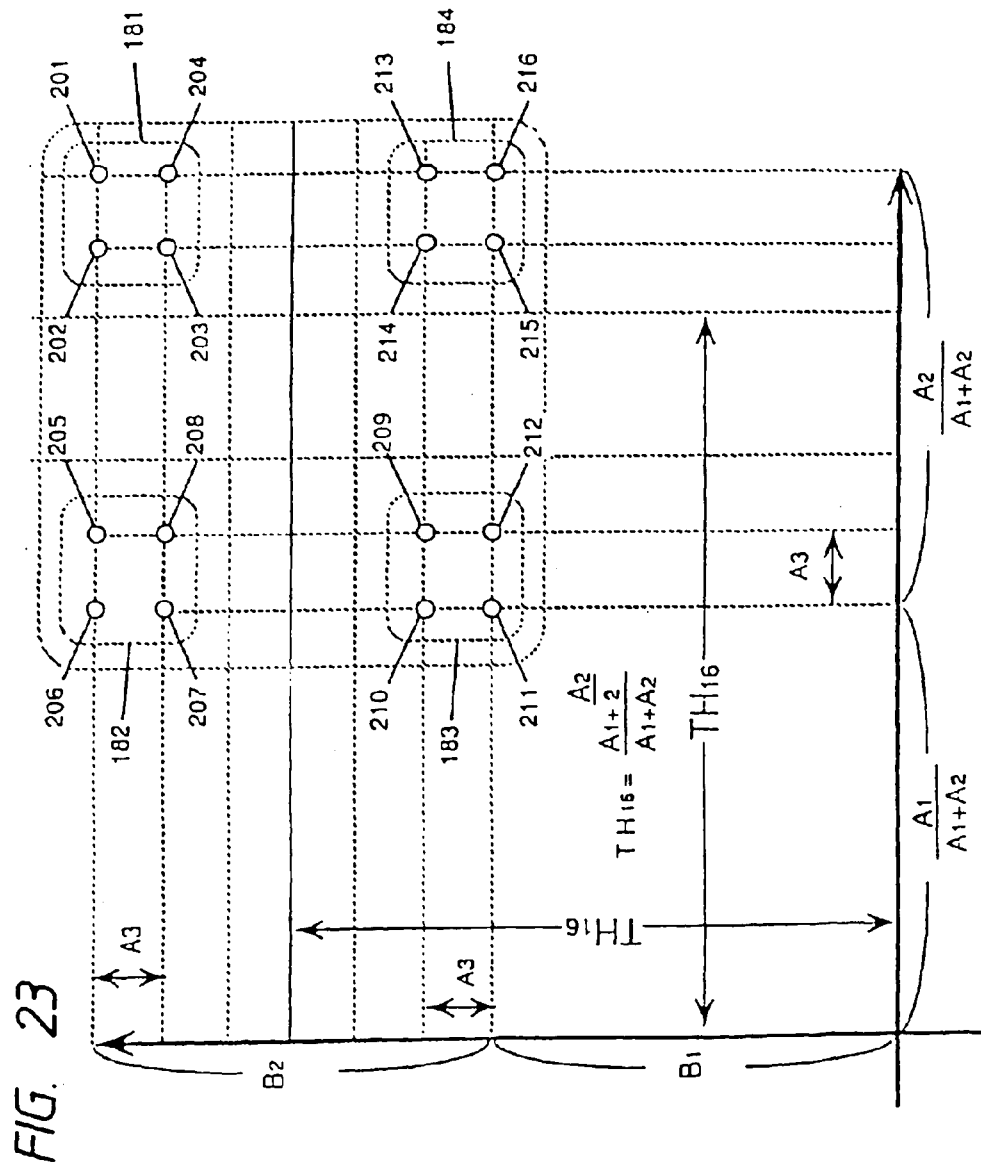


FIG. 24

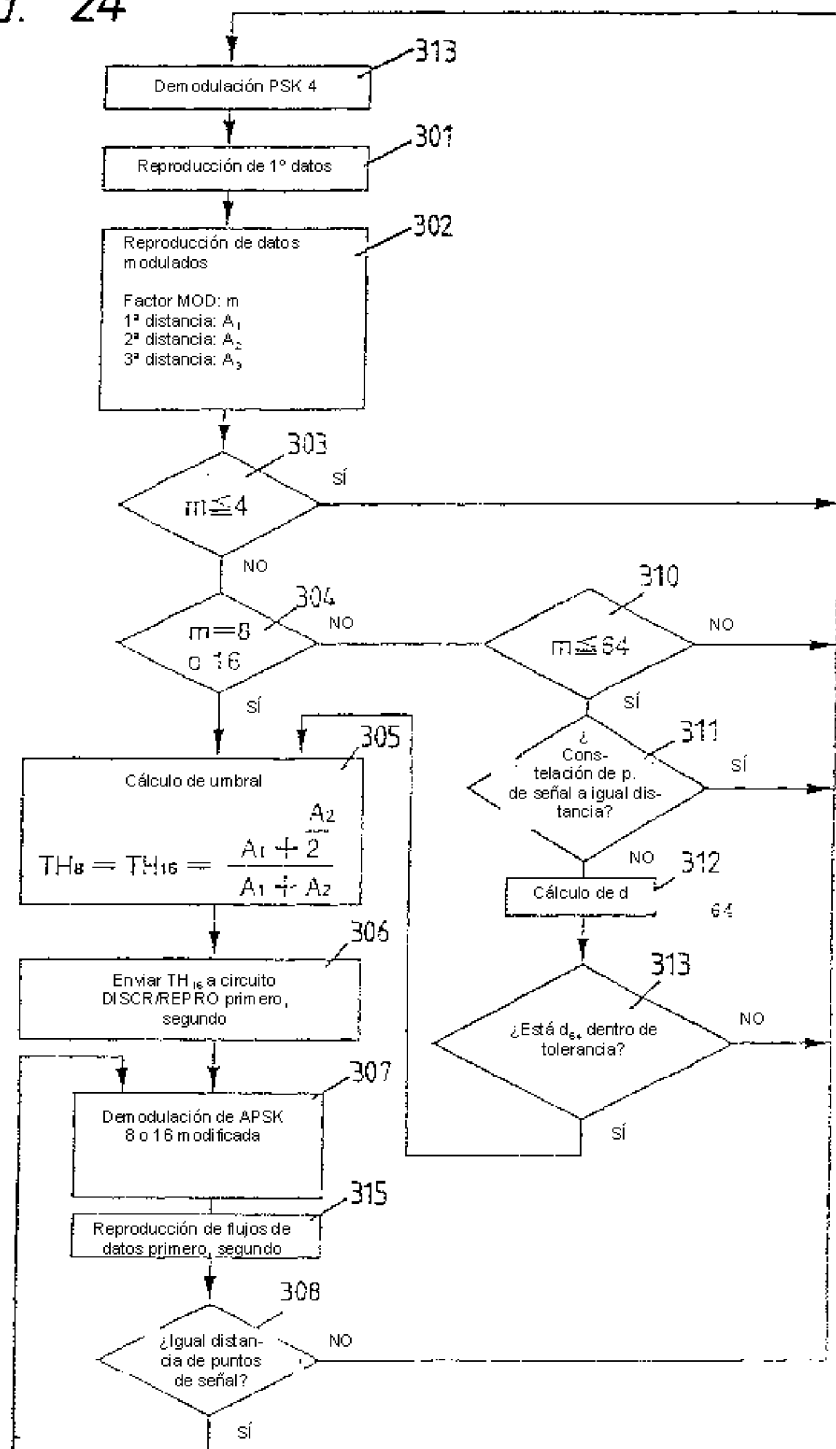


FIG. 25

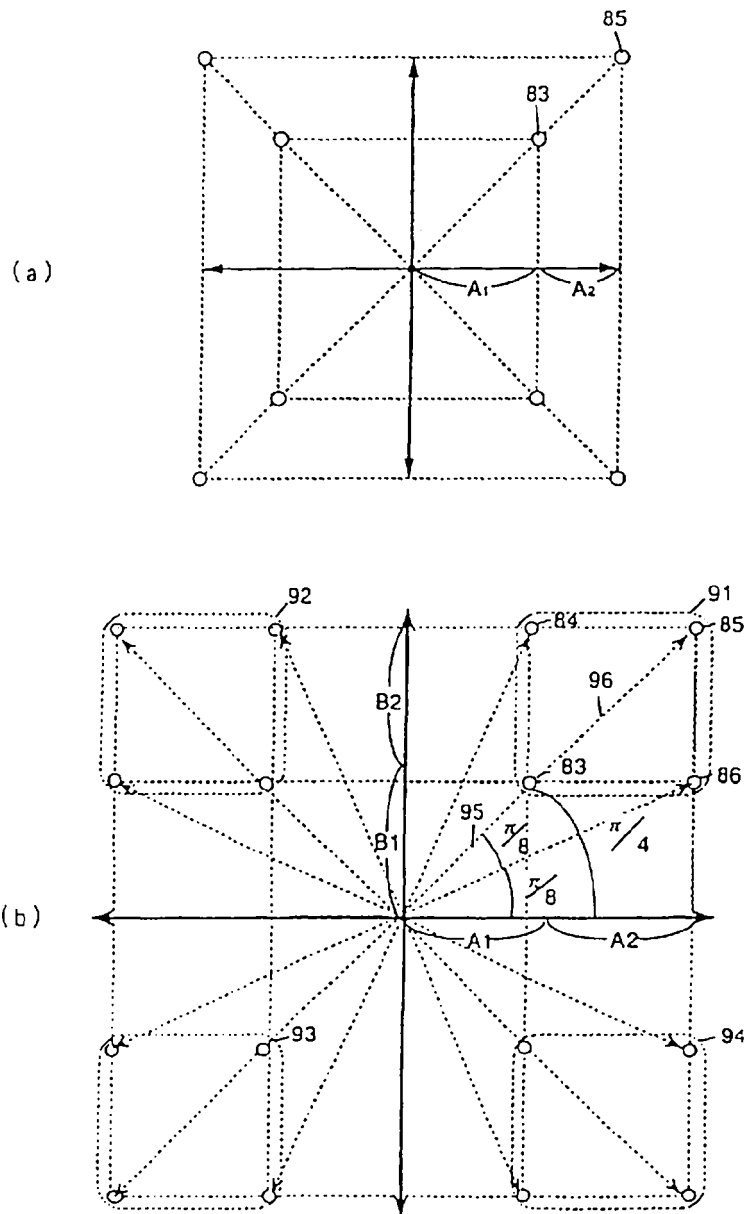
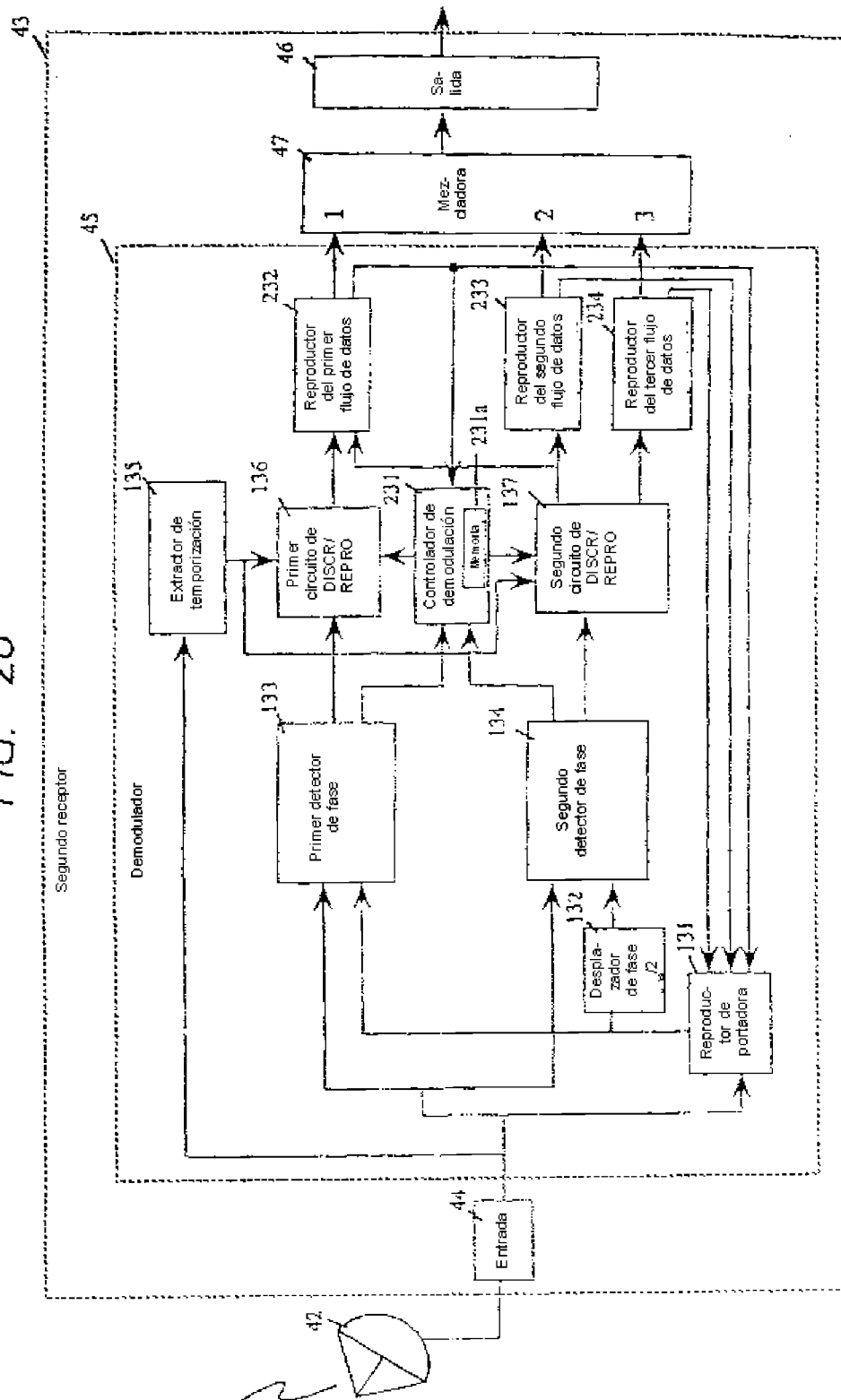


