



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 356 515**

51 Int. Cl.:

**H03G 3/30** (2006.01)

**H04B 1/00** (2006.01)

**H03G 1/00** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **07110669 .4**

96 Fecha de presentación : **02.03.2001**

97 Número de publicación de la solicitud: **1830465**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **05.09.2007**

54

Título: **Arquitecturas de transmisor para sistemas de comunicaciones.**

30

Prioridad: **04.03.2000 US 519734**

45

Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**08.04.2011**

45

Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**08.04.2011**

73

Titular/es: **QUALCOMM Incorporated**  
**5775 Morehouse Drive, R-132 D**  
**San Diego, California 92121-1714, US**

72

Inventor/es: **Younis, Saed;**  
**Simic, Emilija;**  
**Wilborn, Thomas;**  
**Zhang, Haitao;**  
**Filipovic, Daniel;**  
**Kaufman, Ralph y**  
**Lin, Jian**

74

Agente: **Carpintero López, Mario**

**ES 2 356 515 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

## ANTECEDENTES DE LA INVENCION

La presente invención se refiere a circuitos electrónicos en sistemas de comunicaciones y, más en particular, a arquitecturas de transmisor que proporcionan un rendimiento mejorado.

5 El diseño de un transmisor de alto rendimiento constituye un desafío debido a diversos aspectos de diseño. Para muchas aplicaciones, se requiere alto rendimiento para cumplir con las especificaciones del sistema. Un alto rendimiento puede caracterizarse por la linealidad del trayecto de la señal de transmisión, un amplio intervalo dinámico para controlar la potencia de transmisión y otras características. Además, para algunas aplicaciones tales como sistemas de comunicaciones celulares, el consumo de potencia es un aspecto importante debido a la naturaleza portátil de los teléfonos celulares. El coste también es un aspecto principal para muchos diseños de transmisor que se incorporan en productos de consumo de fabricación en serie. Un alto rendimiento, un bajo consumo de potencia y costes bajos son generalmente aspectos de diseño en conflicto.

10 Estos diversos aspectos de diseño afectan al rendimiento y la aceptación de muchos productos de consumo como, por ejemplo, los teléfonos celulares. Ejemplos de sistemas de comunicaciones celulares incluyen el acceso múltiple por división de código (CDMA), el acceso múltiple por división de tiempo (TDMA) y los sistemas de comunicaciones de modulación de frecuencia (FM) analógica. Los sistemas de comunicaciones de CDMA se dan a conocer en la patente estadounidense N° 4.901.307 titulada "SPREAD SPECTRUM MULTIPLE ACCESS COMMUNICATION SYSTEM USING SATELLITE OR TERRESTRIAL REPEATERS" ["SISTEMA DE COMUNICACIÓN DE ACCESO MÚLTIPLE DE ESPECTRO ENSANCHADO QUE USA REPETIDORES SATELITALES O TERRESTRES"], y la patente estadounidense N° 5.103.459, titulada "SYSTEM AND METHOD FOR GENERATING WAVEFORMS IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM" ["SISTEMA Y PROCEDIMIENTO PARA GENERAR ONDAS EN UN SISTEMA DE TELEFONÍA CELULAR DE CDMA"], ambas cedidas al cesionario de la presente invención. Los sistemas de comunicaciones de CDMA también se definen en los documentos "TIA/EIA/IS-95-A Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System" ["Estándar de compatibilidad TIA/EIA/IS-95-A entre estación móvil y estación base para un sistema celular de espectro ensanchado de banda ancha y modalidad dual"] y "TIA/EIA/IS-95-B Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Wideband Spread Spectrum Cellular System" ["Estándar de compatibilidad TIA/EIA/IS-95-B entre estación móvil y estación base para un sistema celular de espectro ensanchado y banda ancha"].

15 En sistemas de comunicaciones de CDMA, la no linealidad en el transmisor genera distorsión de intermodulación que actúa como ruido y degrada el rendimiento del sistema. Para reducir la no linealidad, los elementos en el trayecto de la señal de transmisión están diseñados para operar en sus regiones lineales y, como resultado, consumen grandes cantidades de potencia. Se requiere un intervalo dinámico amplio para controlar de manera adecuada la potencia de transmisión de salida. En los sistemas de CDMA, el nivel de potencia de transmisión se ajusta para proporcionar el rendimiento de sistema requerido (es decir, una tasa particular de errores de bit), baja interferencia con otras unidades y consumo de potencia reducido. Un bajo consumo de potencia por parte del transmisor permite el uso de una batería de menor tamaño, que a menudo se traduce en un teléfono de menor tamaño. Un tamaño menor es sumamente deseable, debido a la naturaleza portátil del teléfono. El bajo consumo de potencia por parte del transmisor permite además un aumento de los tiempos de conversación y de espera para un tamaño de batería especificado.

20 El documento GB 2 332 313 revela la reducción de requisitos de memoria en la disposición del control de nivel para el receptor o el transmisor.

La patente europea N° 0 961 402 revela un transmisor.

La Patente Estadounidense N° 5.697.073 revela un aparato y procedimiento para modelar y controlar la potencia de una señal en un transmisor.

25 Como puede verse, las arquitecturas de transmisor que proporcionan un alto rendimiento, bajo consumo de potencia y costes bajos son sumamente deseables.

## RESUMEN DE LA INVENCION

30 La invención, según se expone en las reivindicaciones adjuntas, proporciona circuitos de control que rigen la operación de los transmisores en un sistema de comunicaciones, a fin de proporcionar un rendimiento mejorado respecto a los transmisores convencionales. Las mejoras incluyen una combinación de lo siguiente: tiempo de respuesta más rápido para las señales de control, mejora de la linealidad en el ajuste de potencia de salida, reducción de la interferencia, reducción del consumo de potencia, menor complejidad de circuitos y costes más bajos. Para una aplicación celular, estas mejoras pueden llevar a un incremento de la capacidad del sistema, un tamaño de teléfono más pequeño, un aumento de los tiempos de conversación y espera, y una mayor aceptación de los productos por parte del público.

35 Lo anterior, junto con otros aspectos de esta invención, se hará más evidente cuando se haga referencia a la memoria, reivindicaciones y dibujos adjuntos siguientes.

**BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS**

La FIG. 1 muestra un diagrama en bloques de una realización de un transmisor para un sistema de comunicaciones;

5 la FIG. 2 muestra un diagrama en bloques de una realización de un transmisor que proporciona ventajas respecto al transmisor en la FIG. 1;

la FIG. 3 muestra un diagrama en bloques de una realización de un controlador que genera las señales de control para el transmisor en la FIG. 2;

la FIG. 4 muestra un diagrama de una parte de un mecanismo de control de ganancia que incluye una realización de un circuito de interfaz;

10 la FIG. 5 muestra un diagrama de una realización específica del circuito de interfaz;

la FIG. 6 muestra un diagrama en bloques de una realización de un circuito de desplazamiento de ganancia;

la FIG. 7A es un diagrama de sincronismo de las señales de control para el controlador de AP (Amplificador de Potencia) y AGV (Amplificador de Ganancia Variable);

15 la FIG. 7B muestra un diagrama de bloques de una realización para generar las señales de control para el controlador de AP y AGV;

las FIGS. 7C y 7D muestran diagramas de una realización de un comparador y un circuito lógico, respectivamente, dentro de un circuito de sincronización de temporización;

20 las FIGS. 8A y 8B muestran diagramas de una realización de un amplificador de potencia de alta eficiencia (HEPA) y un circuito de amplificación de potencia, respectivamente, que tienen múltiples configuraciones de ganancia y una configuración de derivación;

la FIG. 8C muestra un diagrama de una realización de un AP que tiene varias configuraciones de ganancia aunque ninguna configuración de derivación;

la FIG. 9A muestra un gráfico de una función (o curva) de transferencia de ganancia de un elemento de circuito representativo tal como un AGV, controlador, o AP;

25 las FIGS. 9B y 9C son gráficos que muestran histéresis de potencia e histéresis de potencia y sincronismo, respectivamente, para un elemento de circuito que tiene dos estados de ganancia;

las FIGS. 9D y 9E son gráficos que muestran histéresis de potencia e histéresis de potencia y sincronismo, respectivamente, para un elemento de circuito que tiene cuatro estados de ganancia;

30 las FIGS. 10A y 10B muestran gráficos de flujos transitorios en la potencia de transmisión de salida, debidos a un desajuste en los tiempos de respuesta del controlador de AP y el AGV para un cambio de paso de ganancia descendente y ascendente, respectivamente;

las FIGS. 10C y 10D muestran trazados de flujos transitorios en la potencia de transmisión de salida debidos a un desajuste (introducido intencionadamente) en la alineación temporal de las señales de control para el controlador de AP y el AGV para dos retardos temporales diferentes;

35 la FIG. 10E muestra un diagrama de una realización de circuitos que retarda las señales de control para el controlador de AP, a fin de permitir el control de flujos transitorios en la potencia de transmisión de salida cuando se conmuta la ganancia del controlador de AP;

las FIGS. 11A y 11B muestran diagramas de sincronismo de las señales usadas para controlar el AP y la cadena de transmisión según un aspecto de la invención;

40 la FIG. 11C muestra un diagrama de una realización de circuitos que genera la señal de control AP\_ON para encender y apagar el AP; y

la FIG. 11D muestra un diagrama de una realización de circuitos que genera las señales de control R\_AP[1:0].

**DESCRIPCIÓN DE LAS REALIZACIONES ESPECÍFICAS**Arquitecturas de transmisor

45 La FIG. 1 muestra un diagrama en bloques de una realización del transmisor 100 para un sistema de comunicaciones. El transmisor mostrado en la FIG. 1 puede usarse para diversas aplicaciones que incluyen teléfono celular, televisión de alta definición (HDTV), televisión por cable y otras. Dentro del trayecto de transmisión, la señal de

frecuencia intermedia (IF) se amplifica mediante un amplificador 120 de ganancia variable (AGV), se aumenta su frecuencia a la radiofrecuencia (RF) mediante un mezclador 122 con un sinusoidal a partir de un oscilador 124 local (OL), se amplifica mediante un controlador 126 y se almacena temporalmente mediante un amplificador 128 de potencia (AP) que controla una antena 130. El controlador 126 y el amplificador 128 de potencia se acoplan bien a una fuente de suministro alto ( $V_{DD\text{alta}}$ ) o a una fuente de suministro bajo ( $V_{DD\text{baja}}$ ), según la linealidad requerida, a través de un conmutador 132 que se controla mediante una señal de control R1\_AP. La cadena de transmisión del transmisor 100 incluye elementos en el trayecto de la señal de transmisión (es decir, desde el mezclador 122 a la antena 130), aunque no los circuitos de soporte tales como el oscilador 124 local. La cadena de transmisión incluye el mezclador 122, el controlador 126 y el AP 128.

En la realización mostrada en la FIG. 1, el AP 128 proporciona una ganancia fija (por ejemplo, 29 dB) cuando se habilita mediante una señal de control AP\_ON, y el controlador 126 proporciona una primera ganancia o una segunda ganancia (por ejemplo, 26 dB o -2 dB, respectivamente) según el estado de la señal de control AP\_R0. El AGV 120 proporciona un control de ganancia adecuado para cubrir el intervalo dinámico (por ejemplo, 85 dB) requerido por las especificaciones del sistema. Un controlador 140 genera las señales de control que activan el AP 128, configuran la ganancia del controlador 126, controlan la polarización del AP 128 y el controlador 126, y configuran la ganancia del AGV 120.

Se requiere que el transmisor 100 cumpla diversas especificaciones del sistema. Para aplicaciones de CDMA, se requiere que el transmisor opere con hasta una magnitud especificada de no linealidad y que proporcione el intervalo dinámico especificado. Se reduce la no linealidad, en parte, proporcionando un suministro de alta potencia ( $V_{DD\text{alta}}$ ) al controlador 126 y al AP 128 a niveles altos de potencia de transmisión, y seleccionando la ganancia apropiada (por ejemplo, ganancia alta) para el controlador 126. Aunque el controlador 126 puede operar a una de las dos configuraciones de ganancia, el intervalo dinámico requerido es proporcionado por el AGV 120 por las razones que se describen a continuación.

En la arquitectura de transmisor mostrada en la FIG. 1, el controlador 126 y el AP 128 se controlan mediante un mecanismo que tiene una tasa de actualización, y el AGV 120 se controla mediante otro mecanismo que tiene una segunda tasa de actualización. Normalmente, el estado de ganancia baja del controlador 126 se consigue omitiendo o disminuyendo la potencia de las fases de controlador de alta potencia. Cuando el controlador 126 cambia el estado de ganancia, a menudo se producen un fallo técnico de ganancia y un desplazamiento de fase indeseable e impredecible. Estos efectos adversos degradan el rendimiento del sistema. Como resultado, la ganancia del controlador 126 se conmuta a una tasa lenta para reducir los efectos perjudiciales. Por el contrario, el mecanismo de control de ganancia del AGV 120 tiene una tasa de actualización que normalmente es más rápida que la del controlador 126. La tasa de actualización más rápida se usa para ajustar rápidamente la ganancia del trayecto de la señal de transmisión en respuesta a cambios rápidos en las condiciones operativas.

En sistemas de comunicaciones de CDMA, el reloj de actualización para el mecanismo de control del controlador del AP y el reloj de actualización para el mecanismo de control del AGV se sincronizan en frecuencia, aunque pueden no sincronizarse en fase (y normalmente no lo hacen). Esencialmente, estos relojes de actualización pueden verse como asincrónicos. Debido a aspectos de diseño del sistema, como se describe a continuación, el reloj de actualización para el mecanismo de control del controlador del AP se obtiene a partir de un modulador de la unidad en la que reside el transmisor (por ejemplo, la unidad de abonado), y el reloj de actualización para el mecanismo de control del AGV se obtiene a partir del demodulador.