FIG. 26



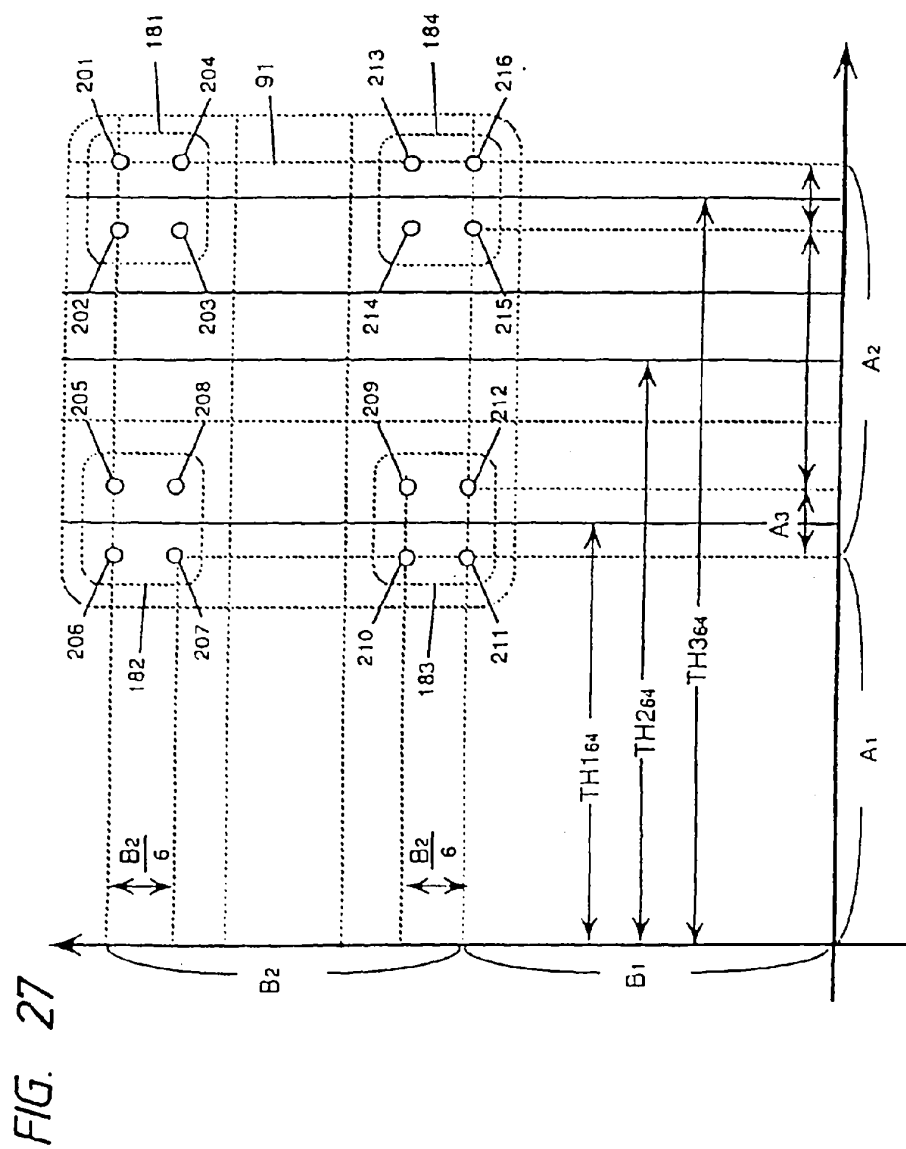


FIG. 28

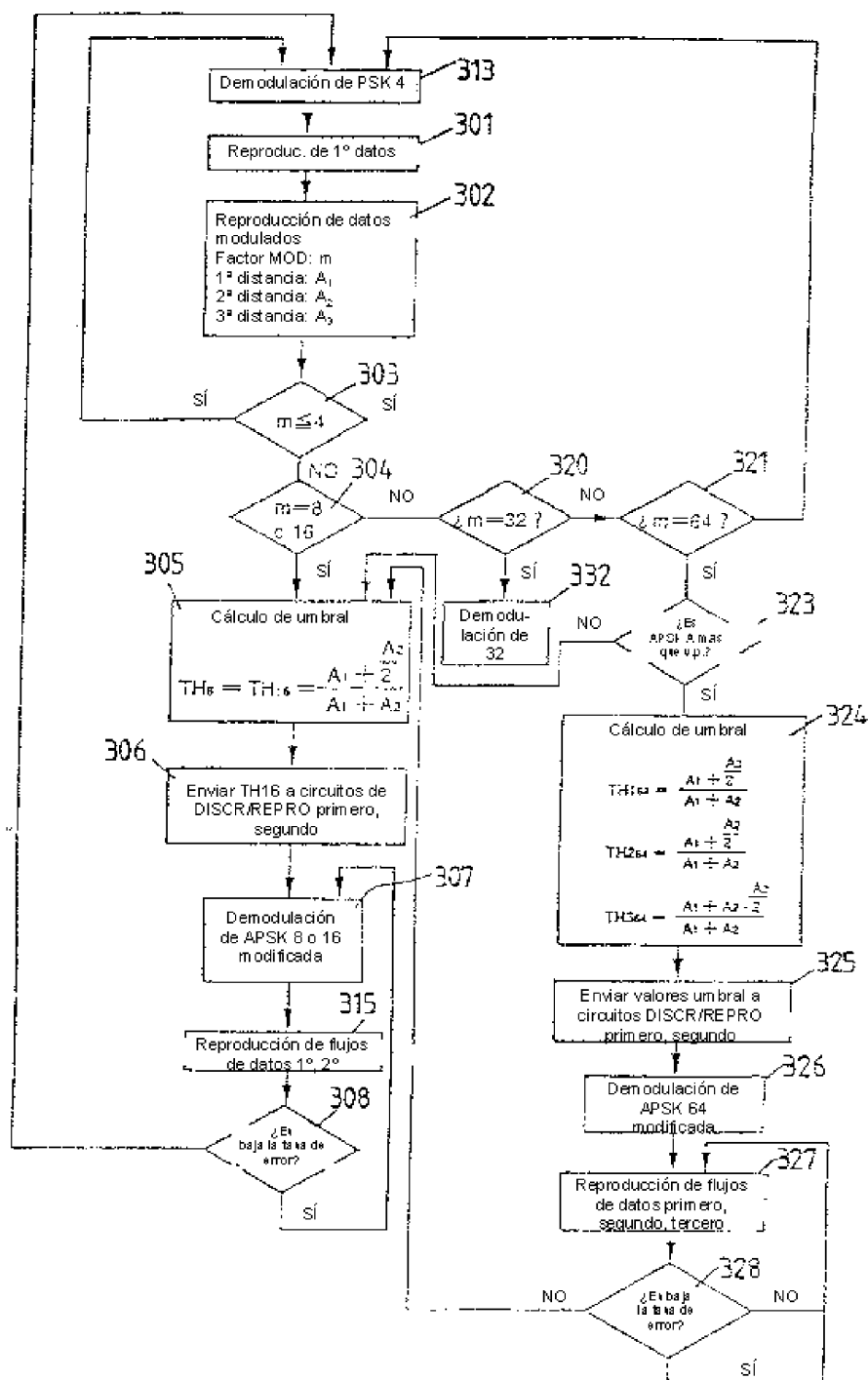


FIG. 29

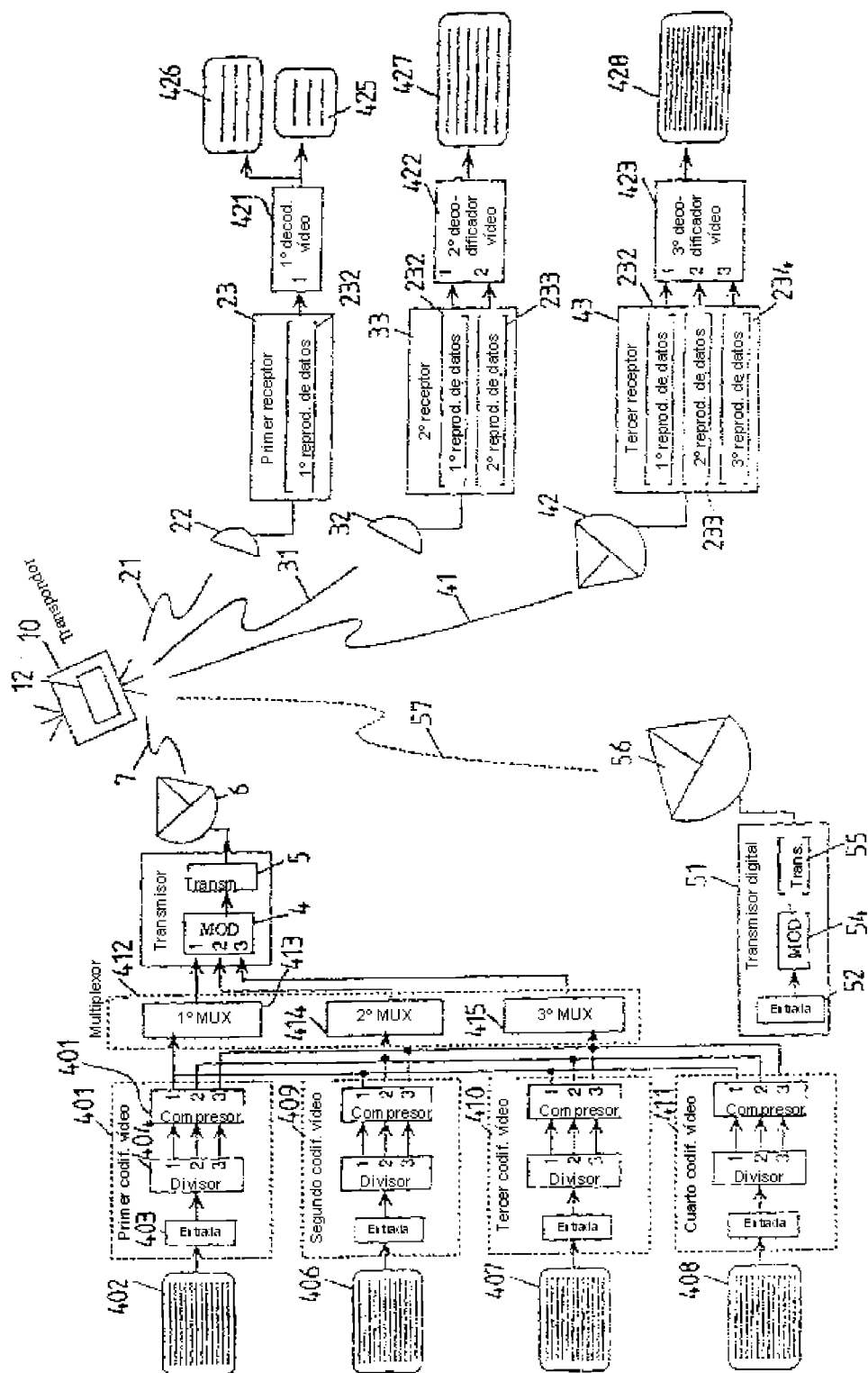


FIG. 30

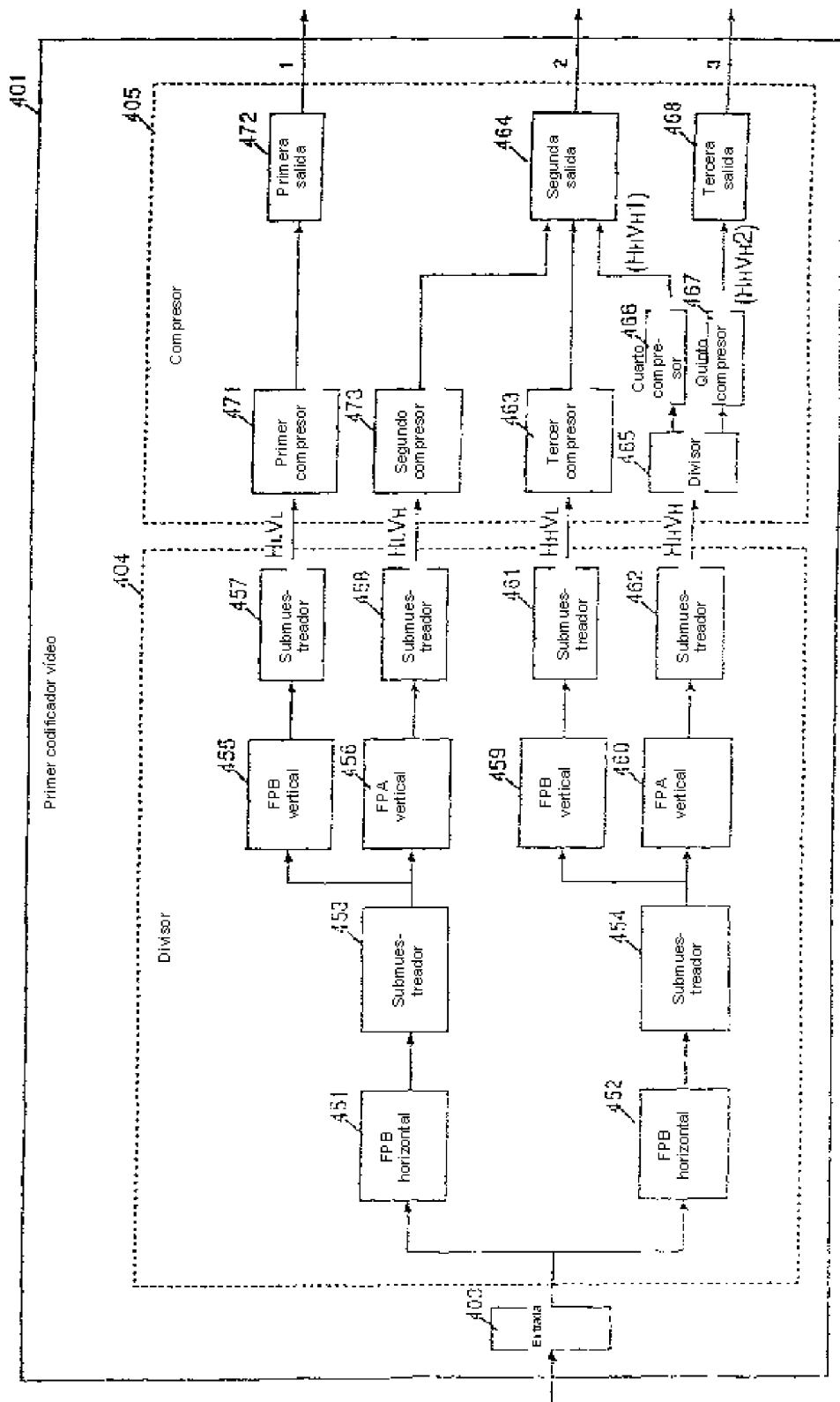


FIG. 31

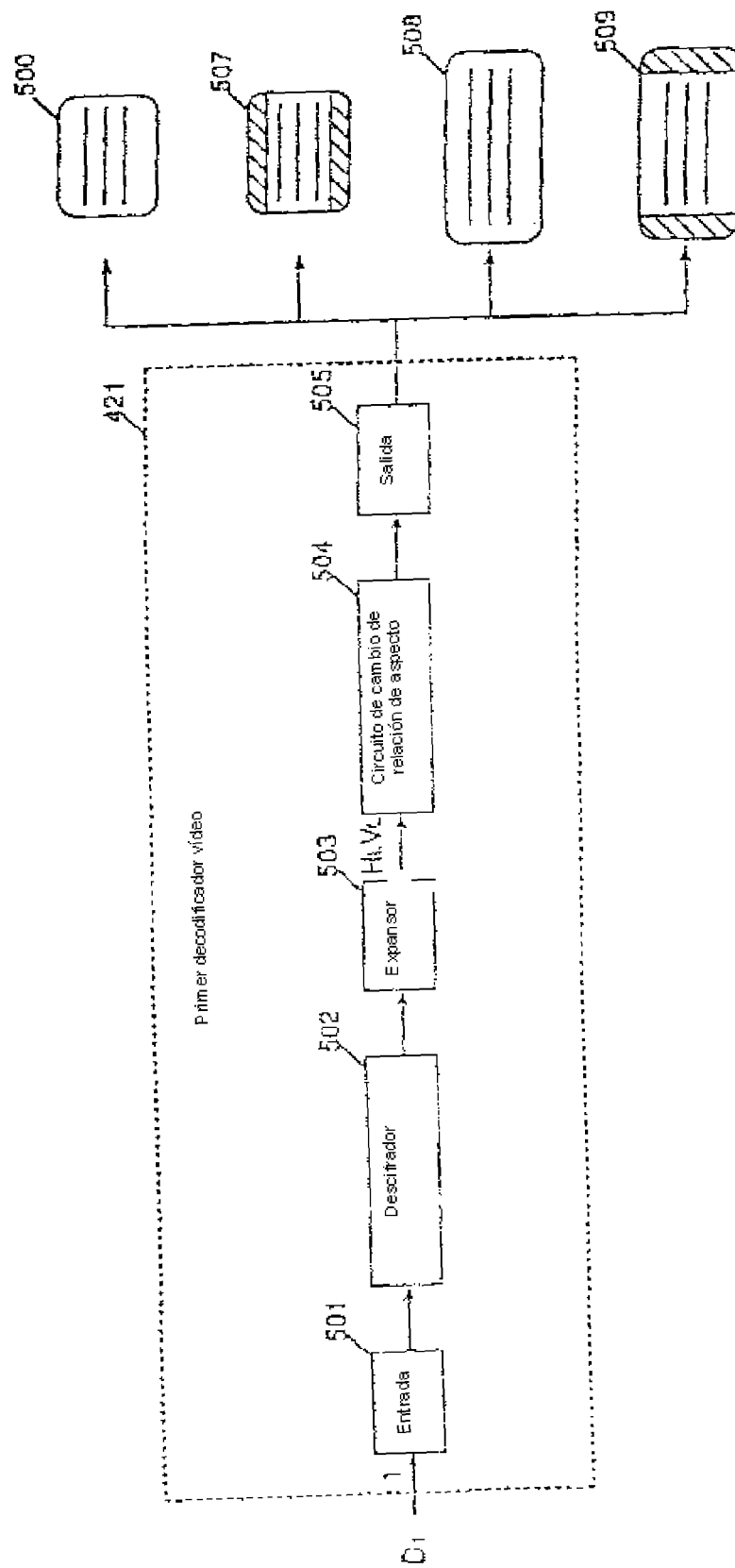


FIG. 32

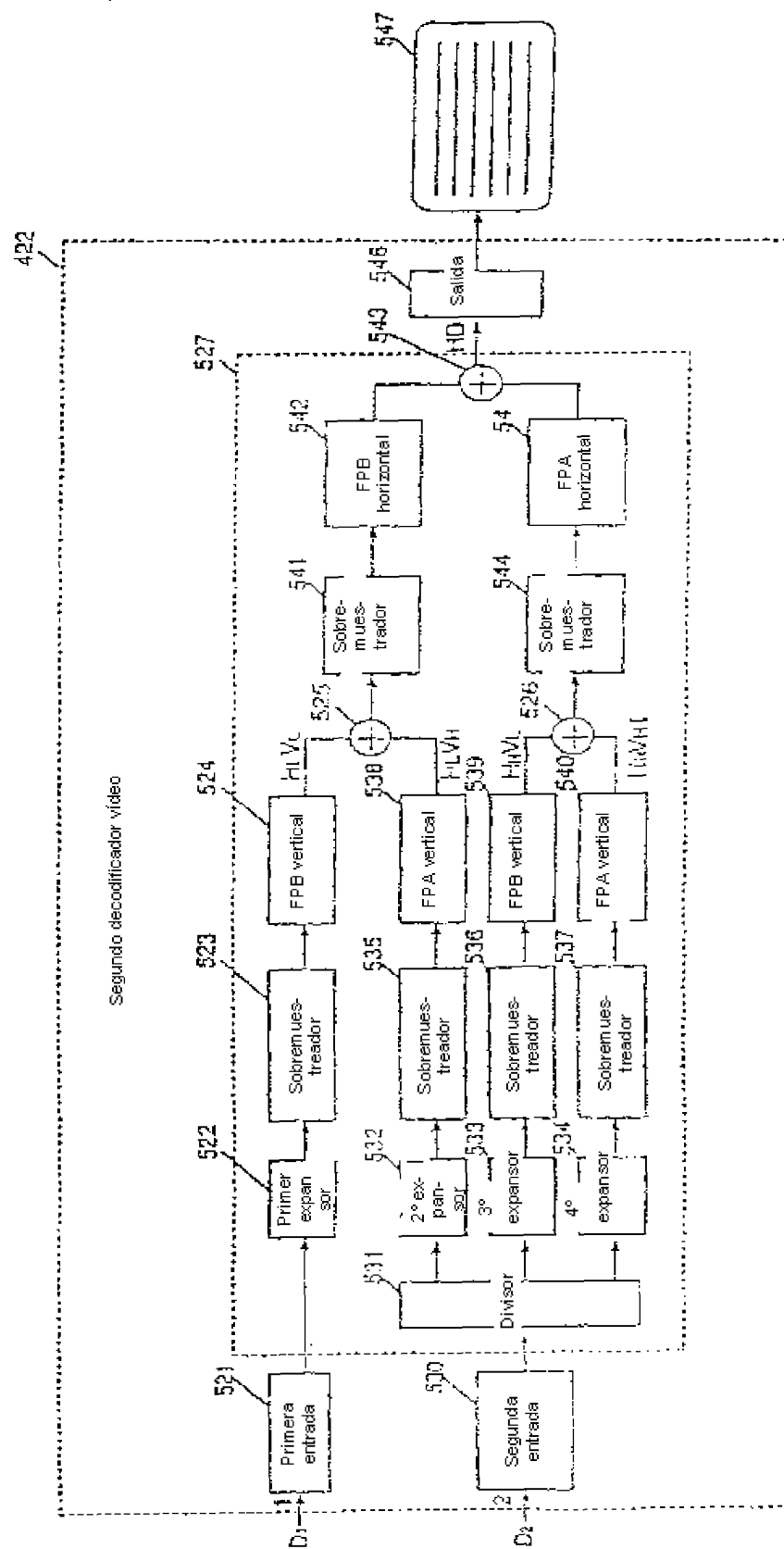


FIG. 33

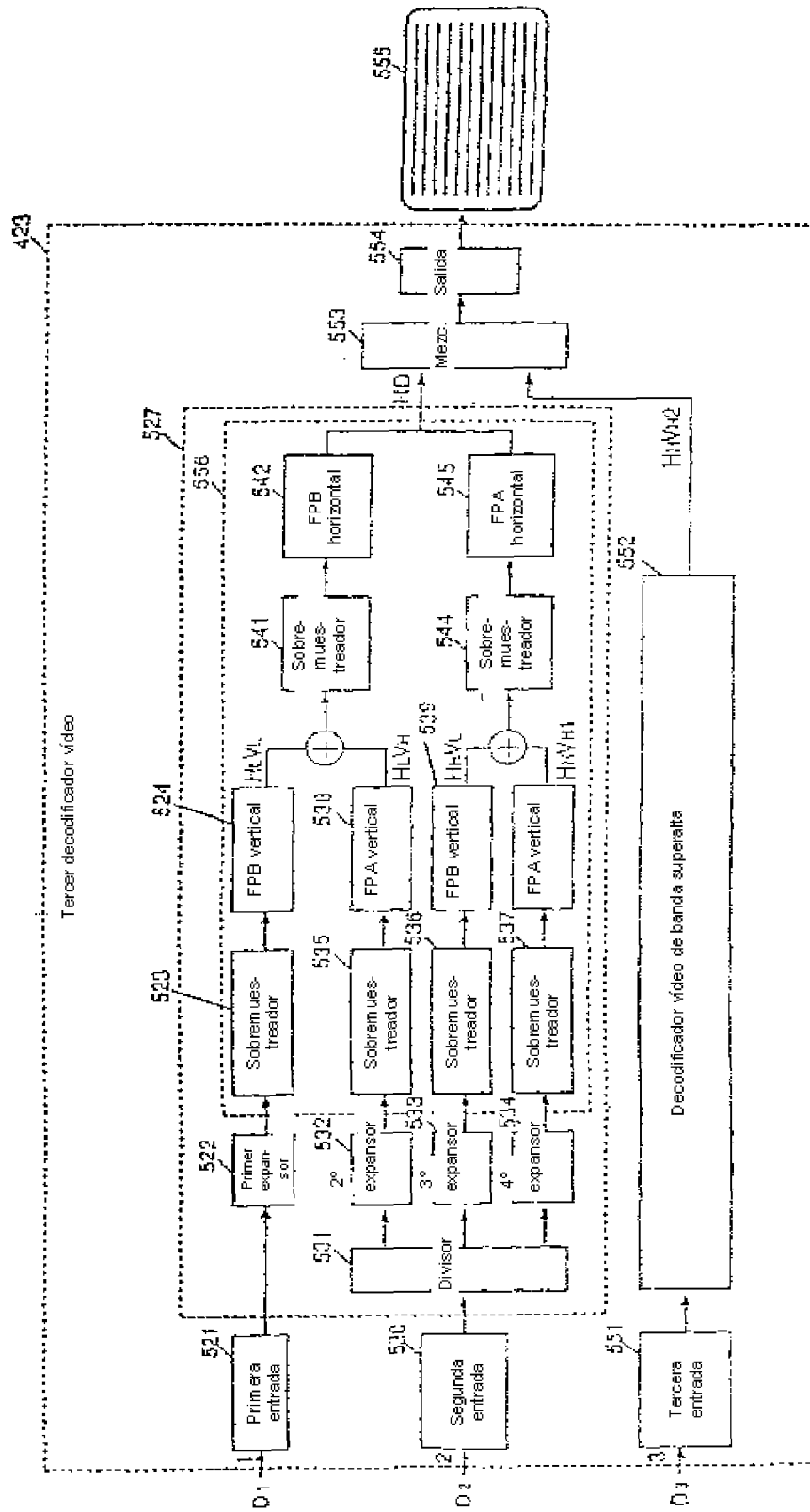


FIG. 34

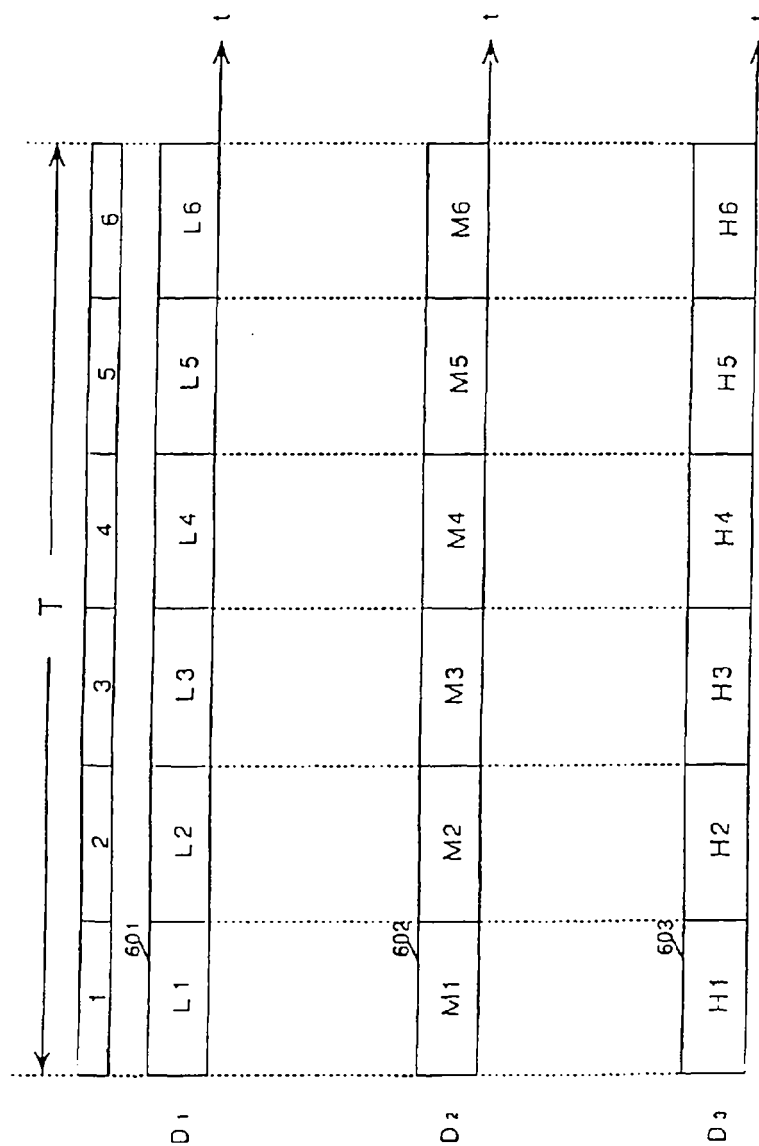


FIG. 35

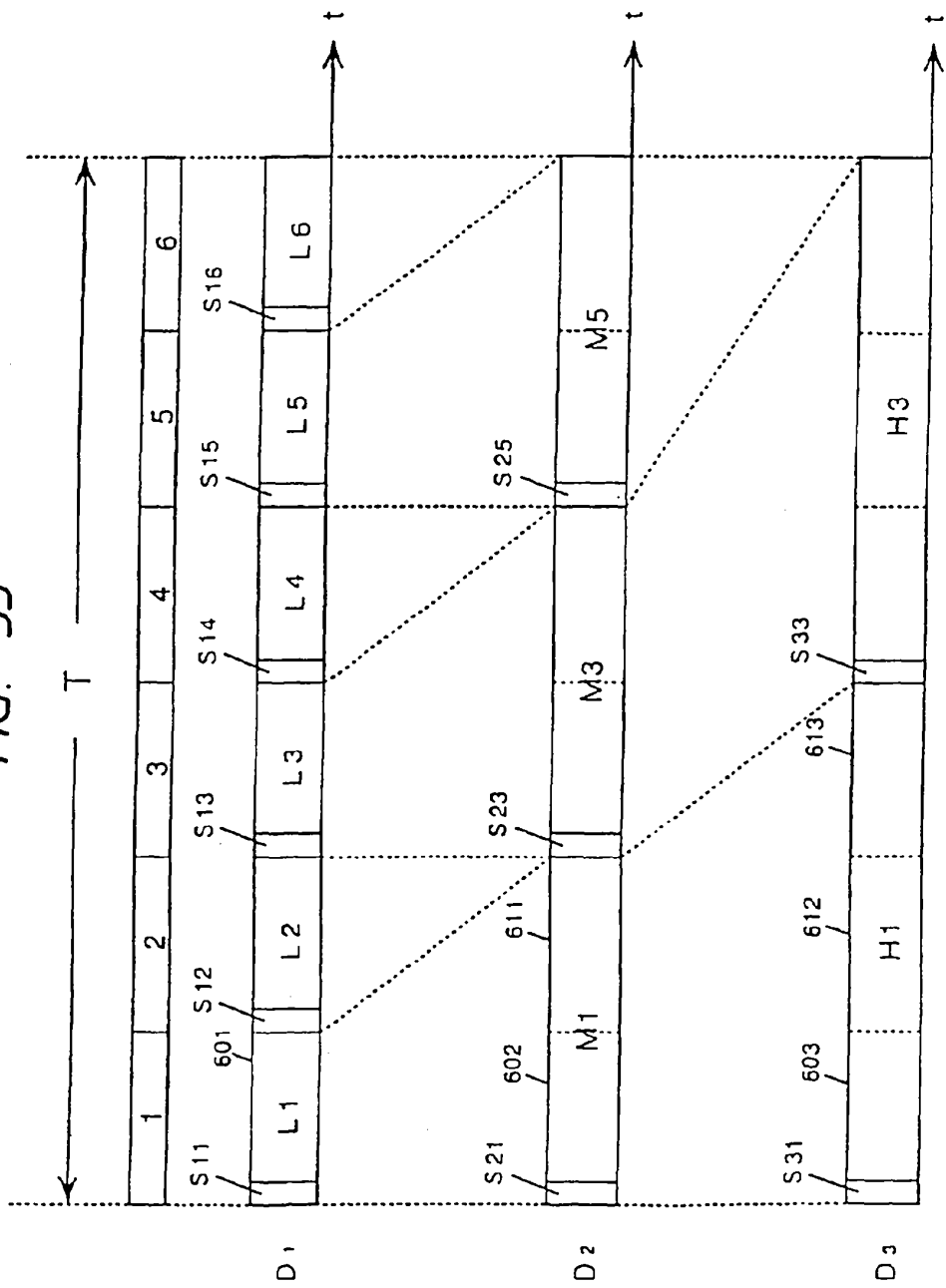


FIG. 36

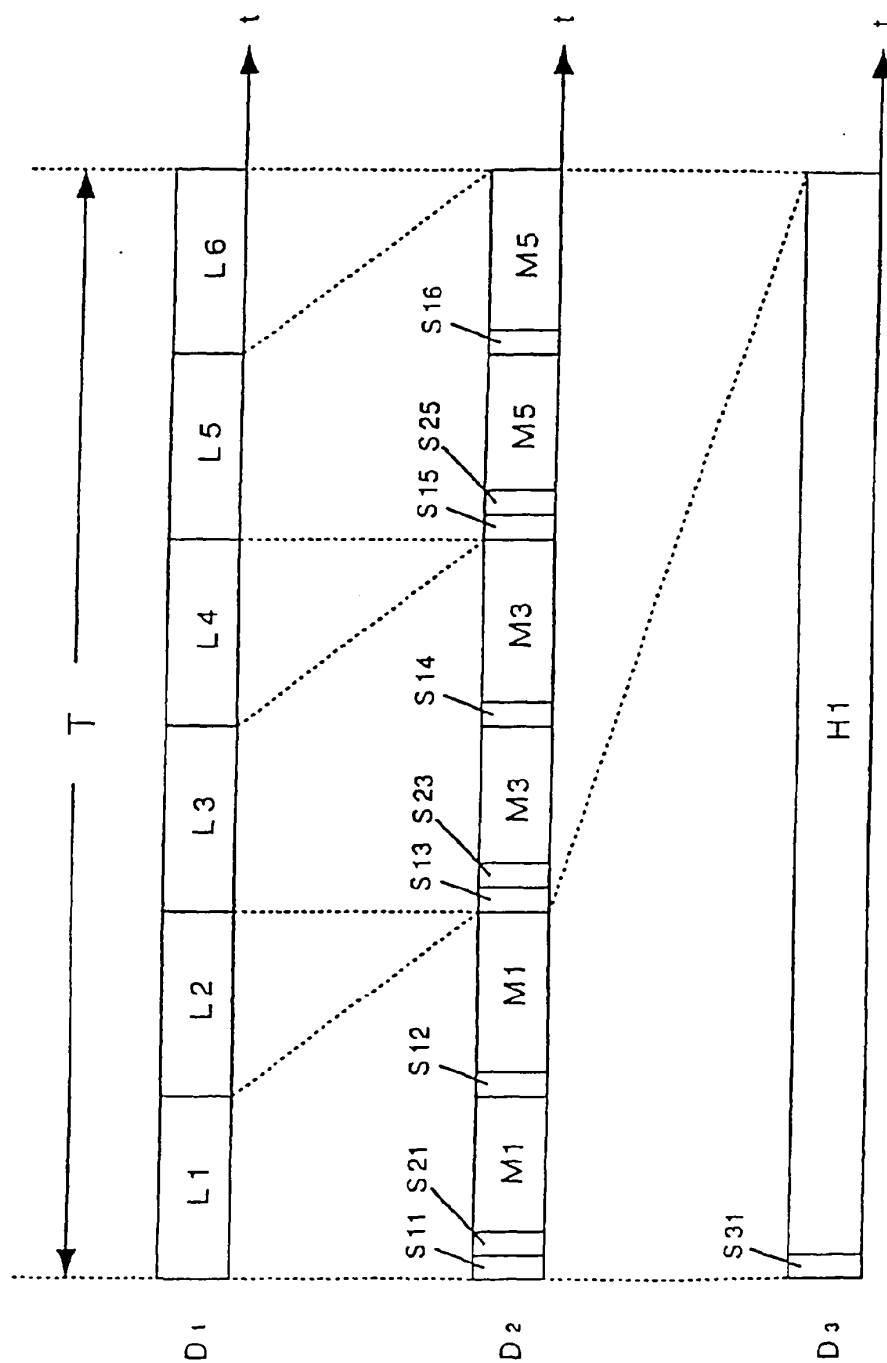
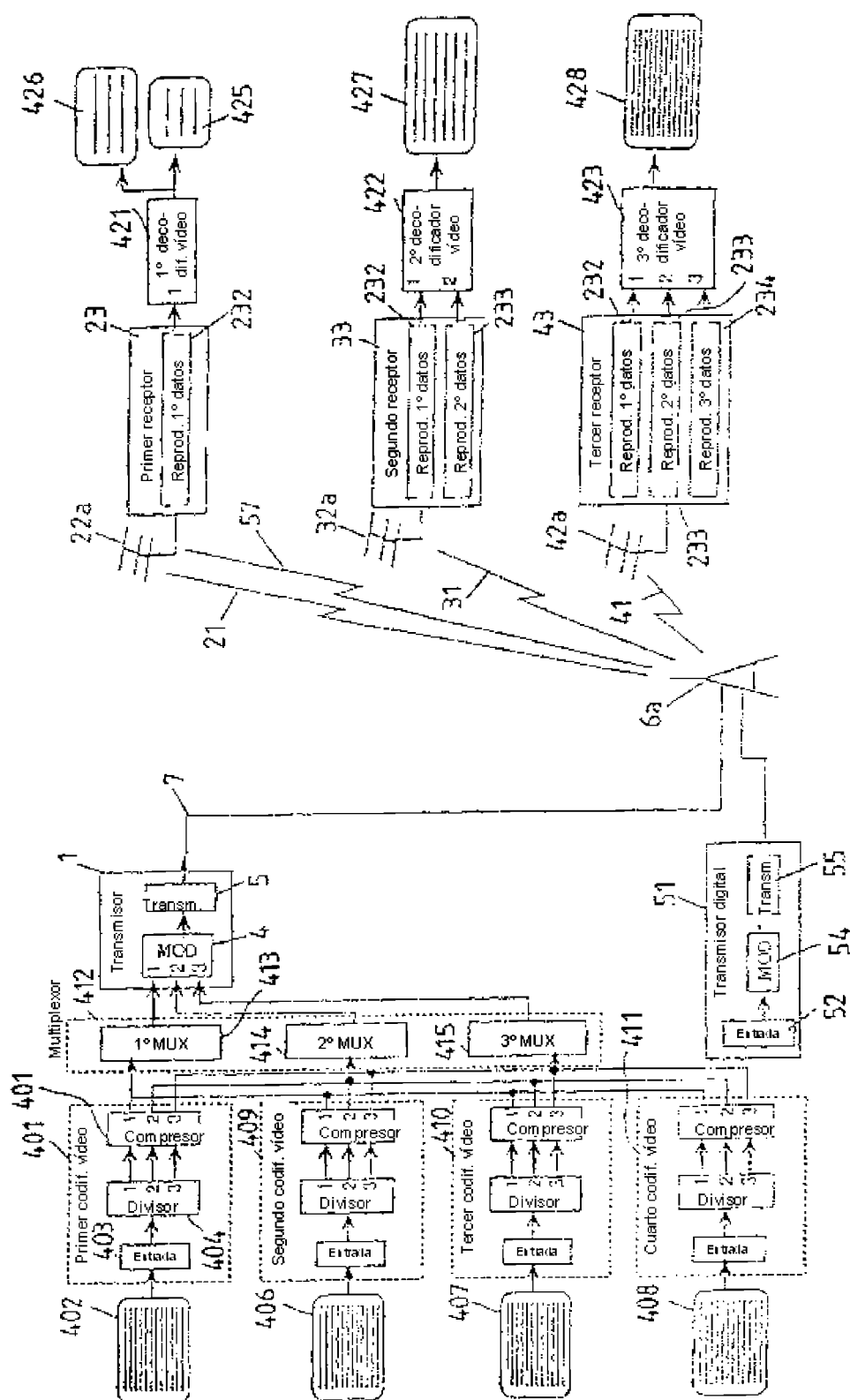
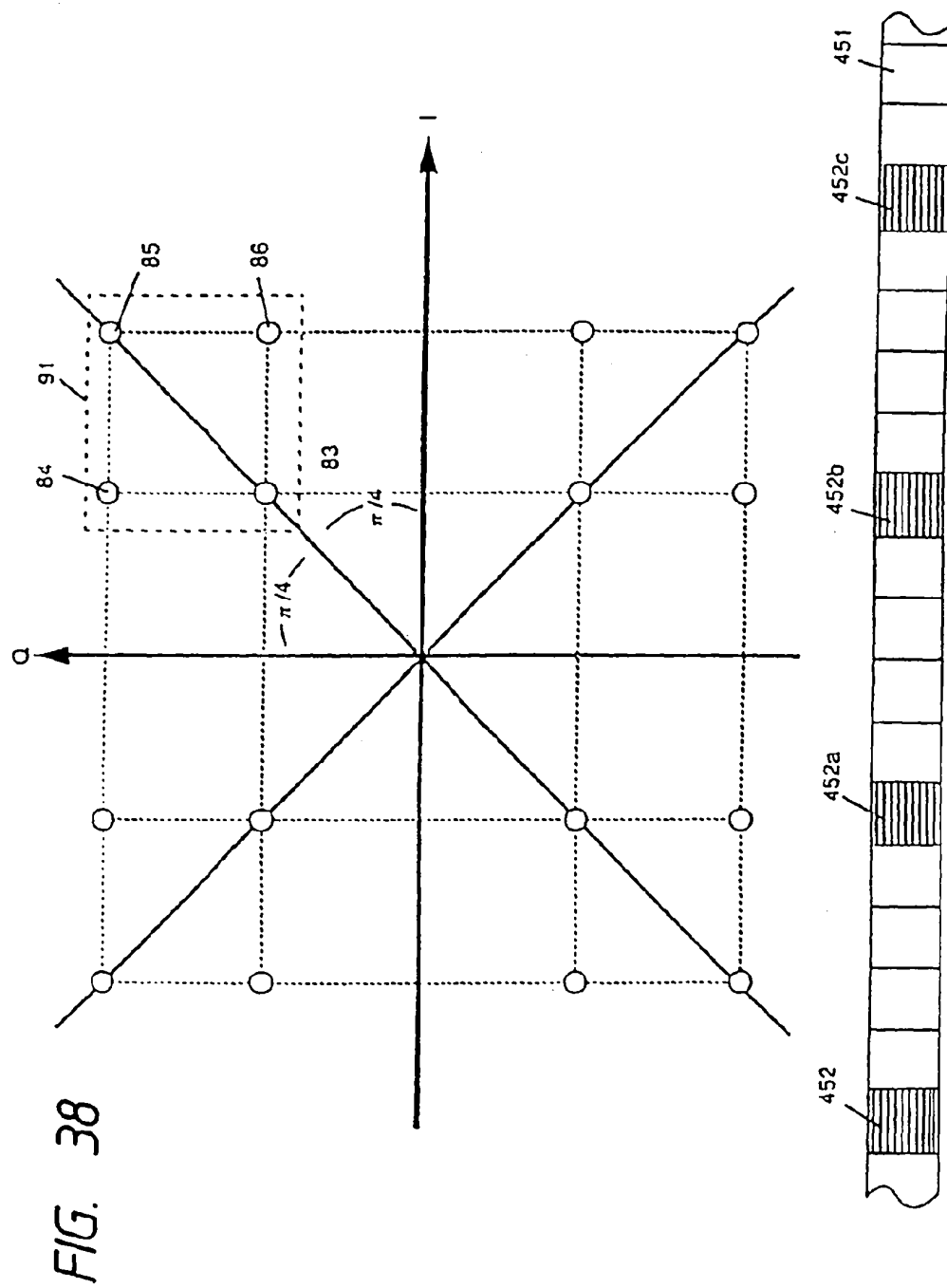
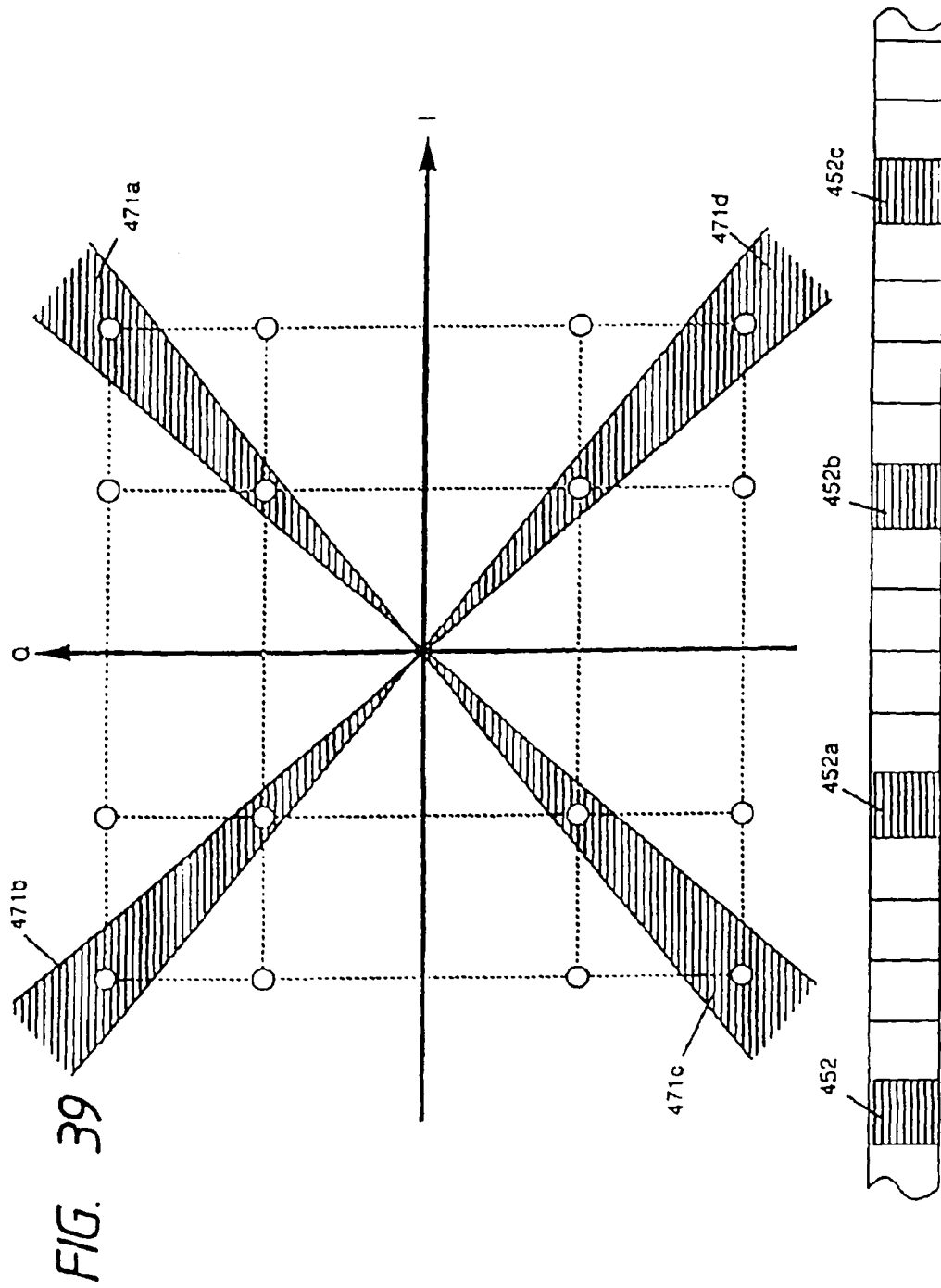


FIG. 37







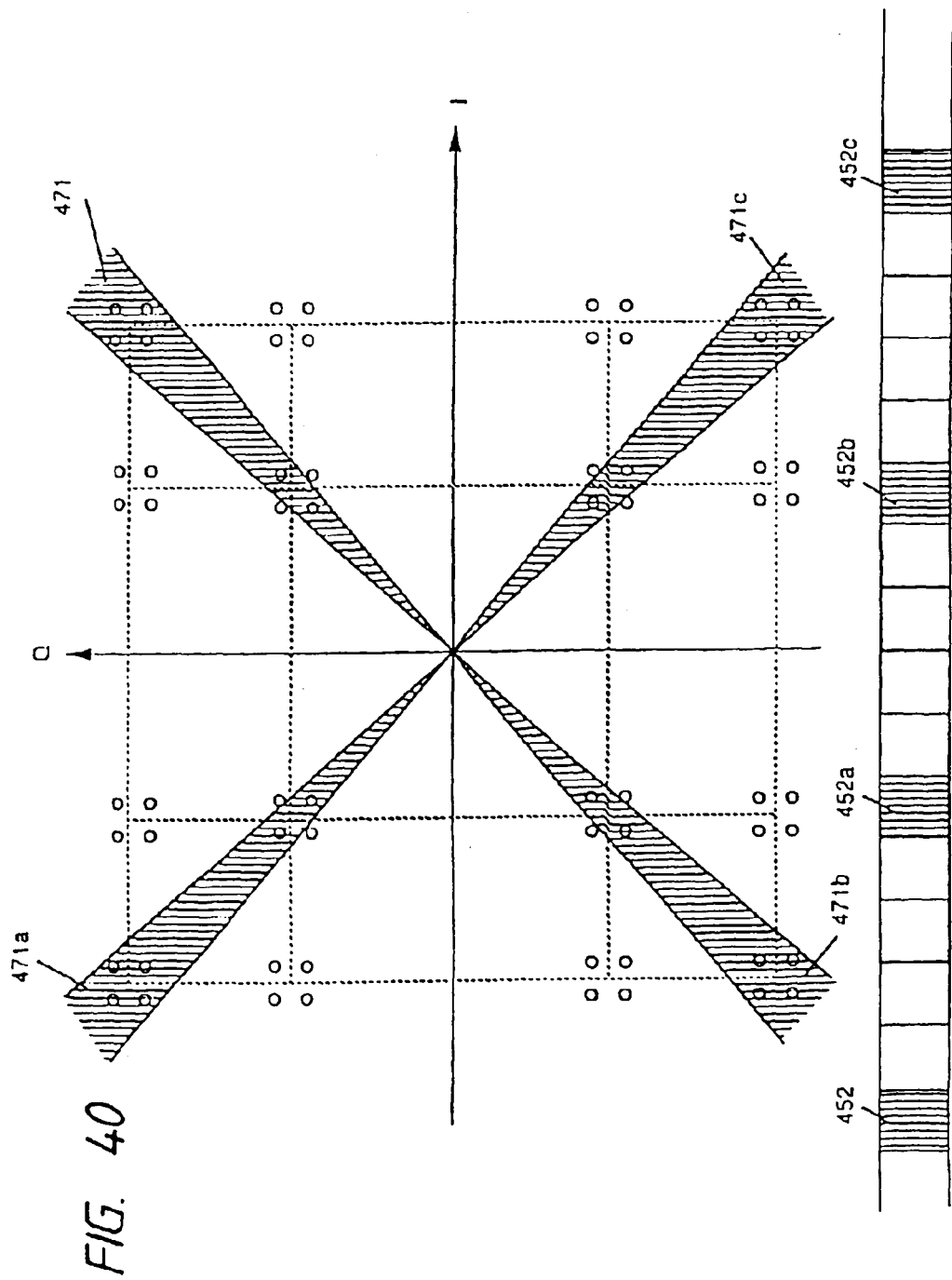


FIG. 41

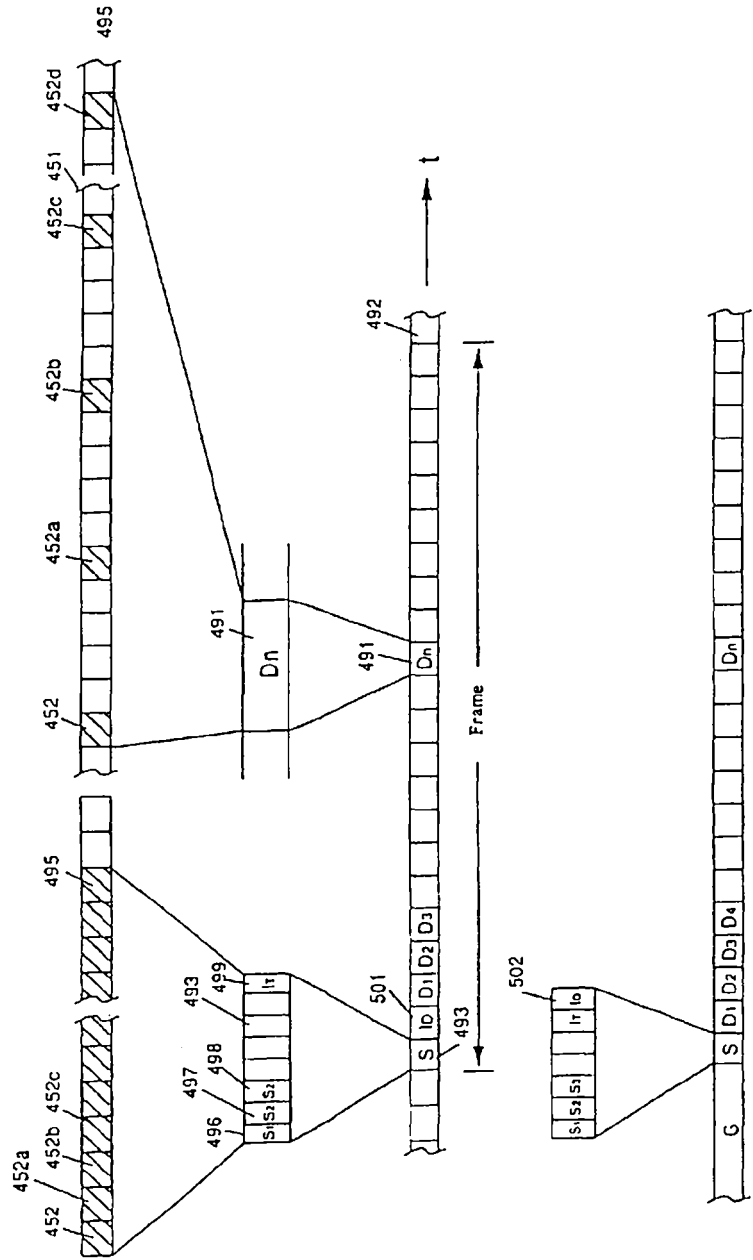


FIG. 42

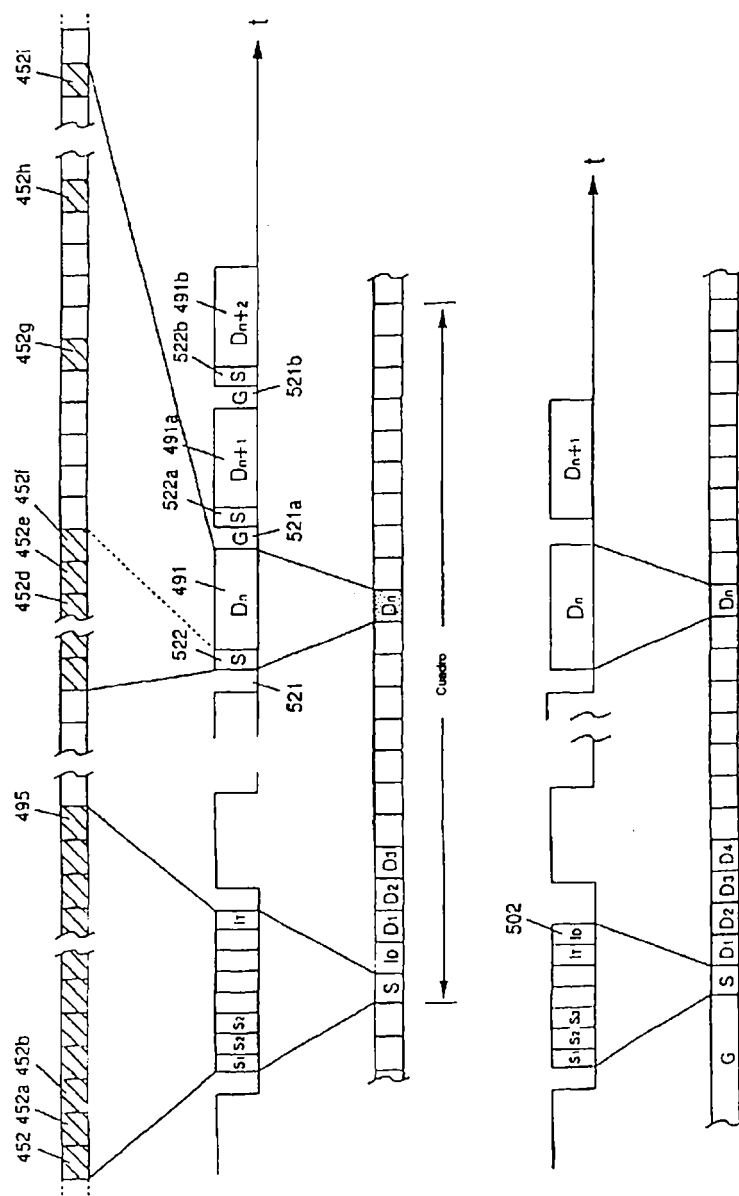


FIG. 43

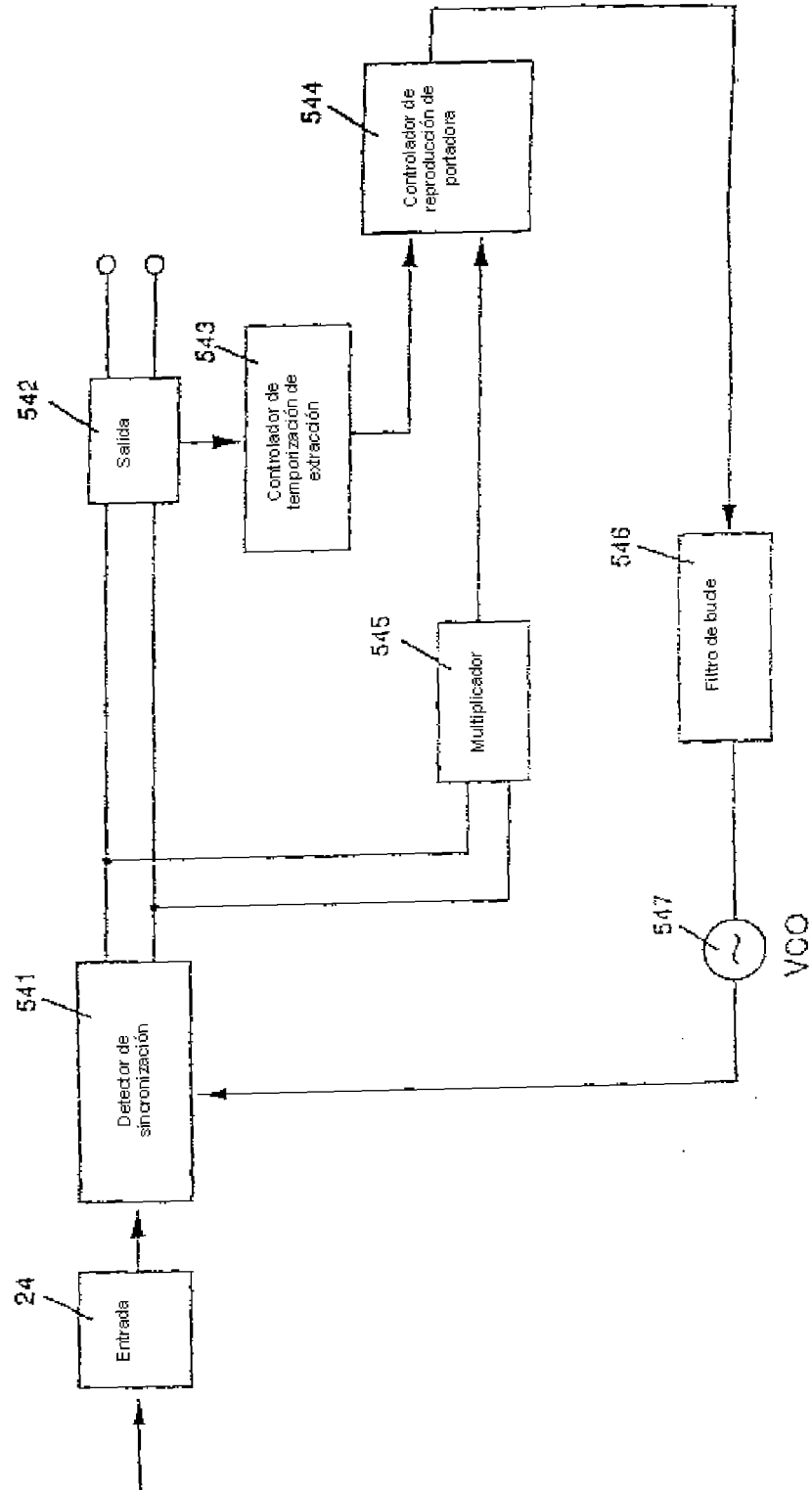


FIG. 44

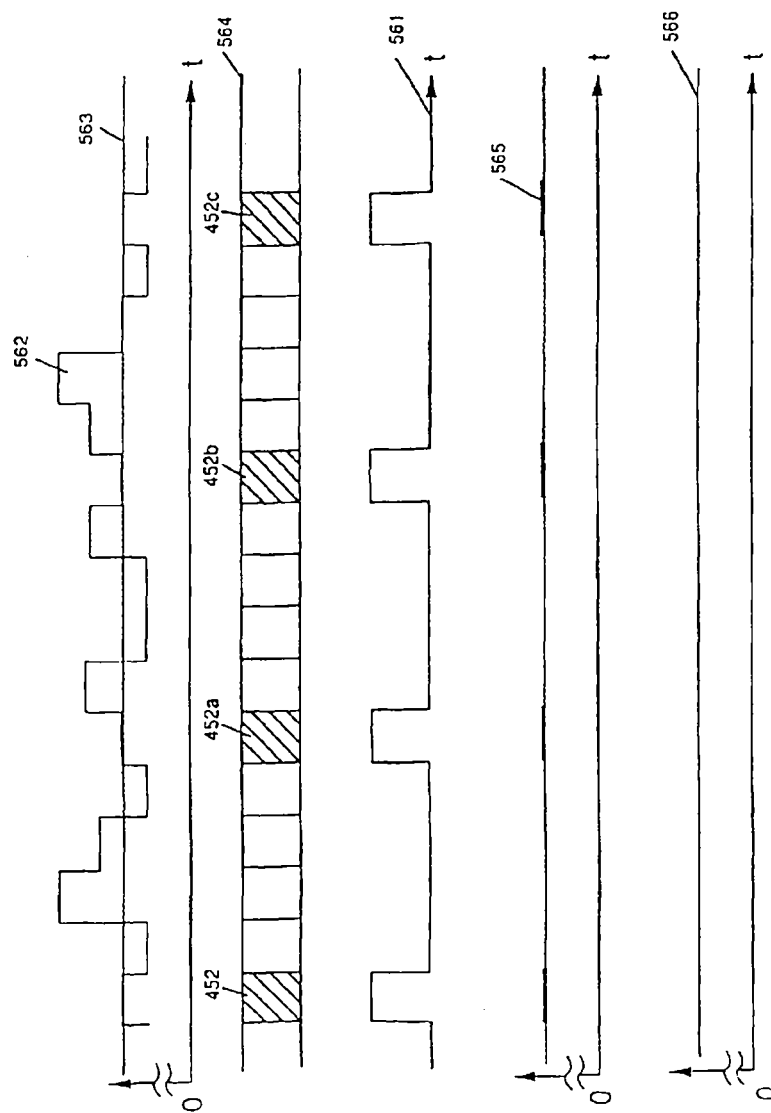


FIG. 45

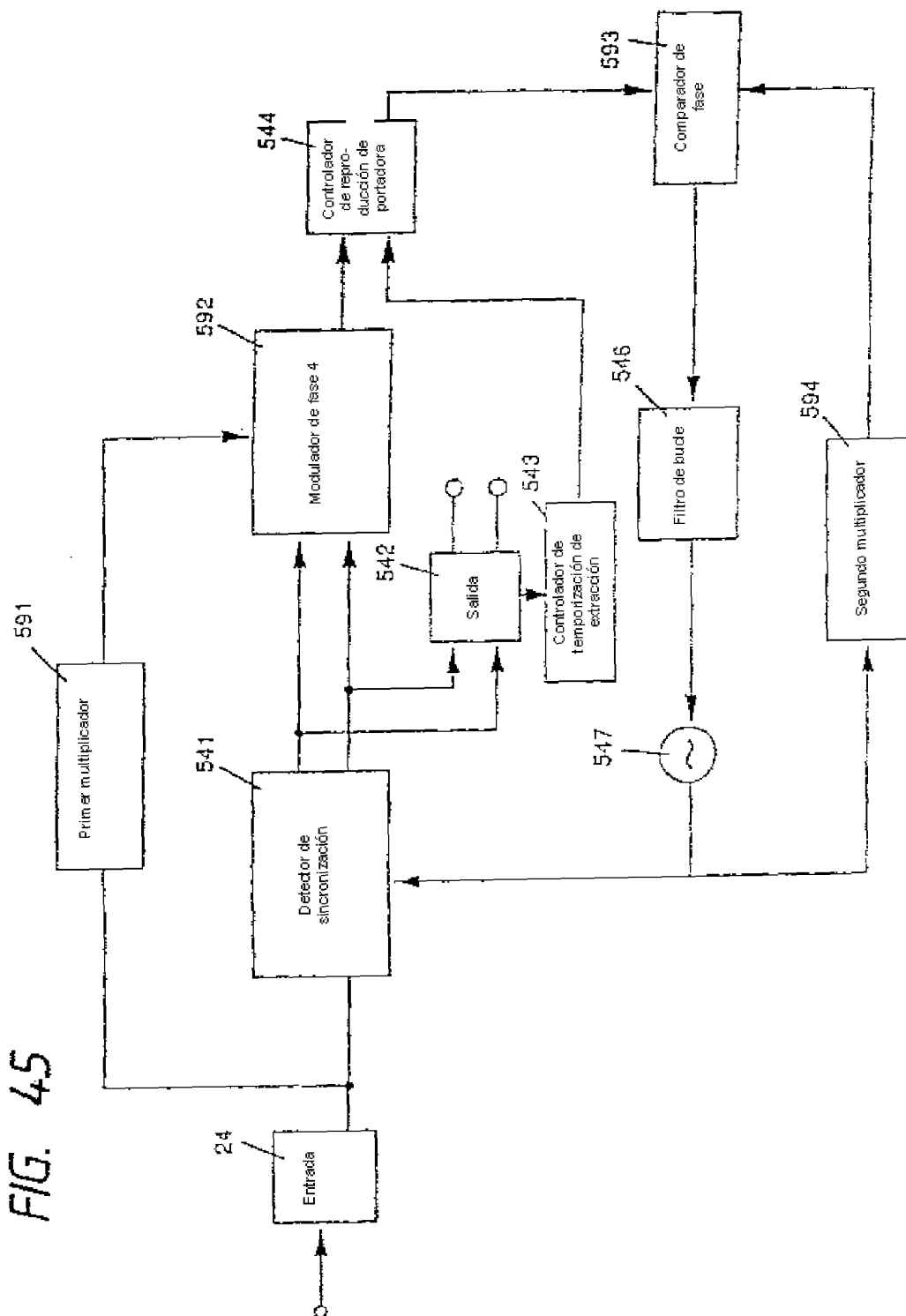
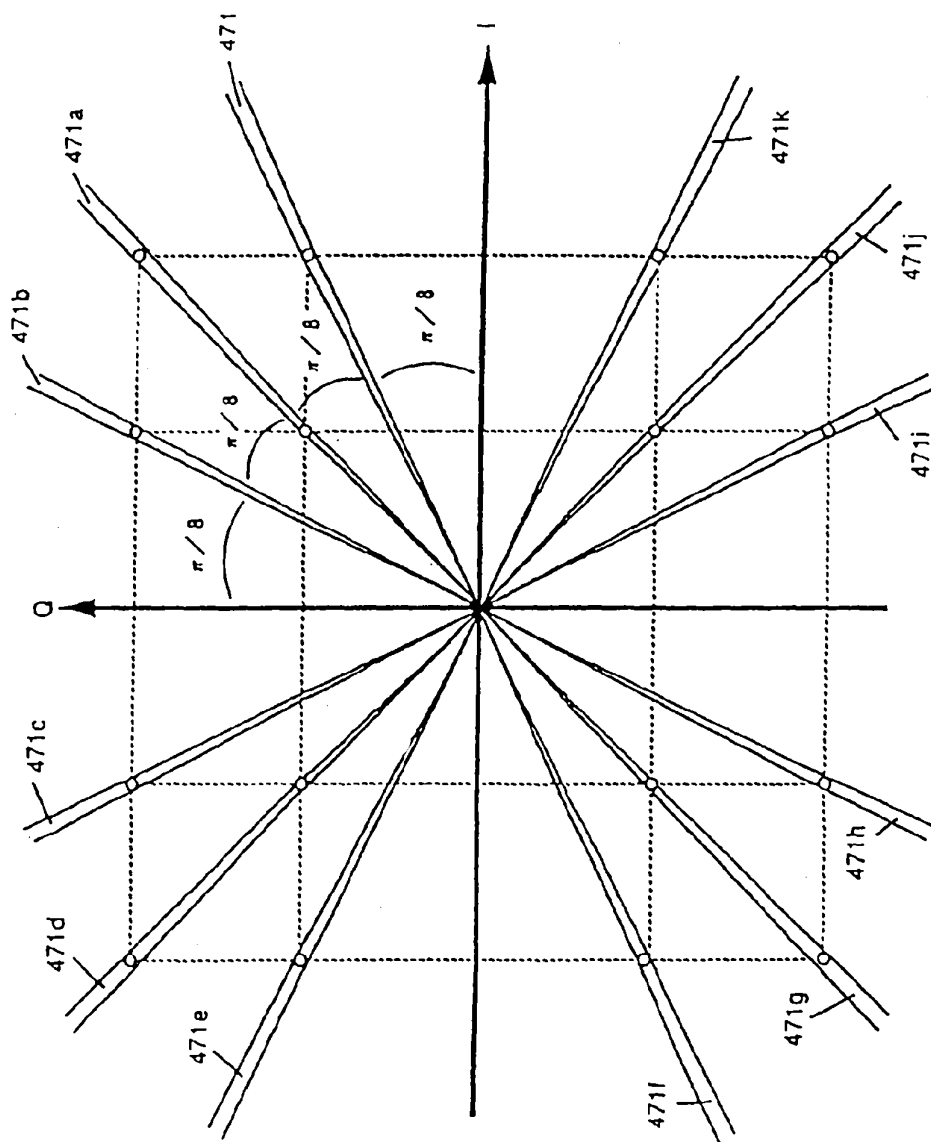


FIG. 46



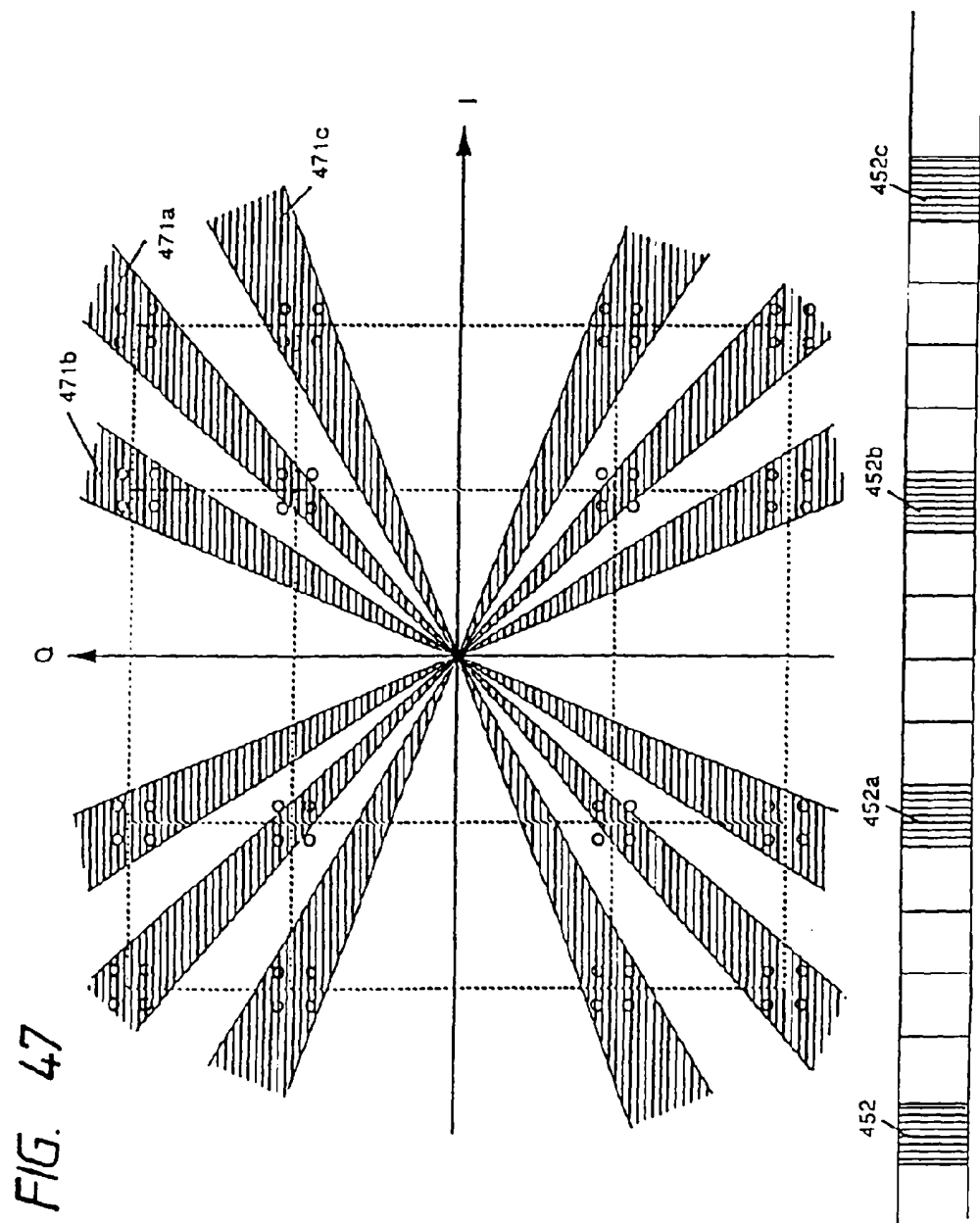
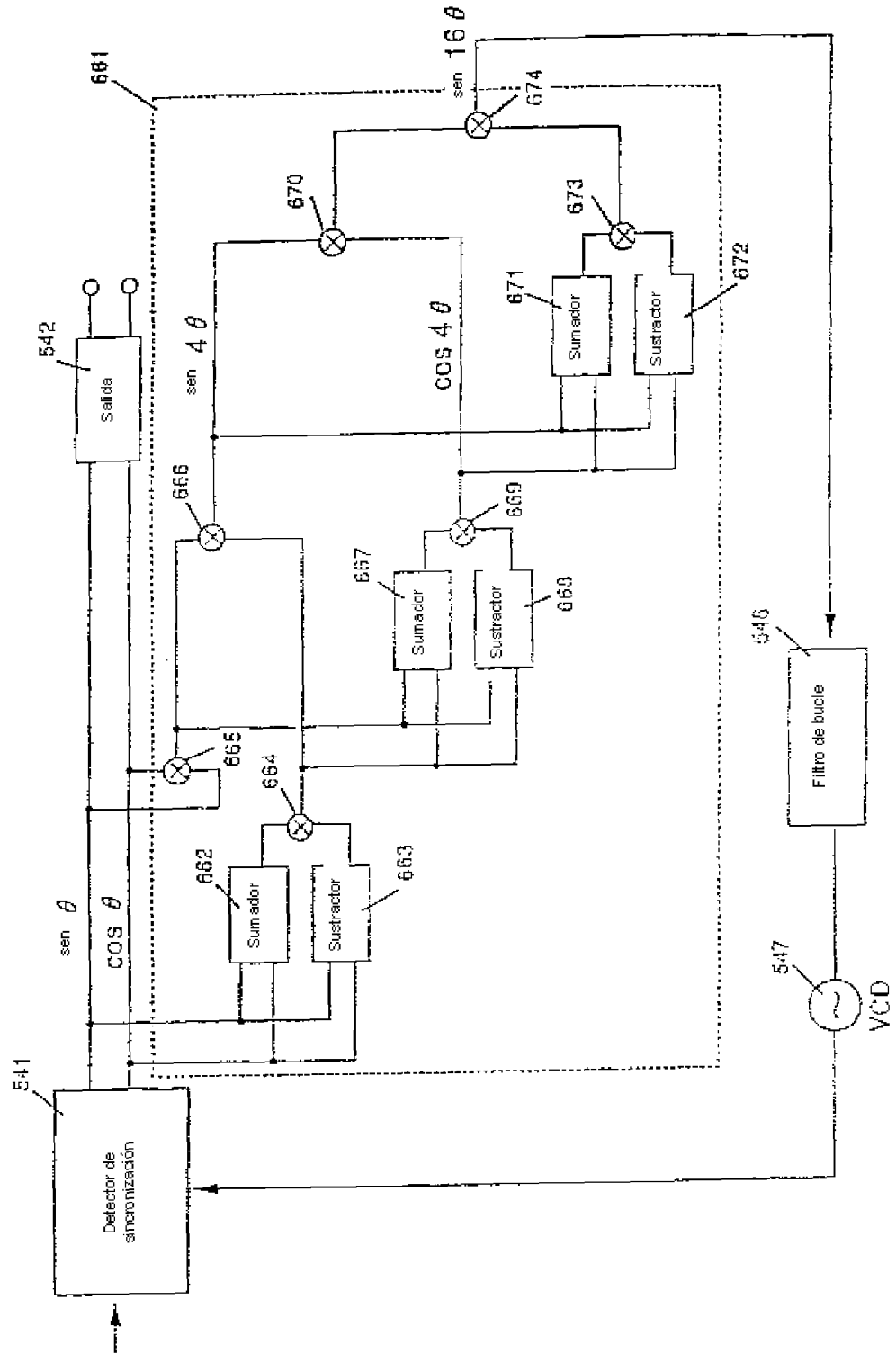


FIG. 48



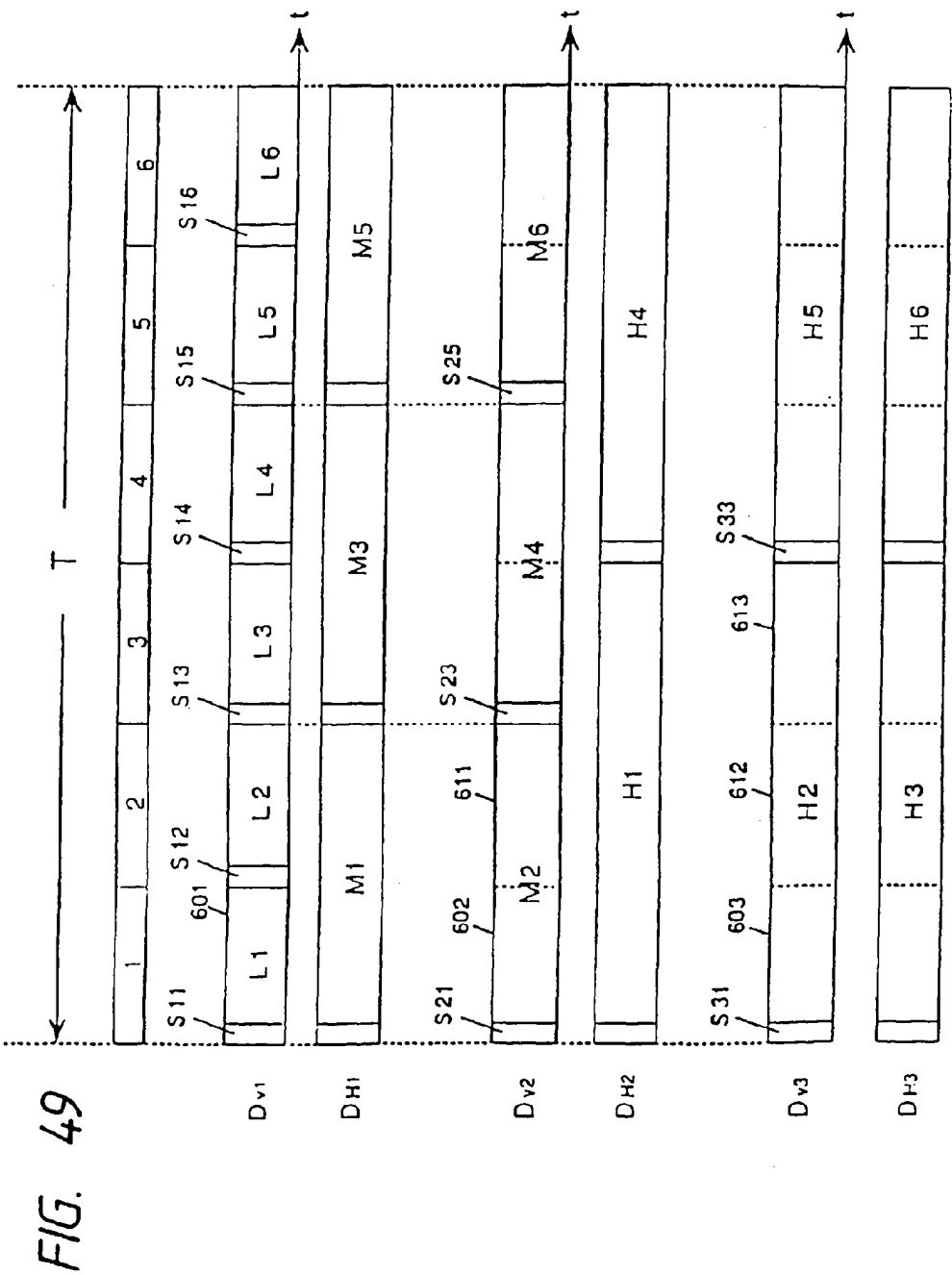
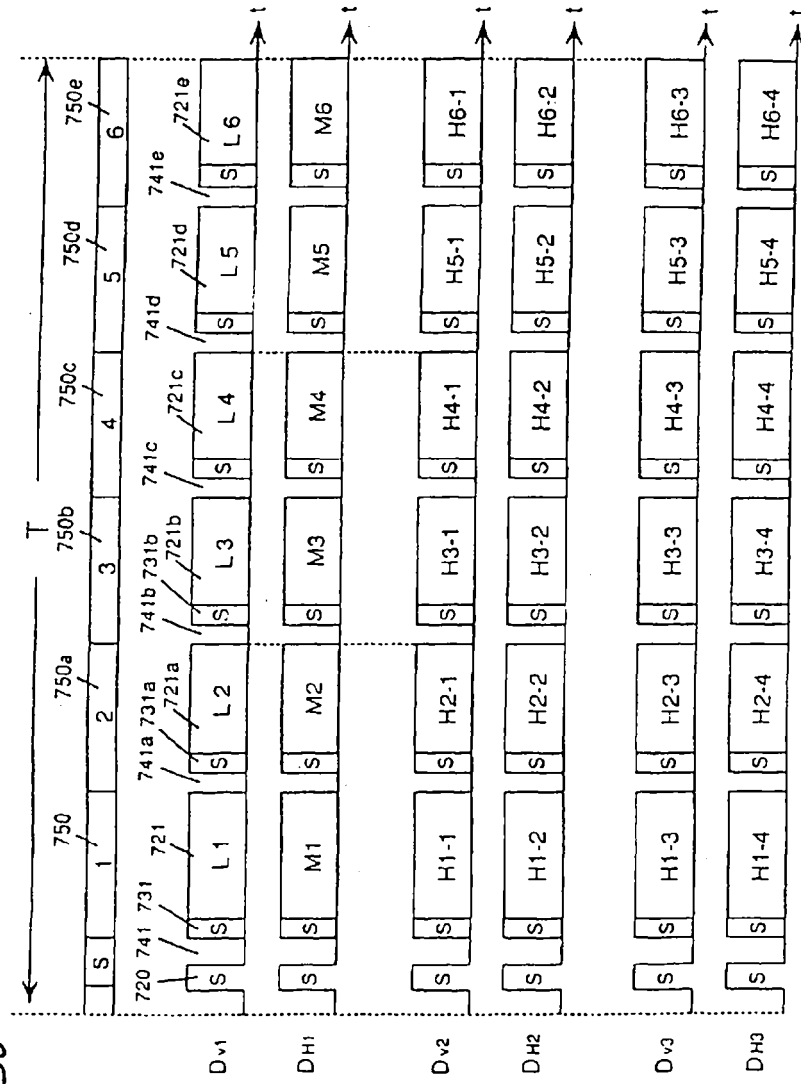


FIG. 50



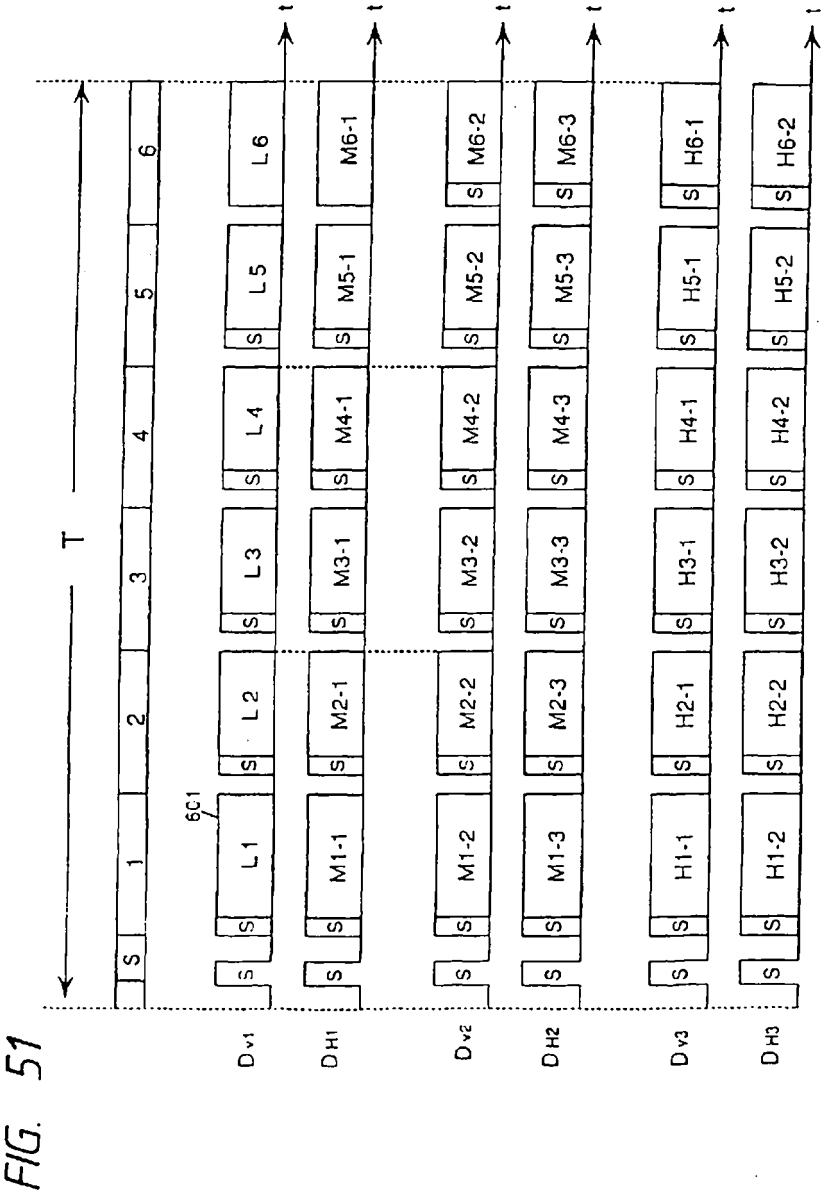


FIG. 52

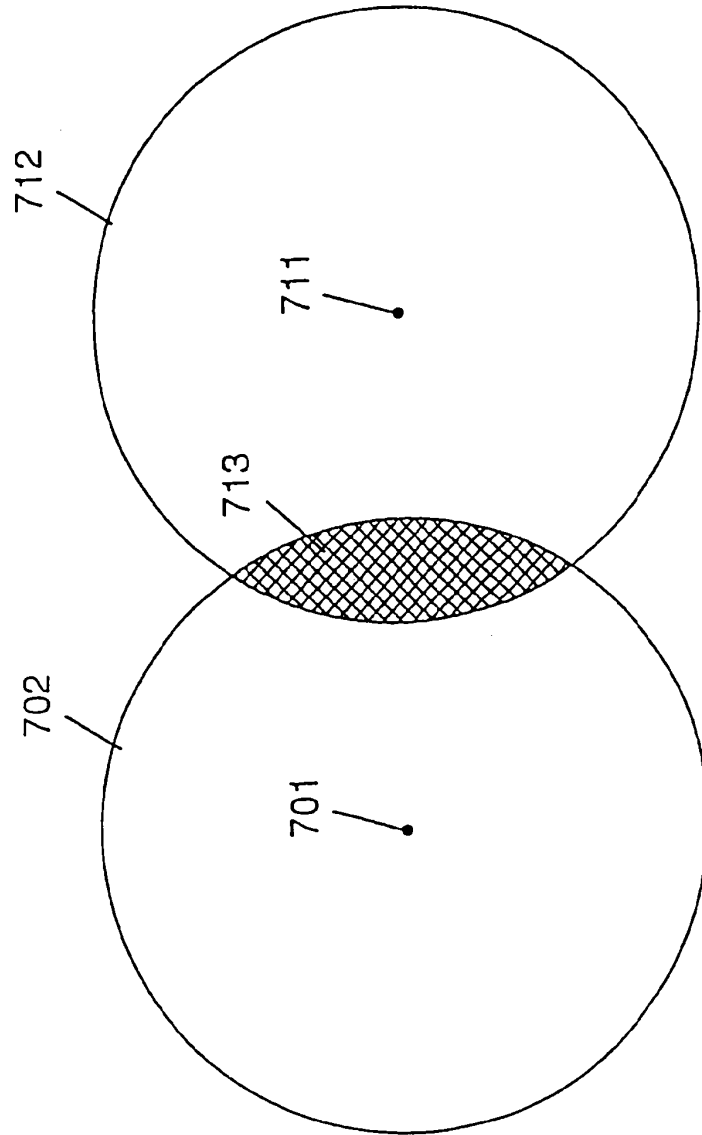


FIG. 53

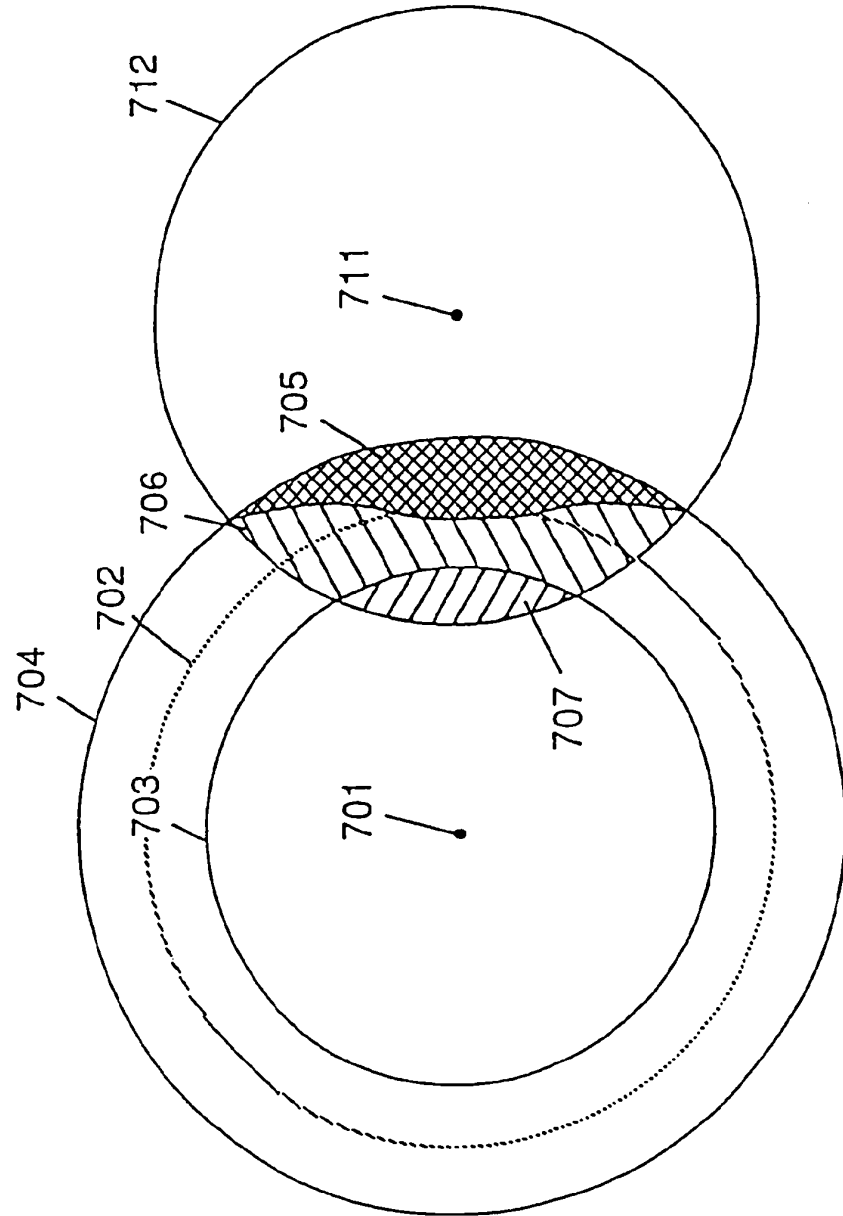


FIG. 54

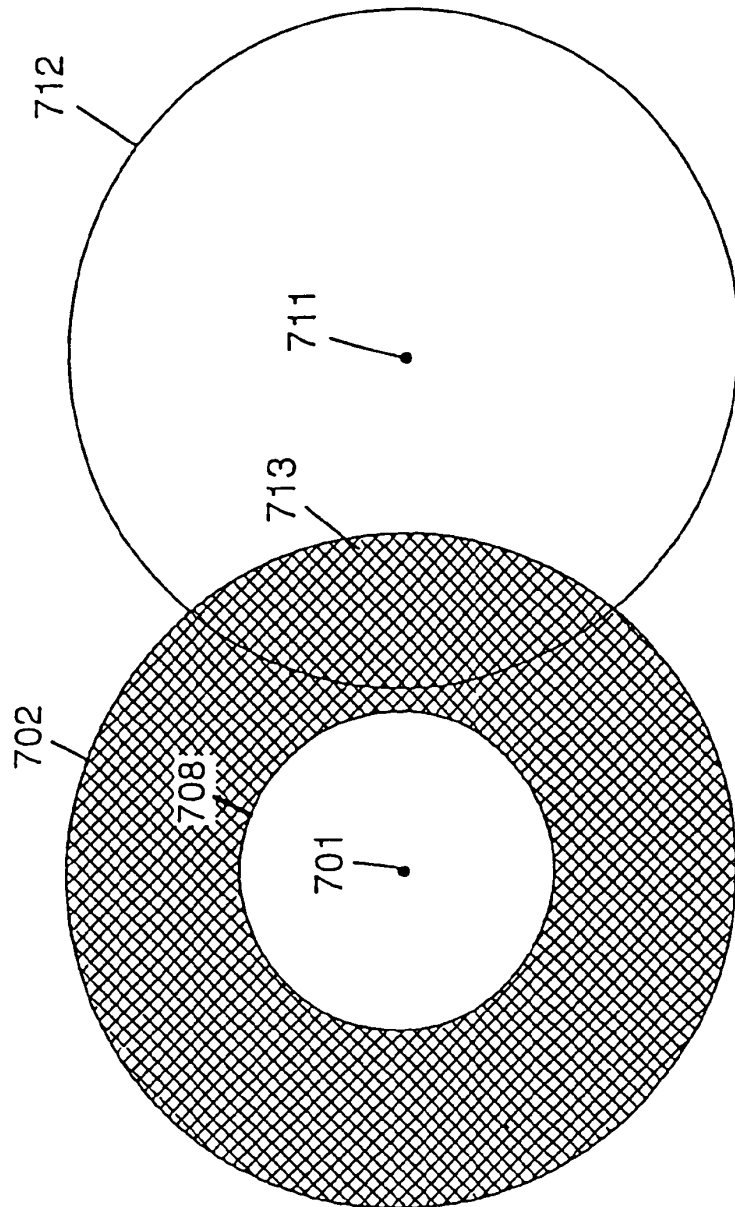


FIG. 55

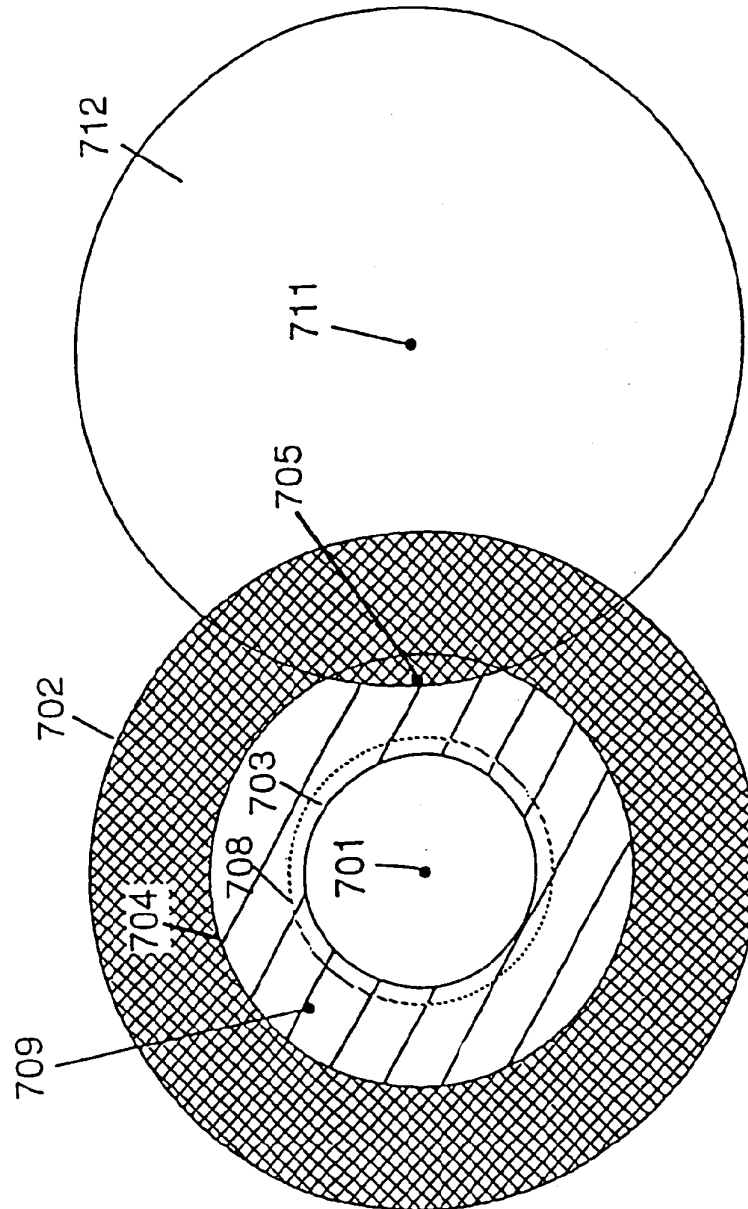


FIG. 56

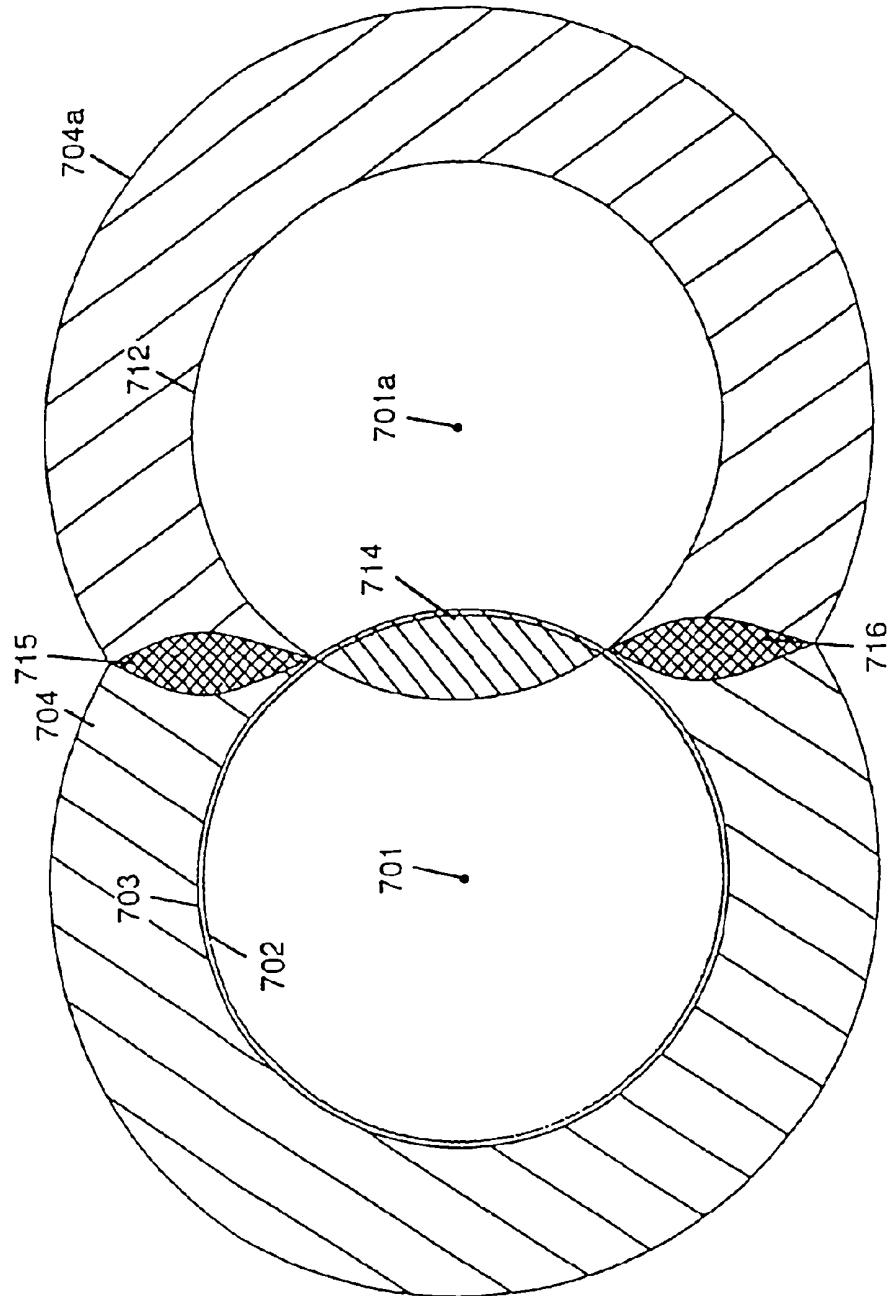


FIG. 57

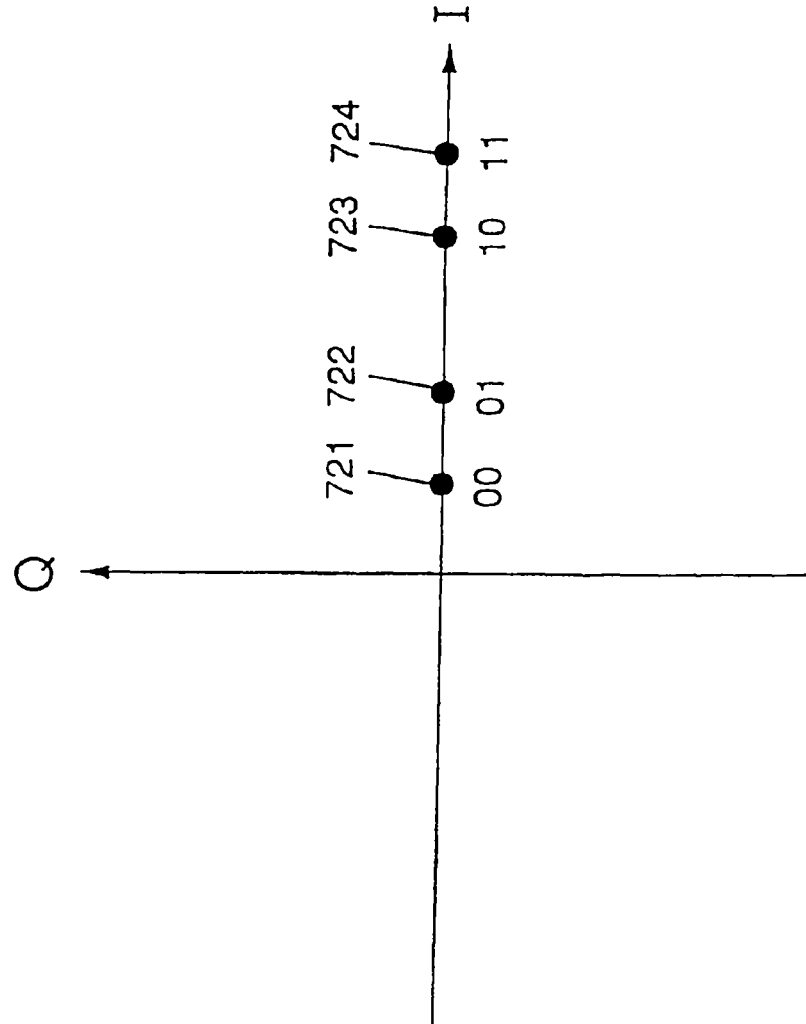


FIG. 58

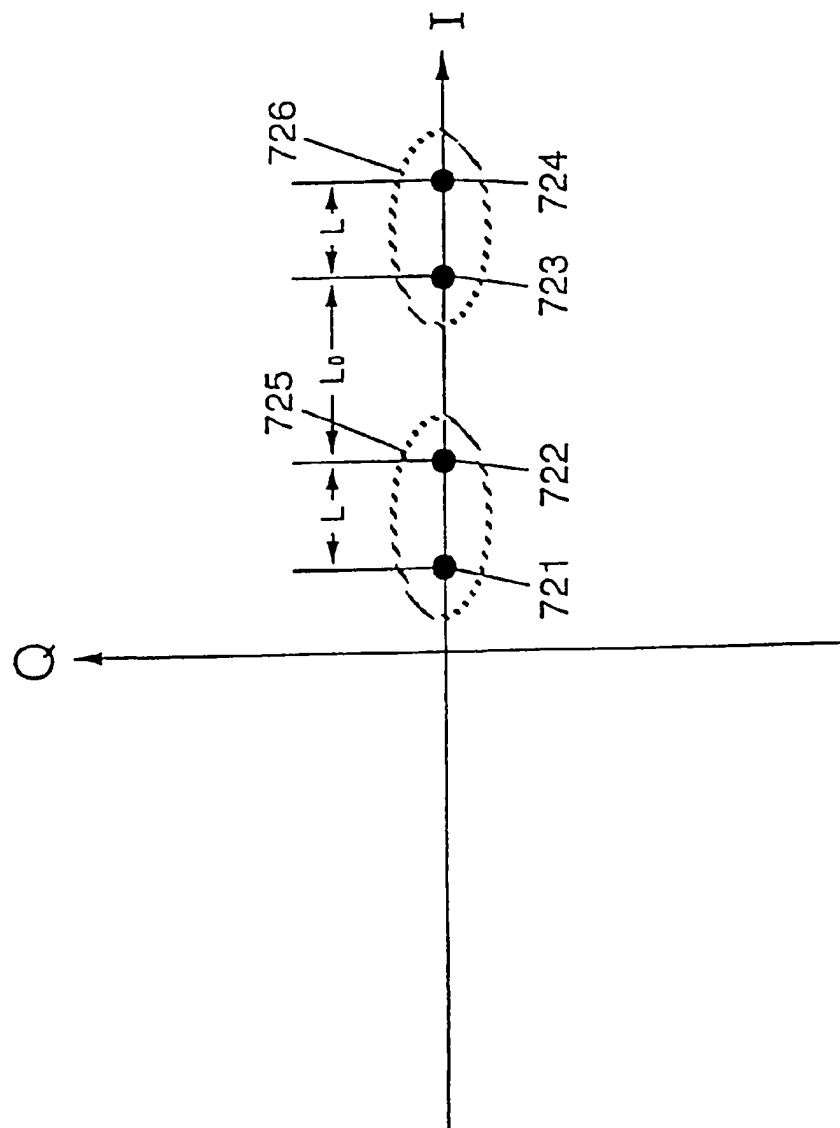


FIG. 59

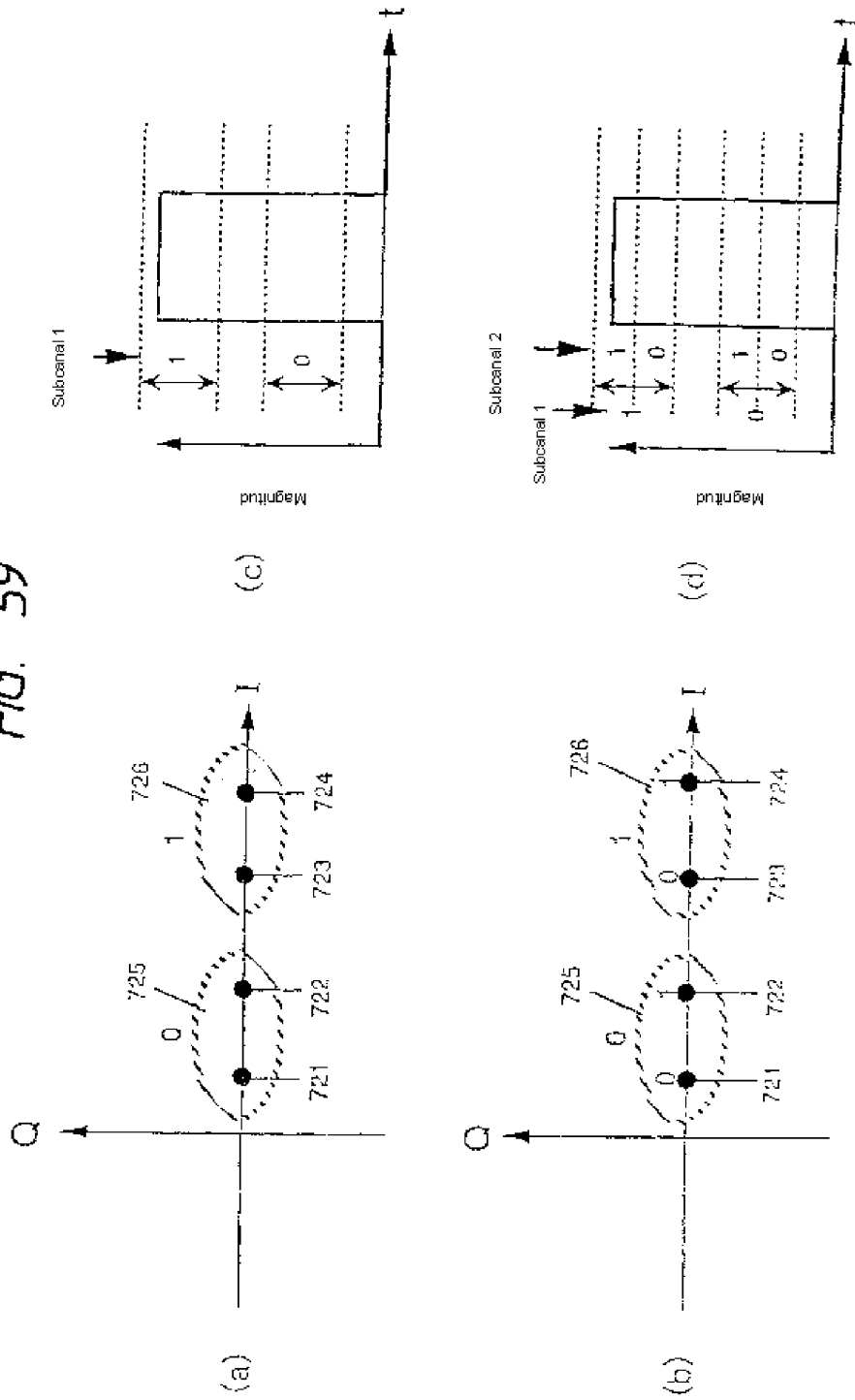


FIG. 60

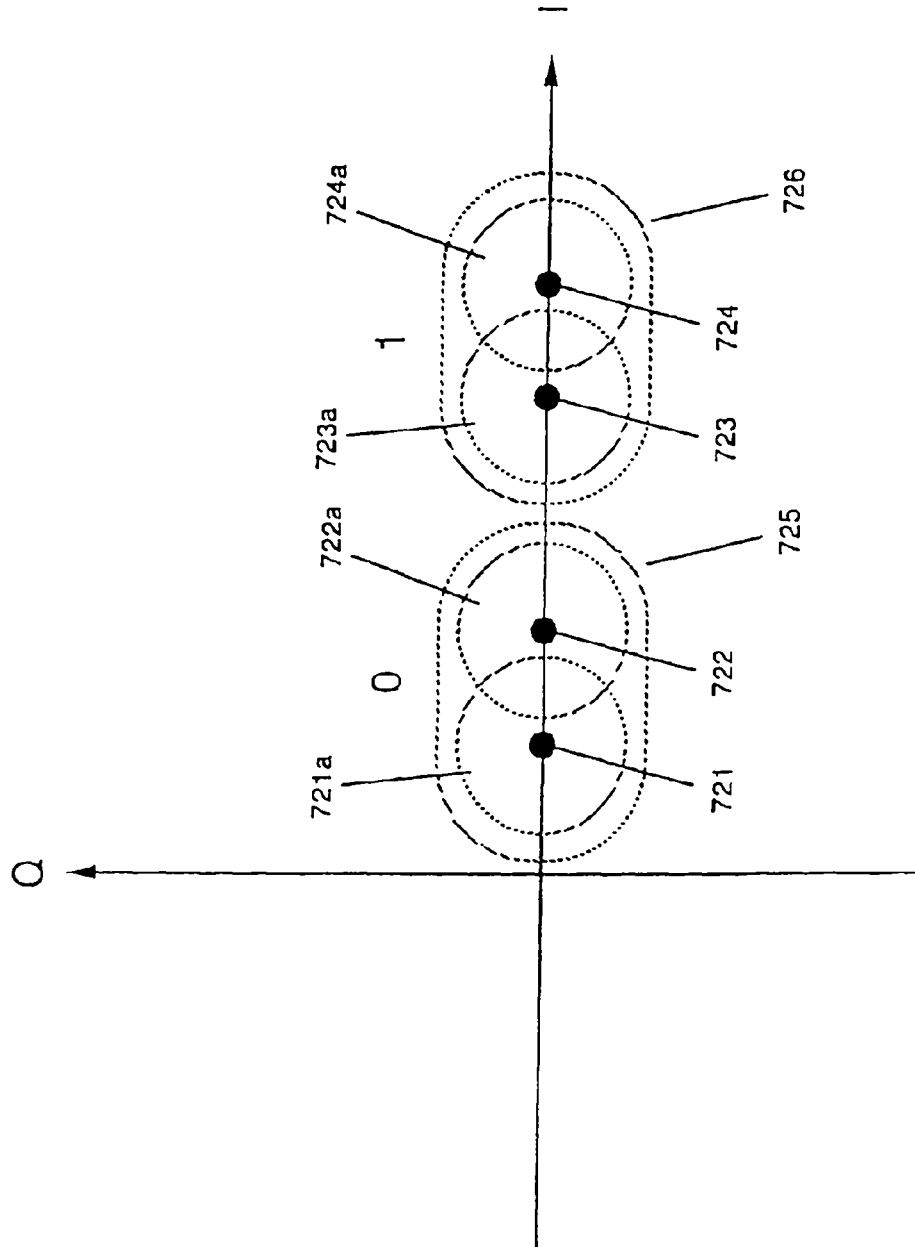


FIG. 61

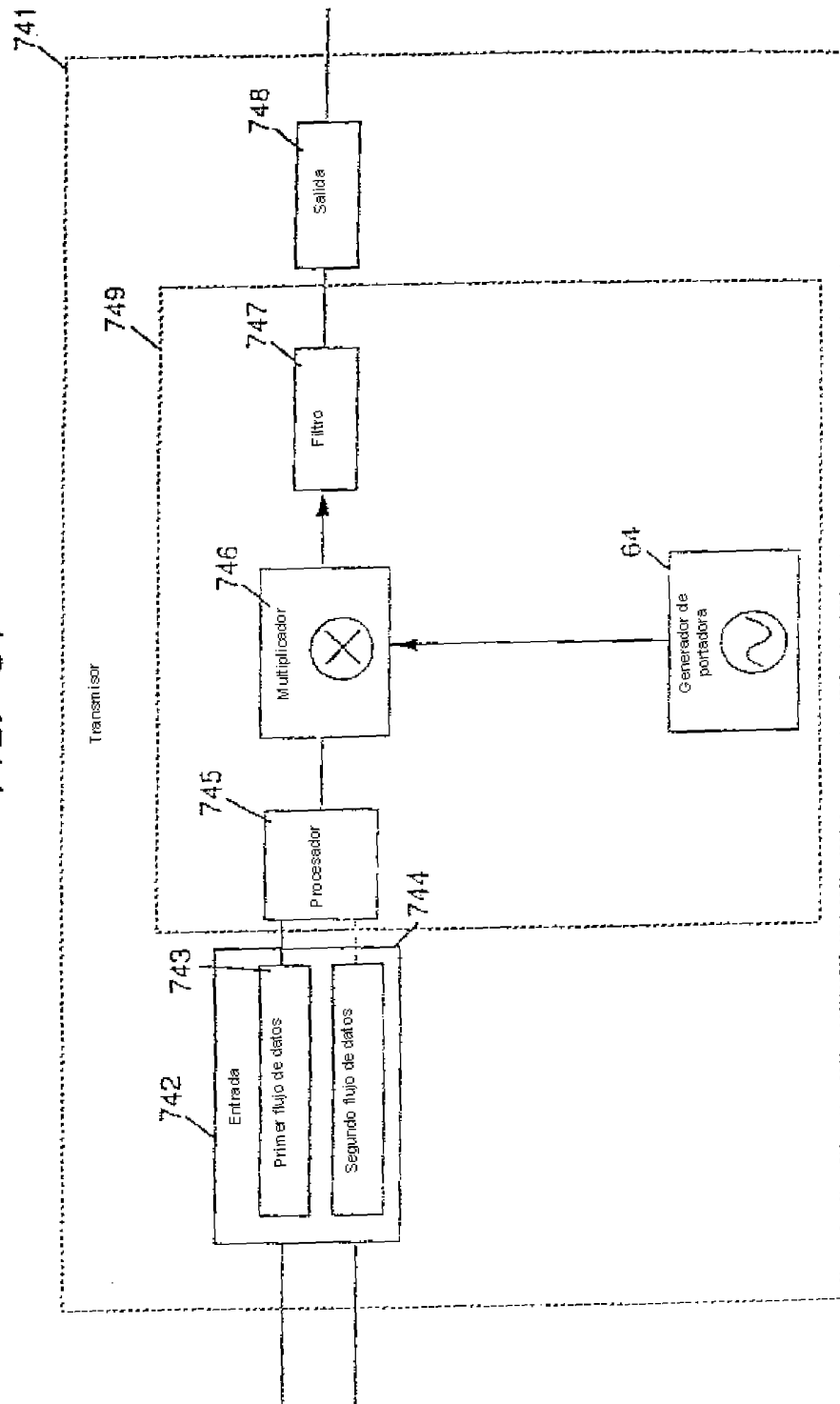


FIG. 62

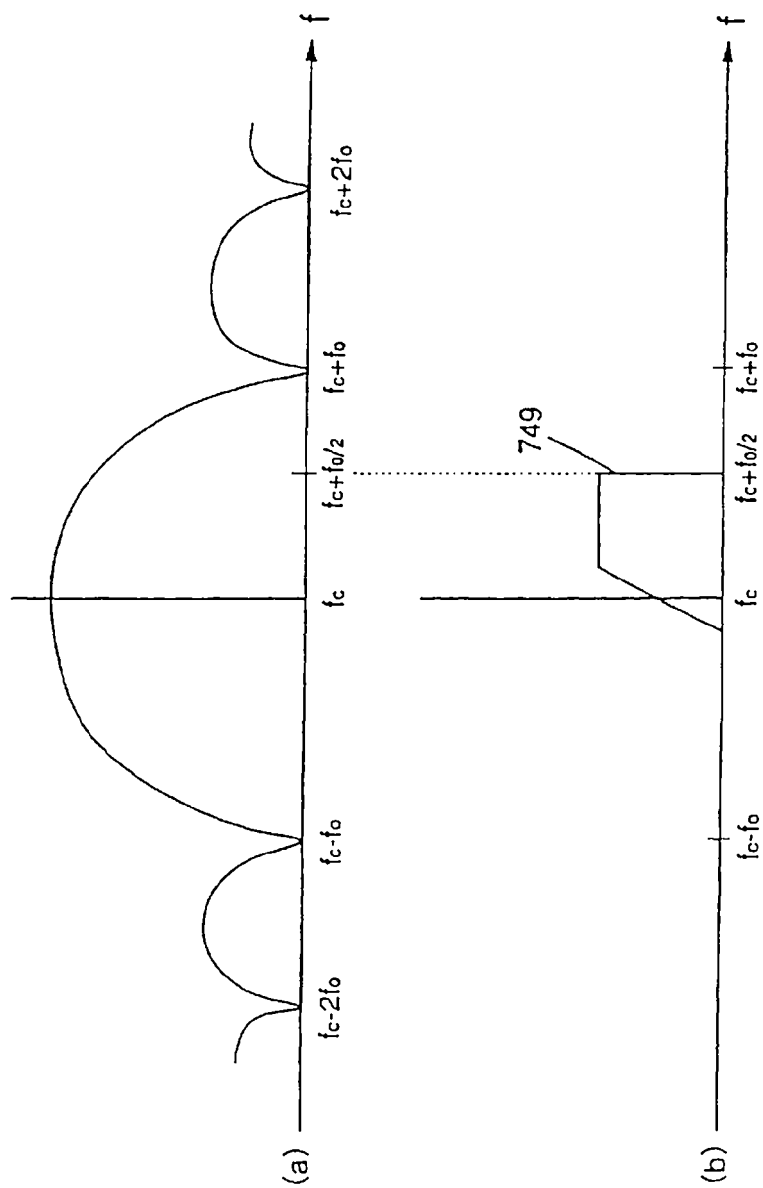


FIG. 63

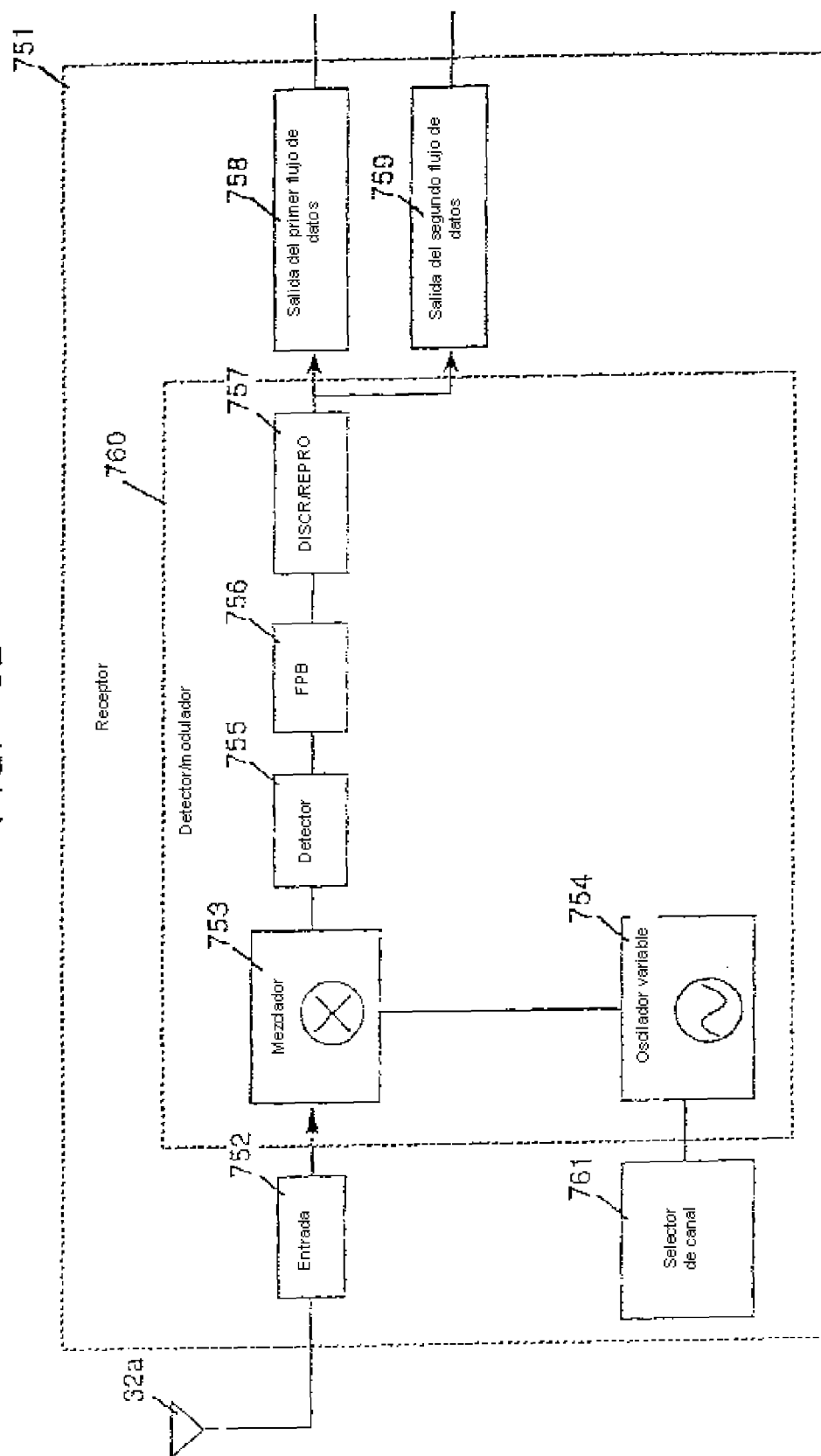


FIG. 64

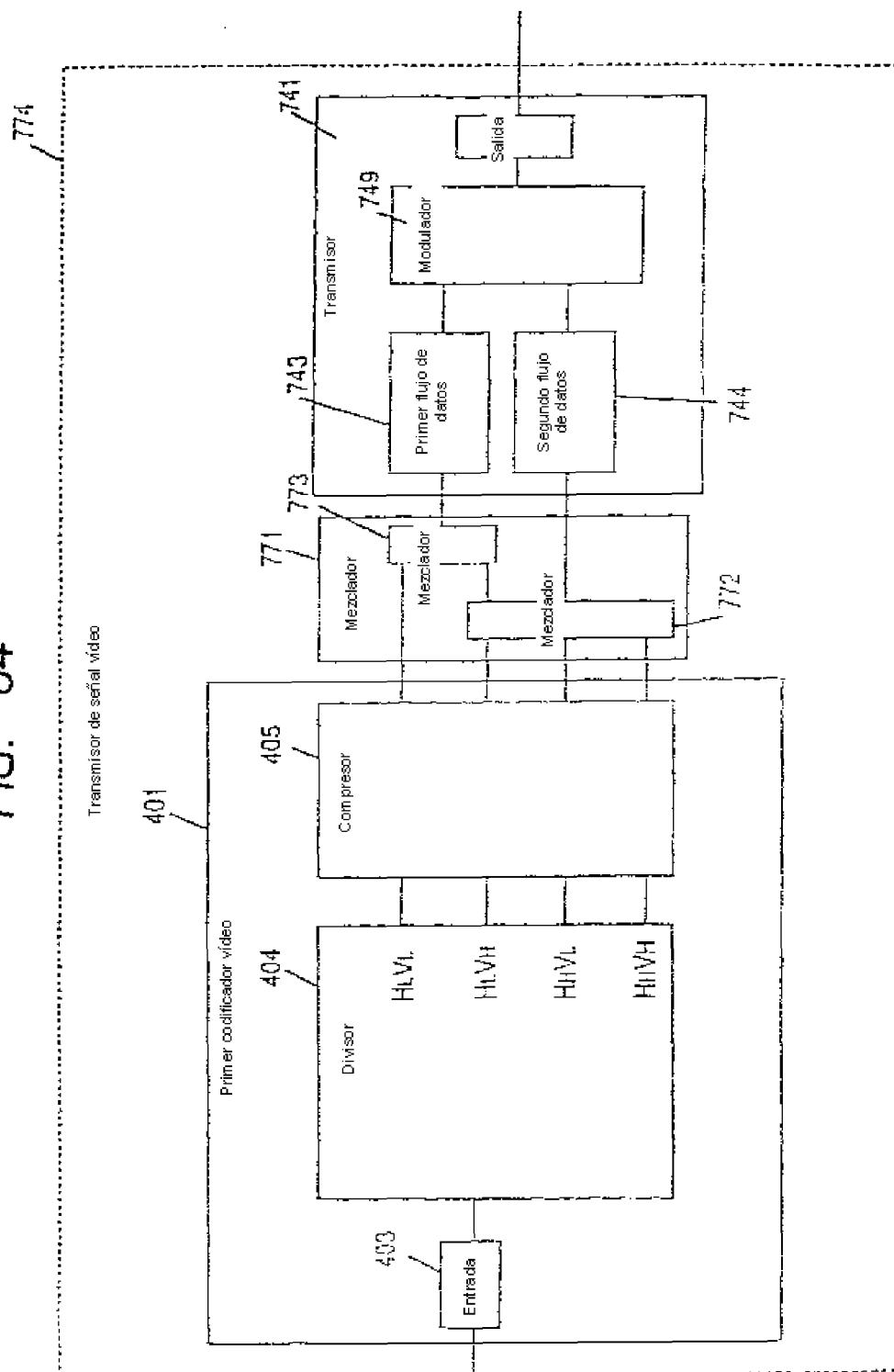


FIG. 65

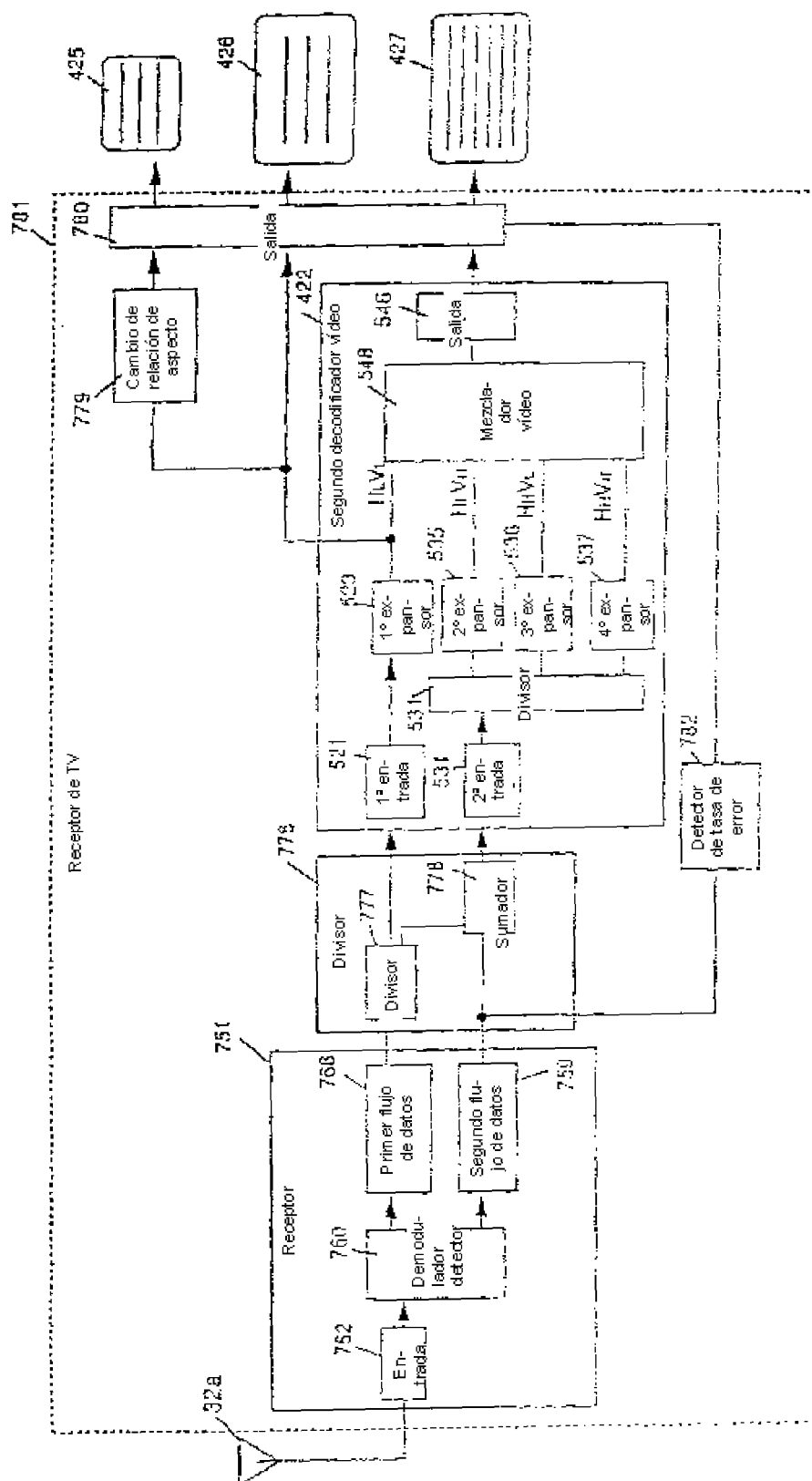