El mecanismo que controla el controlador 126 y el AP 128 generalmente tiene una velocidad de respuesta más rápida que la del mecanismo que controla el AGV 120. Como se muestra en la FIG. 1, las señales de control (R0\_AP y R1\_AP) para el controlador 126 y el AP 128 son de naturaleza digital y tienen un tiempo de transición (relativamente) rápido. Por el contrario, la señal de control AGV\_GANANCIA para el AGV 120 se filtra mediante un filtro 142 de paso bajo que tiene un tiempo de respuesta específico  $\tau_1$ . El ancho de banda para el filtro 142 se diseña para que sea estrecho, a fin de reducir la amplitud de los rizados en la señal de control de ganancia TX\_CGA a un valor concreto, según lo requieran las especificaciones del sistema. El ancho de banda estrecho da como resultado un tiempo de respuesta (relativamente) largo (por ejemplo,  $\tau_1 \cong 330 \mu\text{s}$ ) para un cambio de paso en la señal de control AGV\_GANANCIA.

Debido a al menos algunas de las razones expuestas anteriormente (es decir, tasas de actualización diferentes, relojes de actualización asincrónicos y tiempos de respuesta diferentes), el mecanismo de control del controlador del AP y el mecanismo de control del AGV están diseñados normalmente para operar de manera independiente entre sí. Sin embargo, para mantener aproximadamente constante el nivel de potencia de transmisión de salida al conmutar la ganancia del controlador 126 desde una configuración de ganancia baja hasta una configuración de ganancia alta, y viceversa, se acoplan los dos mecanismos de control. Cuando la ganancia del controlador 126 se conmuta entre configuraciones de ganancia, se introduce un paso de ganancia repentino en la cadena de transmisión, lo que daría como resultado un cambio en el nivel de potencia de transmisión de salida. Para compensar este paso de ganancia, la ganancia del AGV 120 se ajusta con una ganancia de desplazamiento para proporcionar aproximadamente una similar ganancia global del trayecto de la señal de transmisión antes y después de conmutar el controlador 126. Por ejemplo, si el controlador 126 se conmuta desde una ganancia de -2 dB hasta una ganancia de +26 dB, la ganancia del AGV disminuye en 28 dB aproximadamente al mismo tiempo, para compensar el cambio de ganancia de controlador. El

tiempo de respuesta del AGV 120 debería coincidir aproximadamente con el del controlador 126. Si la ganancia del controlador 126 se conmuta y la ganancia del AGV 120 no se ajusta apropiadamente (es decir, debido a un tiempo de respuesta lento), se produce un flujo transitorio de ganancia que provoca un flujo transitorio correspondiente en la potencia de transmisión de salida. El flujo transitorio de potencia puede causar degradación en el rendimiento del transmisor.

La FIG. 1 muestra una implementación que sincroniza los dos mecanismos de control para reducir el flujo transitorio de ganancia cuando se conmuta el controlador. El filtro 142 de paso bajo se acopla con el controlador 140 y recibe y filtra la señal de control variable AGV\_GANANCIA para generar tensiones analógicas que se proporcionan al amplificador 148 de suma. La señal de control AP\_R0 para el controlador 126 se acopla con, y controla, un conmutador 144 que se acopla entre un filtro 146 de paso bajo y un amplificador 148 de suma. El filtro 146 se acopla con el controlador 140 y recibe y filtra la señal de control constante OS\_GANANCIA para generar una tensión analógica constante que se proporciona al amplificador 148 de suma. El amplificador 148 entonces suma las tensiones recibidas para generar la señal de control TX\_CGA del AGV.

Así, al conmutar la ganancia del controlador 126, se proporciona una correspondiente tensión de desplazamiento de ganancia fija (es decir, la OS\_GANANCIA filtrada) al AGV 120. Esta tensión de desplazamiento de ganancia ajusta la ganancia del AGV 120 en el sentido opuesto para mantener una ganancia global de trayecto de señal de transmisión aproximadamente constante. Los tiempos de respuesta del amplificador 148 son despreciables y se aproximan al tiempo de respuesta del controlador 126 a un cambio en la señal de control AP\_R0. La tensión de desplazamiento de ganancia no se añade digitalmente (es decir, dentro del controlador 140) antes del filtro 142 debido a que el tiempo de respuesta del filtro 142 (aproximadamente 330  $\mu$ s) es demasiado lento con respecto al tiempo de respuesta rápido (y normalmente despreciable) del controlador 126.

La arquitectura de transmisor mostrada en la FIG. 1 está por debajo de la óptima, por diversas razones. En primer lugar, debido a la operación independiente de los mecanismos de control de ganancia para el controlador 126 y el AGV 120, el requisito de intervalo dinámico total (por ejemplo, 85 dB) se impone sobre el AGV 120. Este requisito de intervalo dinámico amplio da como resultado un diseño de AGV que constituye un reto, y que consume potencia. En segundo lugar, los componentes adicionales (por ejemplo, externamente, el conmutador 144, el filtro 146 y amplificador 148 de suma, e internamente el PDM (Módulo de distribución de potencia) adicional para la conversión D/A (digital a analógica) de la señal OS\_GANANCIA) necesarios para mantener un nivel de potencia de transmisión de salida aproximadamente constante al conmutar el controlador 126, aumentan los costes y la complejidad del hardware de transmisión.

La arquitectura de transmisor mostrada en la FIG. 1 tampoco cumple ciertos requisitos del sistema. Por ejemplo, el estándar TIA/EIA/IS-98-A requiere que el nivel de potencia de salida promedio desde el transmisor esté dentro de un intervalo de 0,3 dB del valor final en menos de 500  $\mu$ s tras la recepción de un bit de control de potencia válido. Se requiere un mecanismo de control de potencia de ancho de banda amplio que tenga un tiempo de estabilización rápido para cumplir con esta especificación. El tiempo de procesamiento requerido para recibir y determinar la validez de un bit de control de potencia puede ser de hasta 400  $\mu$ s, dejando el transmisor con sólo 100  $\mu$ s para responder a un bit de control de potencia válido detectado. Si el tiempo de respuesta del filtro 142 es mayor que 100  $\mu$ s (aproximadamente 330  $\mu$ s en un diseño típico), esta especificación es difícil (si no improbable) de cumplir.

Como puede verse, diversos aspectos de diseño y requisitos de sistema imponen requisitos de velocidad y precisión sobre el mecanismo de control de ganancia para la cadena de transmisión.

La FIG. 2 muestra un diagrama en bloques de una realización de un transmisor 200 que proporciona ventajas respecto al transmisor 100 en la FIG. 1. Dentro del trayecto de transmisión, la señal IF se amplifica mediante un AGV 220, se aumenta su frecuencia a RF mediante un mezclador 222 con una sinusoidal a partir de un oscilador 224 local, se amplifica mediante un controlador 226 y se almacena temporalmente mediante un AP 228 que controla una antena 230. El controlador 226 y el AP 228 se acoplan con un circuito 232 de control de AP que recibe las señales de control R0\_AP y R1\_AP de un controlador 240. La cadena de transmisión del transmisor 200 incluye el AGV 220, el mezclador 222, el controlador 226 y el AP 228. El circuito 232 de control de AP puede implementarse también dentro del controlador 240.