FIG. 66

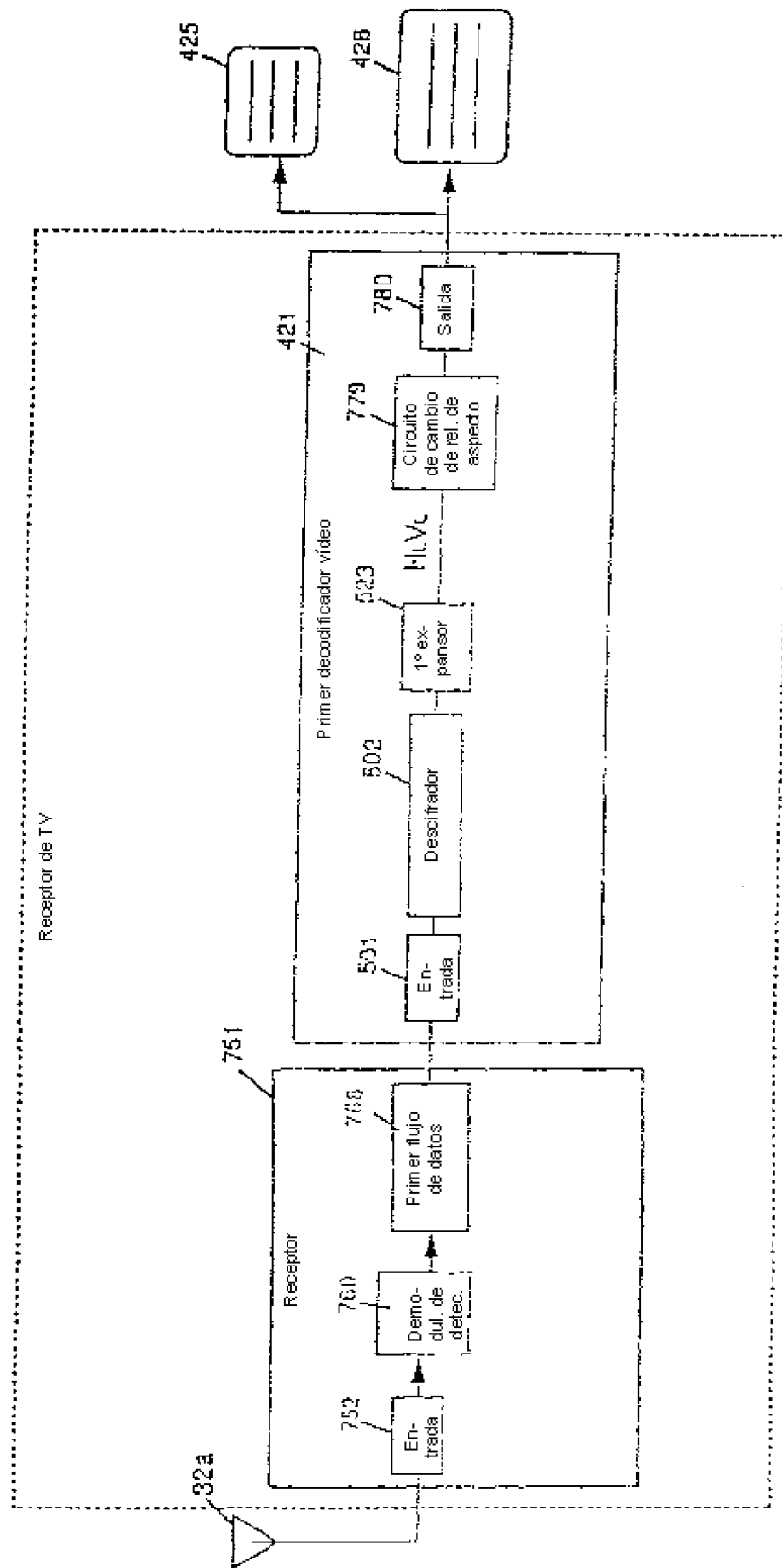


FIG. 67

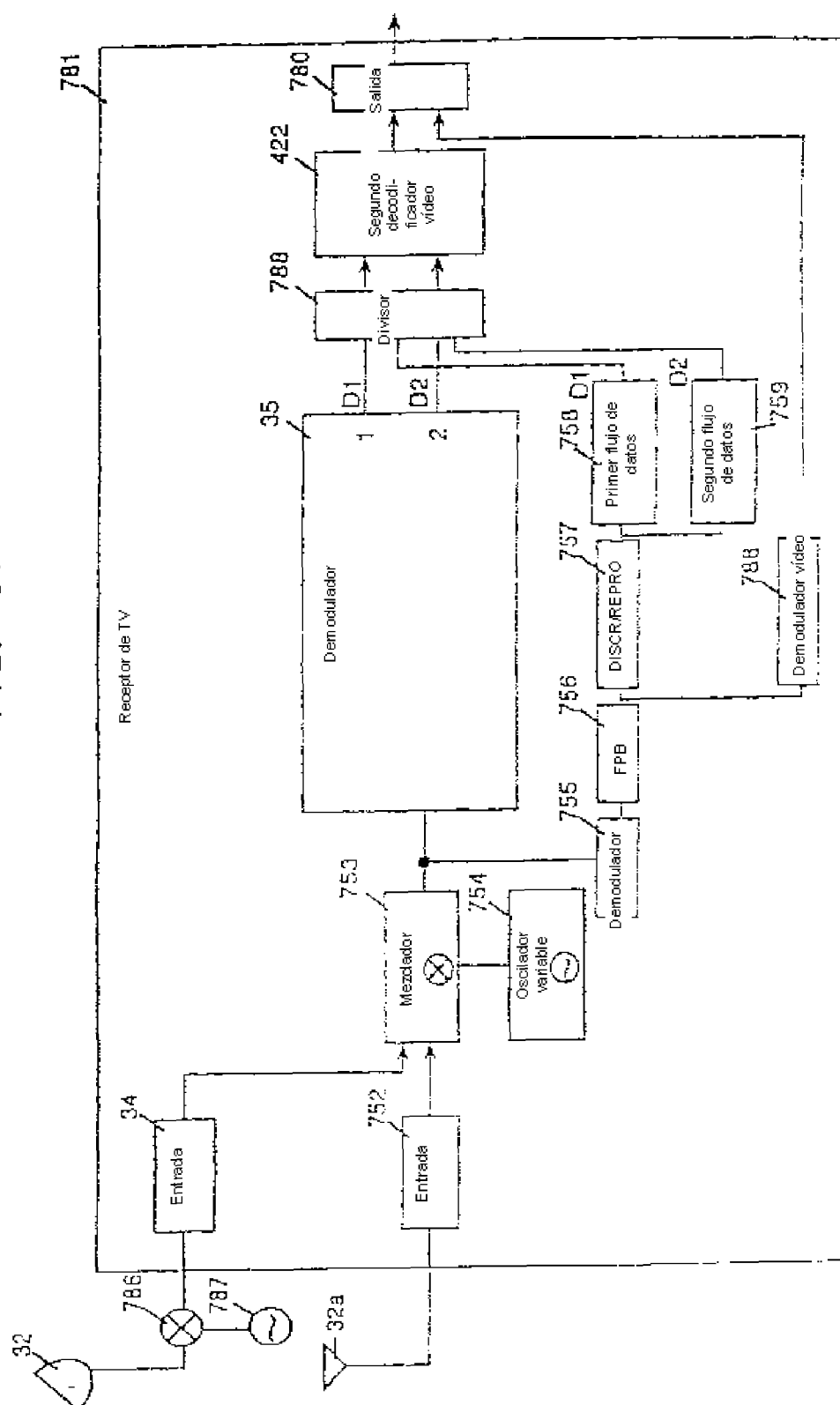


FIG. 68

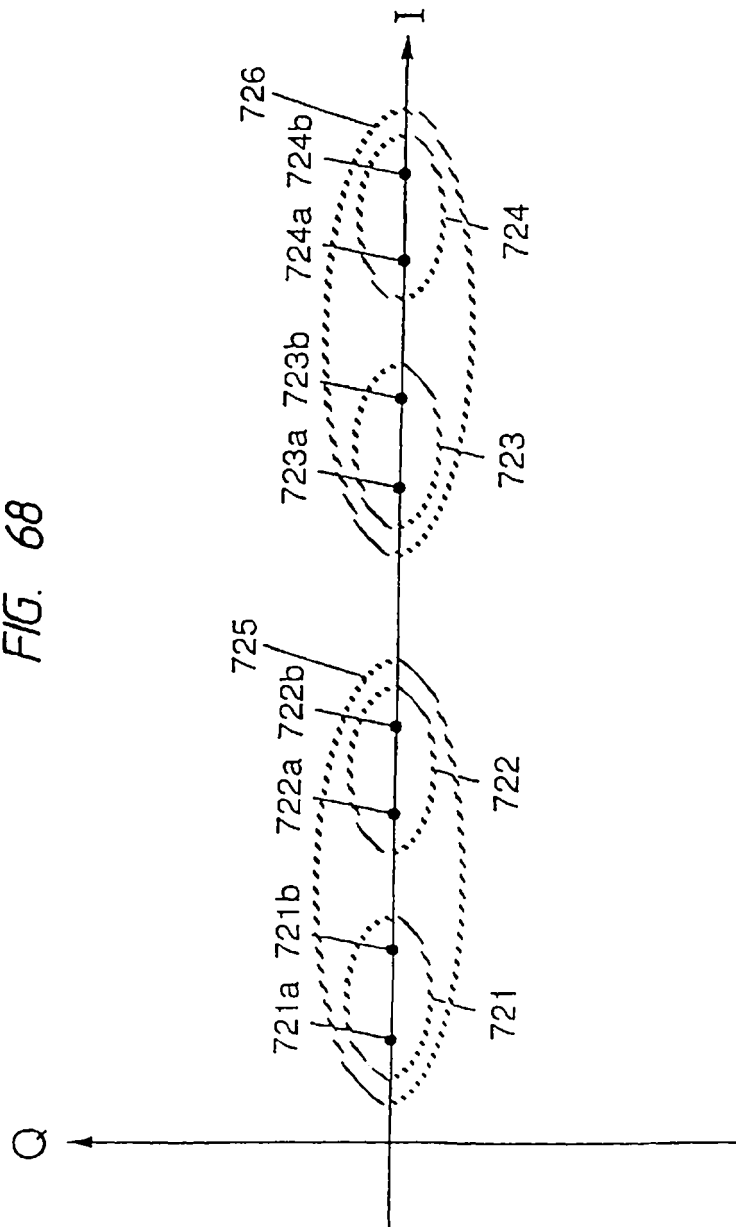


FIG. 69

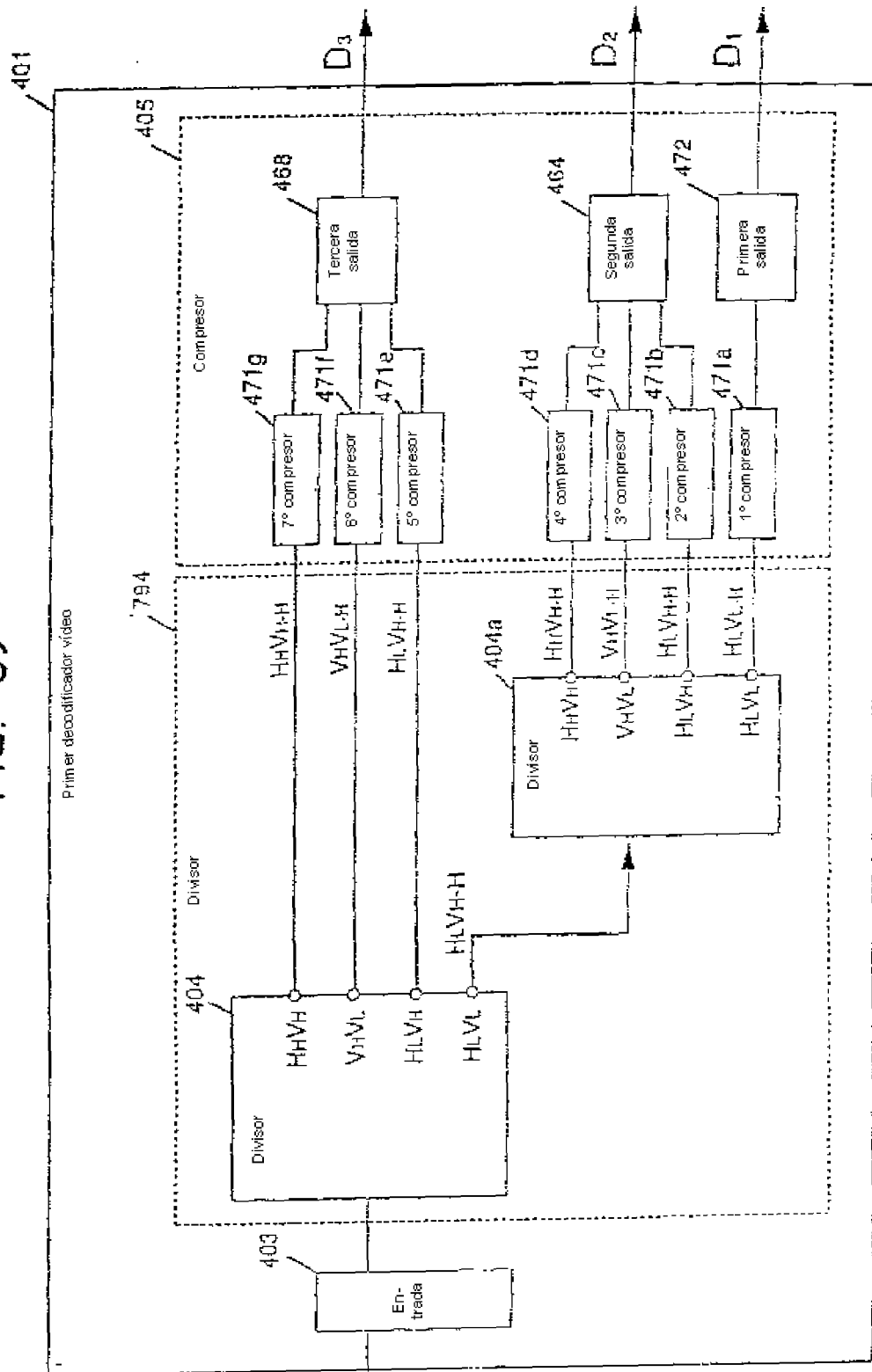


FIG. 70

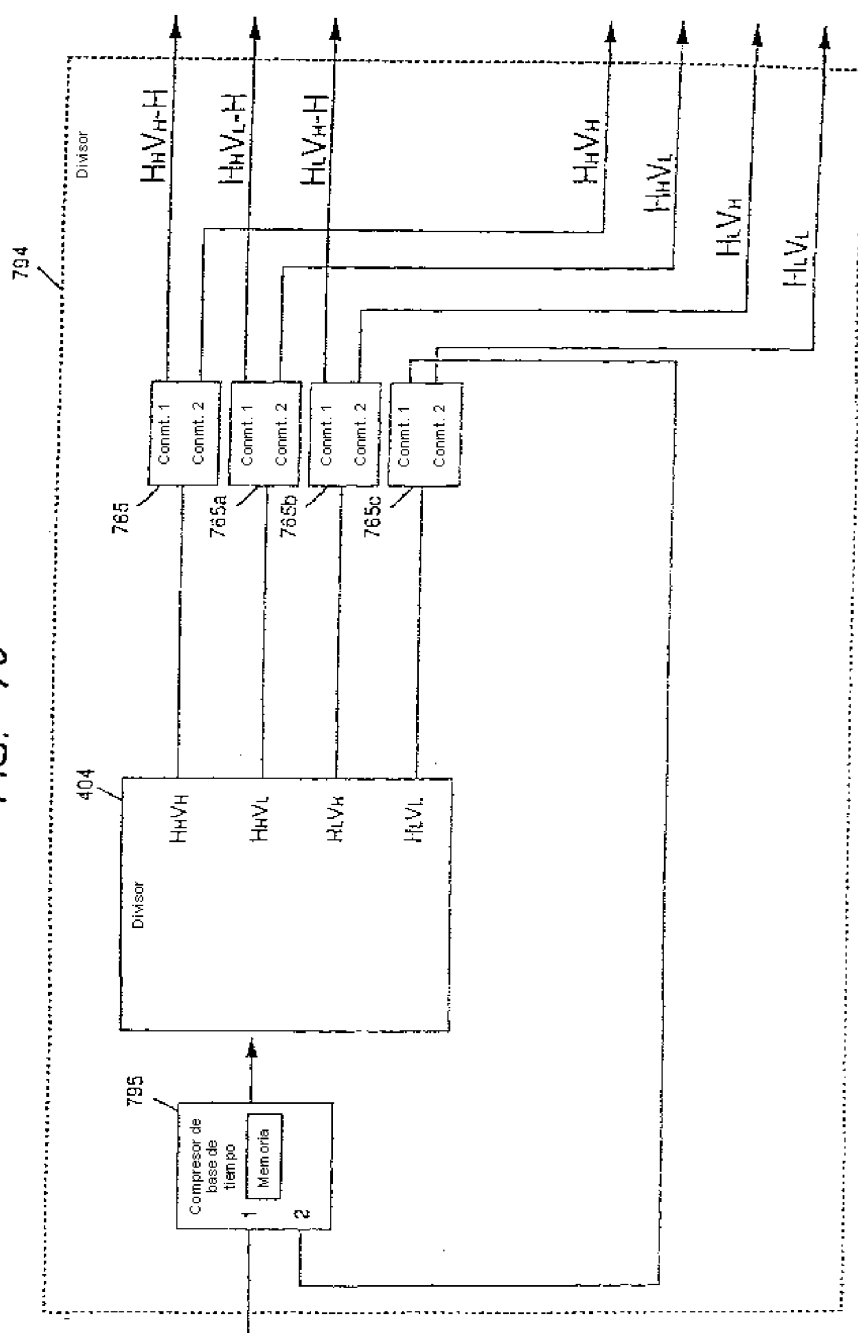


FIG. 71

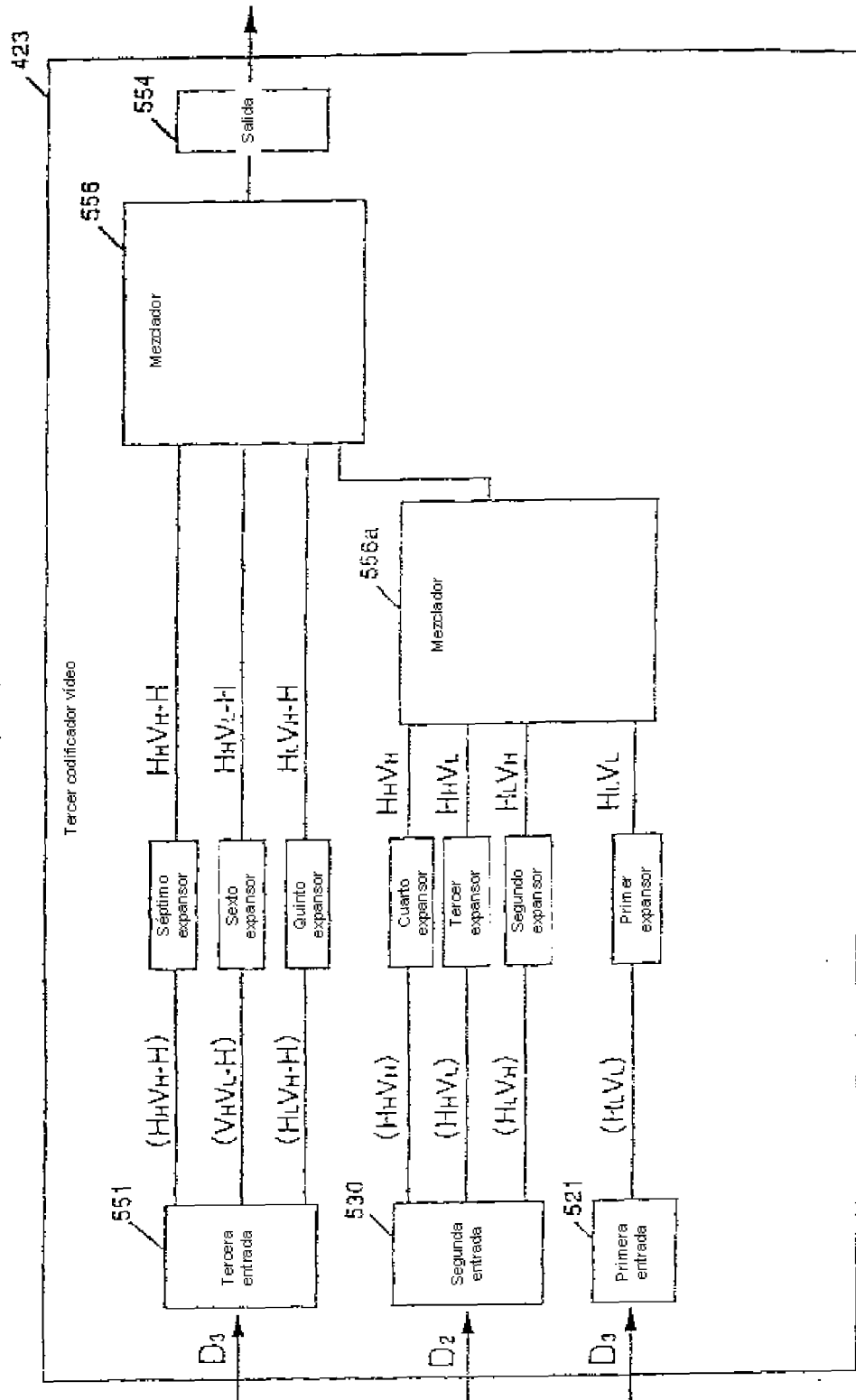


FIG. 72

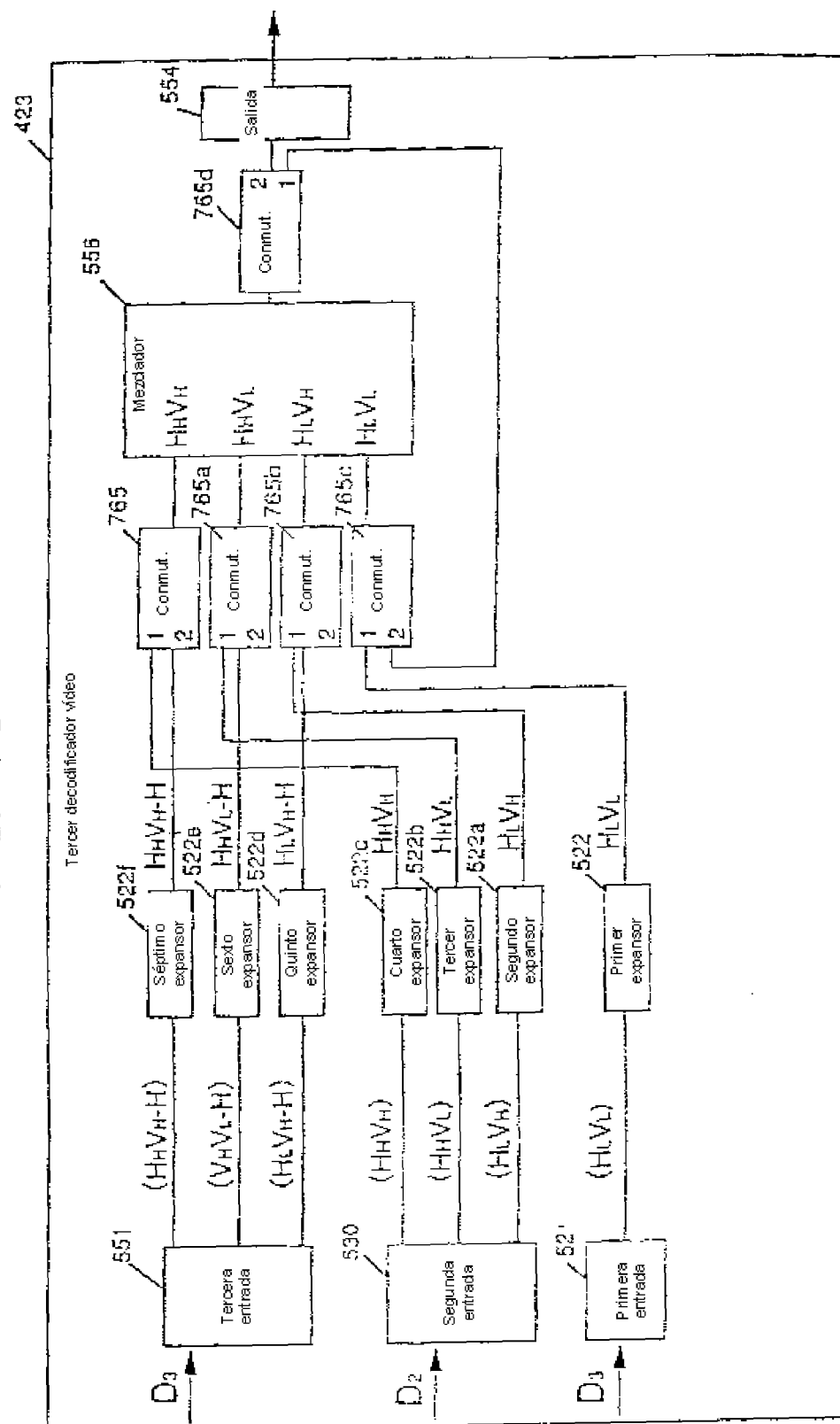


FIG. 73

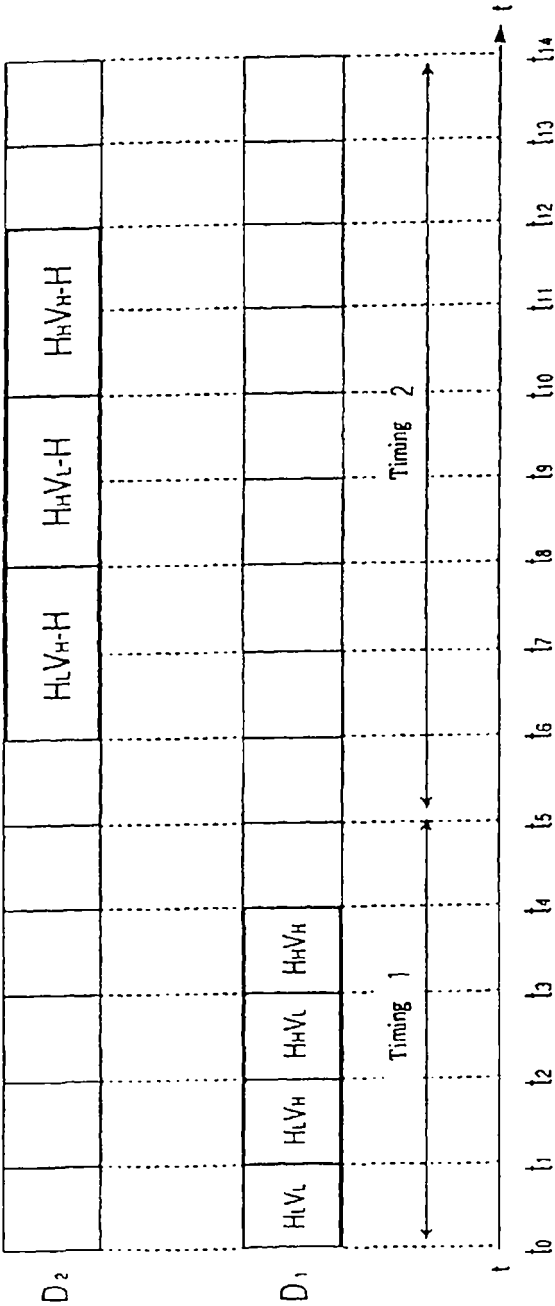


FIG. 74

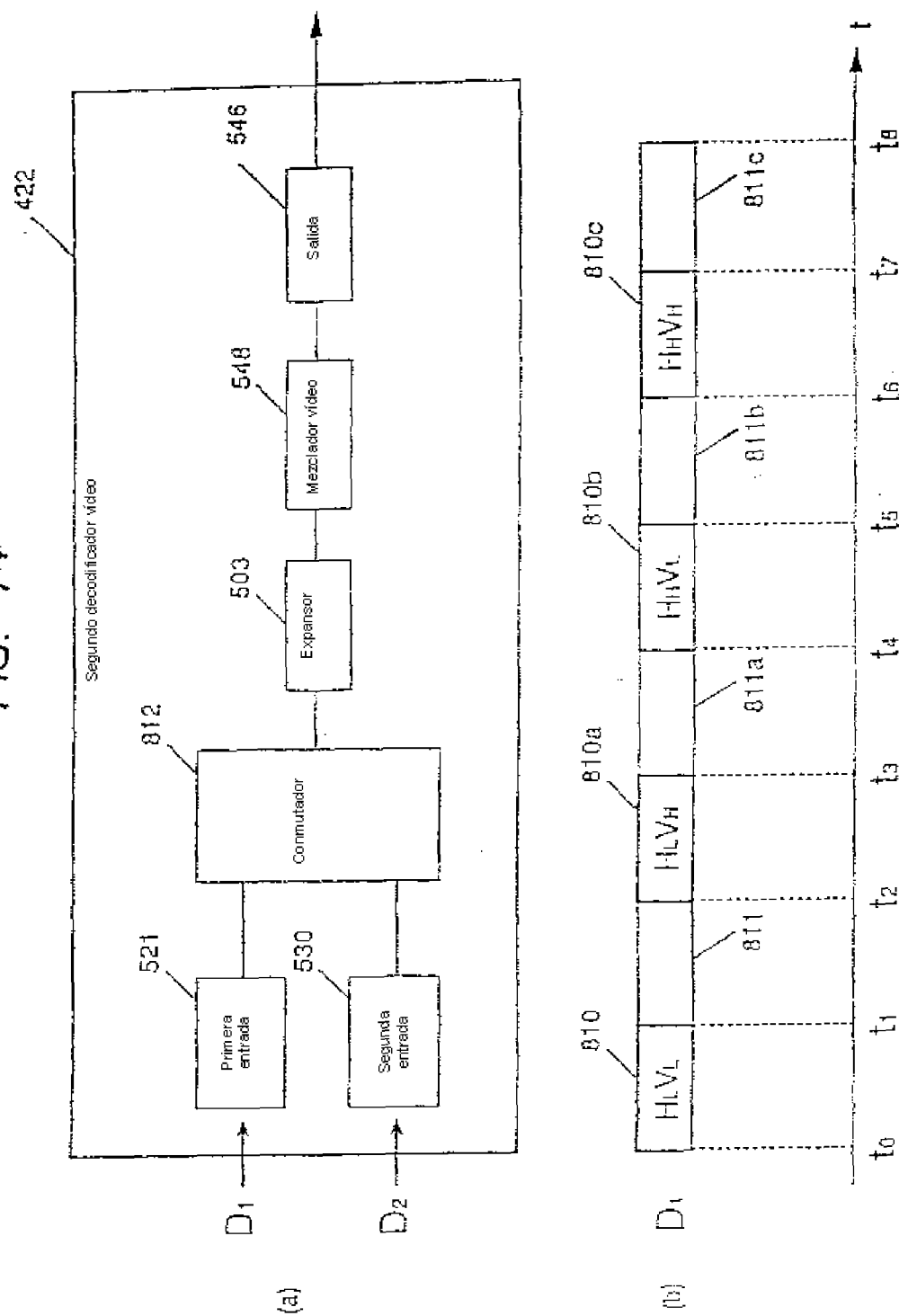


FIG. 75

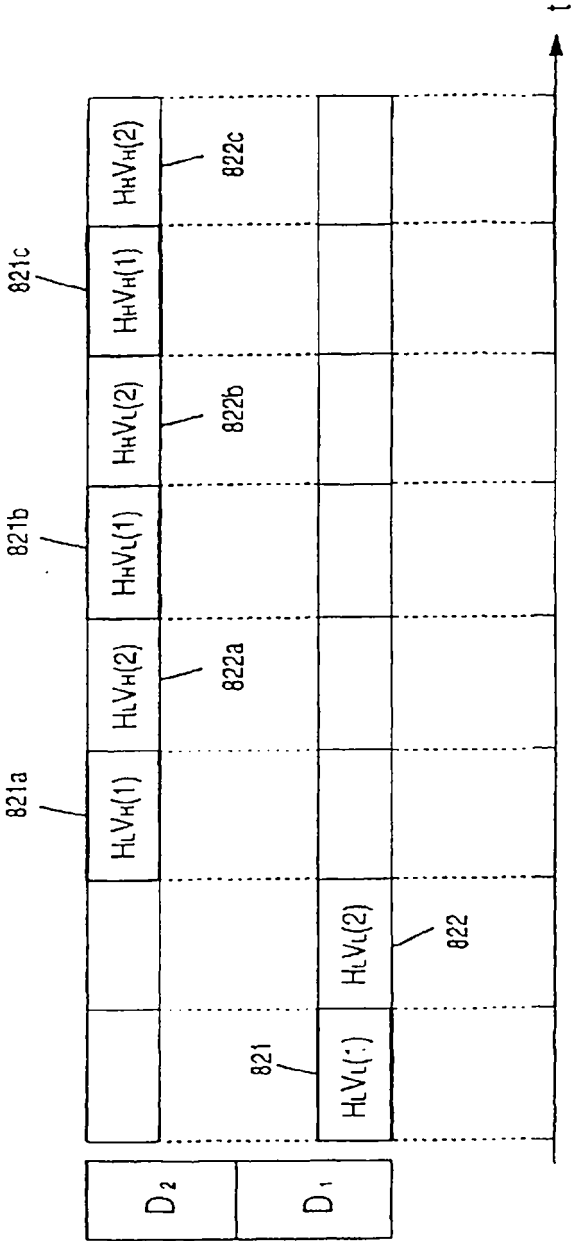


FIG. 76

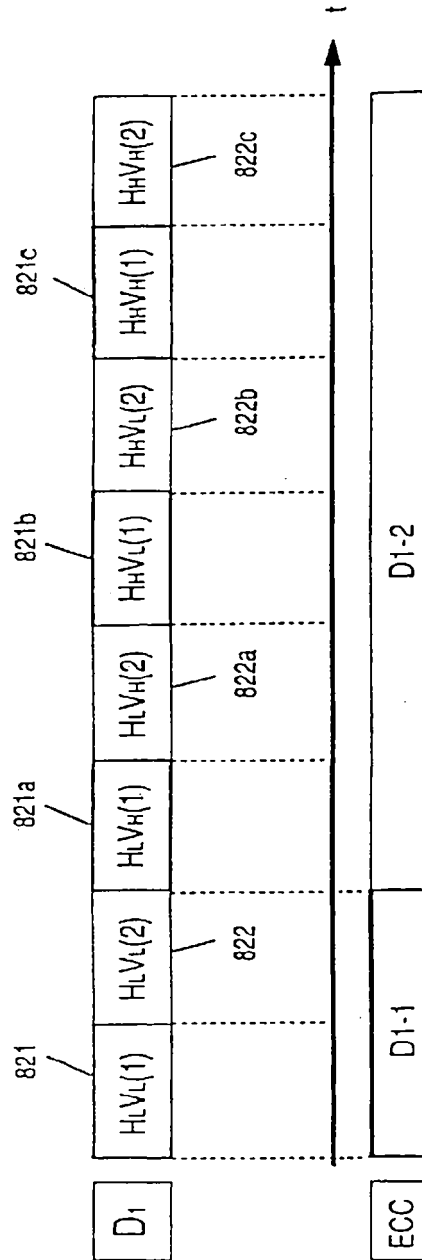


FIG. 77

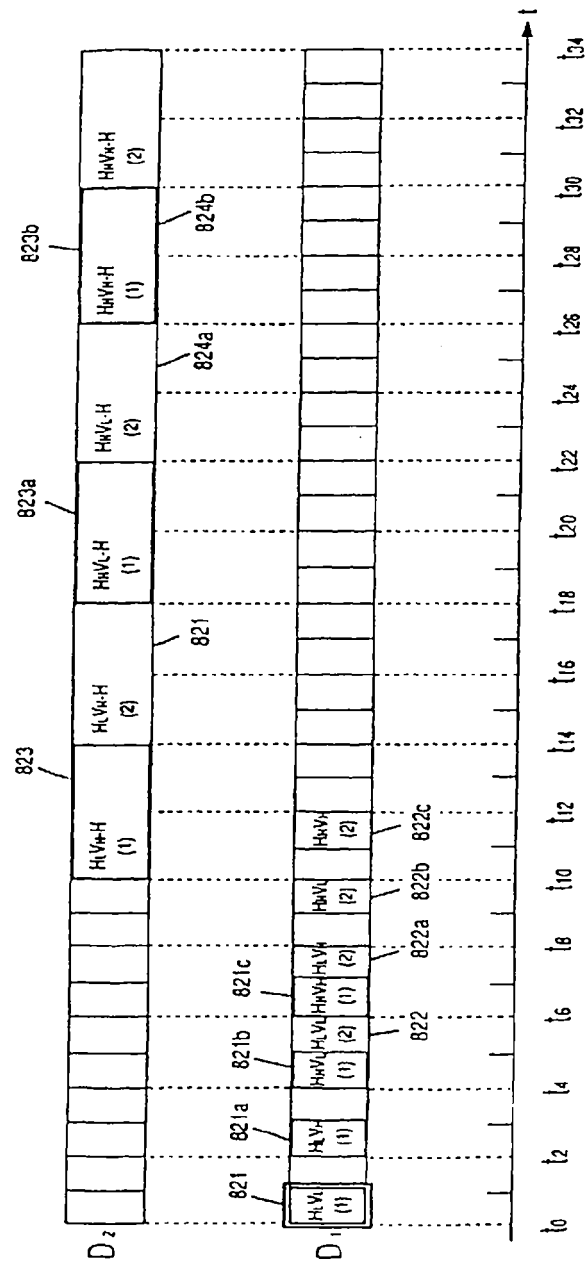


FIG. 78

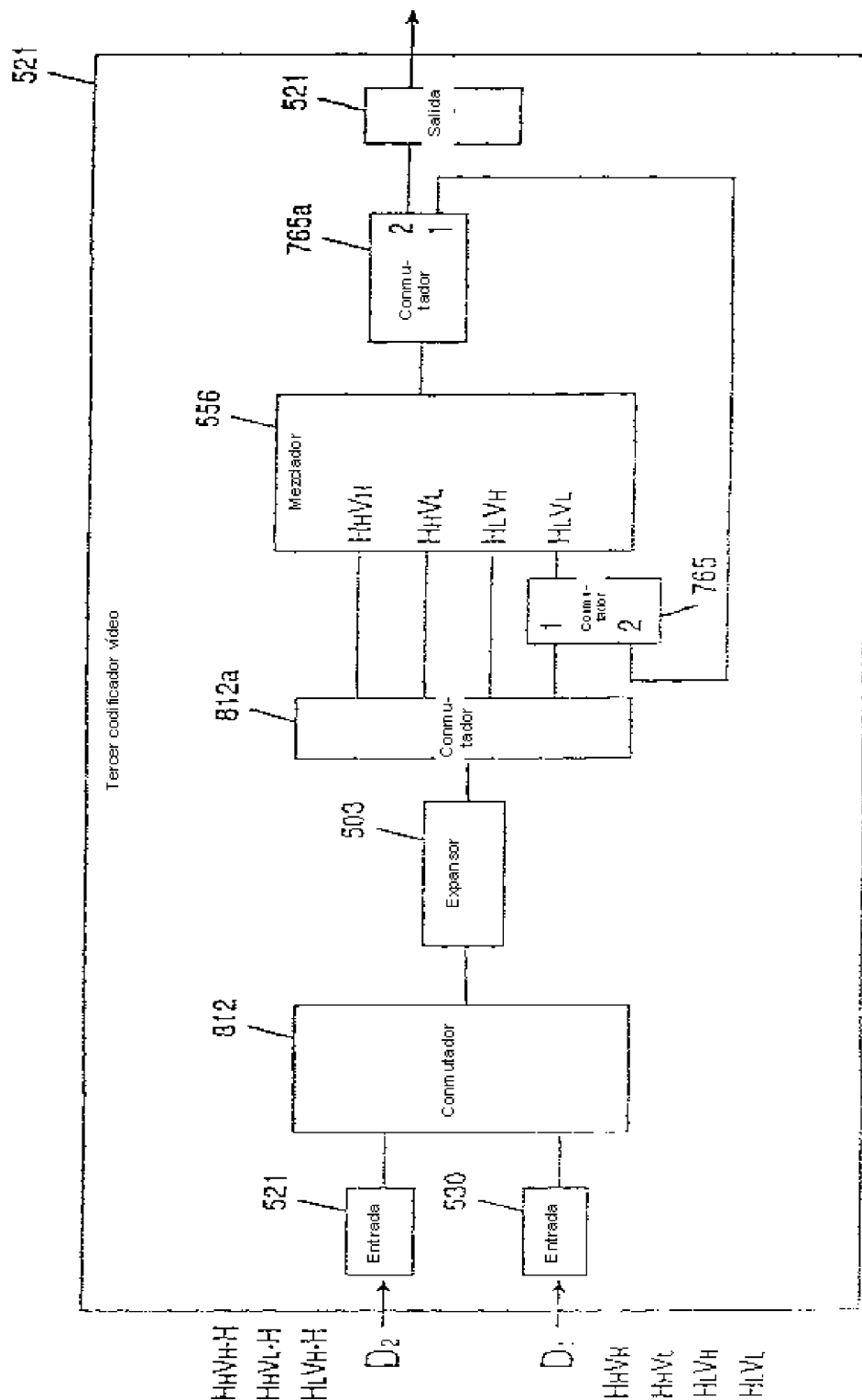


FIG. 79

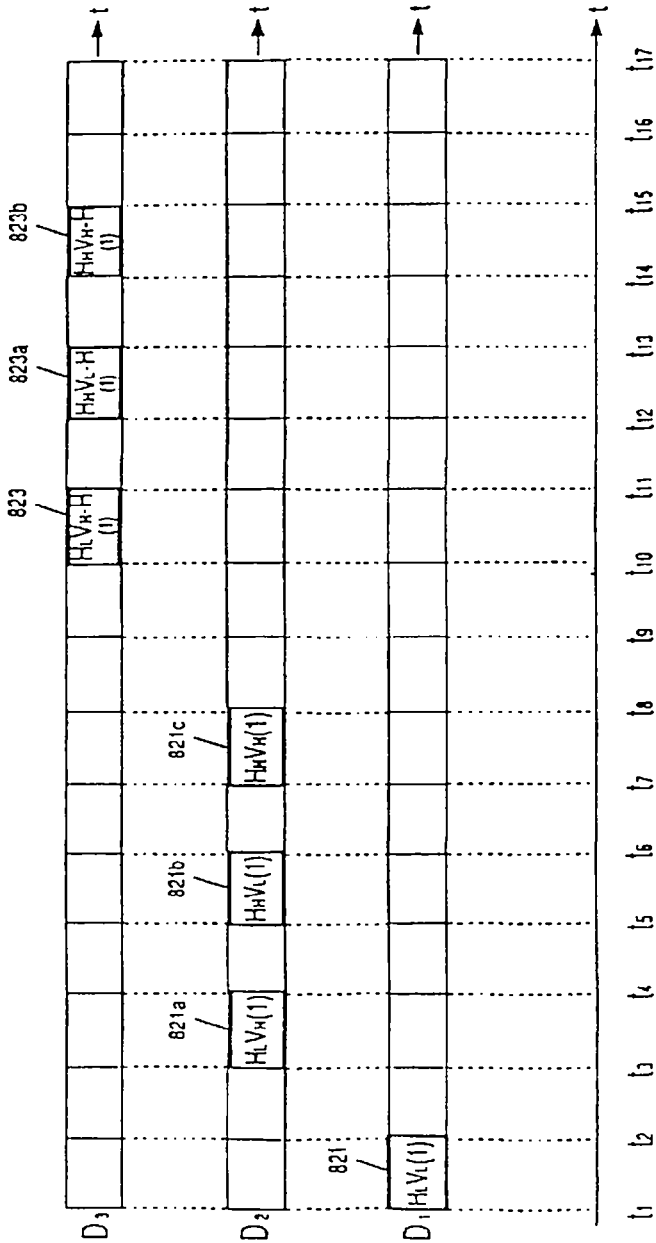


FIG. 80