En la realización específica mostrada en la FIG. 2, el AP 228 tiene tres configuraciones de ganancia y el controlador 226 tiene dos configuraciones de ganancia. Las configuraciones de ganancia de AP incluyen baja ganancia, alta ganancia y omisión, y las configuraciones de ganancia de controlador incluyen baja ganancia y alta ganancia. El controlador 240 genera las señales de control que activan el AP 228, configuran las ganancias del controlador 226 y el AP 228, controlan la polarización del controlador 226 y el AP 228, y configuran la ganancia del AGV 220. La señal de control de ganancia AGV\_GANANCIA del AGV se proporciona a un filtro 242 que filtra la señal para generar una señal de control de ganancia TX\_CGA que se proporciona al AGV 220.

El transmisor 200 incluye las siguientes características y ventajas. En primer lugar, los mecanismos de control de ganancia para los elementos de ganancia (AGV 220, controlador 226 y AP 228) se integran para proporcionar una mejora del rendimiento, según se describe a continuación. Se habilita la integración de los mecanismos de control, en parte, mediante circuitos que proporcionan un tiempo de respuesta más rápido para la señal de control de ganancia de

AGV.

En segundo lugar, el requisito de intervalo dinámico se distribuye por los elementos de ganancia en la cadena de transmisión. Con el mecanismo de control de ganancia integrado, pueden usarse potencialmente tres configuraciones de ganancia para el AP 228 y dos configuraciones de ganancia para el controlador 226 a fin de proporcionar algo del intervalo dinámico requerido, reduciendo de ese modo el requisito de intervalo dinámico para el AGV 220. Por ejemplo, el requisito de intervalo dinámico de 85 dB (que es proporcionado por el AGV 120 en la FIG. 1) puede distribuirse de modo que el controlador 226 y el AP 228 proporcionen 55 dB de intervalo dinámico y el AGV 220 proporcione los restantes 30 dB de intervalo dinámico. Con un requisito de intervalo dinámico más bajo, el AGV 220 puede diseñarse para tener más eficiencia energética, reduciendo de ese modo el consumo de potencia, y también puede implementarse en RF (lo que puede requerirse para arquitecturas de transmisor de aumento directo de frecuencia).

Otros beneficios y ventajas adicionales, basados en mejoras en la arquitectura de transmisor en la FIG. 2, se describen adicionalmente a continuación.

La FIG. 3 muestra un diagrama en bloques de una realización del controlador 240 que genera las señales de control para el transmisor 200. Dentro del controlador 240, una señal de control automático de ganancia (CGA) se proporciona a un filtro 310 de bucle que filtra la señal de control. Una instrucción de ascenso / descenso se proporciona a un circuito 312 de control de potencia de bucle cerrado que genera un valor de ganancia de paso en respuesta a la instrucción de ascenso / descenso recibida. La salida del filtro 310 de bucle y la salida del circuito 312 de control de potencia se proporcionan a un sumador 314 y se combinan. La señal combinada del sumador 314 se proporciona a continuación a un limitador 316 de potencia que limita la señal para impedir la transmisión excesiva desde el transmisor 200. La señal limitada del limitador 316 se proporciona a un sumador 318 que también recibe una señal de desplazamiento de ganancia desde un circuito 320 de desplazamiento de ganancia. El sumador 318 suma las dos señales de entrada para generar una señal de ganancia que se proporciona a un circuito 330 de linealización de ganancia. El circuito 330 de linealización de ganancia genera una señal de control compensada (es decir, "linealizada") que compensa las no linealidades de los elementos de ganancia en la cadena de transmisión. La señal de control compensada se proporciona a un circuito 350 de interfaz que genera la señal de control AGV\_GANANCIA. Un circuito 360 de control INTERVALO\_AP recibe entradas de control indicativas de la modalidad de operación del transmisor, las características operativas deseadas y un valor TX\_CGA. El circuito 360 de control entonces, en respuesta, dirige la operación del circuito 330 de linealización de ganancia y genera las señales de control AP\_R0, AP\_R1 y AP\_ON. Un circuito 340 de sincronización de temporización sincroniza la señal de control del AGV con las señales de control del controlador del AP. La operación de cada uno de los elementos en el controlador 240 se describe adicionalmente en detalle a continuación.

#### Mecanismo de control de ganancia con tiempo de respuesta rápido

Un mecanismo de control de ganancia que tenga un tiempo de respuesta rápido proporciona varias ventajas. En primer lugar, con un tiempo de respuesta rápido, la señal de control para el AGV y la señal de desplazamiento de ganancia para el AGV (es decir, debido a la conmutación de las ganancias del controlador-AP) pueden tanto generarse como combinarse digitalmente para crear una única señal combinada de control de ganancia del AGV. Para la arquitectura de transmisor mostrada en la FIG. 1, un PDM adicional, se requeriría un conjunto adicional del conmutador 144 y el filtro 146, así como un conjunto 148 de circuitos de suma op-amp, para generar y acoplar una señal específica de desplazamiento de ganancia para cada posible cambio en las ganancias del controlador-AP. Así, si el controlador-AP incluye cuatro posibles configuraciones de ganancia, se necesitan tres conjuntos de PDM, conmutadores y filtros para generar tres señales de desplazamiento correspondientes a los tres posibles cambios en la ganancia del controlador-AP a partir de la ganancia nominal de un controlador-AP, así como los circuitos de suma op-amp. Los conmutadores, filtros y circuitos op-amp adicionales aumentan la complejidad del hardware de transmisor. Además, para cuatro posibles configuraciones de ganancia, un controlador 140 disponible actualmente puede no ser capaz de proporcionar los PDM requeridos adicionales.

Según un aspecto de la invención, las señales de desplazamiento de ganancia para el AGV (es decir, debidas a cambios en la ganancia del controlador-AP) se generan y se suman digitalmente con la señal de control de ganancia para el AGV para generar una única señal de control de ganancia global para el AGV. Como resultado, sólo se necesita un PDM y un filtro de paso bajo externo para generar la señal de control de ganancia del AGV. Sin embargo, como se describió anteriormente, la respuesta temporal del controlador 226 y el AP 228 a cambios en su señal de control puede ser relativamente rápida. Las señales de desplazamiento de ganancia para el AGV deberían tener un tiempo de respuesta aproximadamente similar para minimizar el flujo transitorio de ganancia en el trayecto de la señal de transmisión. Esto se consigue diseñando un filtro 242 de paso bajo con un ancho de banda amplio para proporcionar un tiempo de respuesta que coincida aproximadamente con los tiempos de respuesta del controlador 226 y el AP 228. En una realización específica, el filtro 242 tiene un tiempo de estabilización del 70%, de aproximadamente 10  $\mu$ s, que permite al transmisor adecuarse a los requisitos del estándar IS-98A.

Aumentar la constante temporal del filtro 242 aumenta la amplitud de rizado en la señal de control TX\_CGA. En una implementación típica, la señal de control AGV\_GANANCIA es una señal modulada por densidad de pulso (PDM) que comprende una secuencia de valores altos y bajos. Los valores altos y bajos son filtrados por el filtro 242 para

obtener un valor promediado. Una señal de control analógica, correspondiente al valor promediado, controla el AGV. Los valores altos y bajos producen rizados en la señal de control analógica que degradan el rendimiento del transmisor. Para reducir la amplitud de rizado, puede realizarse filtrado adicional (es decir, reduciendo el ancho de banda del filtro). El filtrado adicional, al reducir la amplitud de rizado, ralentiza el tiempo de respuesta de manera correspondiente.

5 La FIG. 4 muestra un diagrama de una parte de un mecanismo de control de ganancia que incluye una realización del circuito 350 de interfaz. El circuito de interfaz proporciona un tiempo de respuesta mejorado al tiempo que mantiene (o reduce) la amplitud de rizado. La señal de control compensada a partir del circuito 330 de linealización de ganancia se proporciona a un circuito 412 de ajuste de respuesta temporal dentro del circuito 350 de interfaz. El circuito 412 genera una señal de control "ajustada" que tiene una respuesta temporal ajustada, como se describirá a  
10 continuación. La señal ajustada se proporciona a un modulador 414 sigma-delta que genera una señal de modulador. La señal de modulador comprende una secuencia de ondas correspondientes a los valores en la señal de control ajustada. El filtro 242 recibe y filtra la señal de modulador para proporcionar la señal de control TX\_CGA del AGV.

15 La FIG. 5 muestra un diagrama de una realización específica de un circuito 350 de interfaz. El circuito 350 de interfaz incluye el circuito 412 de ajuste de respuesta temporal y el modulador 414 sigma-delta de primer orden. La señal de control compensada  $x[n]$  se proporciona al circuito 412 de ajuste de respuesta temporal que genera la señal de control ajustada  $y[n]$ . En una realización, la señal de control ajustada incluye modificaciones de la señal de control compensada que proporcionan un tiempo de respuesta más rápido o modificado.

20 Dentro del circuito 412 de ajuste de respuesta temporal, la señal  $x[n]$  se proporciona a un elemento 520 de ganancia y a un elemento 522 de retardo. El elemento 520 de ganancia ajusta a escala la señal  $x[n]$  por un factor de ajuste a escala ( $A_v$ ) que puede ser fijo o programable. En una realización específica, el factor de ajuste a escala es dos. El elemento 522 de retardo retarda la señal  $x[n]$  por un periodo de tiempo que también puede ser fijo o programable. El factor de ajuste a escala y la magnitud del retardo dependen de los requisitos de la aplicación particular en la que se usa el circuito 350 de interfaz. La señal ajustada a escala a partir del elemento 520 de ganancia y la señal retardada a partir del elemento 522 de retardo se proporcionan a un sumador 524 que resta la señal retardada de la señal ajustada a  
25 escala. En una realización, el sumador 524 es un sumador de saturación que limita la salida a valores de  $N$  bits, que están dentro del intervalo de entrada del modulador 414 sigma-delta posterior. La señal  $y[n]$  del sumador 524 se proporciona al modulador 414 sigma-delta.

30 Dentro del modulador 414 sigma-delta, la señal  $y[n]$  se proporciona a un sumador 530 que añade la señal  $y[n]$  a los  $N$  bits menos significativos (LSB) de un registro 532. La salida de  $(N+1)$  bits del sumador 530 se proporciona a, y se almacena en, el registro 532. El bit más significativo (MSB) del registro 532 comprende la señal de modulador cuantizada  $k[n]$  que se proporciona al filtro 242. Como se muestra en la realización específica en la FIG. 5, tanto el elemento 522 de retardo como el registro 532 se cronometran por la misma señal de reloj (REL SIS), aunque esta no es una condición necesaria.

35 El filtro 242 filtra la señal de modulador del modulador 414 para generar la señal de control analógica TX\_CGA. En la realización específica mostrada en la FIG. 5, el filtro 242 es un filtro de paso bajo de segundo orden que comprende dos resistores y dos condensadores.

40 Para mejorar el tiempo de respuesta de la señal de control TX\_CGA, el circuito 412 de ajuste de respuesta temporal se programa para generar pulsos de sobreexcitación que ayudan a la respuesta del filtro 242. Por ejemplo, cuando la ganancia del elemento 520 de ganancia se fija en dos ( $A_v = 2$ ), el circuito 412 genera un pulso de sobreexcitación que tiene una amplitud igualada al cambio en la señal  $x[n]$ . La amplitud del pulso de sobreexcitación puede ser más pequeña en algunos casos, según el valor de  $x[n]$  y la magnitud del cambio en  $x[n]$ . Cada pulso de sobreexcitación tiene una duración de  $M \cdot T_s$  que está determinada por el elemento de retardo.

45 El modulador 414 sigma-delta proporciona una señal de modulador  $k[n]$  que comprende una secuencia de valores altos y bajos (es decir, una secuencia de ondas de salida) correspondiente a la señal de control ajustada  $y[n]$  en su entrada. El modulador 414 sigma-delta distribuye uniformemente la separación entre los valores altos en las ondas de salida para proporcionar una mejora del rendimiento del rizado de estado estacionario respecto al de los moduladores de ancho de pulso (PWM) convencionales así como los PDM convencionales. Esta característica da como resultado una amplitud de rizado menor, debido a que los condensadores en el filtro 242 tienen aproximadamente la misma cantidad de tiempo para cargar y descargar cada conjunto de valores altos y bajos. El análisis indica que el modulador 414 sigma-delta, con nueve bits de resolución ( $N=9$ ), puede reducir la amplitud de rizado pico a pico más desfavorable en un factor de tres o más. Esta mejora en la amplitud de rizado puede intercambiarse por un tiempo de respuesta más rápido. De manera específica, aumentando el ancho de banda del filtro de paso bajo en un factor de tres, se consigue una mejora de tres veces en el tiempo de respuesta para la misma amplitud de rizado.

55 Un filtro de paso bajo de orden único se usa normalmente para filtrar la señal de modulador  $k[n]$  del modulador. El filtro de orden único puede implementarse con un único resistor y un único condensador. Aunque el filtro de orden único da como resultado un número de componentes bajo, el tiempo de respuesta y el rendimiento de rizado no son satisfactorios para algunas aplicaciones.

Para un filtro de segundo orden con dos polos, la respuesta de frecuencia del filtro se desploma según  $1/f$  entre

5 las frecuencias de los polos primero y segundo, y según  $1/f^2$  después de la frecuencia del segundo polo. Seleccionando las frecuencias de los dos polos para que sean menores que los componentes de rizado (es decir,  $f_{p1}$  y  $f_{p2} < f_{\text{rizado}}$ ), el rizado se atenúa en 40 dB / pendiente descendente, lo que es más rápido que una pendiente de 20 dB/ descendente conseguida con un filtro de primer orden. La mejora en el rizado puede intercambiarse entonces por la mejora en el tiempo de respuesta del filtro. Dicho de otro modo, para cumplir un requisito de rizado particular, los polos del filtro de segundo orden pueden aumentarse más que los del filtro de orden único, dando como resultado de ese modo un tiempo de respuesta más rápido sin sacrificar el rendimiento de rizado.