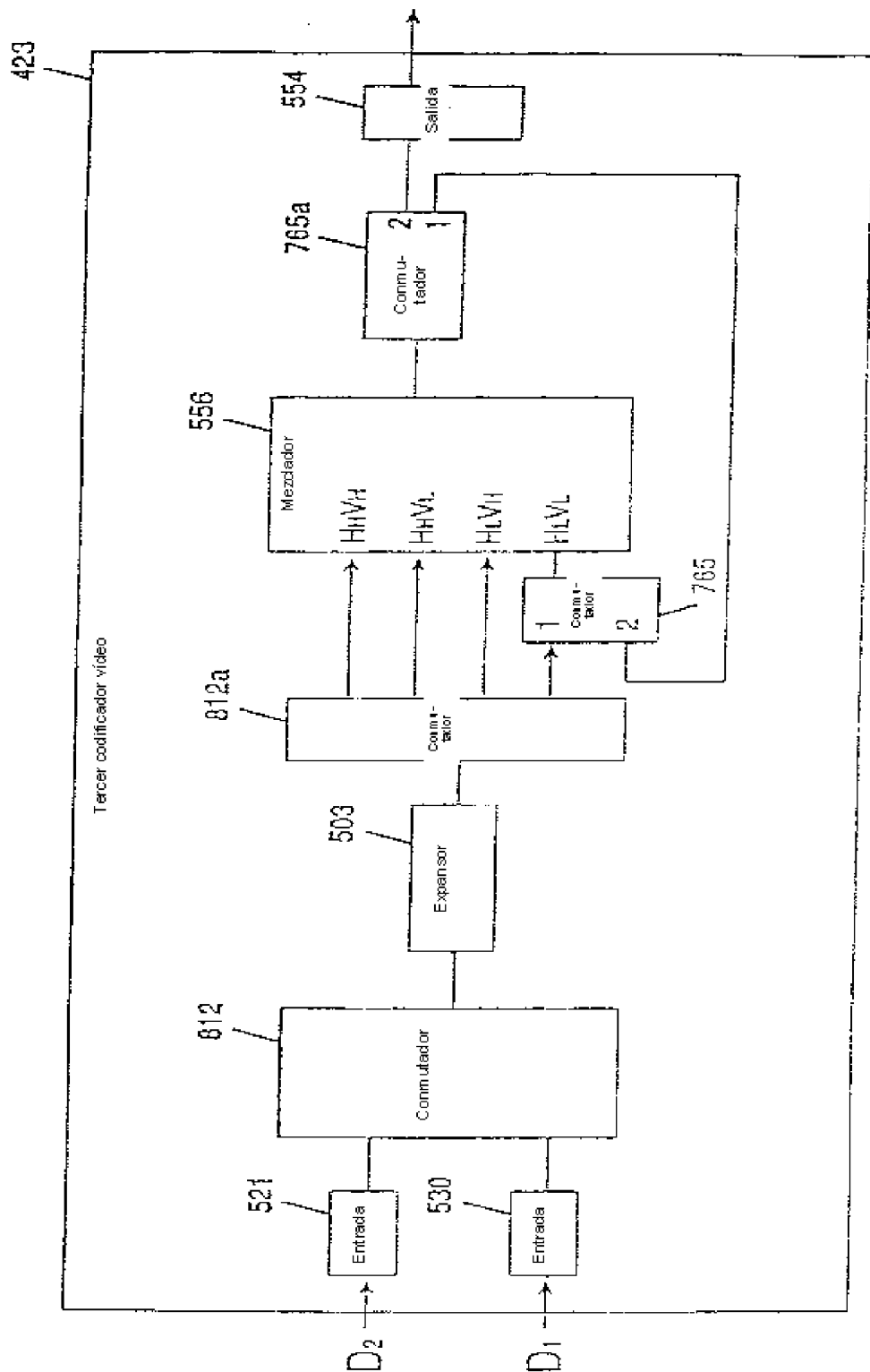


FIG. 81

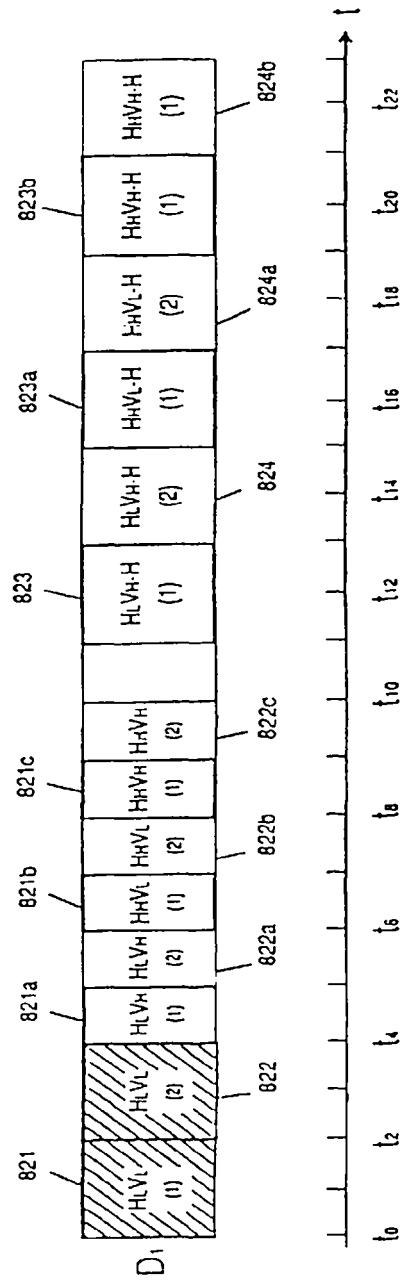


FIG. 82

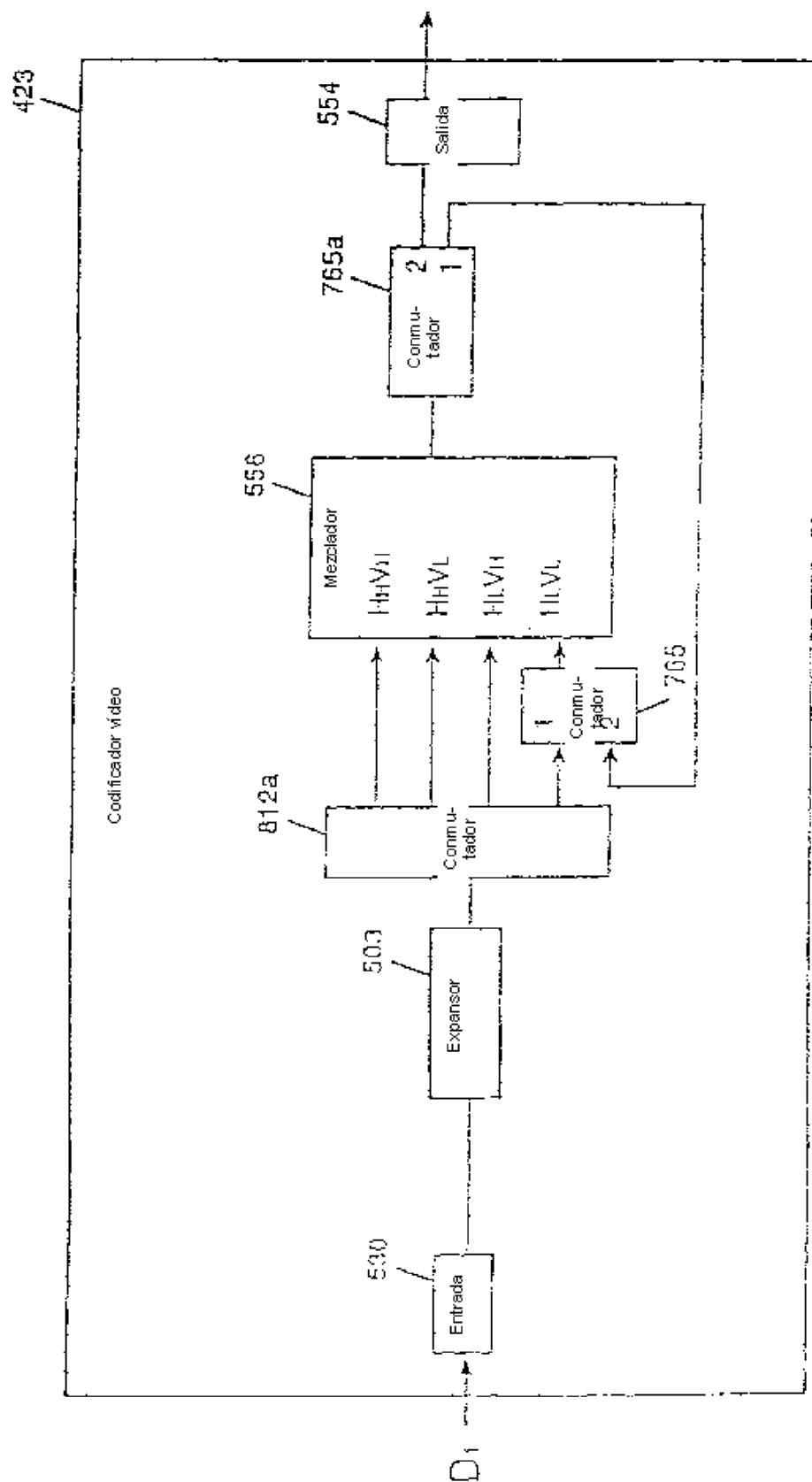


FIG. 83

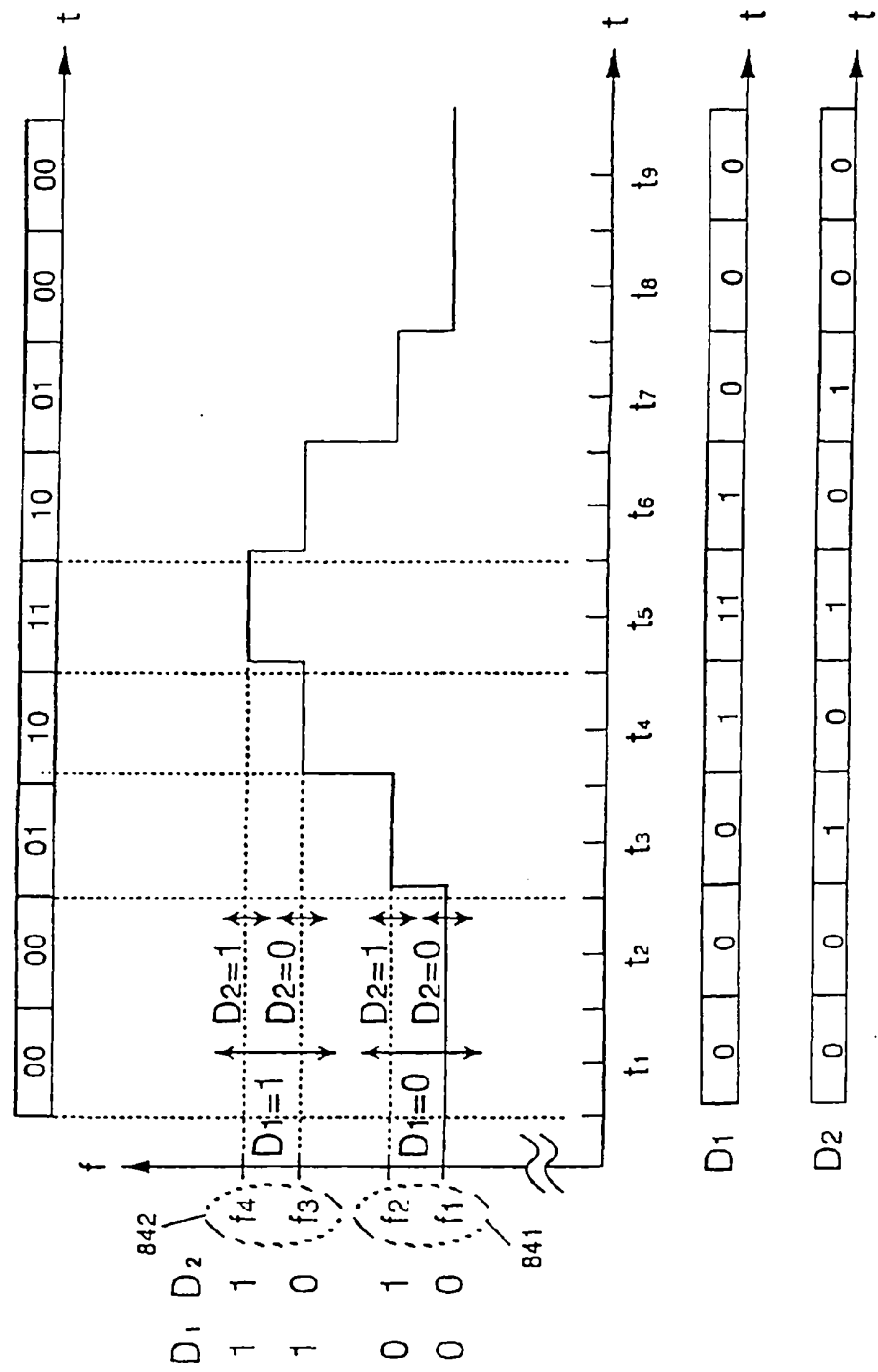


FIG. 84

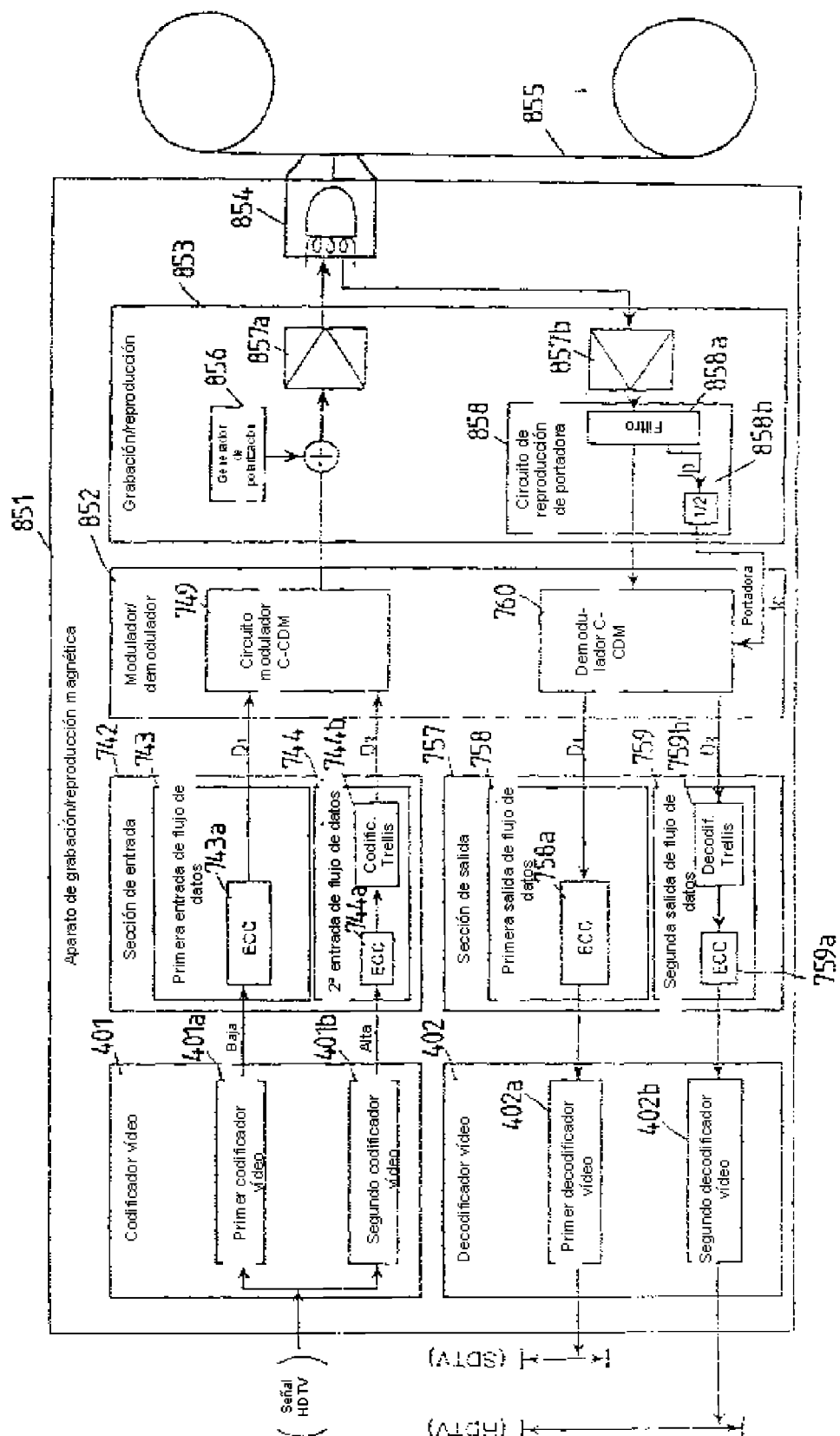


FIG. 85

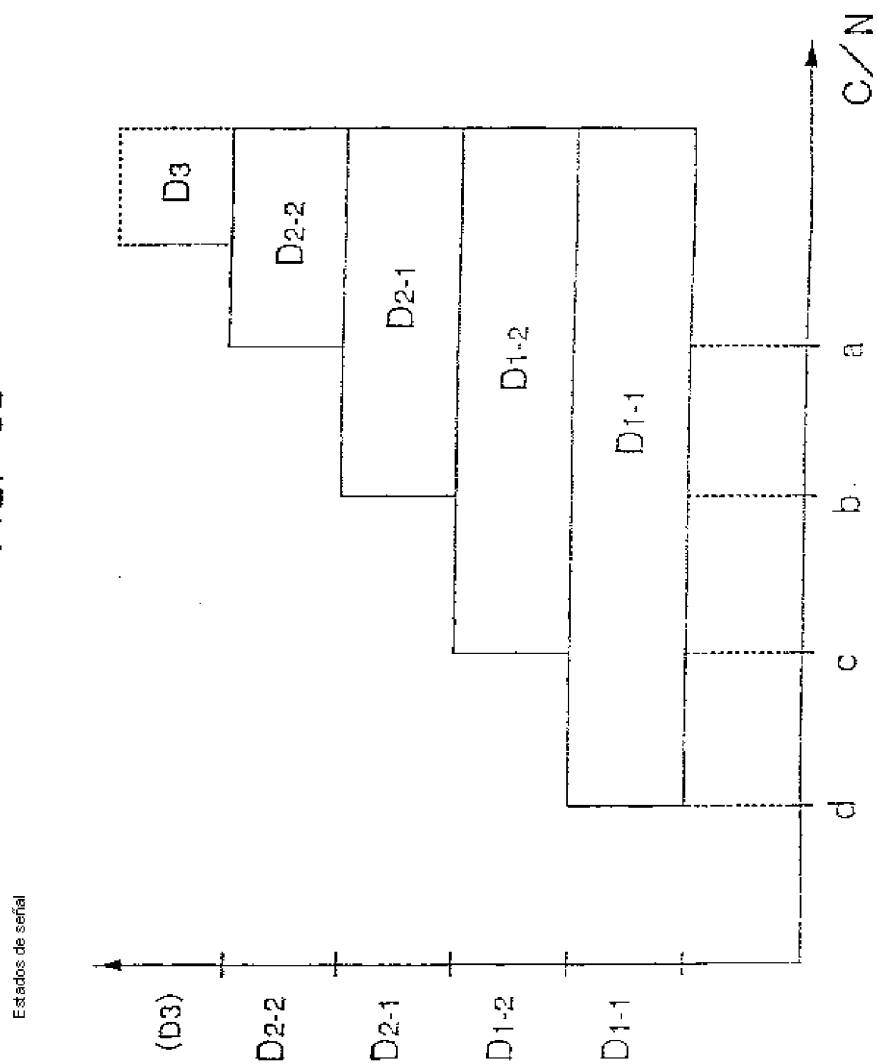


FIG. 86

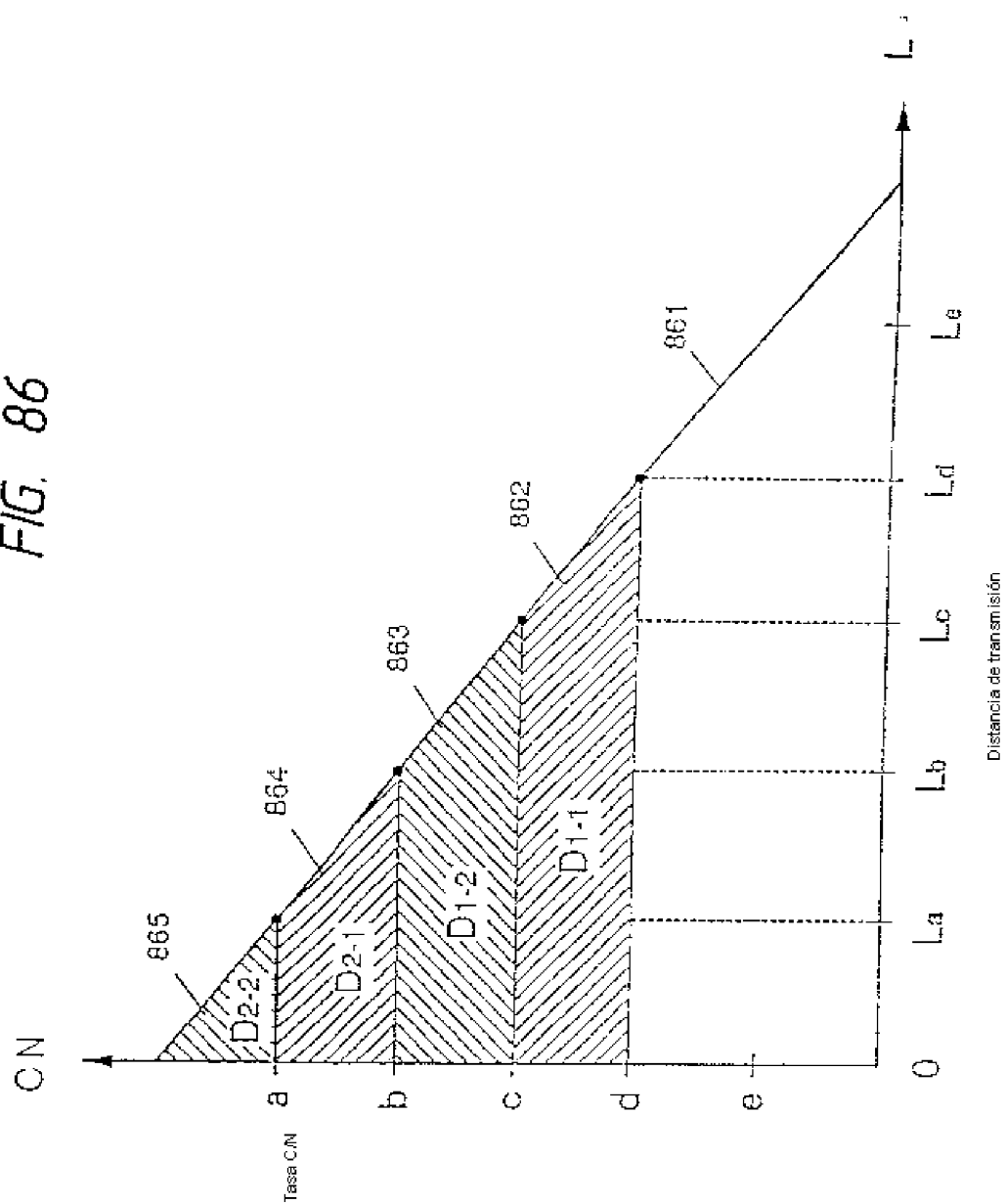


FIG. 87

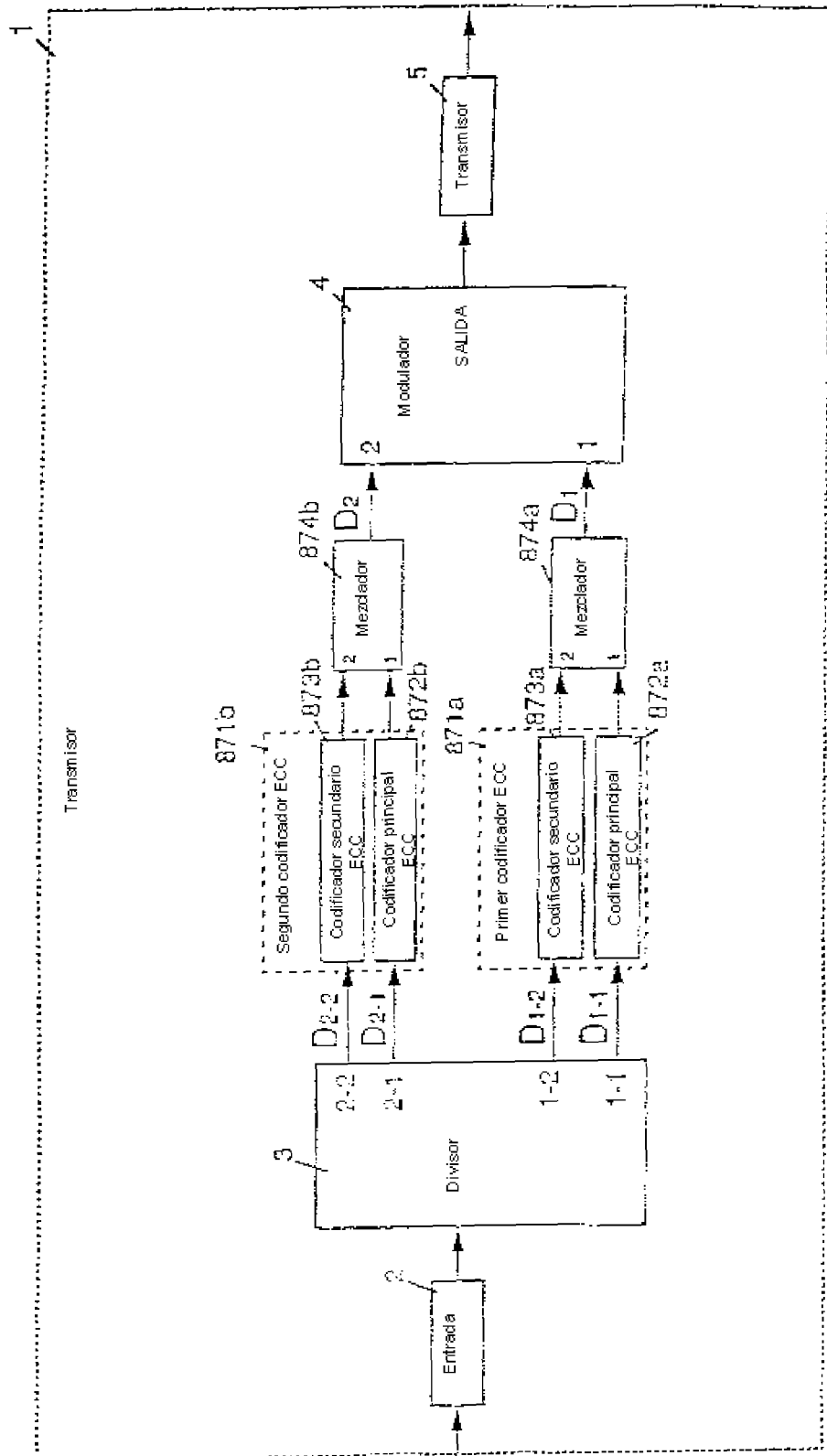
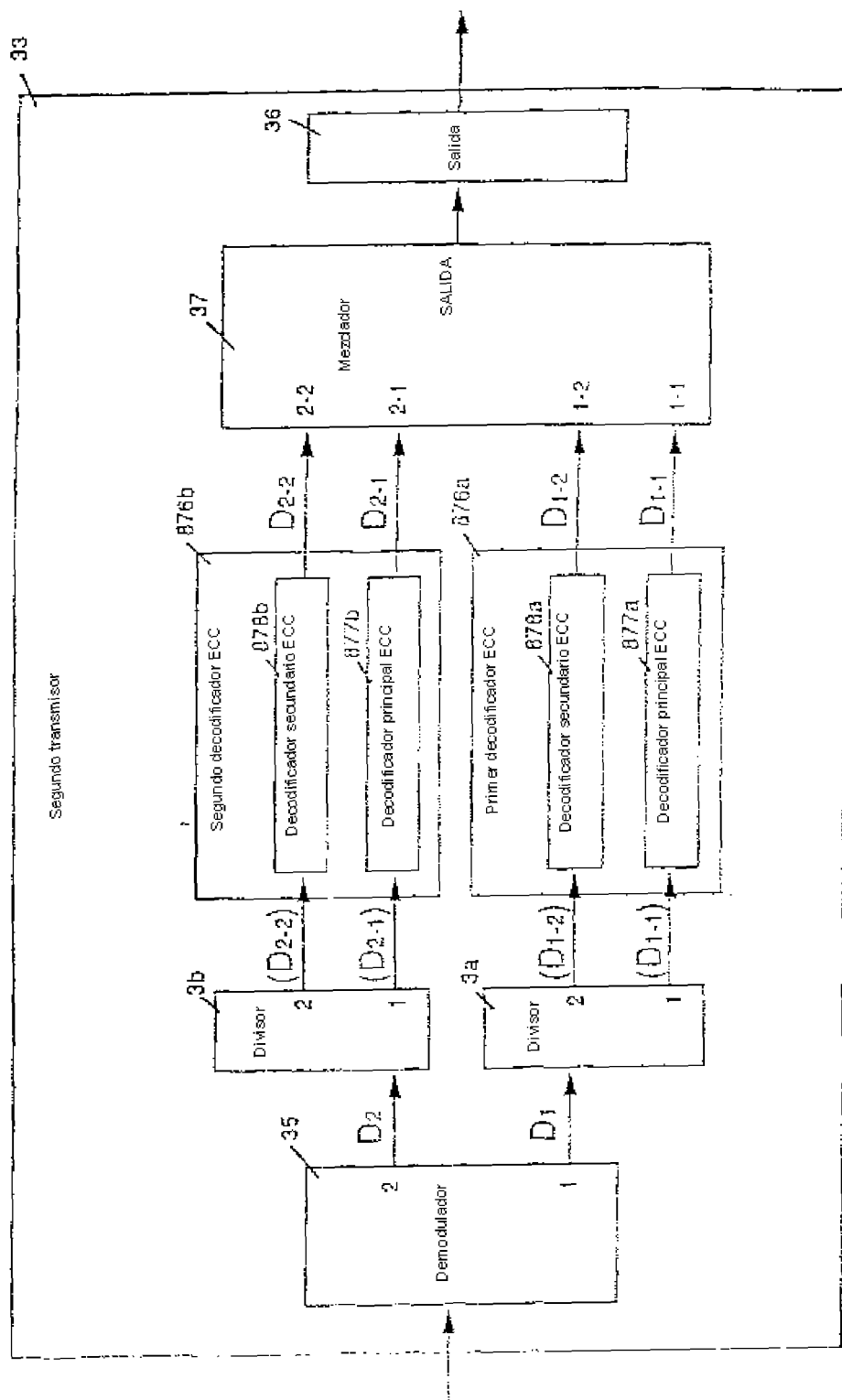


FIG. 88



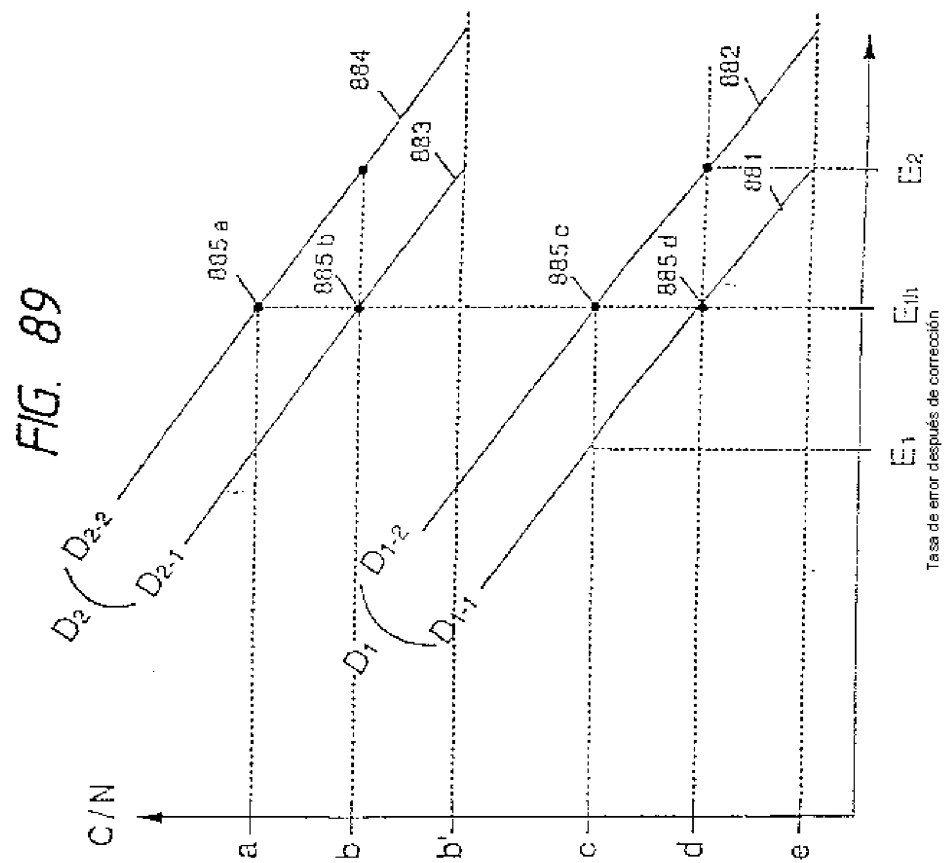


FIG. 90

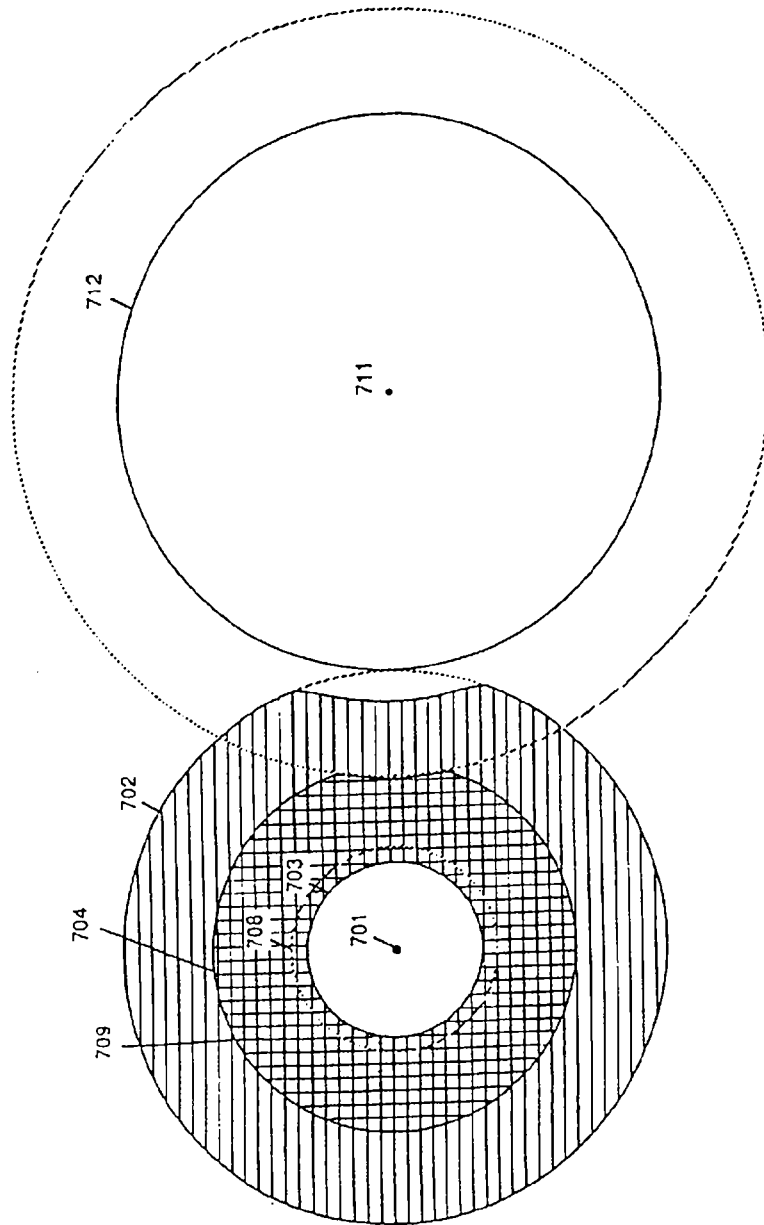
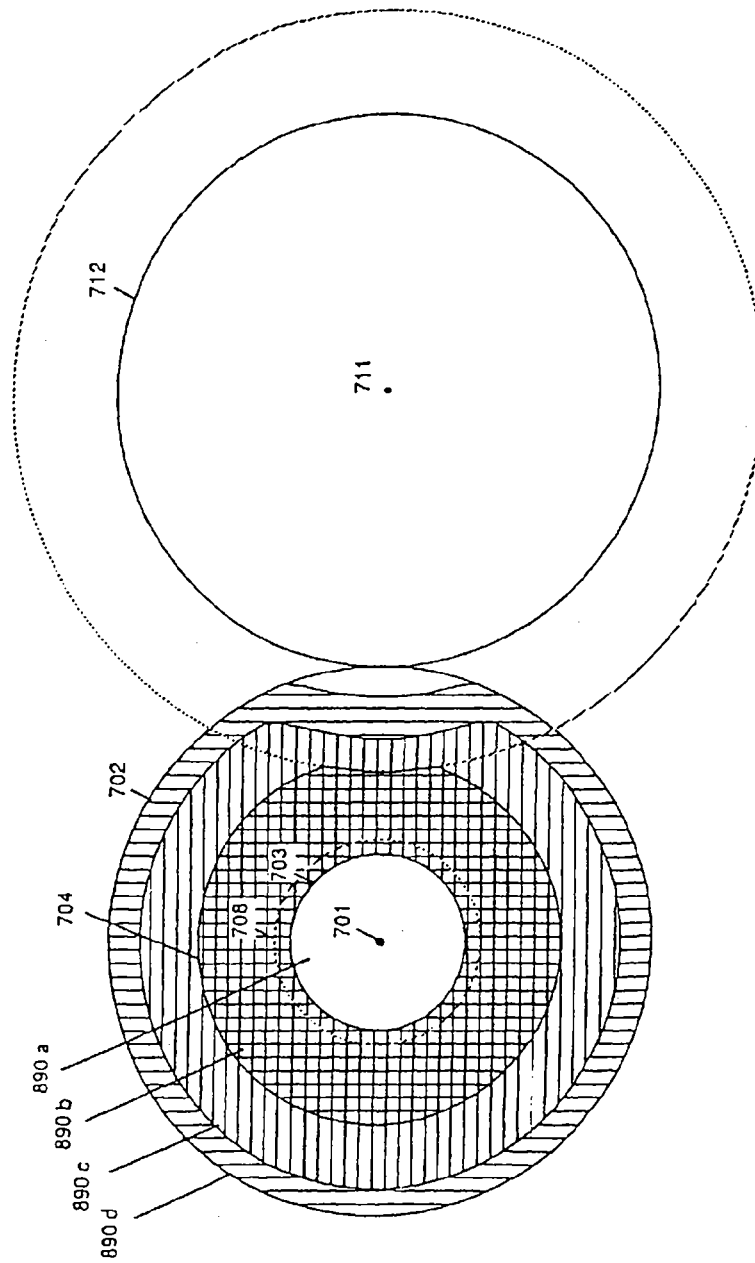


FIG. 91



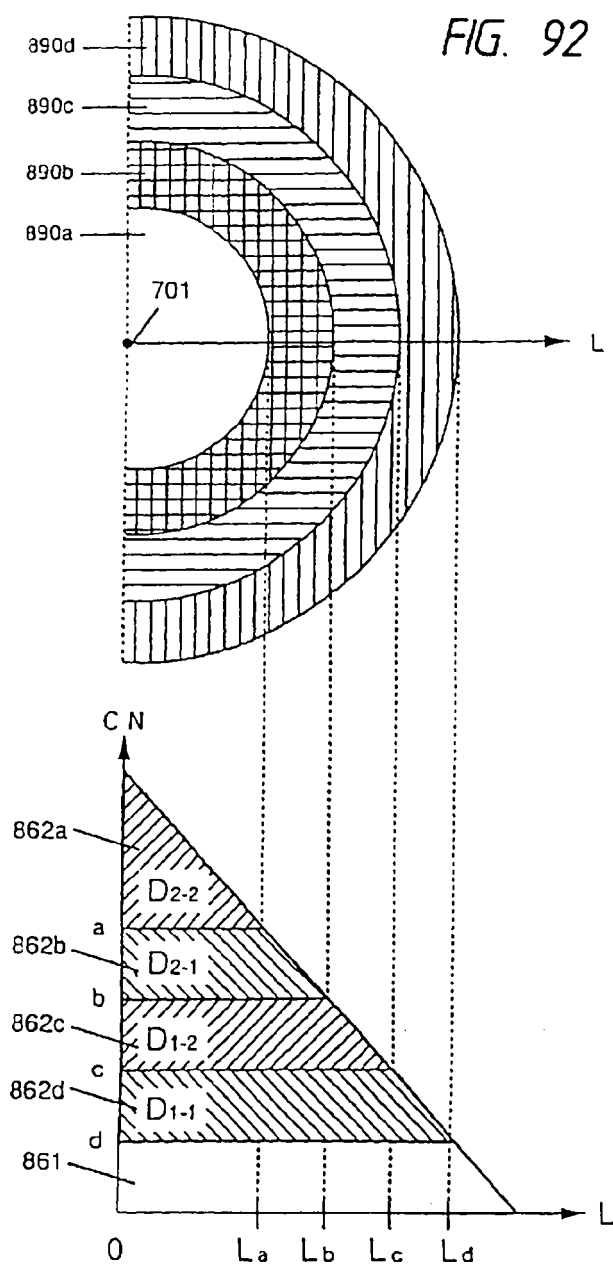


FIG. 93

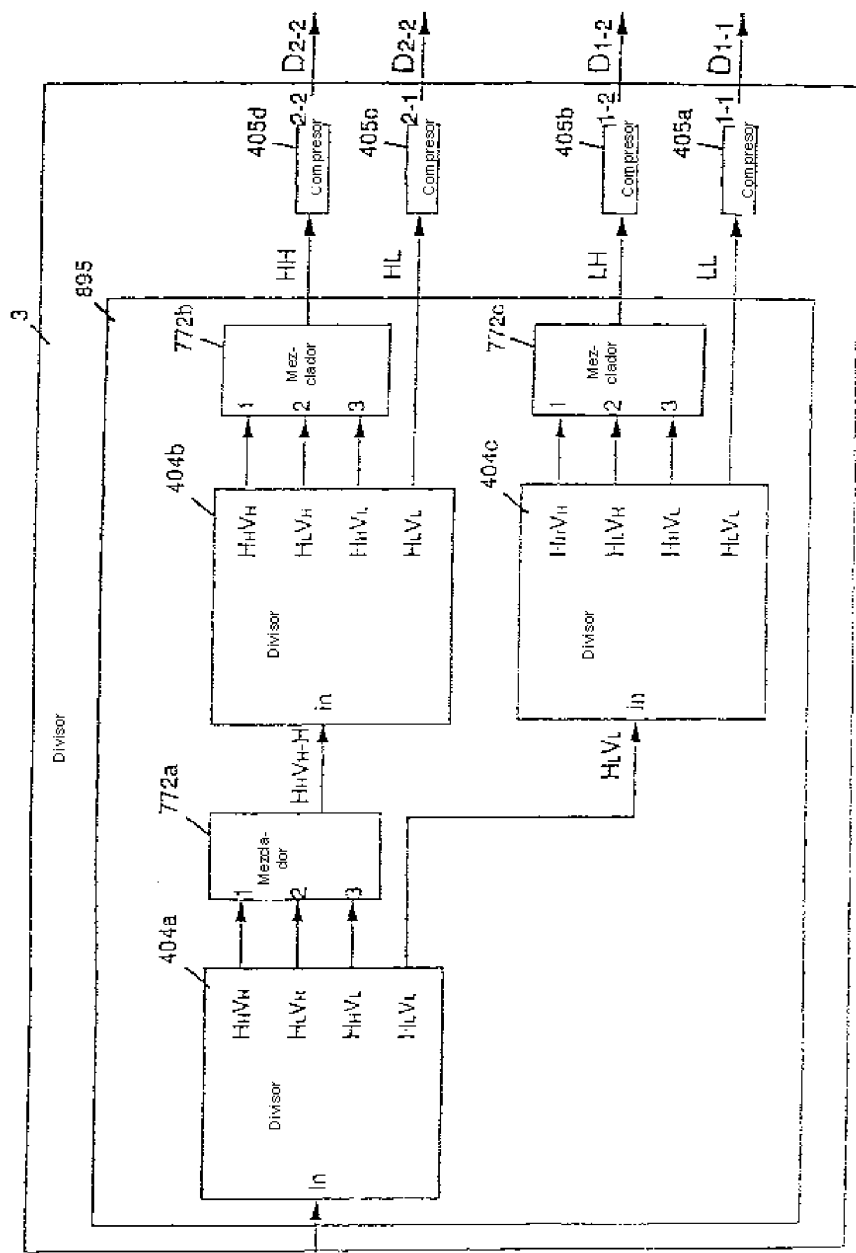
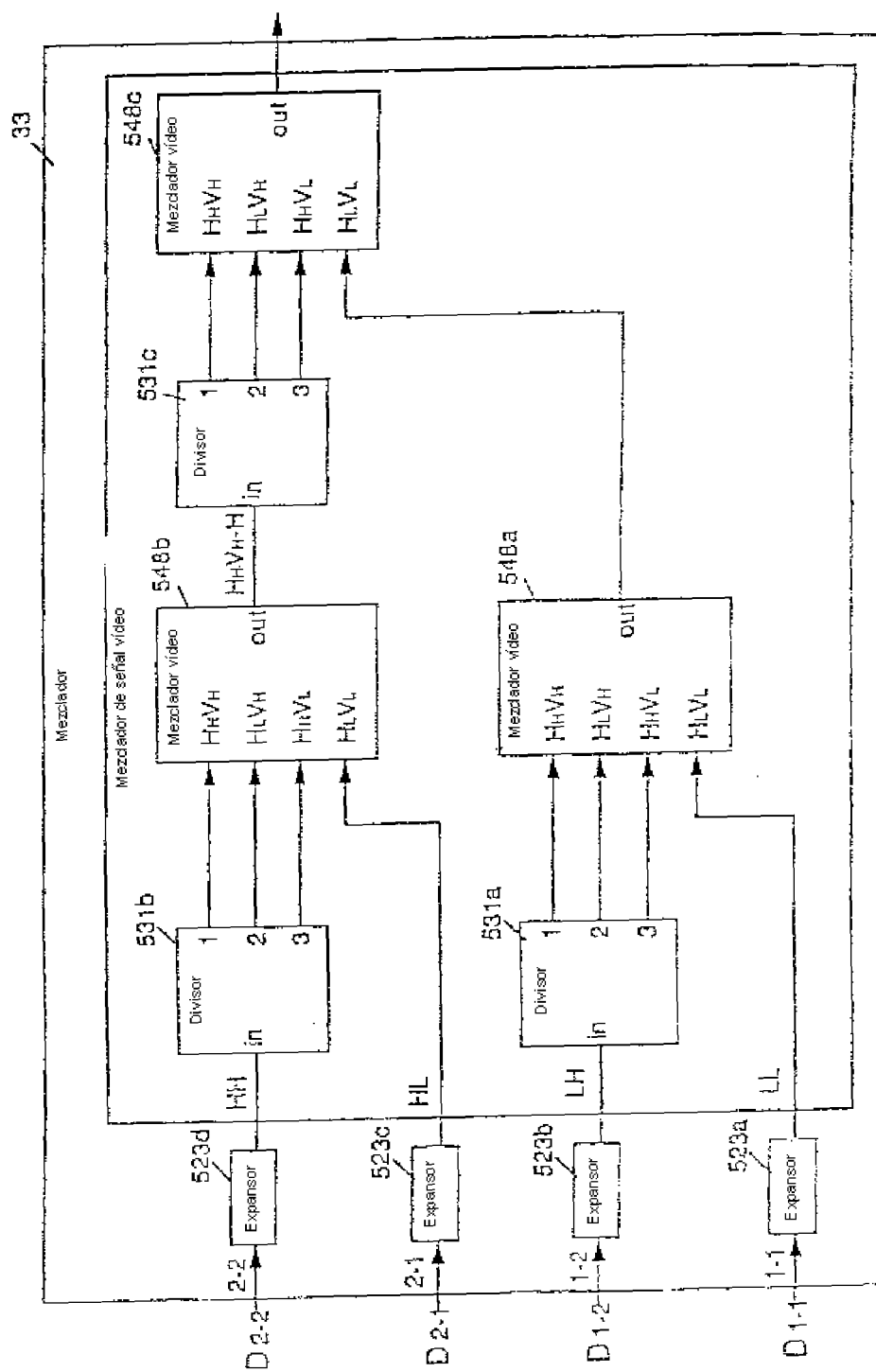
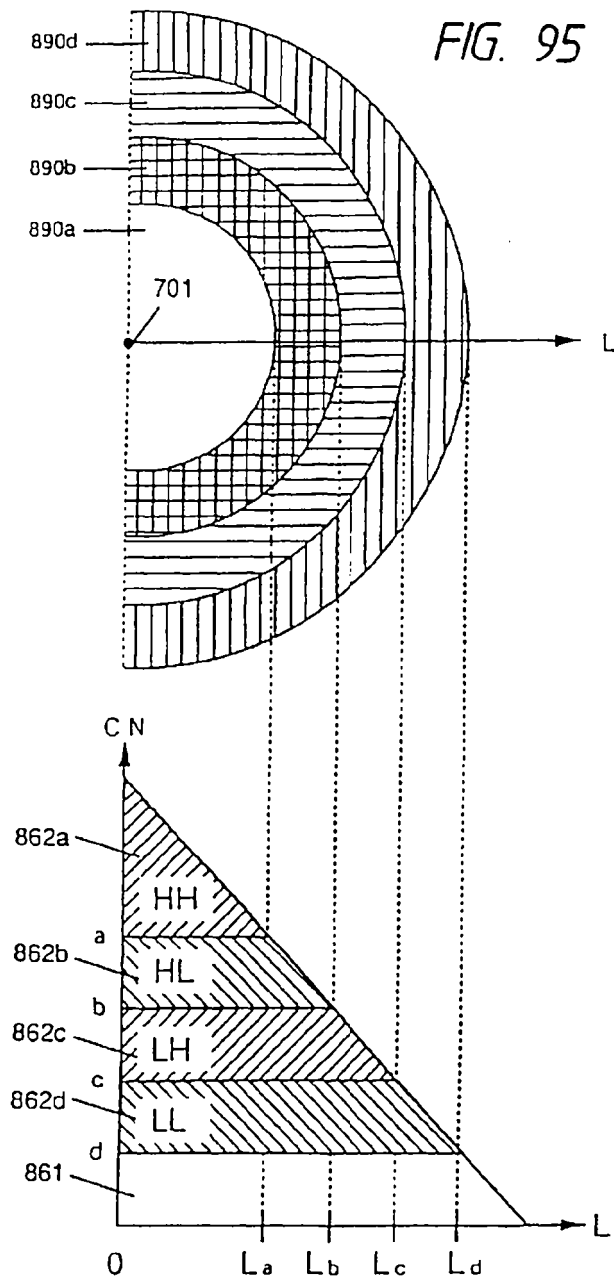