10 El rendimiento de rizado es una función del tipo de modulador (por ejemplo, PDM convencionales, modulador sigma-delta, y así sucesivamente), el ancho de banda del filtro de paso bajo y también la velocidad del reloj del modulador. Puede mostrarse que la aceleración de la frecuencia de reloj del modulador sigma-delta da como resultado una reducción correspondiente en la magnitud del rizado. La mejora en el rendimiento de rizado puede intercambiarse entonces por un tiempo de respuesta más rápido, aumentando el ancho de banda del filtro analógico.

15 La implementación y operación del circuito 412, el modulador sigma-delta 414 y el filtro 242 se describen en mayor detalle en la solicitud de patente asociada de N° de Serie 19622-2.

15 Mecanismo de control de ganancia integrado para la cadena de transmisión

20 Con circuitos que proporcionan un tiempo de respuesta rápido para controlar la ganancia del AGV, el mecanismo de control de ganancia para el controlador 226 y el AP 228 puede integrarse con el mecanismo de control de ganancia para el AGV 220. En una implementación, las ganancias para el controlador 226 y el AP 228 pueden controlarse mediante las señales de control R0\_AP y R1\_AP de manera nominal. A medida que la ganancia, bien del controlador 226 o bien del AP 228, o ambas, cambia(n), un valor de desplazamiento de ganancia correspondiente al cambio en la ganancia del controlador-AP se resta digitalmente de la señal de control del AGV. La señal de control global del AGV se filtra entonces y se proporciona al AGV 220.

25 En la realización mostrada en la FIG. 2, el controlador 226 incluye dos configuraciones de ganancia y el AP 228 incluye tres configuraciones de ganancia. Estas configuraciones de ganancia pueden combinarse para formar de tres a seis configuraciones de ganancia de controlador-AP. En una realización específica, estos elementos se combinan para formar cuatro configuraciones de ganancia según se definen en la Tabla 1.

**Tabla 1 - Estados de ganancia para Controlador y AP**

Estado de ganancia de controlador-AP	Intervalo de potencia de transmisión de salida	Configuración de ganancia de controlador	Configuración de ganancia de AP	Ganancia de controlador-AP
0	-52 dBm a -17 dBm	ganancia baja	omitido	0 dB
1	-32 dBm a +3 dBm	ganancia alta	omitido	20 dB
2	-14 dBm a +21 dBm	ganancia alta	ganancia baja	38 dB
3	+5 dBm a +28 dBm	ganancia alta	ganancia alta	56 dB

30 A medida que la ganancia del controlador-AP cambia, la ganancia del AGV 220 se desplaza en consecuencia para compensar el cambio en la ganancia del controlador-AP a fin de mantener aproximadamente el mismo nivel de potencia de transmisión antes y después de que cambie la ganancia del controlador-AP. Por ejemplo, cuando la ganancia del controlador-AP cambia desde el estado de ganancia 1 hasta el estado de ganancia 2, la ganancia del controlador-AP aumenta aproximadamente en 18 dB. Así, se añade un valor de desplazamiento de ganancia que disminuye la ganancia del AGV en 18 dB a la señal de control del AGV. Aproximadamente en el momento en que la ganancia del controlador-AP cambia, la ganancia de AGV se ajusta de modo que el flujo transitorio en la potencia de transmisión de salida se minimice.

35 La FIG. 6 muestra un diagrama en bloques de una realización de un circuito de desplazamiento de ganancia. Cuatro valores de desplazamiento de ganancia se proporcionan a un multiplexador (MUX) 612, una señal de desplazamiento de ganancia correspondiente a cada uno de los estados de ganancia del controlador-AP. Estos valores de desplazamiento de ganancia pueden almacenarse en una memoria (por ejemplo, una RAM, una ROM, una memoria FLASH, u otras tecnologías de memoria), un conjunto de registros, un controlador u otros circuitos. El MUX 612 también recibe la señal de control ESTADO\_INTERVALO\_AP[1:0] que selecciona uno de los valores de desplazamiento de ganancia para proporcionarlo al sumador 318. El sumador 318 entonces resta el valor de desplazamiento de ganancia seleccionado del valor de ganancia del AGV para proporcionar el valor global de ganancia del AGV.

Con cuatro estados de ganancia para el controlador y el AP, sólo son necesarios tres valores de desplazamiento de ganancia (a partir de un valor de ganancia nominal). Así, la complejidad del MUX 612 puede reducirse. Sin embargo, la implementación con cuatro valores de desplazamiento de ganancia, uno para cada uno de los estados de ganancia de controlador-AP, permite una mayor flexibilidad en el diseño del transmisor y también evita la saturación de los trayectos de datos.

Como se indicó anteriormente, para sistemas de comunicaciones de CDMA, las señales de control para el controlador 226 y el AP 228 se generan normalmente usando un reloj de actualización y la señal de control para el AGV 220 se genera usando otro reloj de actualización. Estos dos relojes normalmente se sincronizan en frecuencia, pero en general no se sincronizan en fase. La diferencia en las fases de los dos relojes es especialmente problemática para el mecanismo de control de ganancia de transmisión, debido a la necesidad de alinear las señales de control para el controlador-AP y AGV, a fin de reducir el flujo transitorio en la potencia de transmisión de salida.

En sistemas de comunicaciones de CDMA conforme al estándar IS-95-A, las transmisiones de datos desde una unidad de abonado a una estación base se producen a través de transmisiones de símbolos de Walsh. Dentro de la unidad de abonado, los bits de datos se generan, codifican y agrupan en grupos de seis bits de datos codificados. Cada grupo se usa para indizar una tabla de símbolos de Walsh. Cada símbolo de Walsh es una secuencia de 64 bits y tiene una duración de 208  $\mu$ s, dando como resultado una tasa de símbolos de Walsh de 4,8 kHz. Los símbolos de Walsh se modulan y transmiten a la estación base. En la estación base, la señal transmitida se recibe y se demodula. De manera convencional, se realiza demodulación coherente sobre cada periodo de símbolos de Walsh y se realiza demodulación no coherente sobre varios símbolos de Walsh. Para la demodulación coherente, la información de fase de la señal recibida tiene un gran impacto en el rendimiento de la demodulación.

En una implementación específica, puesto que la conmutación de la ganancia del controlador o el AP tiende a generar fluctuaciones de fase transitorias y discontinuidades en la señal de transmisión de salida, la conmutación del controlador y el AP se limita a los límites de los símbolos de Walsh para minimizar la degradación del rendimiento. Al alinear la conmutación de las ganancias del controlador y el AP a los límites de símbolos de Walsh, los flujos transitorios en la potencia de transmisión de salida se producen en los límites de símbolos y se reduce la degradación en el rendimiento del sistema. Esta elección de diseño da como resultado que el controlador y el AP se conmutan a la tasa de símbolos de Walsh de 4,8 kHz.