FIG. 76





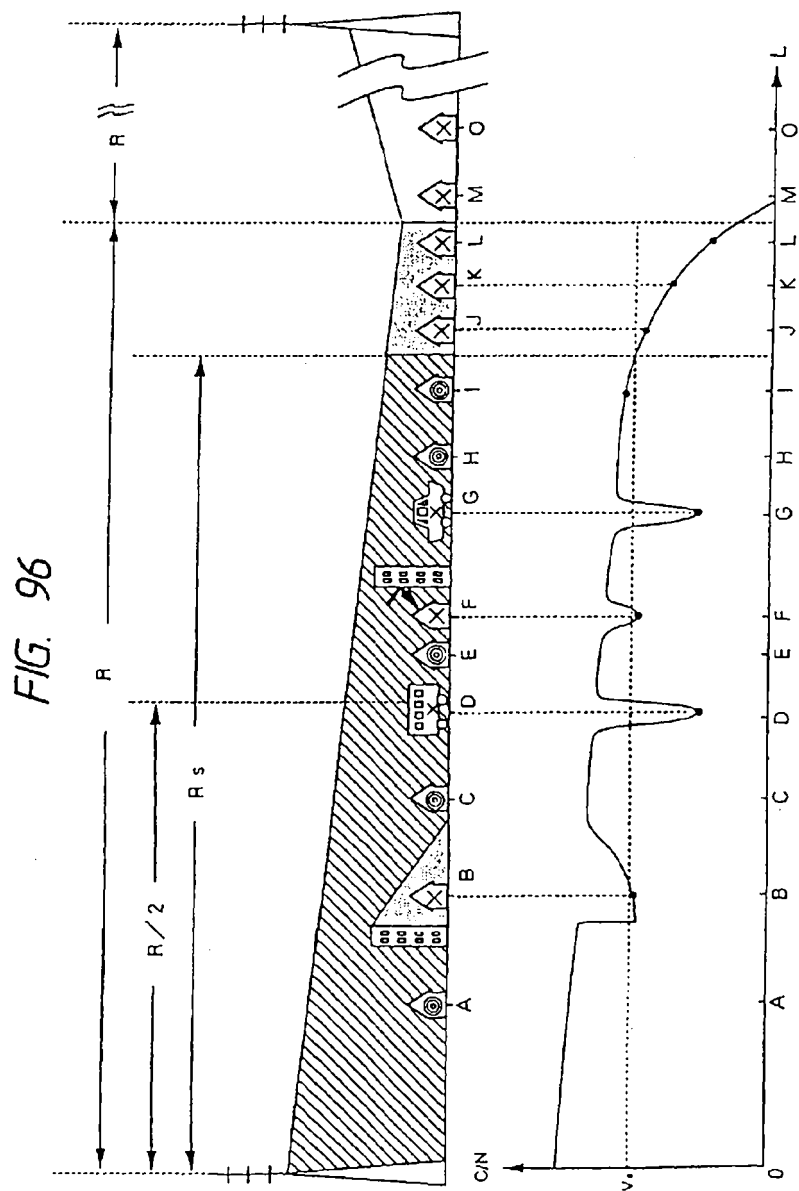
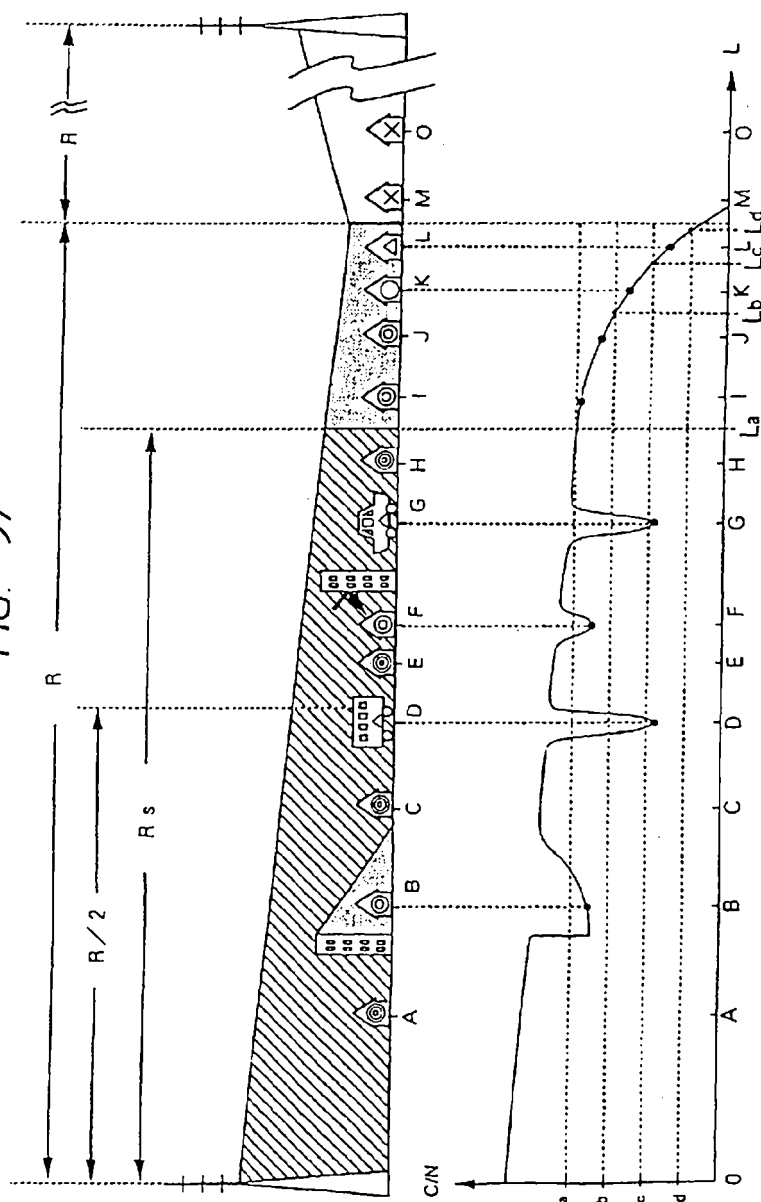


FIG. 97



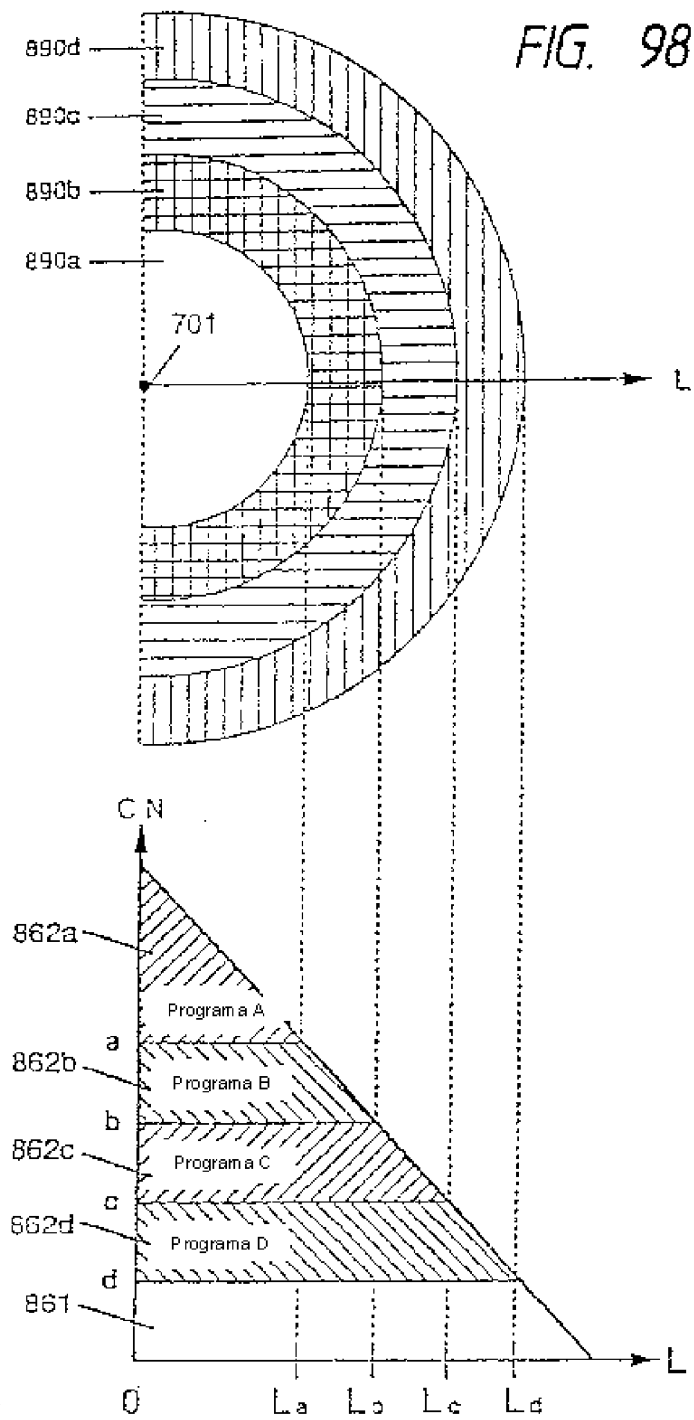


FIG. 99

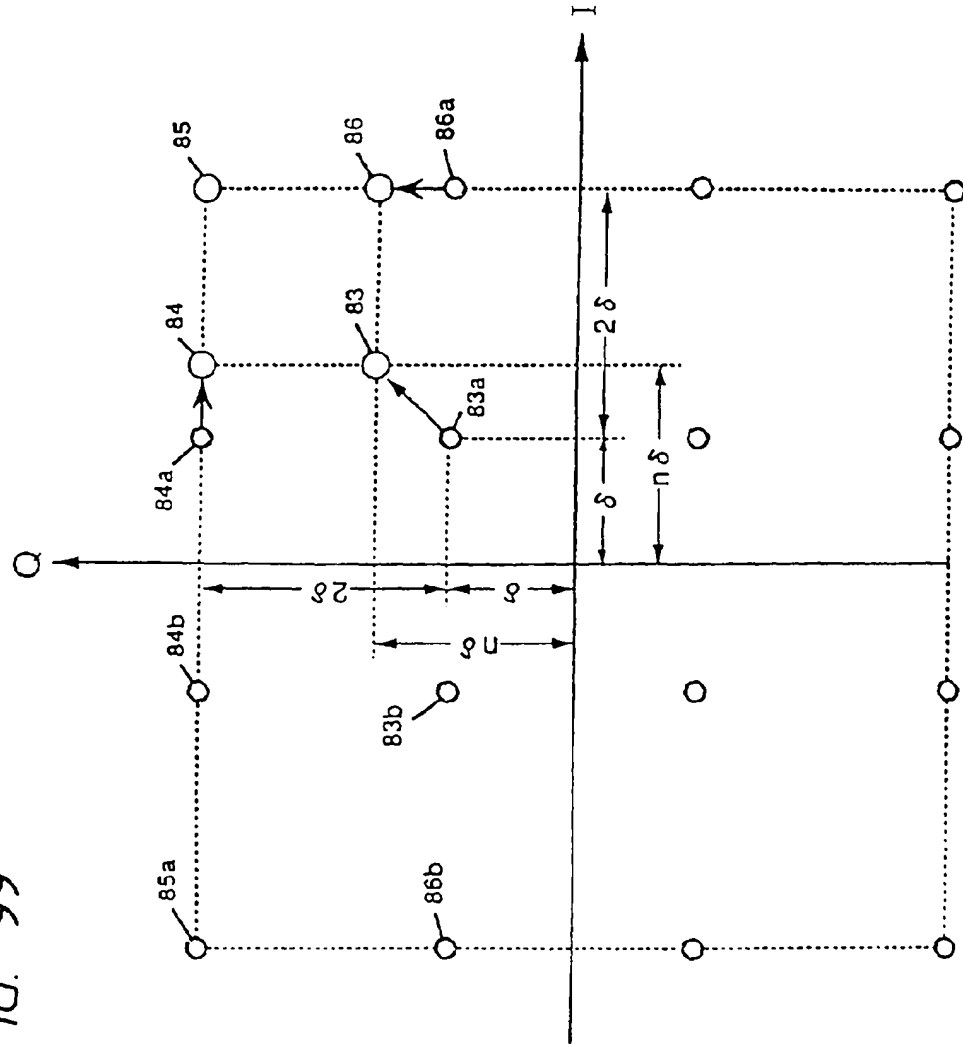


FIG. 100

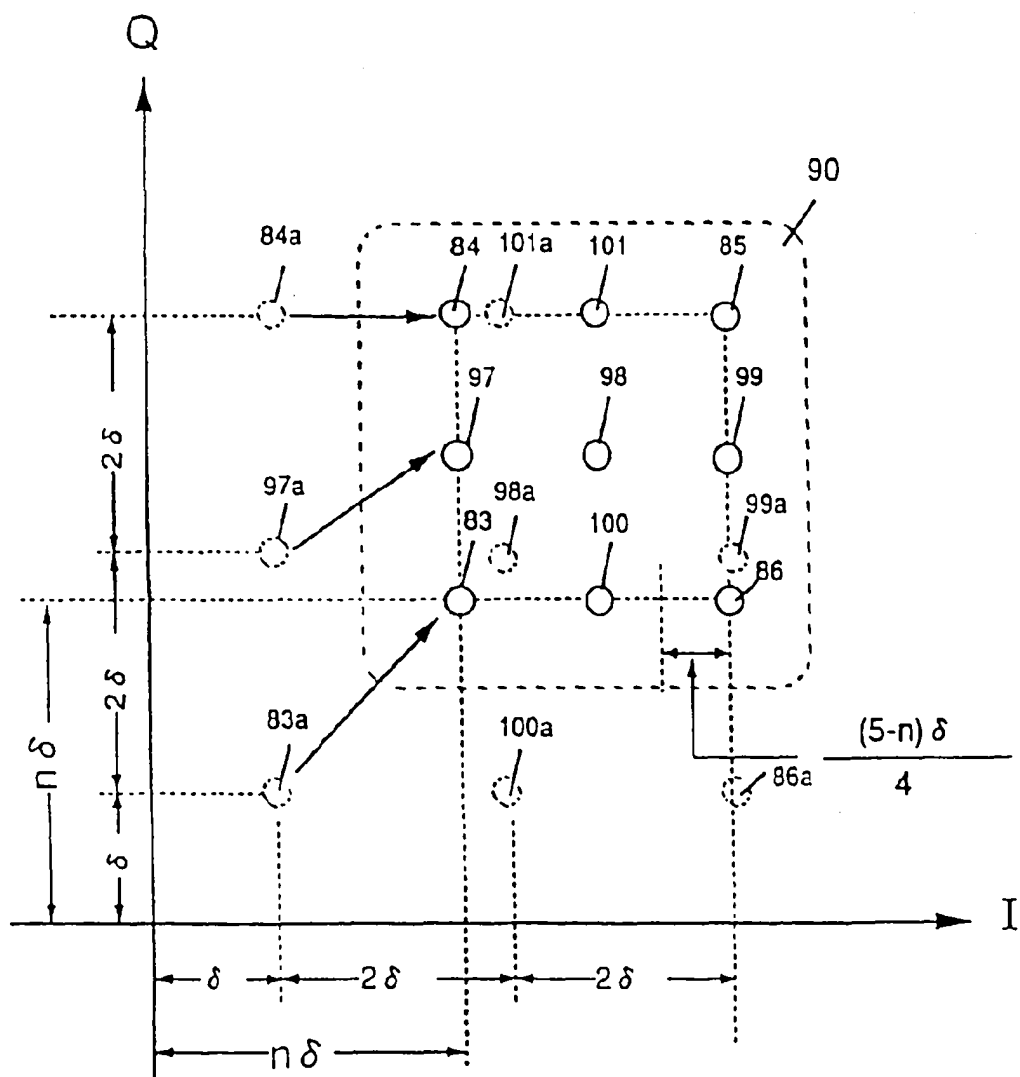


FIG. 101

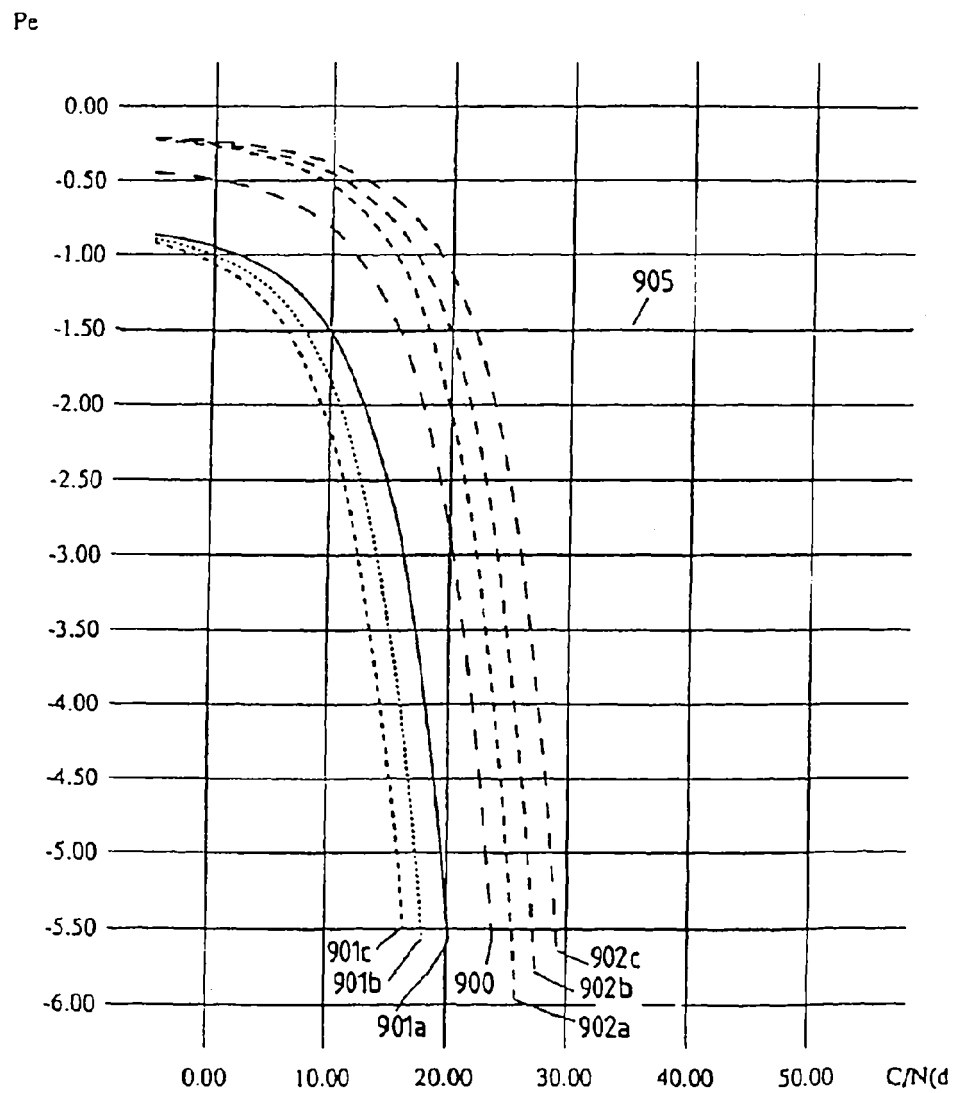


FIG. 102

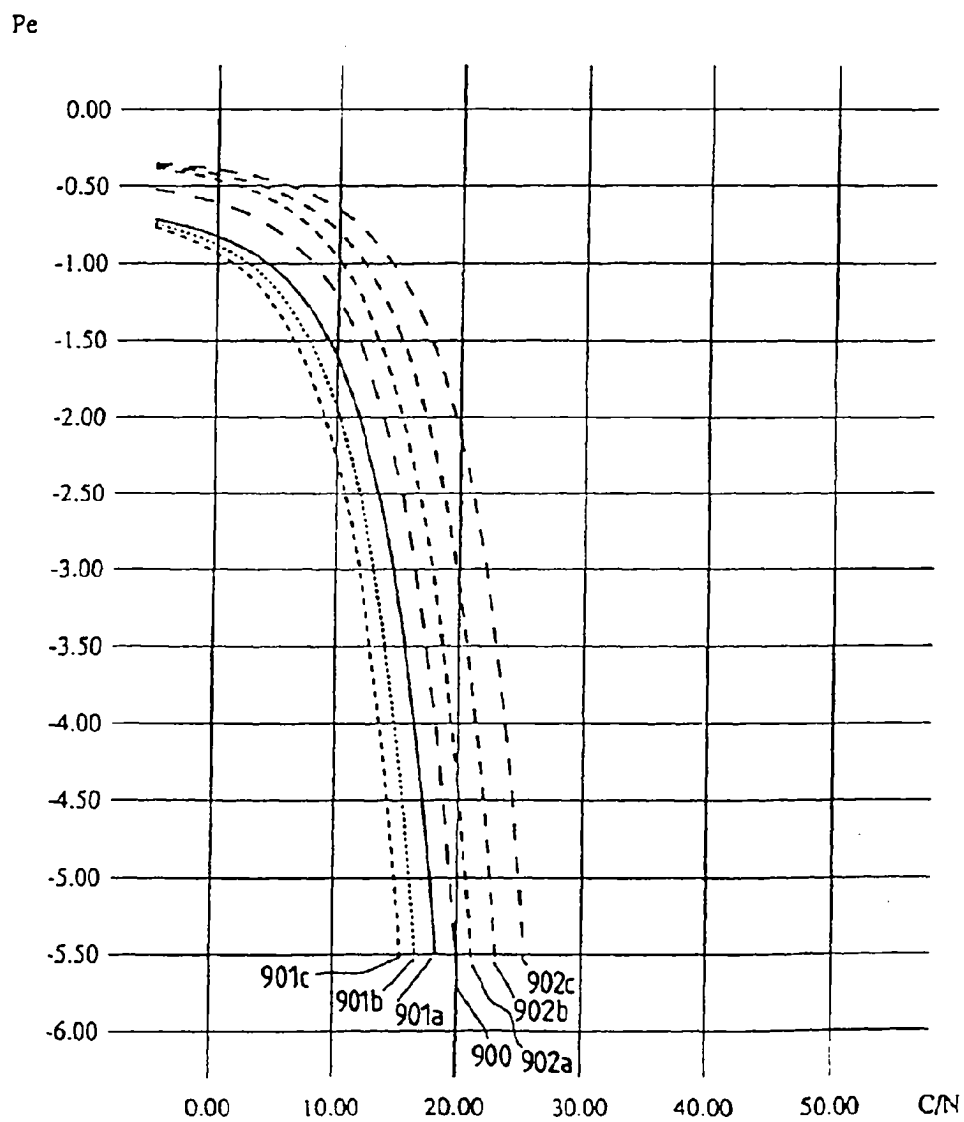


FIG. 103

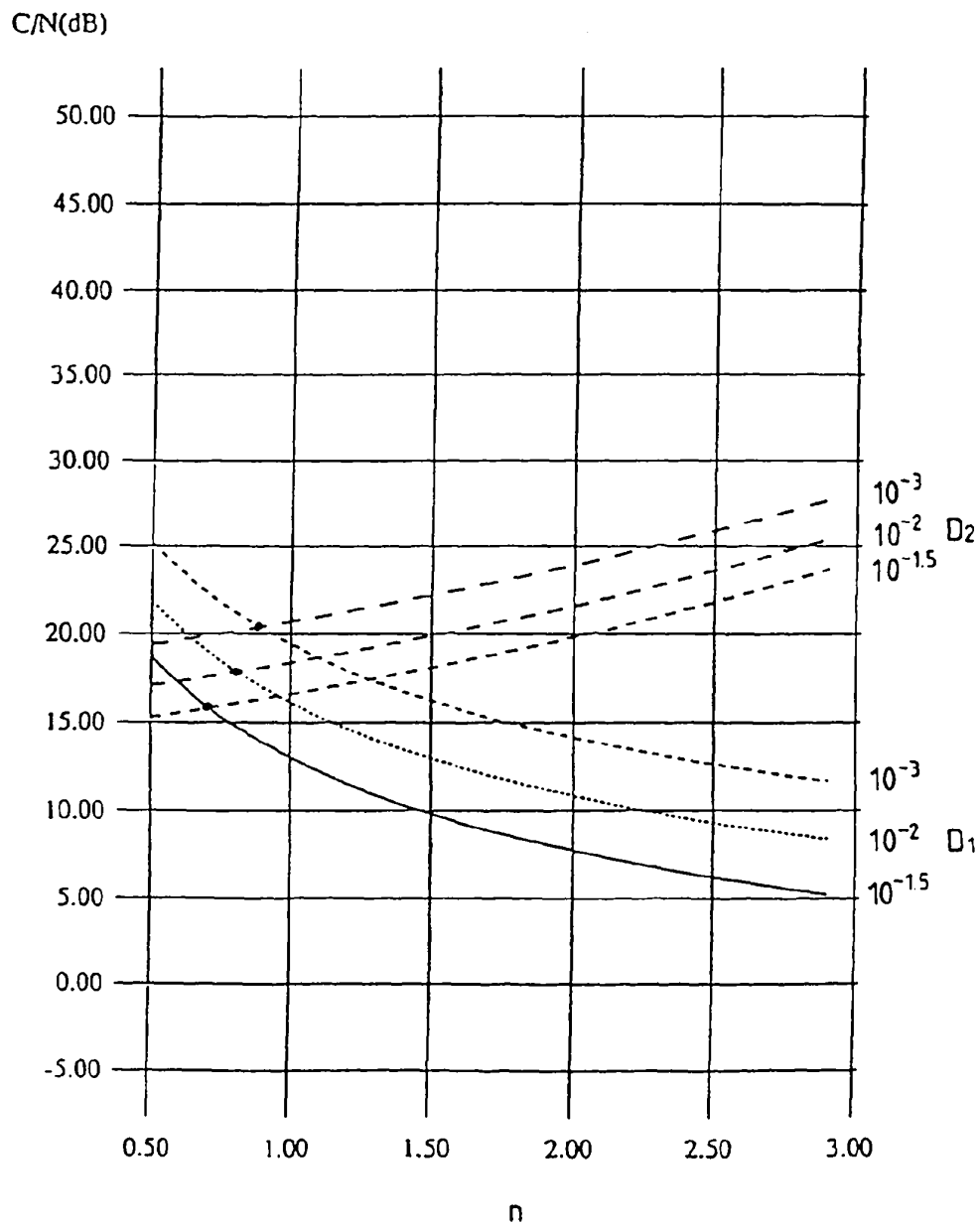
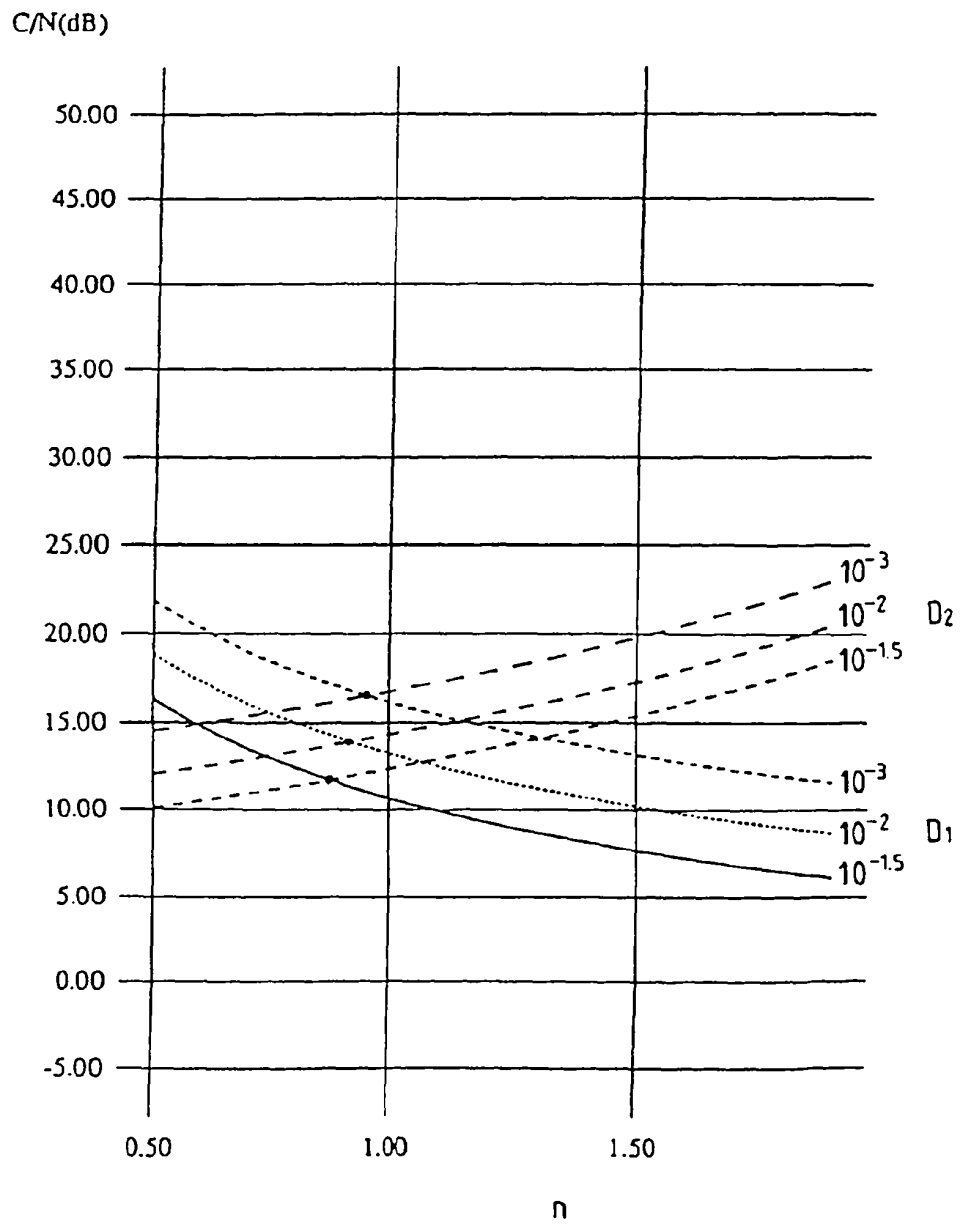