La tasa de actualización de 4,8 kHz generalmente es adecuada para conmutar entre estados de ganancia, aunque normalmente es inadecuada para el control de ganancia del AGV. Una tasa de actualización más rápida normalmente es necesaria para permitir que el AGV ajuste rápidamente el nivel de potencia de transmisión de salida en respuesta a cambios rápidos en las condiciones operativas. En una implementación específica, la tasa de actualización del AGV es de 38,4 kHz. En una implementación específica, el reloj de actualización para el circuito de configuración de ganancia del controlador-AP es un reloj de 4,8 kHz obtenido a partir de un modulador en la sección de transmisión de la unidad de abonado, y el reloj de actualización para el circuito de configuración de ganancia del AGV es un reloj de 38,4 kHz obtenido a partir de un demodulador en la sección de recepción de la unidad de abonado.

Para sistemas de comunicaciones conforme al estándar IS-95-A, un requisito de 1,0  $\mu$ s se impone en el retardo de sincronismo entre un límite de trama de recepción y un límite de trama de transmisión. Este retardo normalmente es más corto que el retardo de procesamiento de la unidad de abonado. Así, una parte del procesamiento en el transmisor se realiza con antelación, antes de la recepción de la trama recibida. El sincronismo de transmisor es dinámico respecto al sincronismo de receptor, dando como resultado un sincronismo asincrónico entre el transmisor y el receptor. Esto da como resultado un sincronismo asincrónico entre las señales de control del controlador-AP obtenidas a partir del sincronismo de transmisor y la señal de control del AGV obtenida a partir del sincronismo de receptor.

Para proporcionar un mecanismo de control de ganancia integrado, los sincronismos de las señales de control para el controlador-AP y para el AGV se sincronizan, cuando sea necesario (es decir, cuando el controlador-AP cambia el estado de ganancia) según se describe a continuación.

La FIG. 7A es un diagrama de sincronismo que ilustra las señales de control para el controlador-AP y el AGV. Puede observarse que el reloj de actualización de 4,8 kHz para el controlador-AP no está alineado con el reloj de actualización de 38,4 kHz para el AGV. En el momento  $t_1$ , los estados de ganancia actual y previo son el mismo (por ejemplo, ambos están en el estado de ganancia 00), y la entrada del circuito 350 de interfaz se actualiza con un valor de control, de la manera nominal, con el reloj de 38,4 kHz. En el momento  $t_2$  los estados de ganancia actual y previo no son el mismo (por ejemplo, cambiaron del estado de ganancia 00 al estado de ganancia 01), y la entrada del circuito 350 de interfaz se actualiza con un valor de control usando el reloj de 4,8 kHz. Las señales de control intermedias MISMA y ALINEAR se generan para ayudar a alinear los valores de control del AGV con el reloj de actualización apropiado. En una realización, si la señal de control MISMA es baja, indicando el cambio en el estado del controlador-AP, la señal de control ALINEAR impide una actualización del circuito 350 de interfaz por un periodo de reloj de 38,4 kHz antes y después del flanco ascendente de los 4,8 kHz. Esto garantiza que el circuito 350 de interfaz no genera una gran señal de control de subexcitación o sobreexcitación para el AGV en respuesta a un cambio en el estado de ganancia, y que el filtro de PDM tiene un tiempo adecuado para filtrar el gran paso de ganancia. Si la señal de control MISMA es alta, indicando que no hay cambio en el estado del controlador-AP, la entrada del circuito 350 de interfaz se actualiza de la manera normal. Las señales de control MISMA y ALINEAR se generan basándose en una versión "temprana" del reloj

de 4,8 kHz (etiquetada como 4,8 kHz\_E) mostrada en la parte superior de la FIG. 7A. La señal de control HA\_CARGA1 mostrada en la parte inferior de la FIG. 7A ilustra el tiempo de actualización de la entrada del circuito 350 de interfaz.

La FIG. 7B muestra un diagrama en bloques de una realización para generar las señales de control para el controlador-AP y el AGV. El estado de ganancia está determinado por el circuito 360 de control INTERVALO\_AP (es decir, basándose en las entradas de control y el valor TX\_CGA) y se proporciona a un comparador 722 dentro del circuito 340 de sincronización de temporización. El comparador también recibe la señal de reloj REL SIS y el reloj de 4,8 kHz\_E, compara el estado de ganancia actual con el estado previo de ganancia del controlador-AP, y genera las señales de control MISMA y ALINEAR que indican si se ha producido o no un cambio en el estado de ganancia de controlador-AP. Las señales de control MISMA y ALINEAR se proporcionan a un circuito 724 lógico que genera señales de habilitación de carga para el circuito 330 de linealización de ganancia y el circuito 350 de interfaz. La señal de habilitación de carga HA\_CARGA0 se usa para retener la salida del circuito 330 de linealización de ganancia (que es la entrada al circuito 350 de interfaz) y la señal de habilitación de carga HA\_CARGA1 se usa para habilitar el elemento 522 de retardo dentro del circuito 350 de interfaz. Las señales HA\_CARGA0 y HA\_CARGA1 garantizan que las entradas al circuito 350 de interfaz y el elemento 522 de retardo dentro del circuito 350 de interfaz se actualizan / habilitan al mismo tiempo. Como se muestra en la FIG. 7A, la señal de habilitación de carga HA\_CARGA1 incluye impulsos de habilitación que están alineados con el reloj de 38,4 kHz durante el funcionamiento normal y el reloj de 4,8 kHz cuando se produce un cambio en el estado de ganancia del controlador-AP. La salida de AGV\_GANANCIA del circuito 350 de interfaz y las salidas R0\_AP, R1\_AP y AP\_ON del circuito 360 de control se retienen mediante el reloj de sistema REL SIS (o relojes que tienen fases similares) para alinear las fases de estas señales de control.

La FIG. 7C muestra un diagrama de una realización del comparador 722. Dentro del comparador 722, la señal ESTADO\_INTERVALO\_AP se proporciona a la entrada de datos de un registro 732 y las entradas A de los comparadores 734 y 736. El registro 732 se cronometra con la señal de reloj REL SIS aunque se habilita con el reloj de 4,8 kHz\_E, y la salida del registro 732 se proporciona a las entradas B de los comparadores 734 y 736. El registro 732 conserva el valor previo de estado de ganancia del controlador-AP. Cada uno de los comparadores 734 y 736 compara los valores de las entradas A (es decir, el estado actual de ganancia del controlador-AP) y B (es decir, el estado previo de ganancia de controlador-AP). Los comparadores 734 y 736 entonces generan las señales de control MISMA Y MAYOR, respectivamente.