FIG. 104



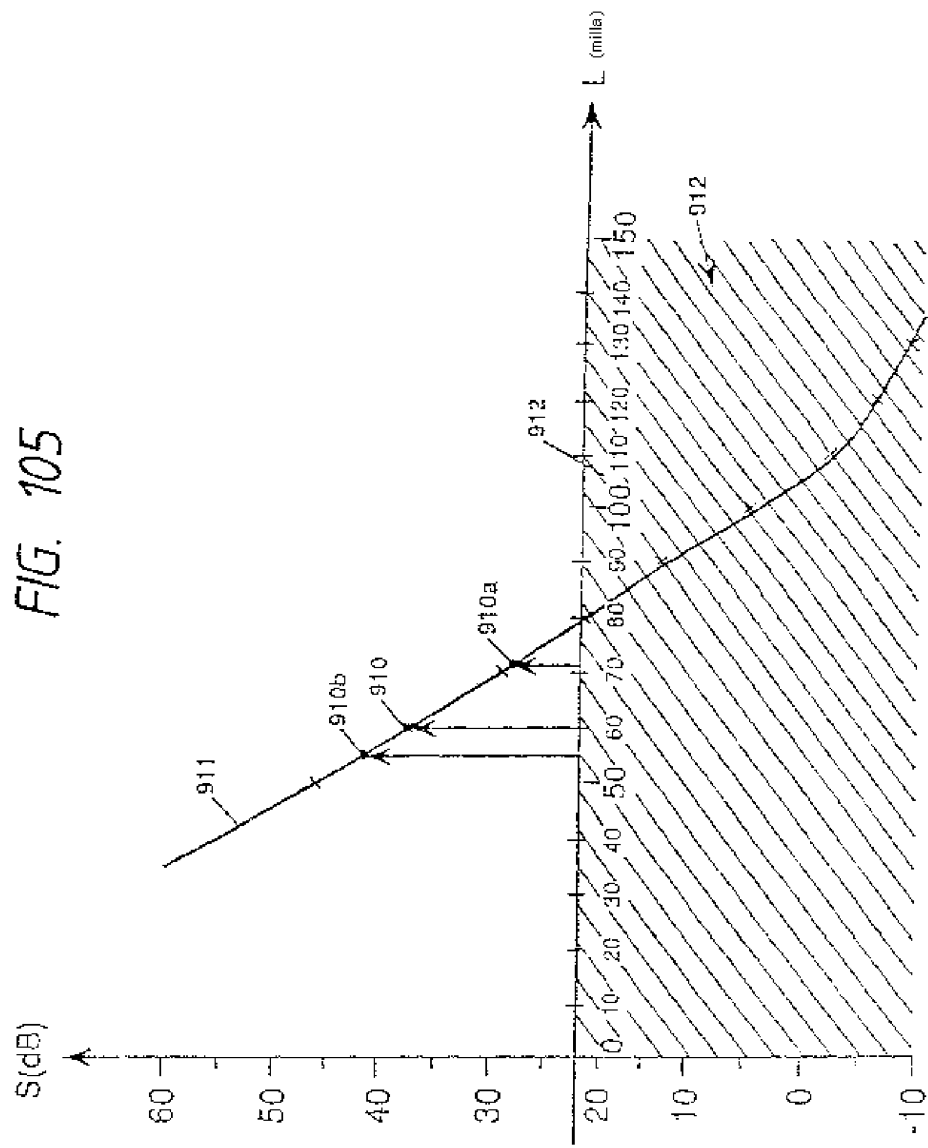


FIG. 106

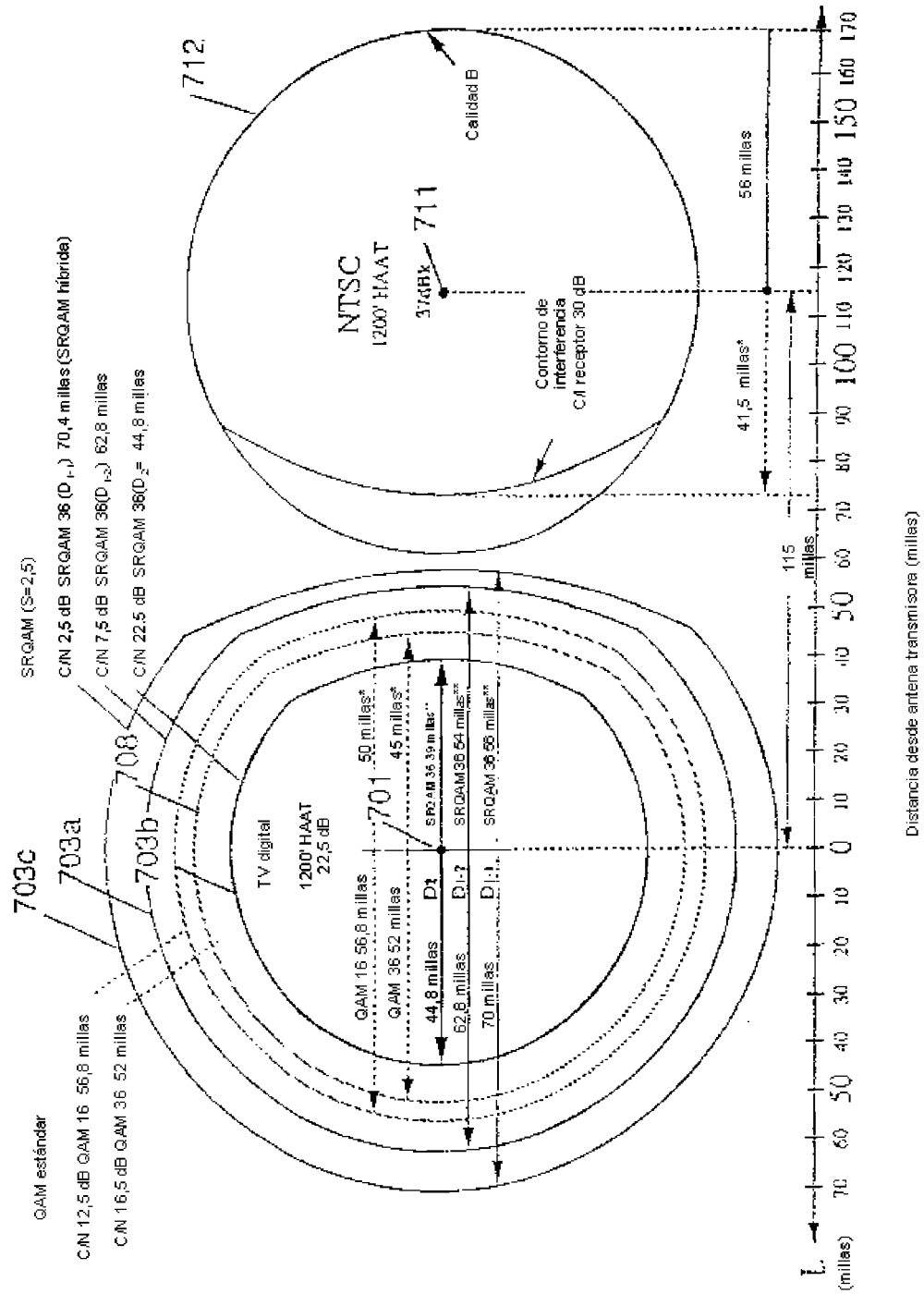


FIG. 107

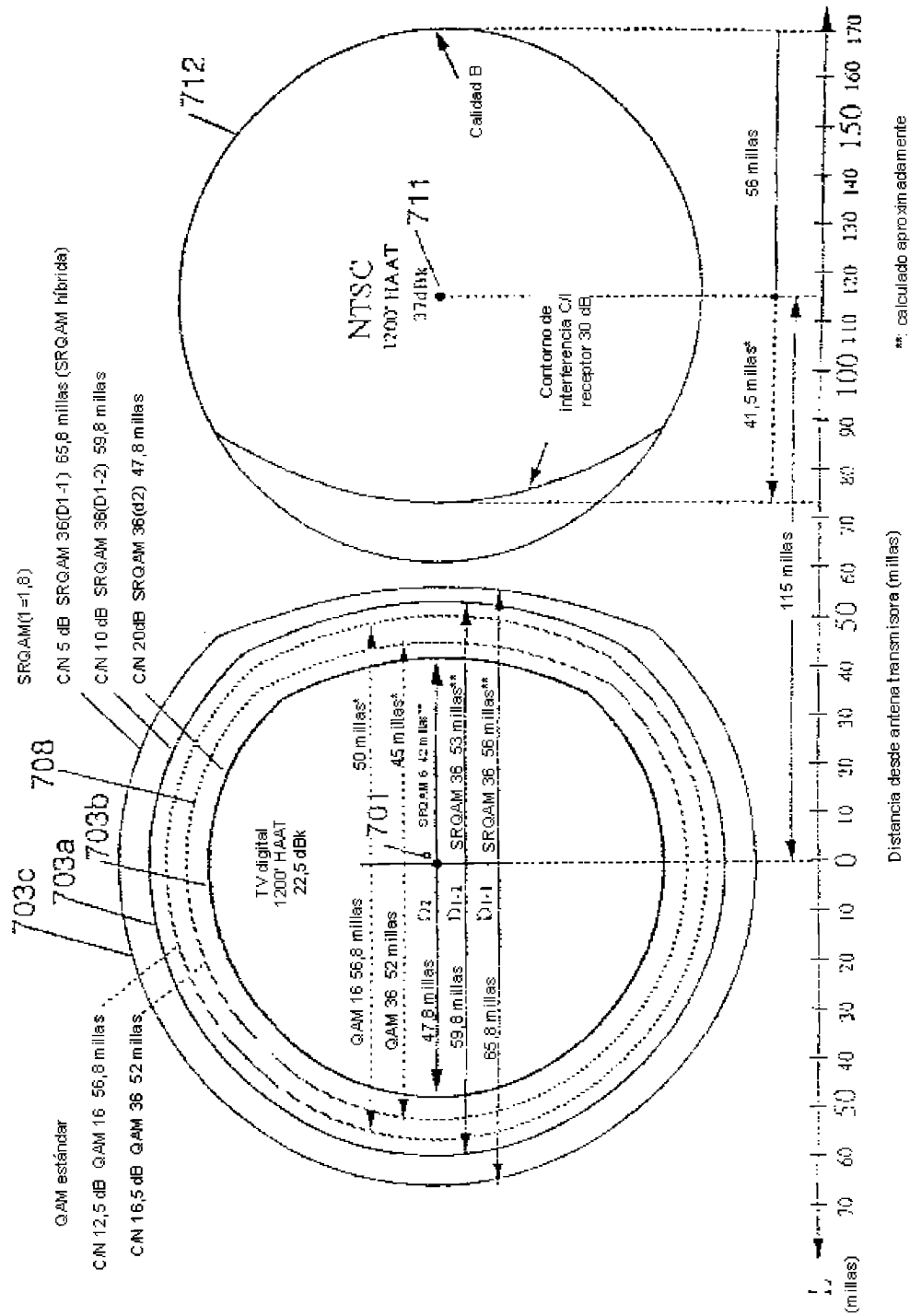


FIG. 108

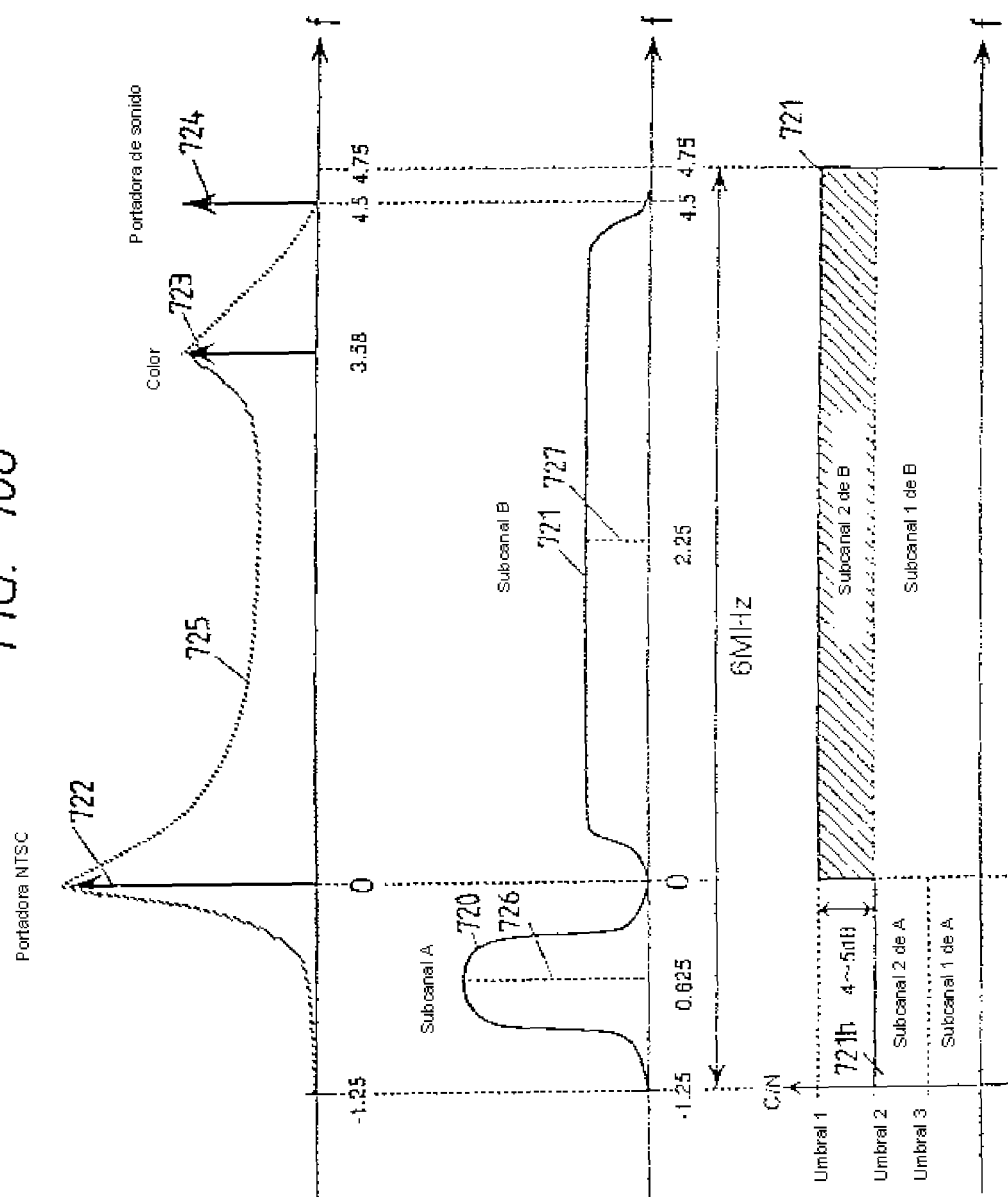


FIG. 109

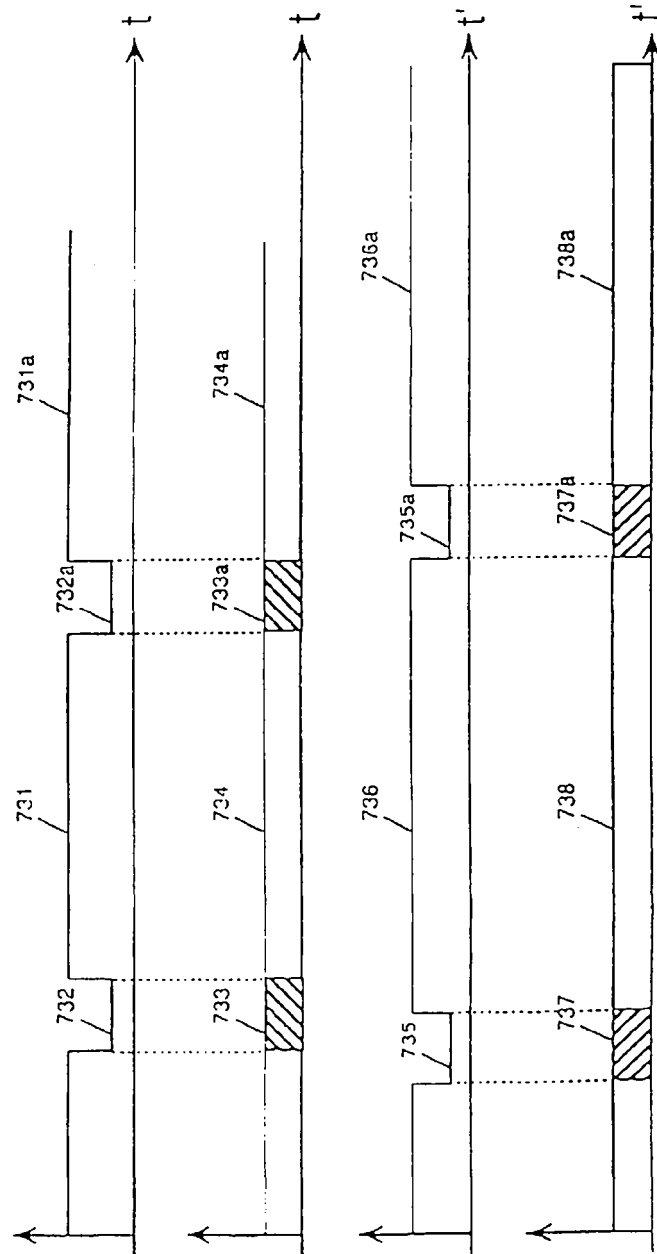


FIG. 110

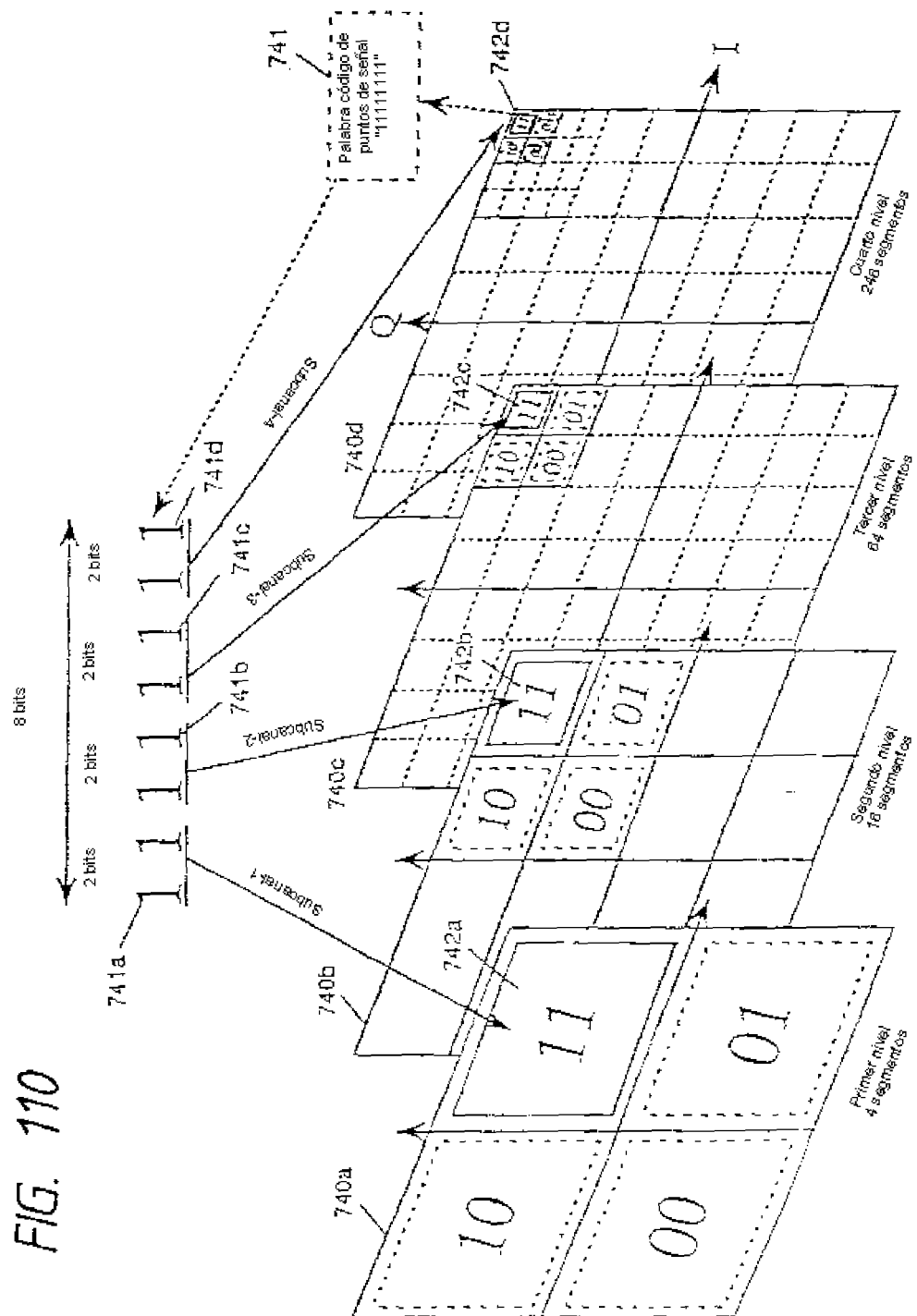


FIG. 111

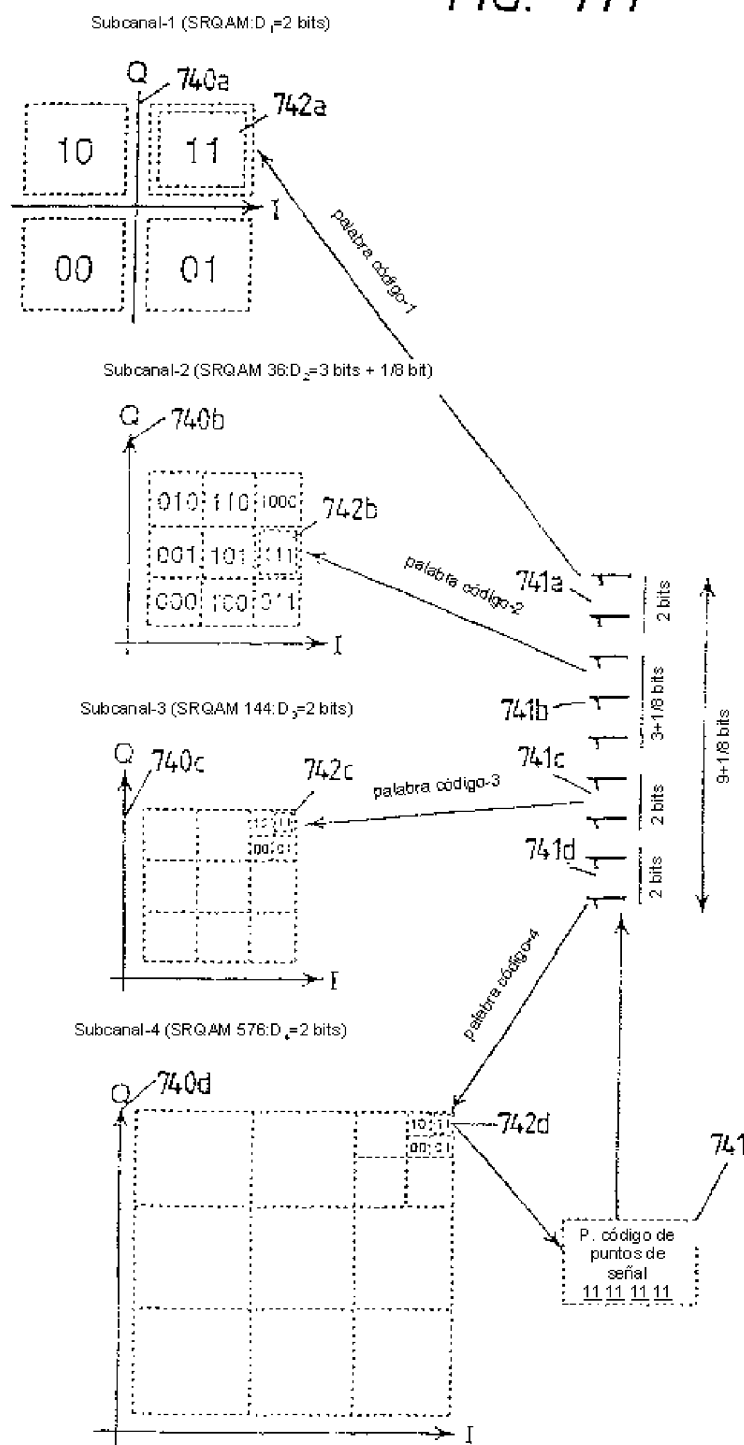


FIG. 112

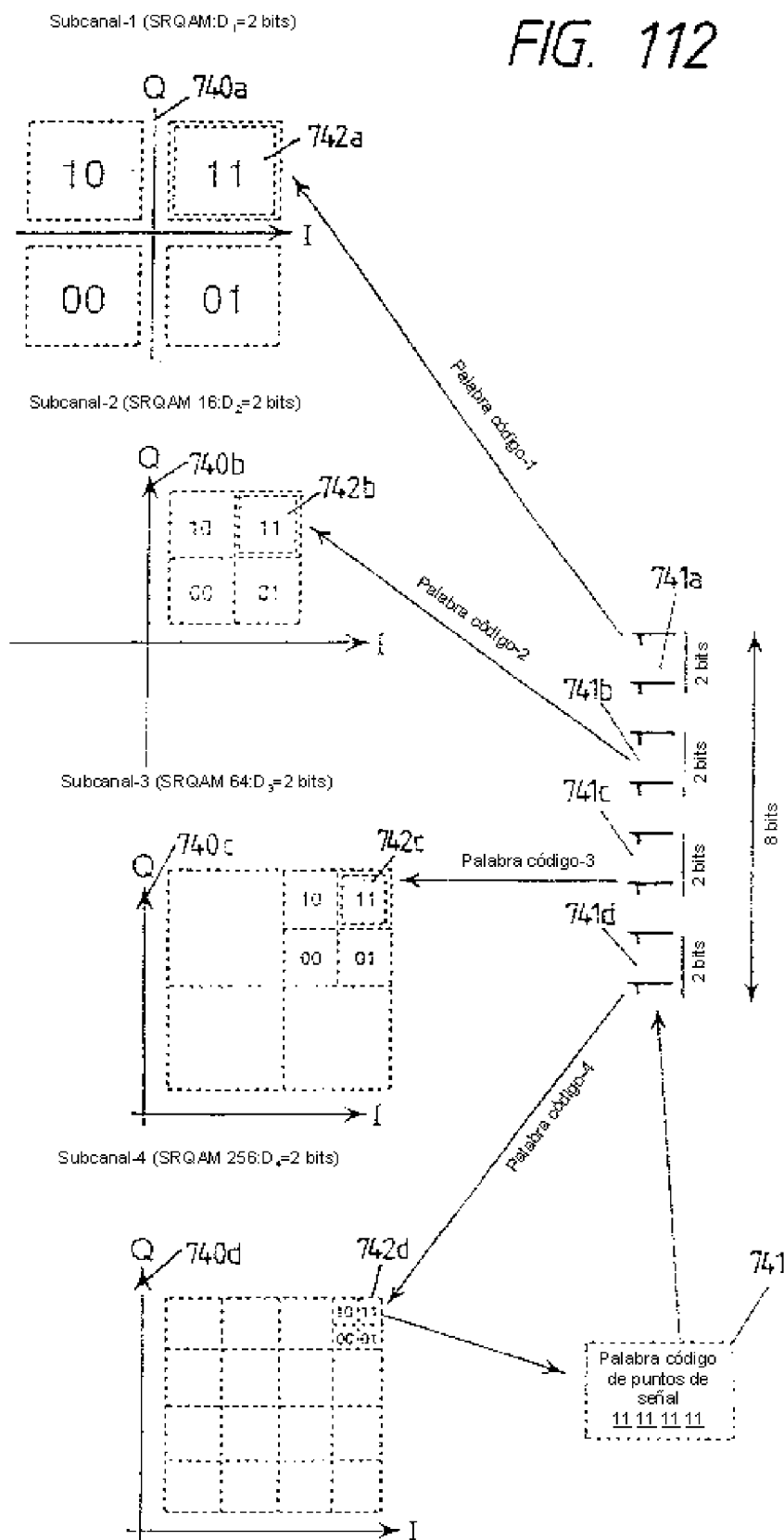


FIG. 113

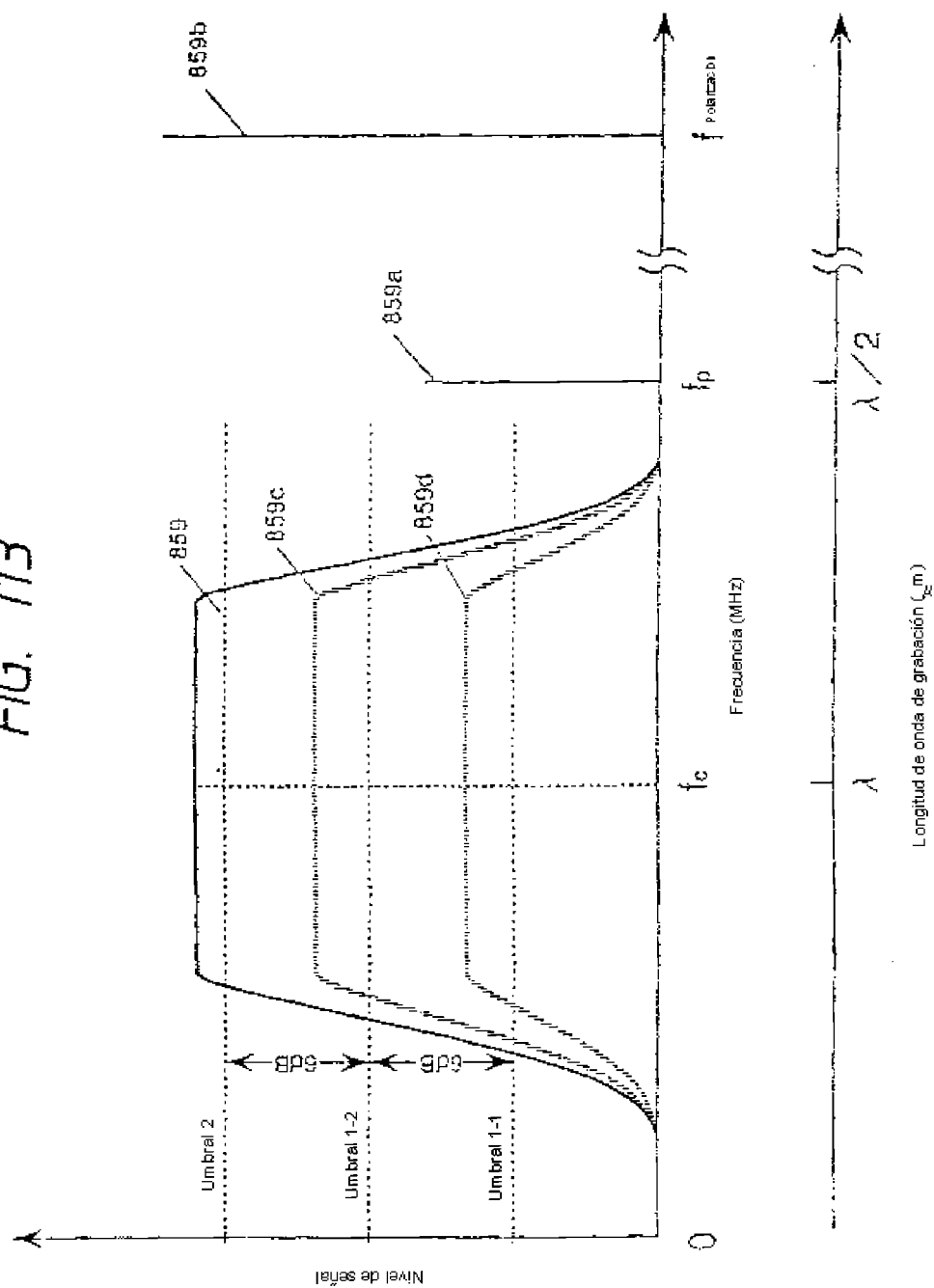


FIG. 114

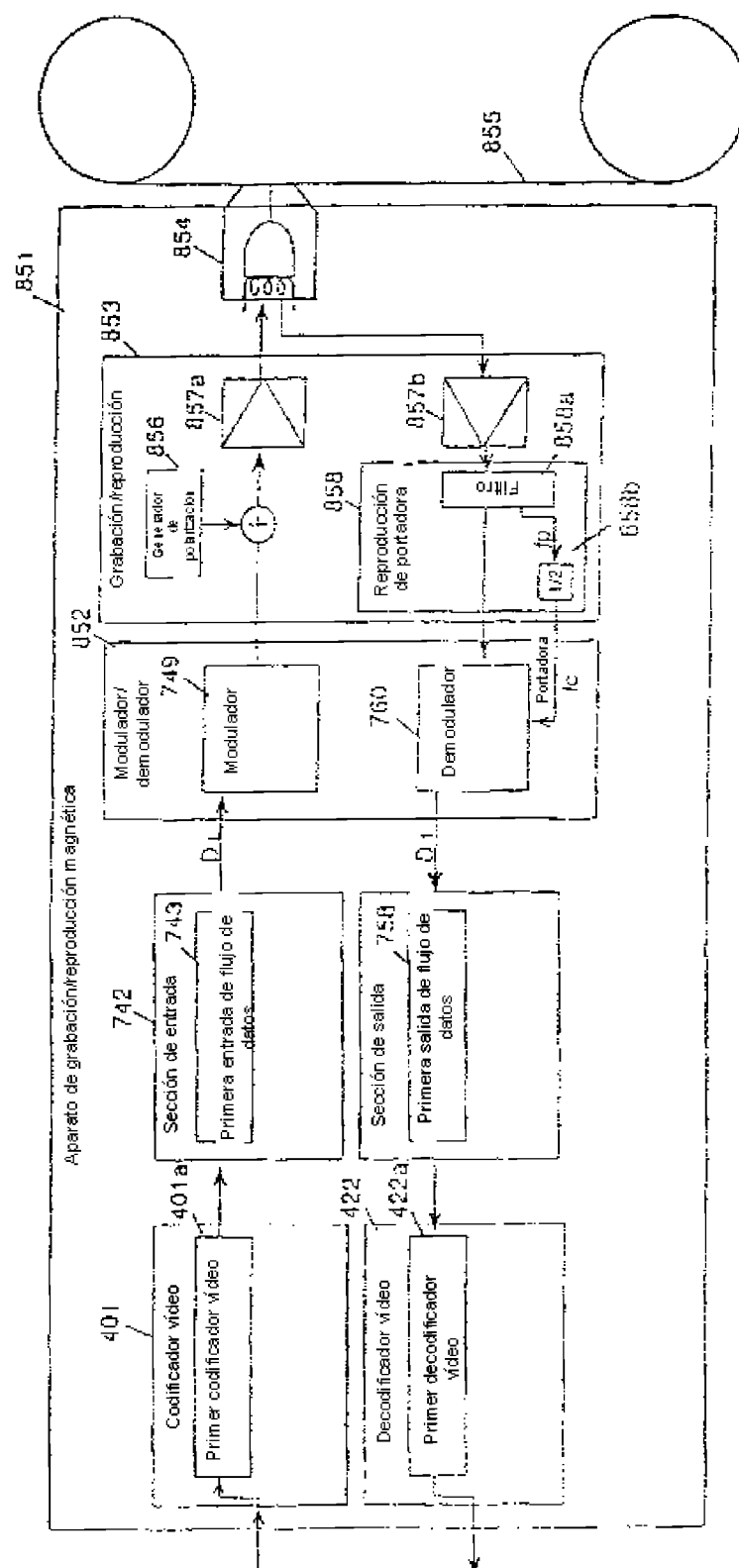
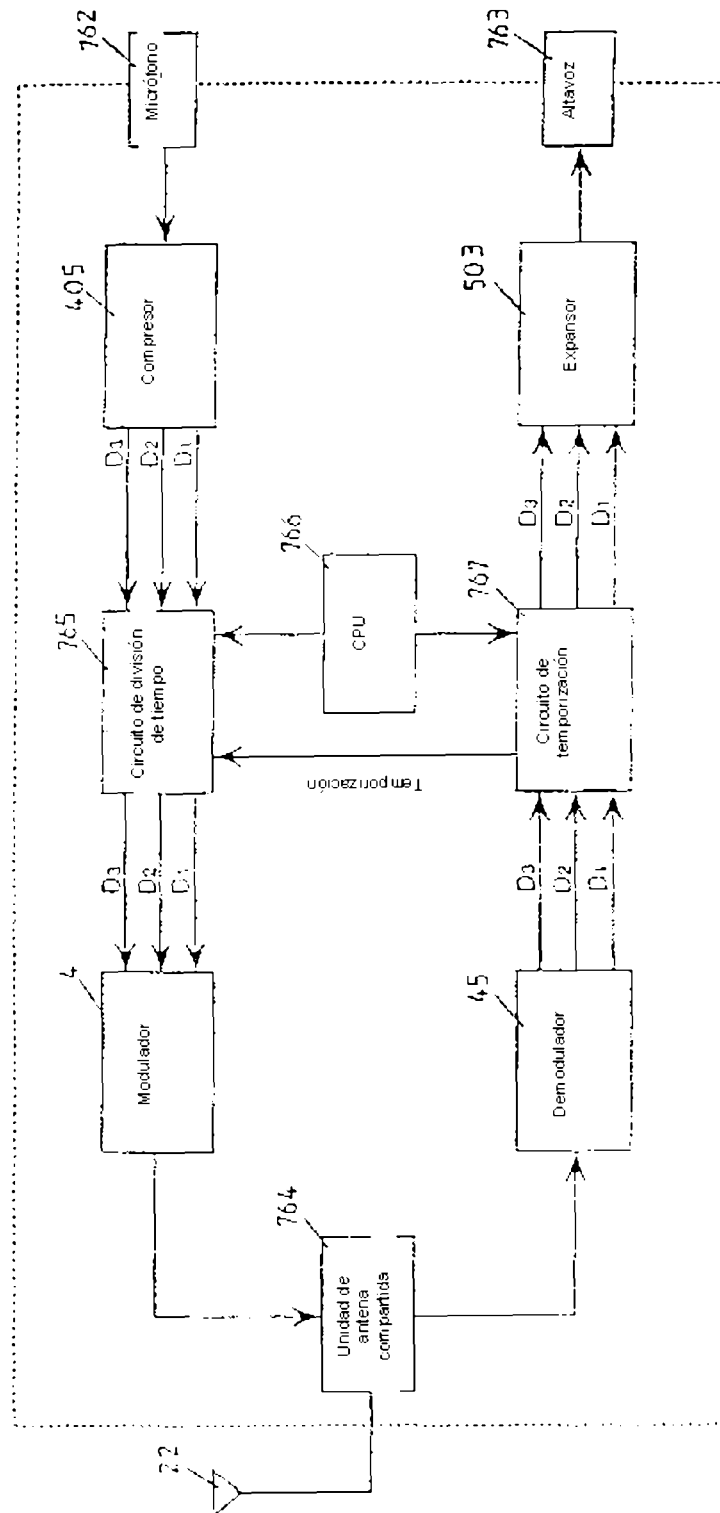


FIG. 115



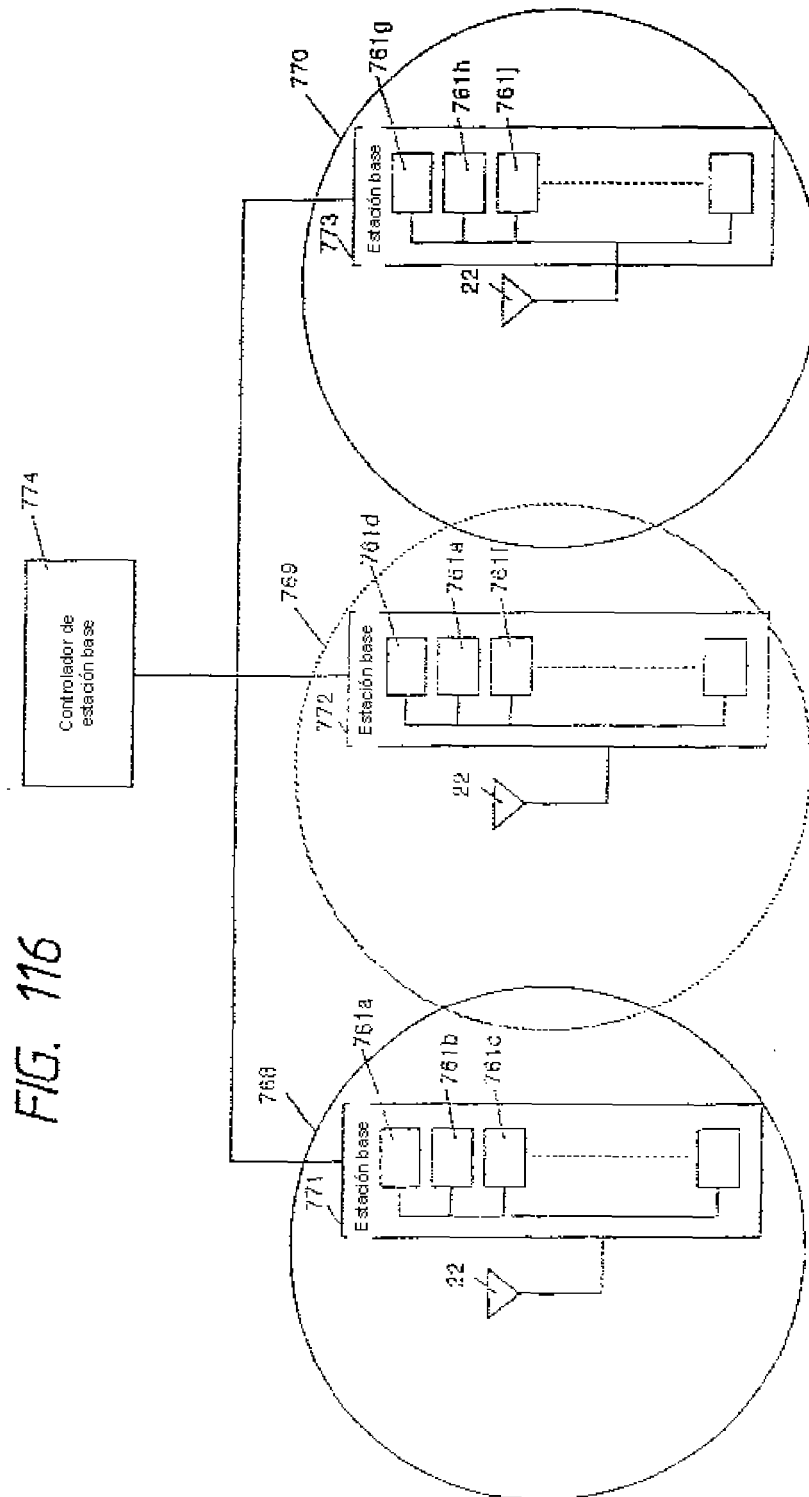


FIG. 117

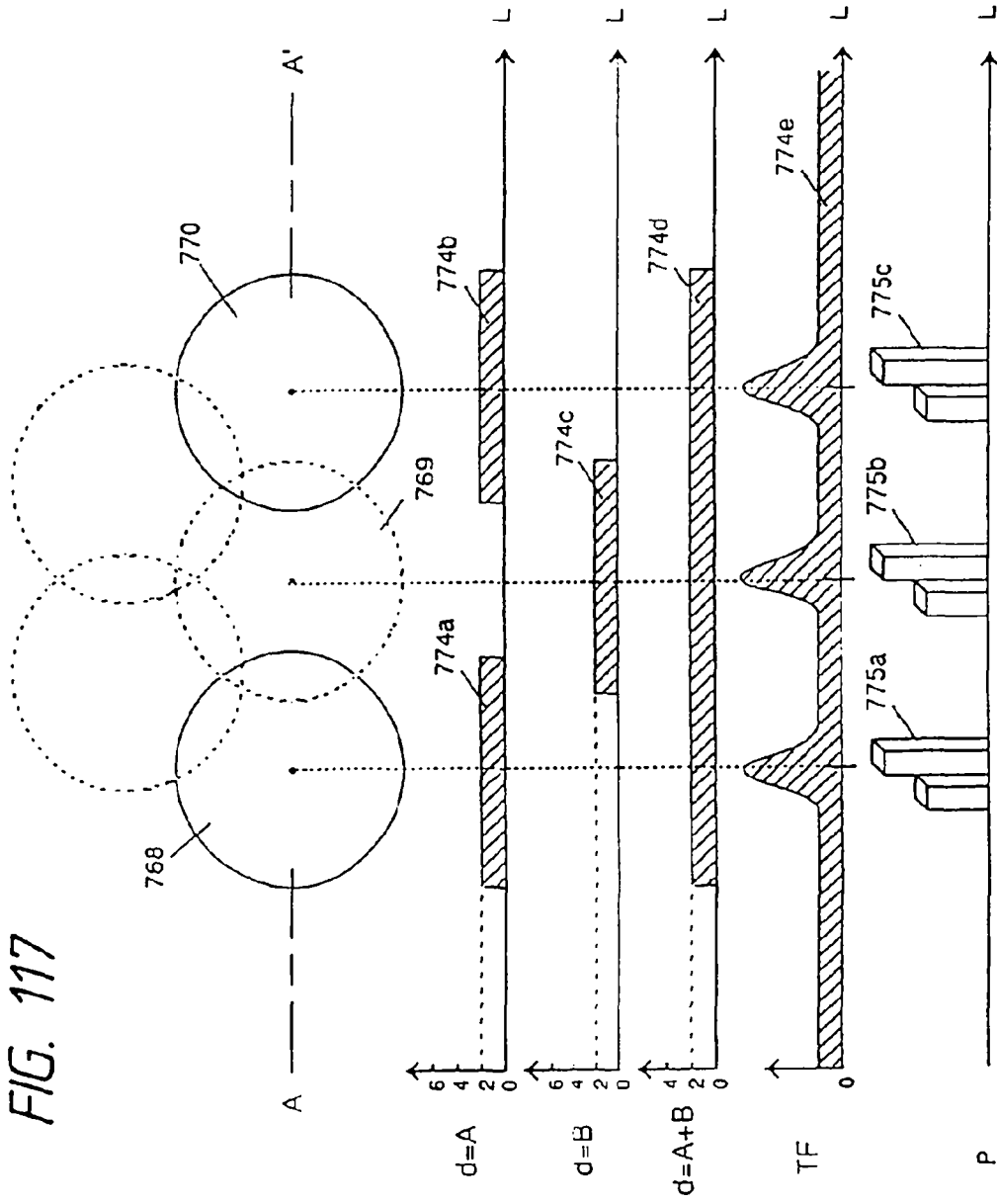


FIG. 118

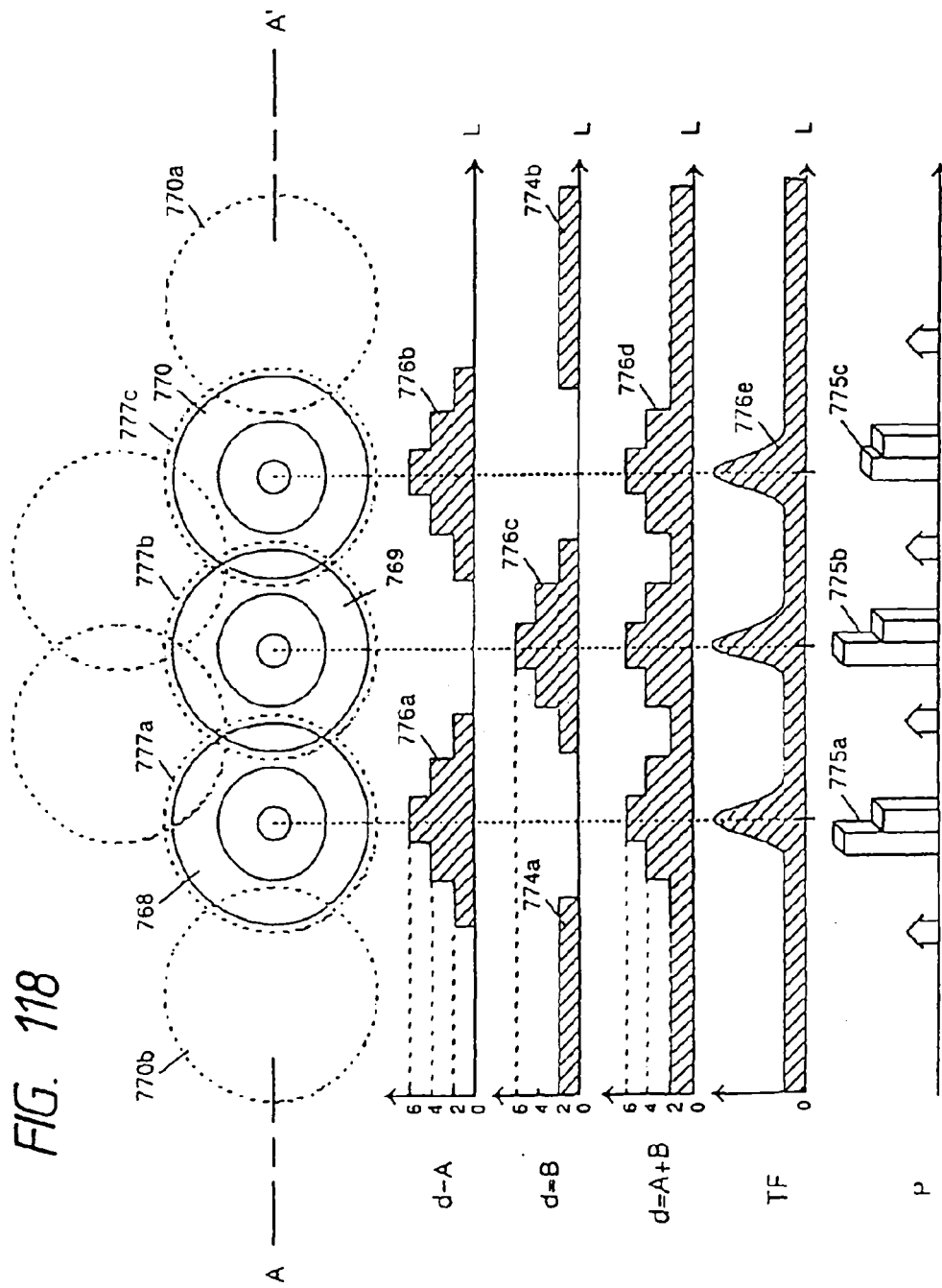


FIG. 119

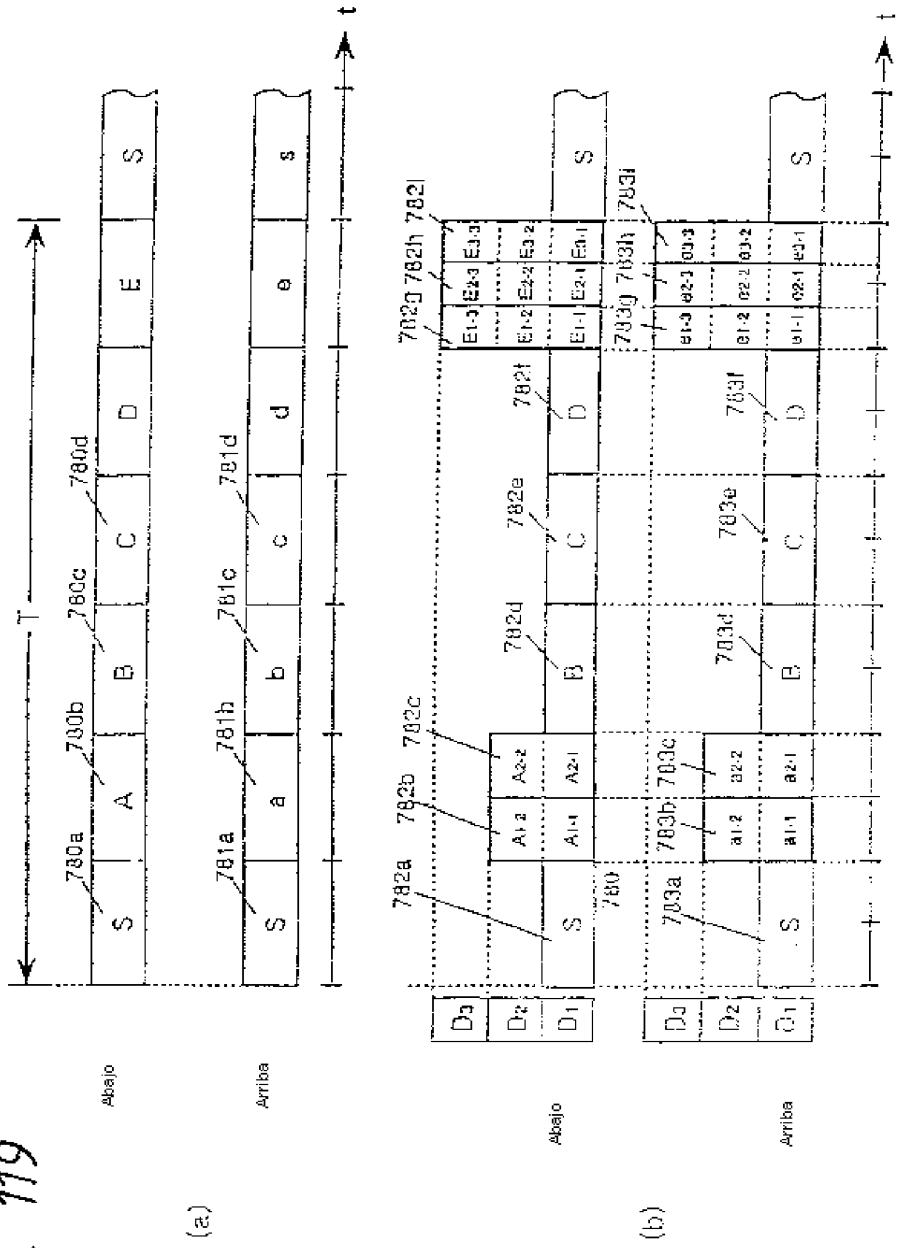


FIG. 120

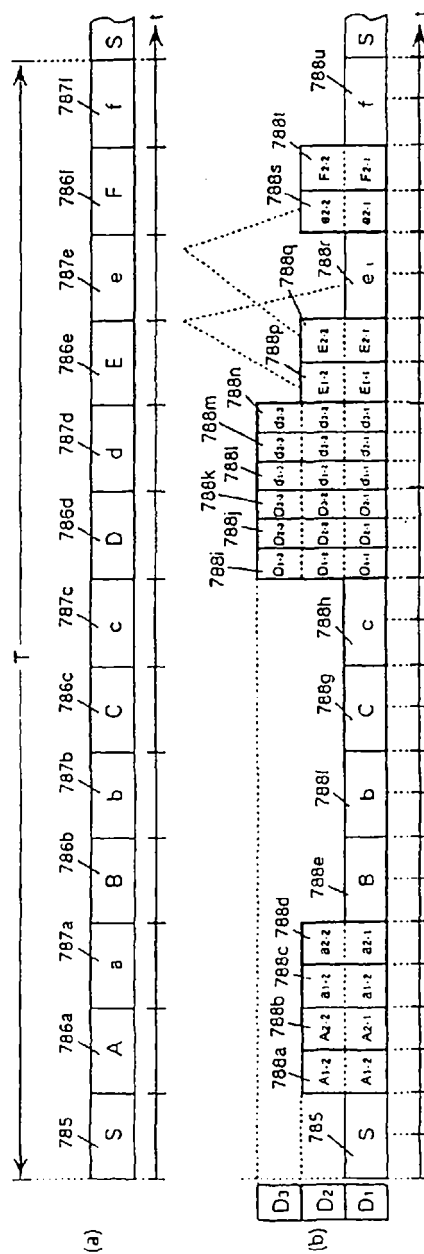


FIG. 121

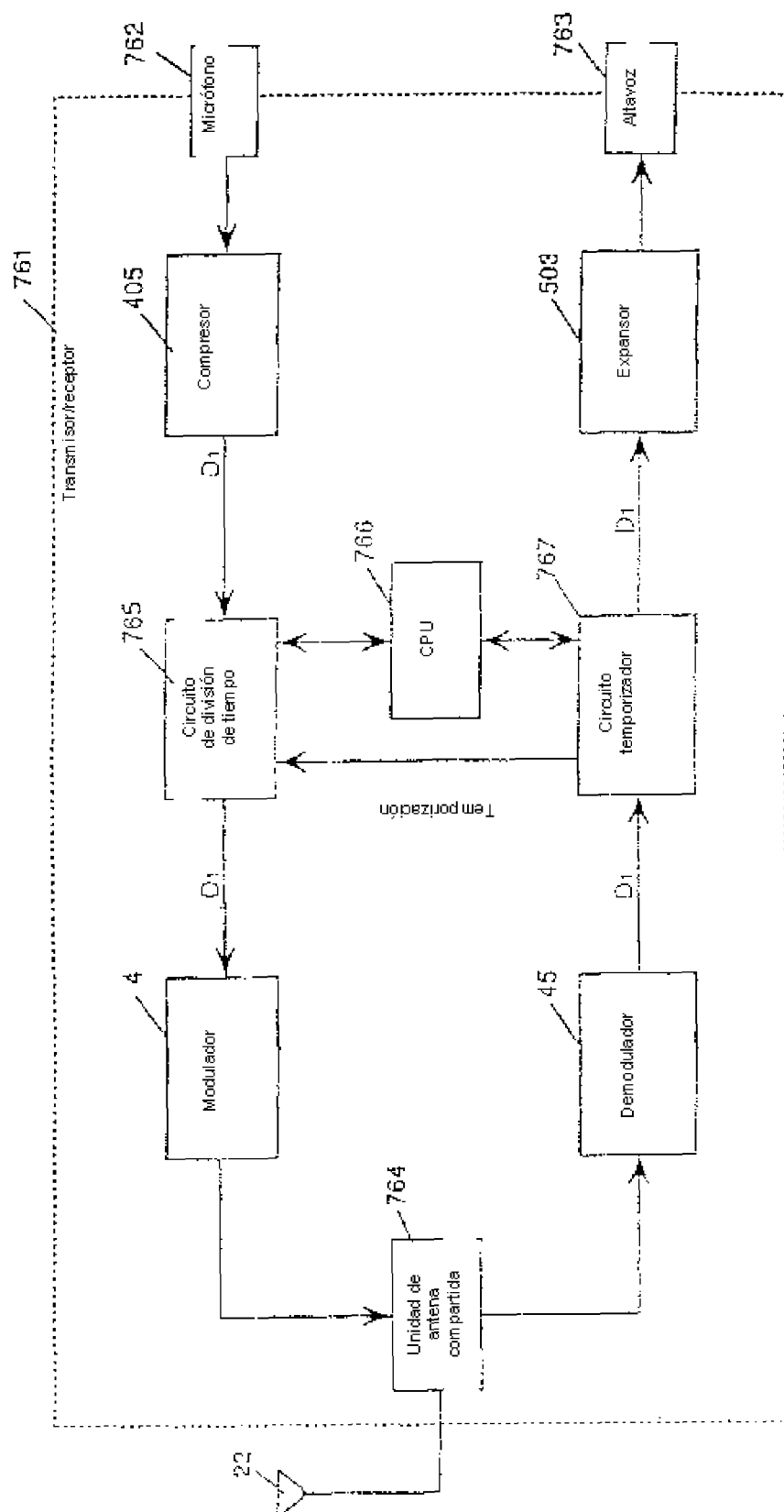


FIG. 122

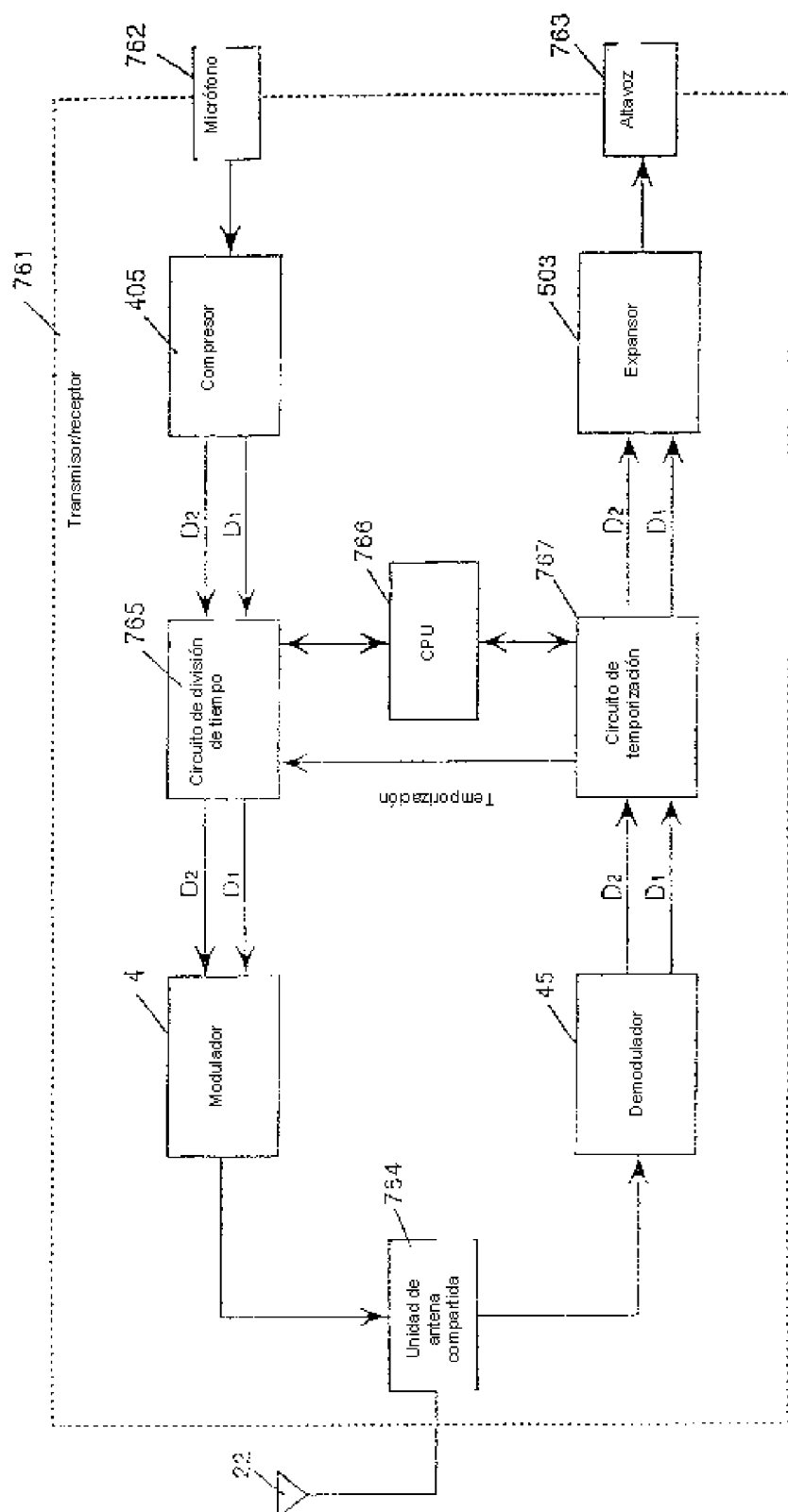
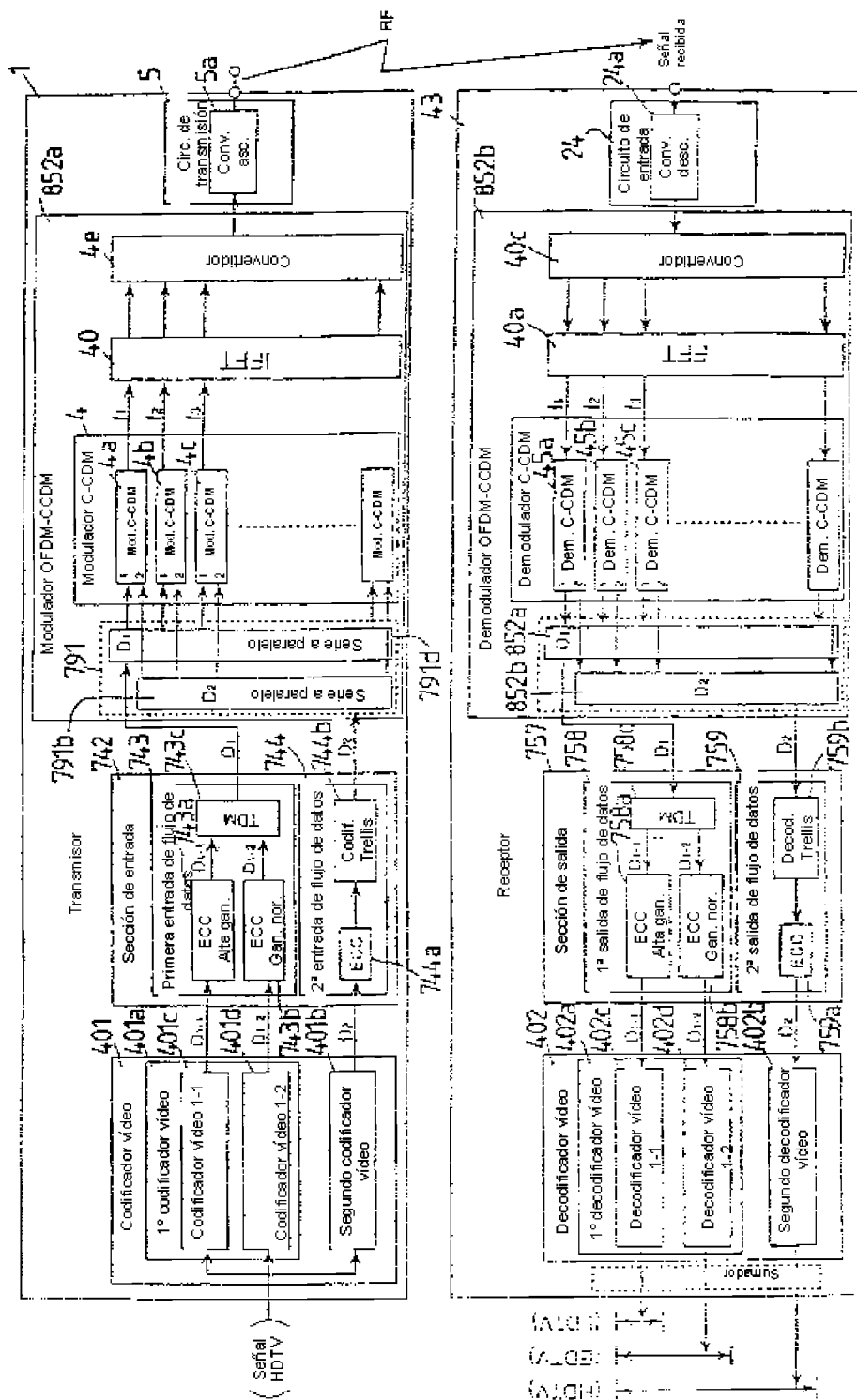


FIG. 123



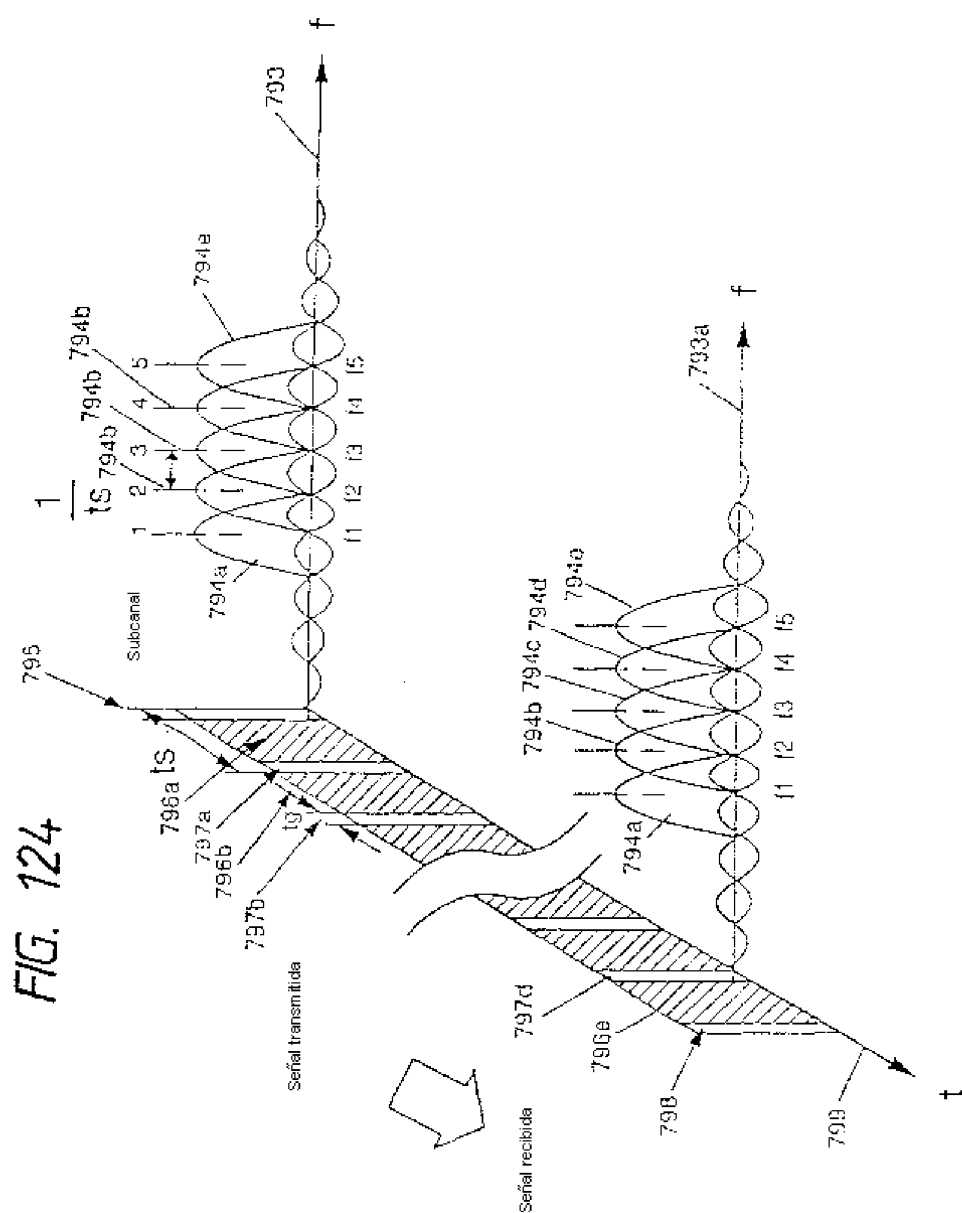


FIG. 125

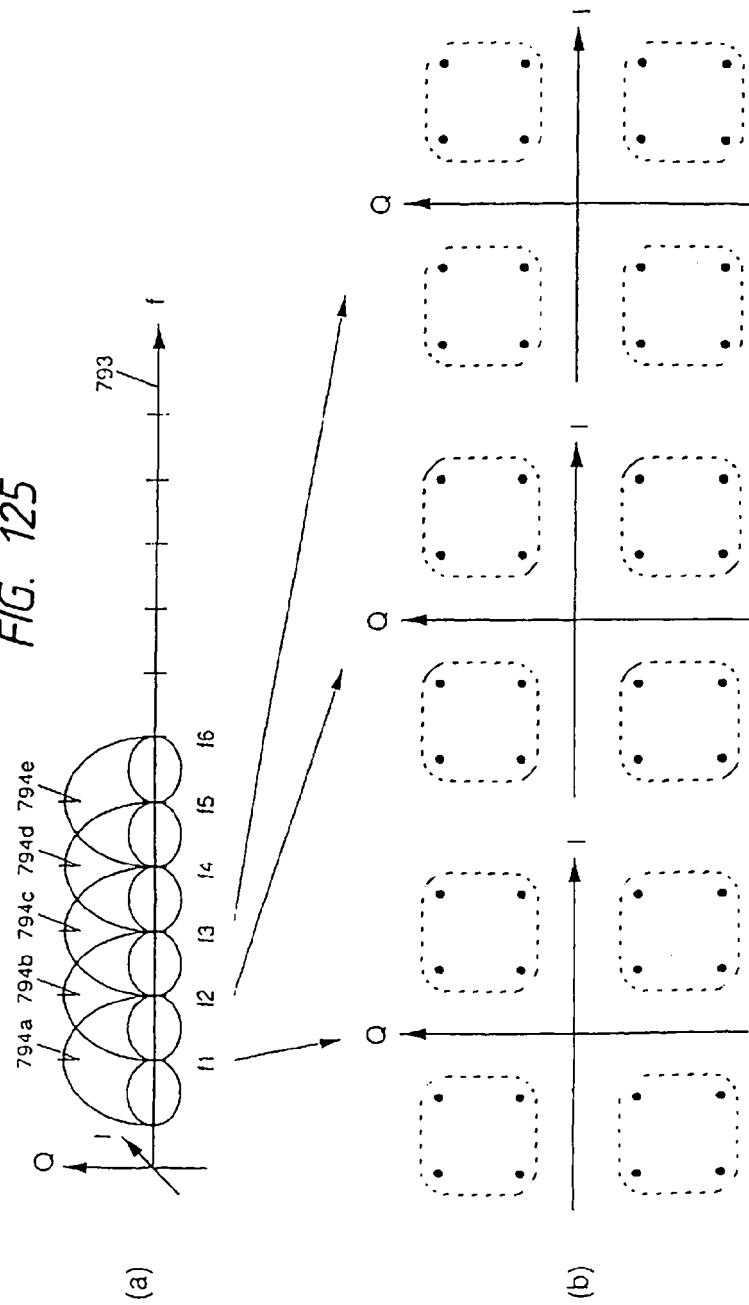


FIG. 126

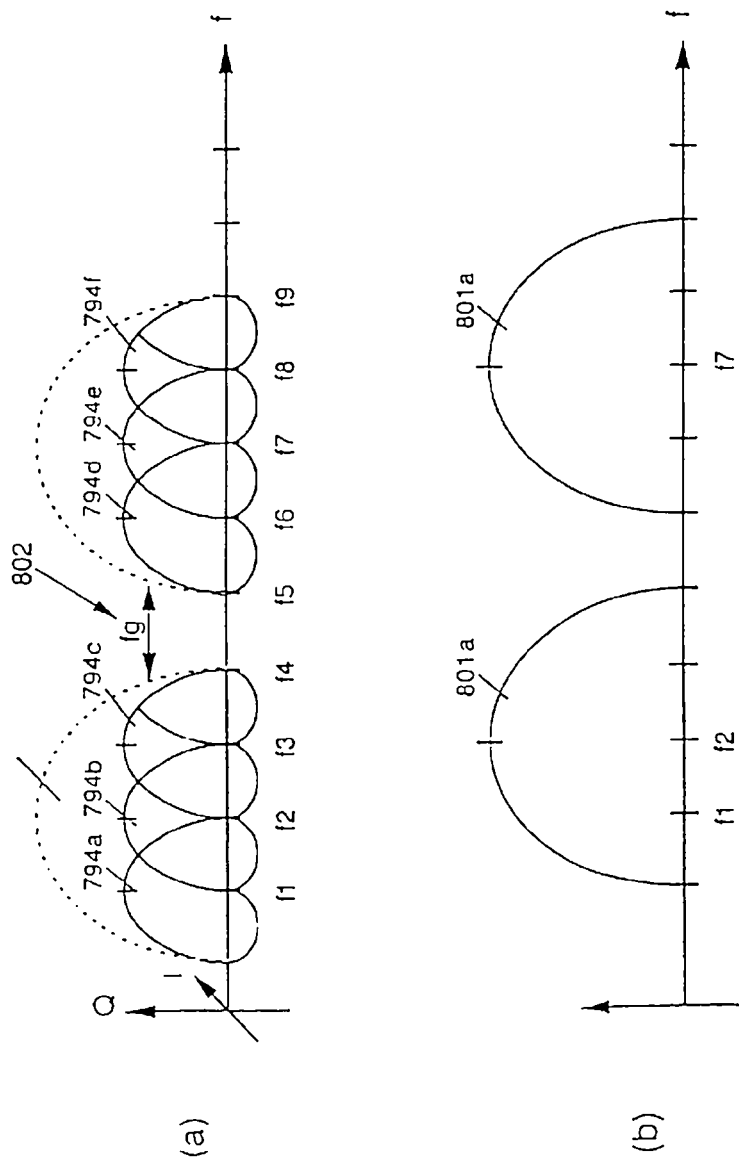


FIG. 127

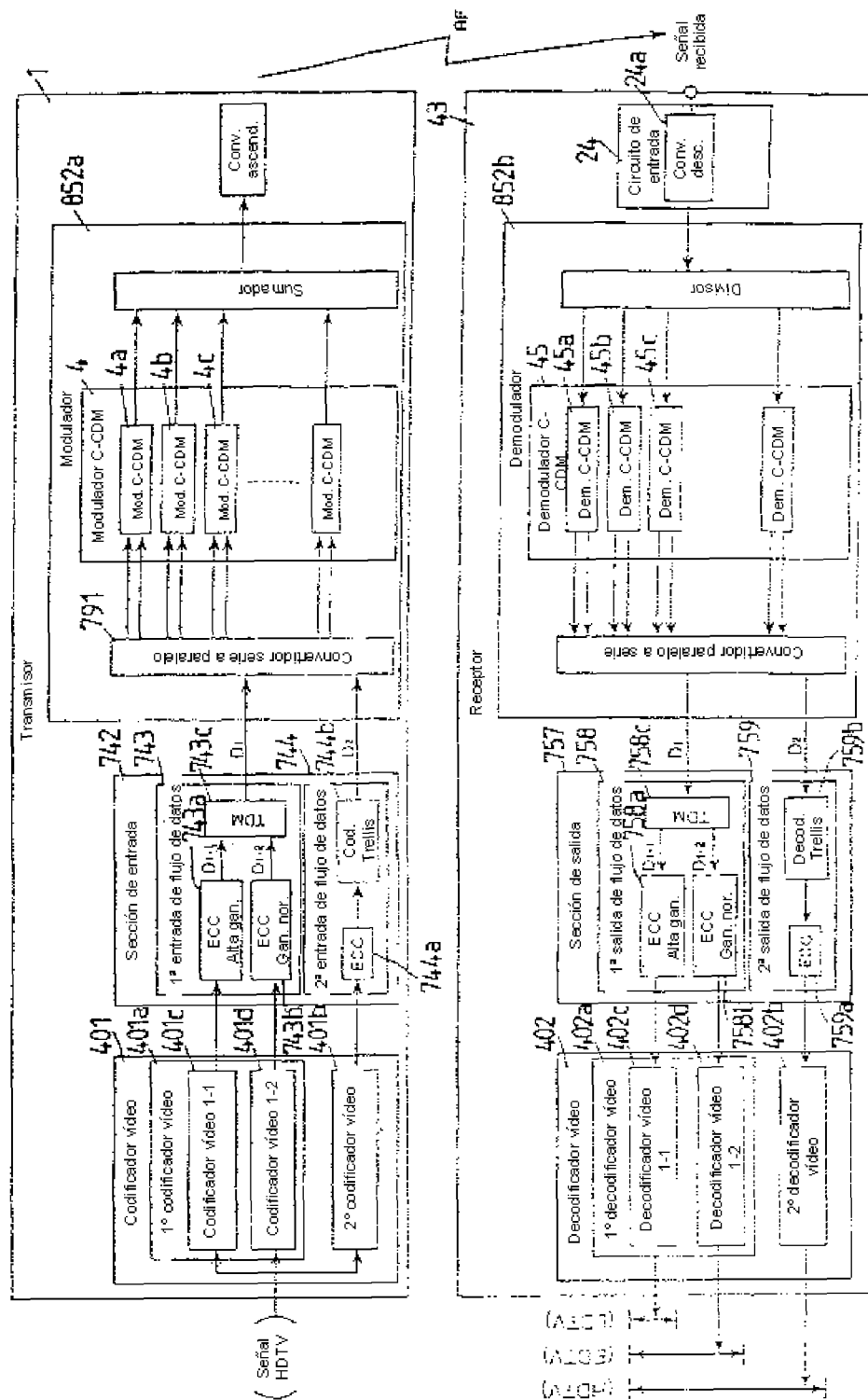


FIG. 128

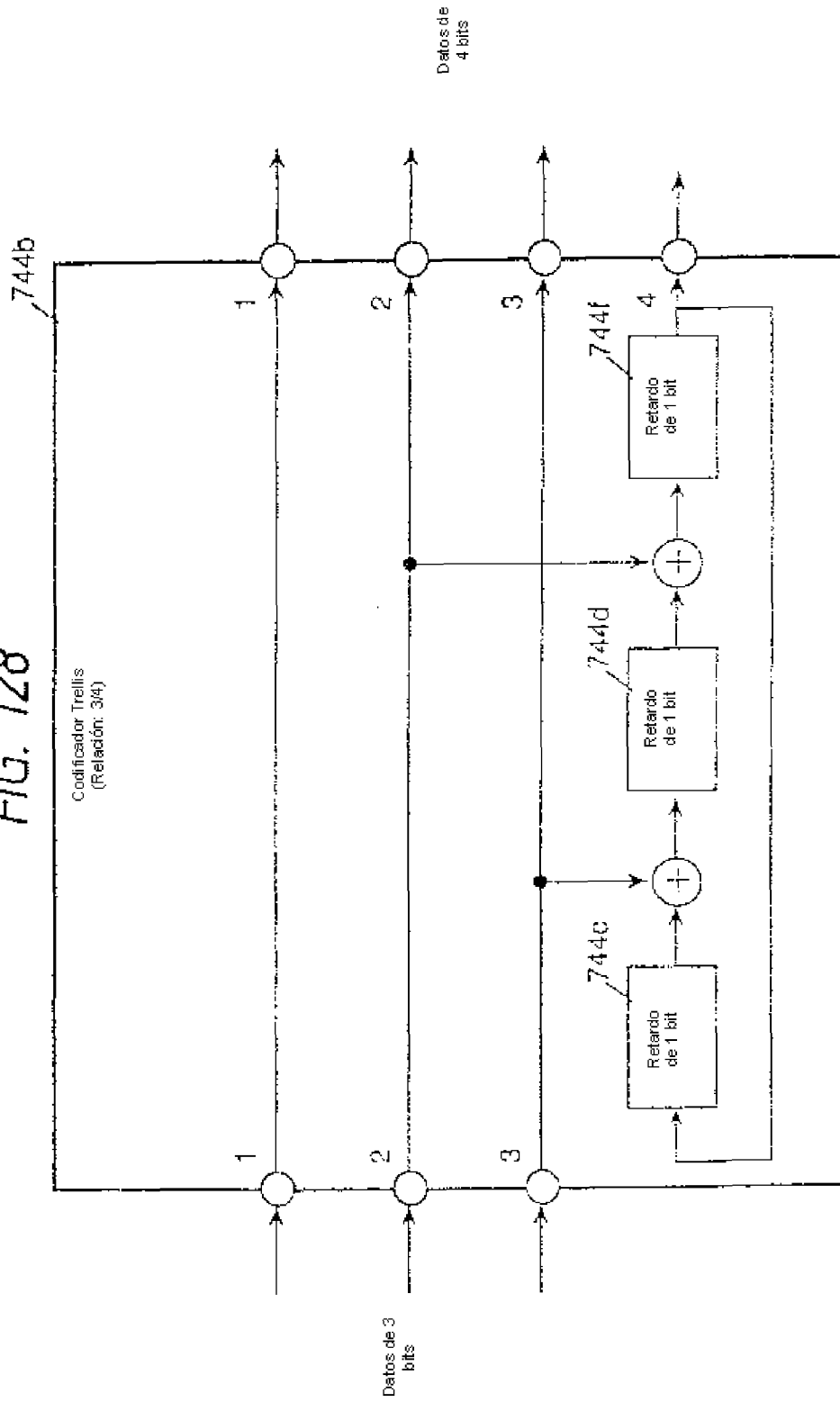


FIG. 129

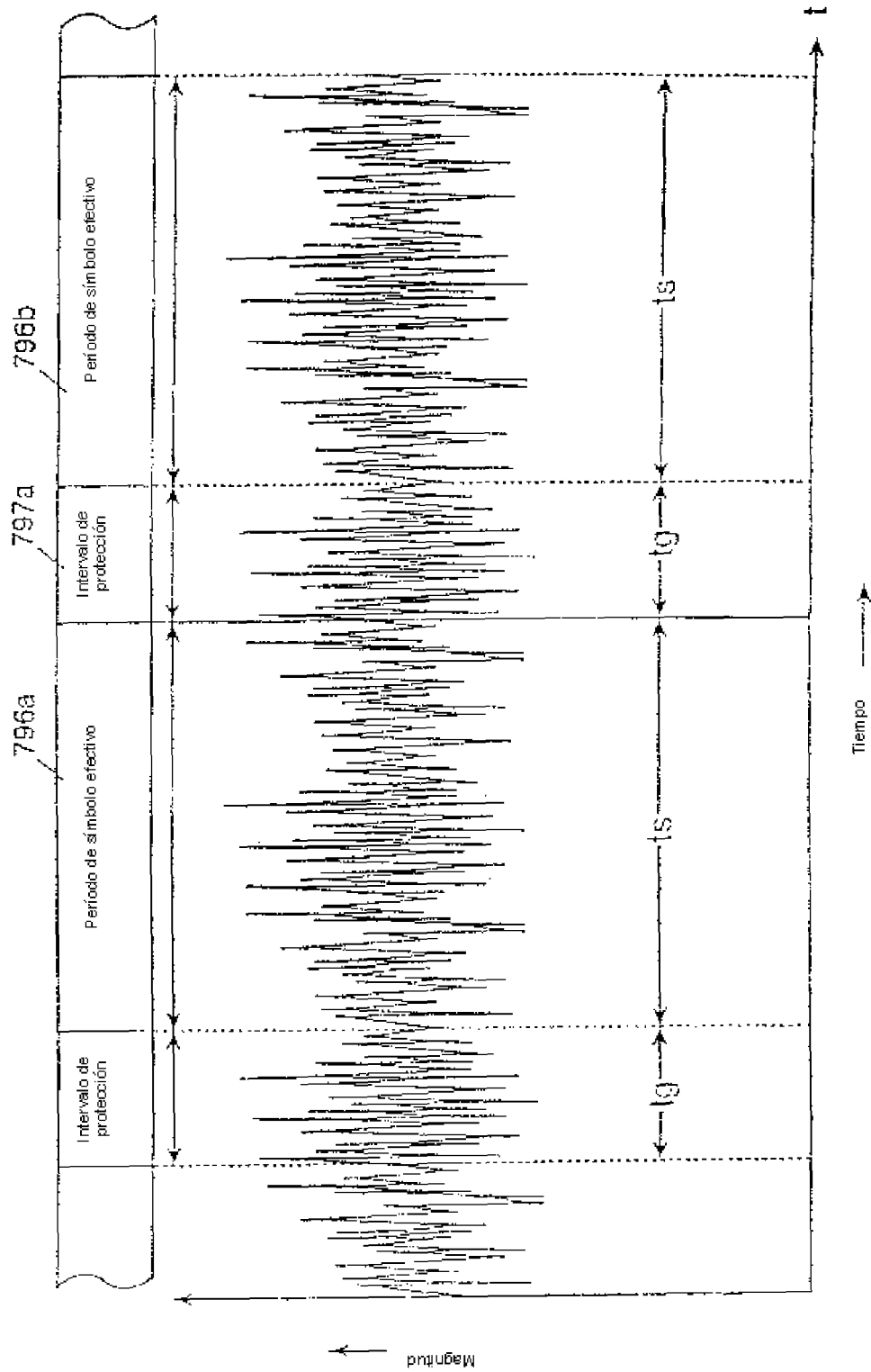
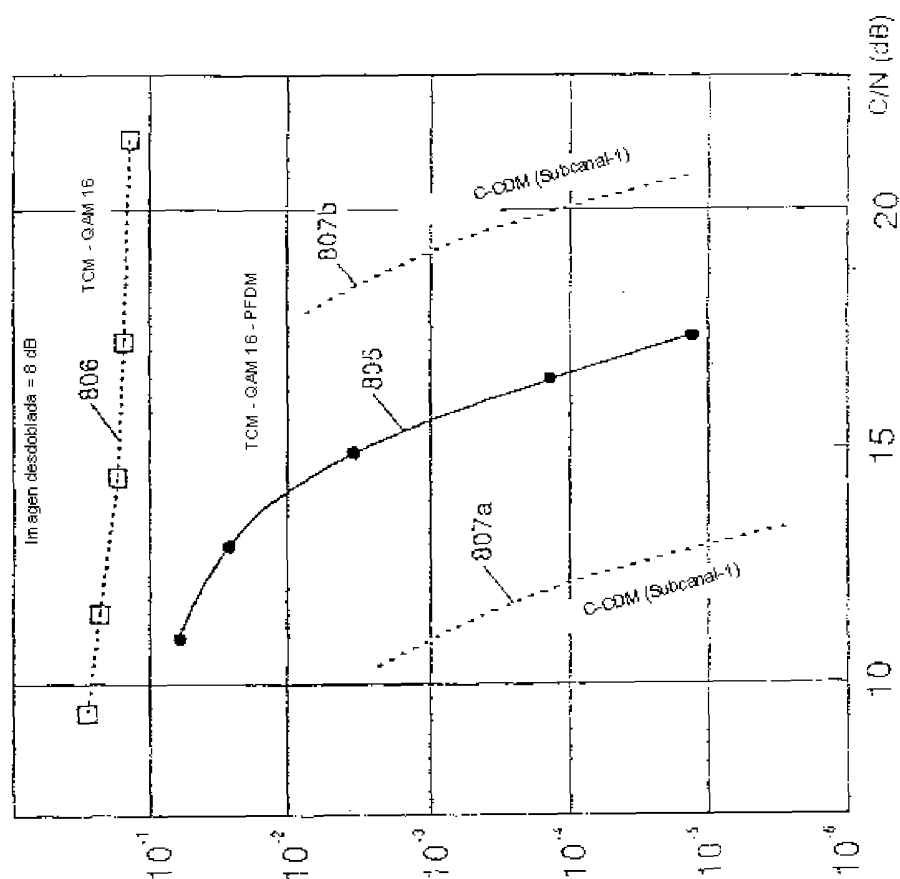


FIG. 130



RETARDO DE IMAGEN DESDOBLADA=2us D/U=8 dB
 Figura 8: Rendimiento de la tasa de error bajo imagen desdoblada
 única y ruido gaussiano (1)

FIG. 131

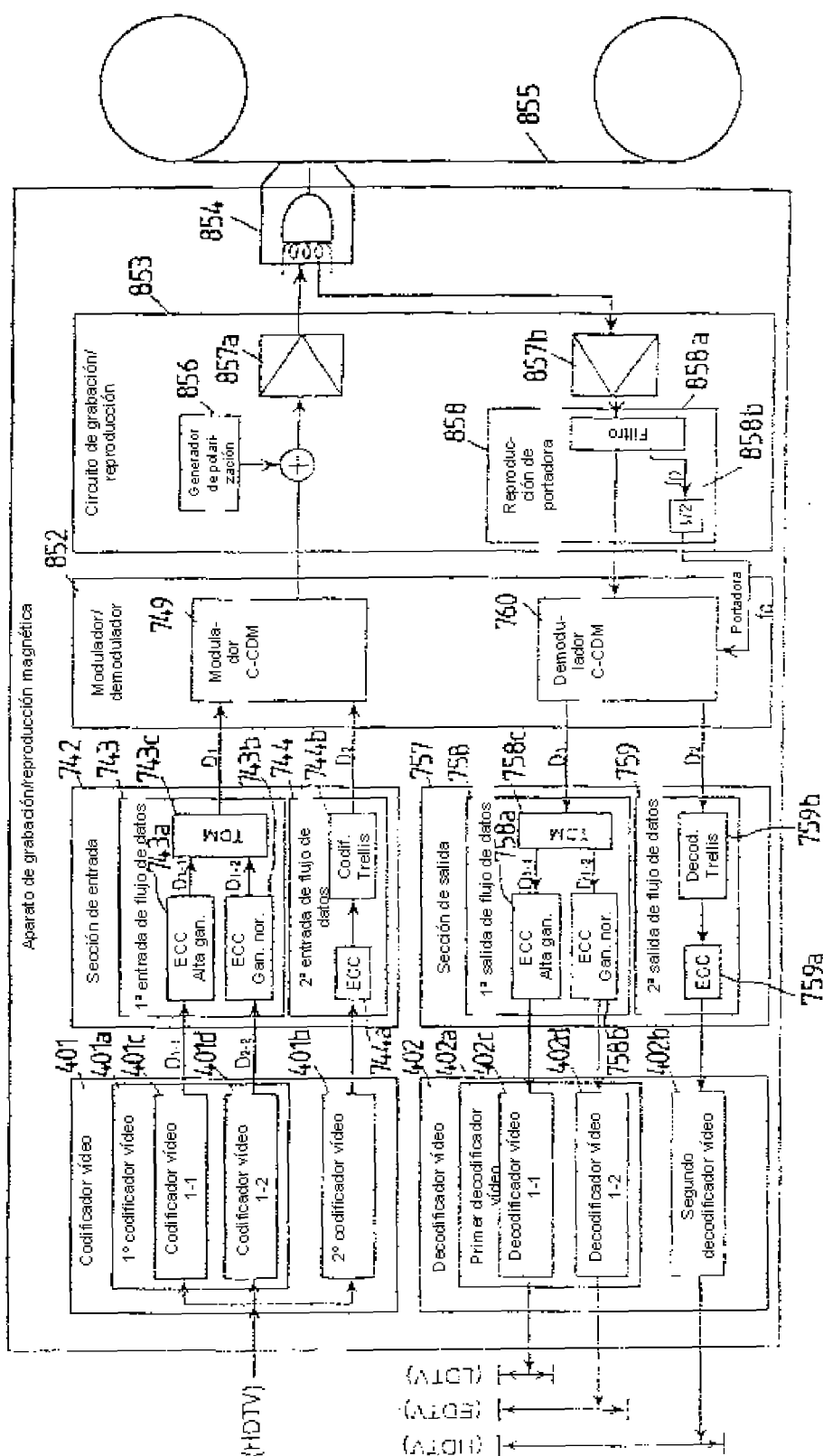


FIG. 132

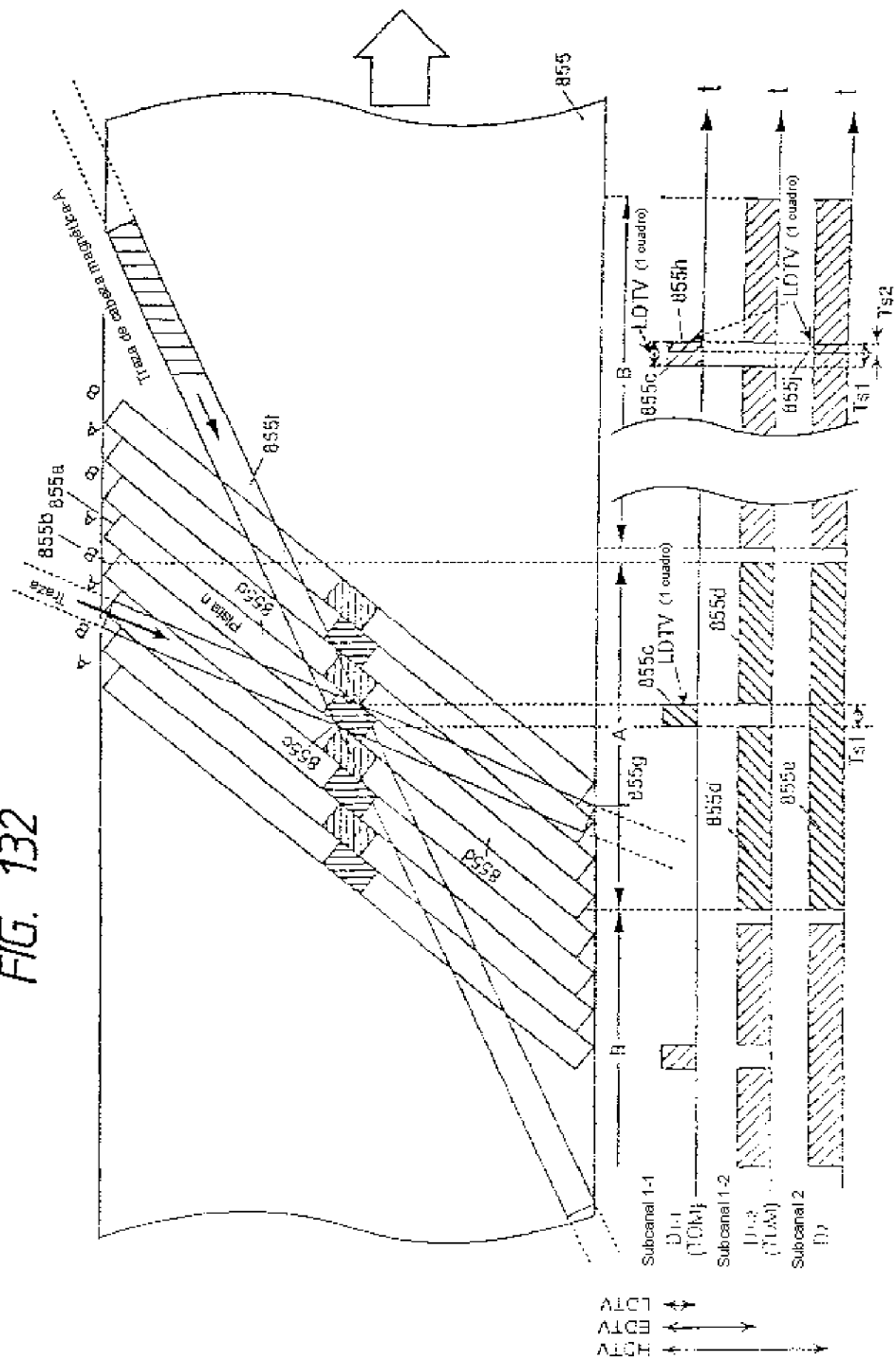
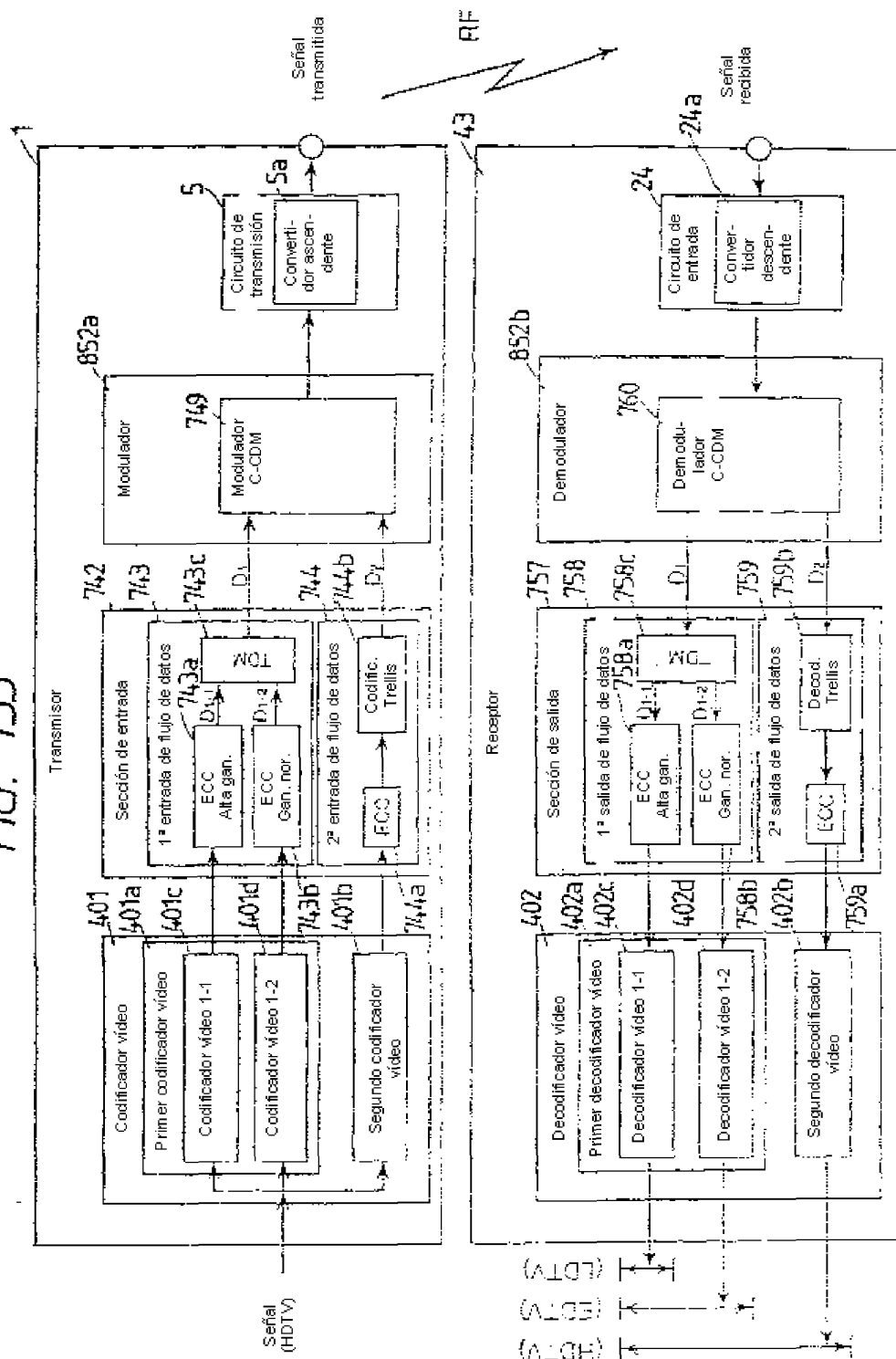


FIG. 133



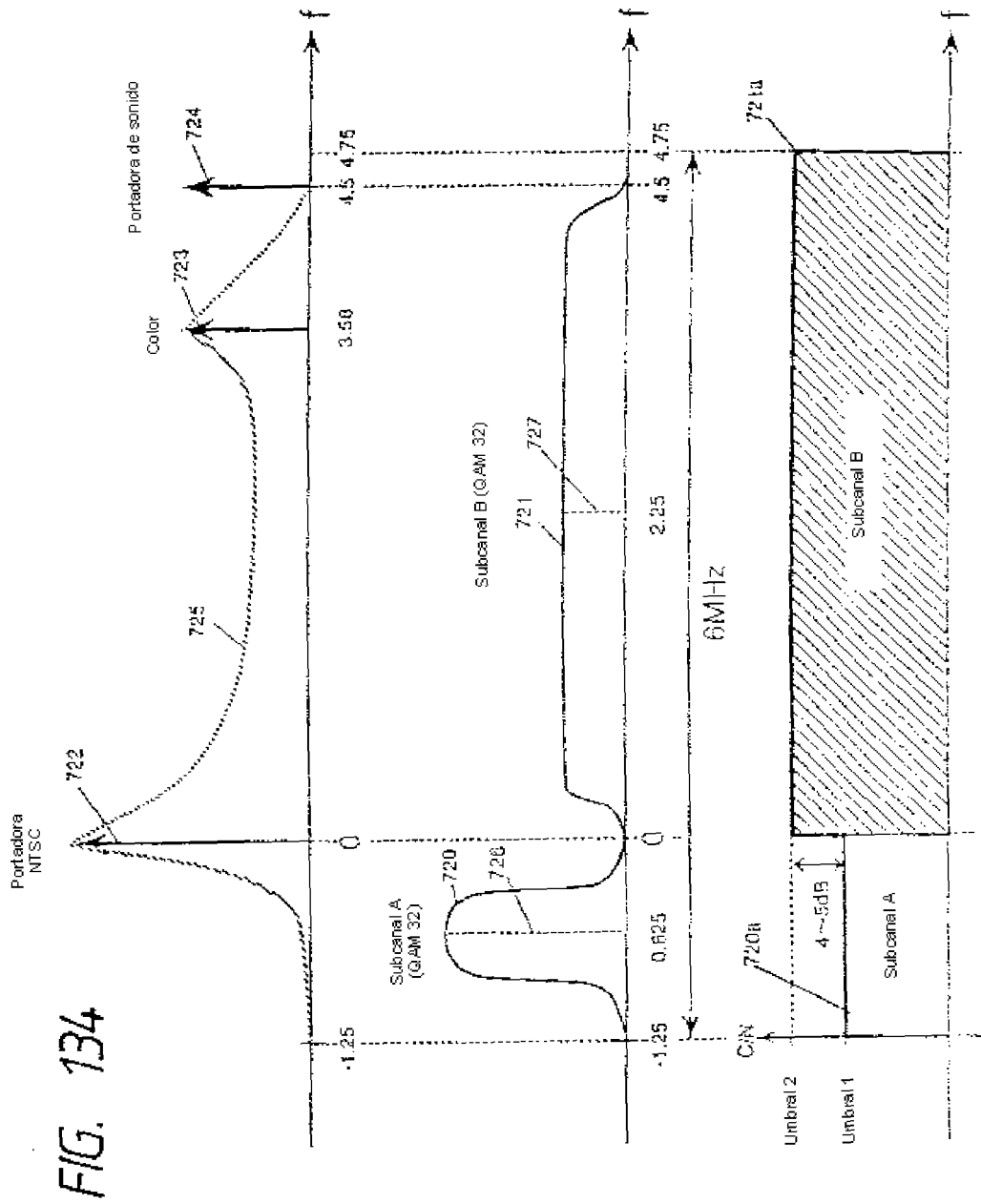


FIG. 135

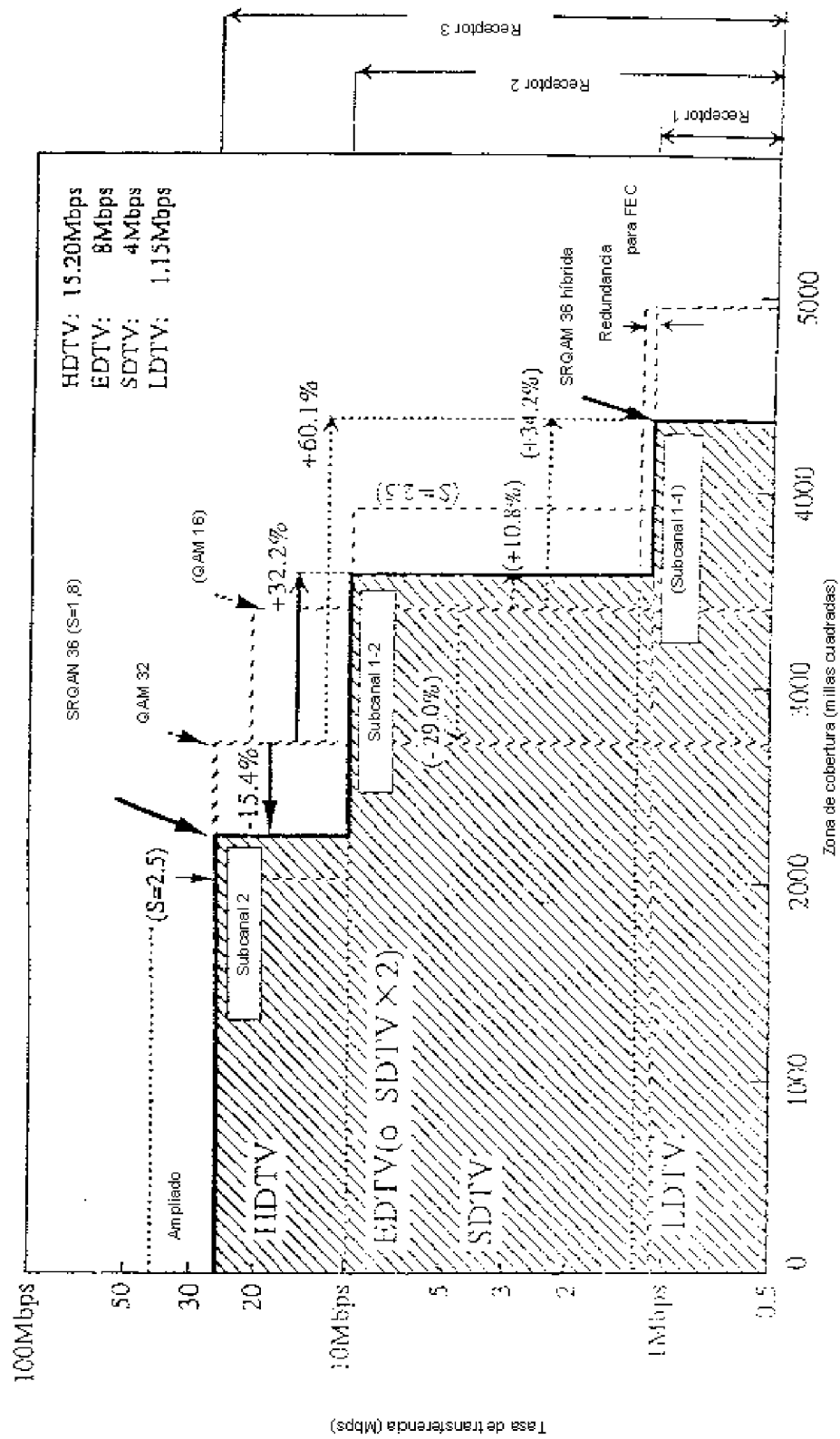


FIG. 136

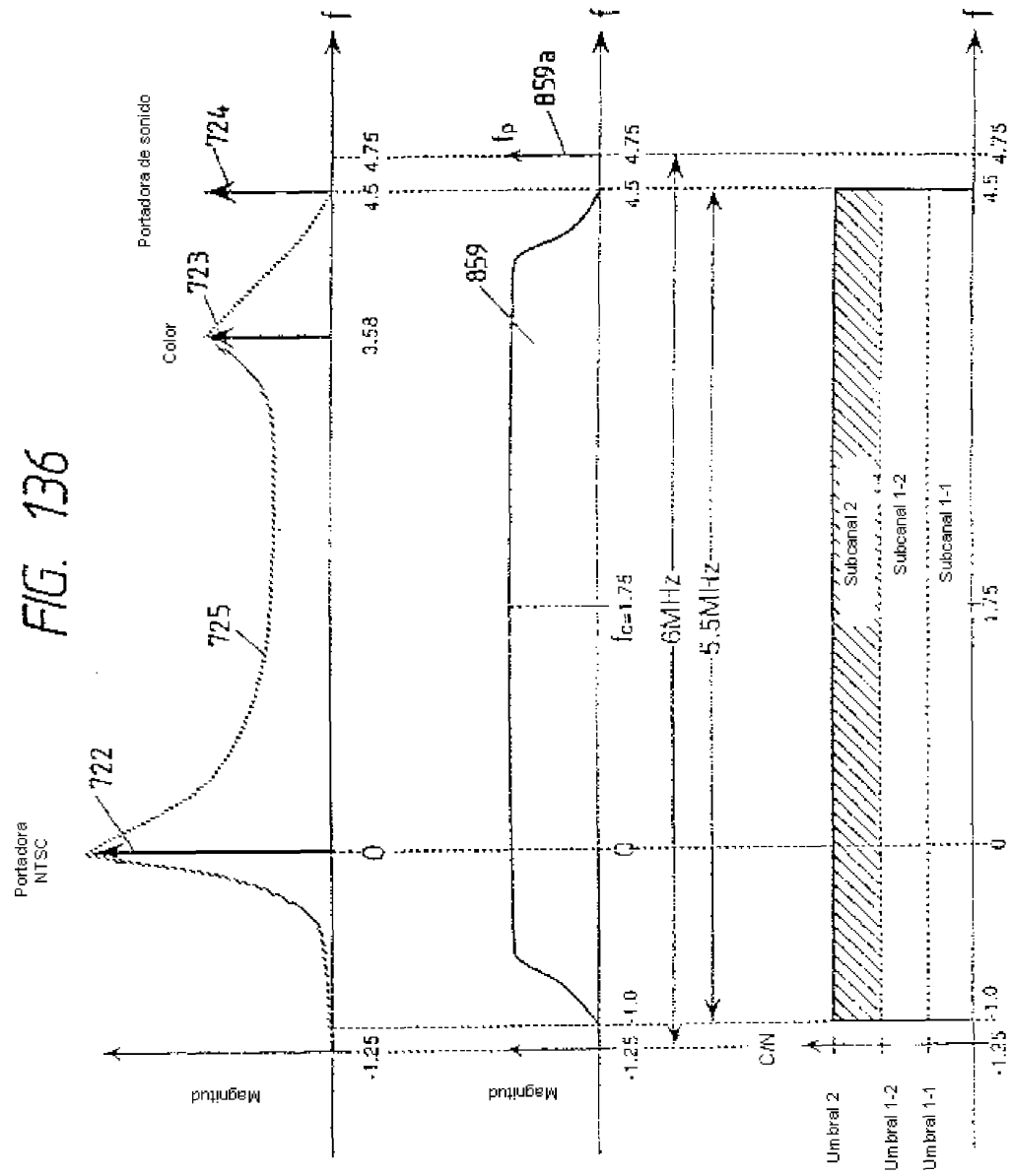


FIG. 137

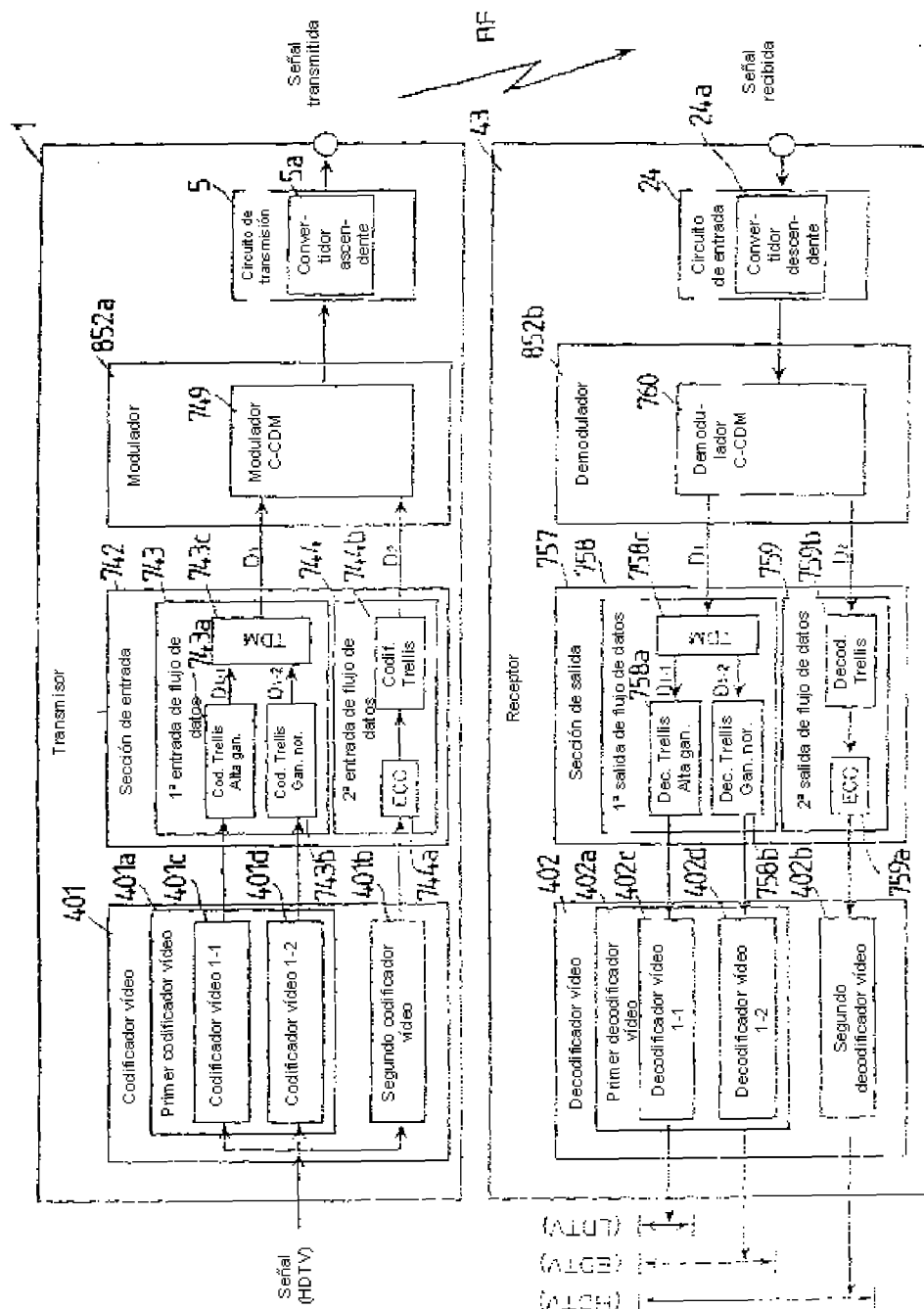


FIG. 138