El reloj de 4,8 kHz y el reloj de 4,8 kHz\_E se proporcionan a los elementos 742 y 744 de retardo, respectivamente. El elemento 742 de retardo proporciona un retardo de un ciclo del reloj de 38,4 kHz y el elemento 744 de retardo proporciona un retardo ( $t_{PROC}$ ) para compensar el retardo de procesamiento en el cálculo del valor de control del AGV (es decir, incluyendo el retardo de procesamiento del circuito 330 de linealización de ganancia). El retardo entre el reloj de 4,8 kHz y el reloj de 4,8 kHz\_E es de dos periodos de reloj de 38,4 kHz, que es tiempo suficiente para el bloque de linealización de ganancia del AGV se actualice con el desplazamiento apropiado del controlador-AP (con retardo de procesamiento máximo a través del bloque TX\_CGA), de modo que tanto las ganancias del AGV como del controlador-AP estén listas en un momento concreto (por ejemplo, un límite de símbolos de Walsh). Este retardo entre el reloj de 4,8 kHz y el reloj de 4,8 kHz\_E puede generarse debido a que el reloj de 4,8 kHz y el reloj de 38,4 kHz están sincronizados en frecuencia (es decir, se obtienen a partir de un reloj de sistema común) aunque no están sincronizados en fase (es decir, se obtienen usando mecanismos diferentes). Los relojes retardados a partir de los elementos 742 y 744 de retardo se proporcionan a las entradas R y S, respectivamente, de un circuito 746 de retención. La salida del elemento 746 de retención se proporciona a una entrada de una compuerta O 748 y el reloj de 4,8 kHz de retardo a partir del elemento 742 de retardo se proporciona a la otra entrada de la compuerta O 748. La salida de la compuerta O 748 comprende la señal ALINEAR.

La FIG. 7D muestra un diagrama de una realización del circuito 724 lógico. Dentro del circuito 724 lógico, el reloj de 4,8 kHz y las señales ALINEAR y MISMA se proporcionan a las entradas de una compuerta O 752. La salida de la compuerta O 752 comprende la señal de habilitación de carga HA\_CARGA0. El reloj de 4,8 kHz y la señal MISMA se proporcionan a una entrada de no inversión y una entrada de inversión de una compuerta Y 754, respectivamente. Las señales ALINEAR y MISMA se proporcionan a las entradas de una compuerta O 754, respectivamente. El reloj de 38,4 kHz temprano y la salida de la compuerta O 756 se proporcionan a las entradas de una compuerta Y 758. Las salidas de las compuertas Y 754 y 756 se proporcionan a las entradas de una compuerta O 760. La salida de la compuerta O 760 comprende la señal de habilitación de carga HA\_CARGA1.

#### Intervalo dinámico distribuido para la cadena de transmisión

Con el mecanismo de control de ganancia integrado, el requisito de intervalo dinámico del transmisor puede distribuirse por los diversos elementos de ganancia en la cadena de transmisión. En una realización específica del transmisor 200 en la FIG. 2, el controlador 226 y el AP 228 proporcionan aproximadamente 55 dB del intervalo dinámico requerido y el AGV 220 proporciona los 30 dB restantes del intervalo dinámico requerido. Son posibles diferentes distribuciones del intervalo dinámico requerido y están dentro del alcance de la invención.

La FIG. 8A muestra un diagrama de una realización de un amplificador 800 de potencia de alta eficiencia (HEPA) que tiene varias configuraciones de ganancia y una configuración de omisión. El HEPA 800 puede sustituir a la combinación del controlador 226 y el AP 228 en la FIG. 2. Dentro del HEPA 800, la señal de RF se proporciona a una entrada de un conmutador 812. Una salida del conmutador 812 se acopla con una entrada de un amplificador 814 y la

5

otra salida del conmutador 812 se acopla con una entrada de un conmutador 816. Una salida del conmutador 816 se acopla con un extremo de un trayecto 818 de omisión y la otra salida del conmutador 816 se acopla con un extremo de un atenuador 820. Los otros extremos del atenuador 820 y el trayecto 818 de omisión se acoplan con dos entradas de un conmutador 822. La salida del conmutador 822 y la salida del amplificador 814 se acoplan con dos entradas de un conmutador 824. La salida del conmutador 824 comprende la salida de RF del HEPA 800. En la realización específica mostrada en la FIG. 8A, el amplificador 814 incluye un estado de ganancia baja y un estado de ganancia alta.

10

Los conmutadores 816 y 822 se controlan mediante una señal de control SW0 y los conmutadores 812 y 824 se controlan mediante otra señal de control SW1. La ganancia del amplificador 814 se controla mediante una señal de control AP\_GANANCIA. El amplificador 814 también puede encenderse o apagarse mediante una señal de control AP\_ON. Las señales de control SW0, SW1 y AP\_GANANCIA pueden generarse mediante un circuito 232 de control de AP (véase la FIG. 2) a partir de las dos señales de control R0\_AP y R1\_AP.

**Tabla 2 – Configuraciones de ganancia para HEPA**

Estado de ganancia del HEPA	Intervalo de potencia de transmisión de salida	Configuración de atenuador	Configuración de amplificador	Ganancia del HEPA
0	-52 dBm a -17 dBm	ENCENDIDO	omitido	0 dB
1	-32 dBm a +3 dBm	omitido	omitido	20 dB
2	-14 dBm a +21 dBm	omitido	ganancia baja	38 dB
3	+5 dBm a +28 dBm	omitido	ganancia alta	56 dB

15

El HEPA 800 proporciona varias ventajas. En primer lugar, el HEPA 800 proporciona una parte del intervalo dinámico requerido para el trayecto de transmisión, reduciendo de ese modo el requisito de intervalo dinámico para el AGV. Con un requisito de intervalo dinámico más bajo, el AGV puede diseñarse para consumir menos potencia y ocupar menos área de chip. Normalmente, un intervalo dinámico alto se consigue polarizando el amplificador con grandes cantidades de corriente o proporcionando varias fases de ganancia, o de ambas maneras. Al reducir el requisito de intervalo dinámico, la corriente de polarización puede reducirse, o pueden eliminarse una o más fases de amplificador.

20

La reducción del requisito de intervalo dinámico del AGV también permite mejoras adicionales en la arquitectura de transmisor. Con referencia a la FIG. 2, la señal IF hacia el AGV se aumenta de frecuencia a partir de una banda base hasta la frecuencia IF mediante una fase previa de aumento de frecuencia que no se muestra en la FIG. 2. Esta señal IF entonces se aumenta luego de frecuencia hasta la RF mediante una segunda fase de aumento de frecuencia implementada con el mezclador 222. En algunos diseños de transmisor, es ventajoso aumentar directamente la frecuencia de la señal de banda base hasta la frecuencia RF con una única fase de aumento directo de frecuencia. La arquitectura del aumento directo de frecuencia puede reducir la complejidad de los circuitos transmisores, lo que puede llevar a una reducción del tamaño y coste del circuito. La arquitectura del aumento directo de frecuencia también puede proporcionar una mejora del rendimiento. Para la arquitectura del aumento directo de frecuencia, el AGV se implementa en la frecuencia RF. Diseñar un AGV a la frecuencia RF que pueda proporcionar el requisito de intervalo dinámico total (por ejemplo, 85 dB) puede ser extremadamente difícil. Así, la arquitectura de aumento directo de frecuencia puede basarse en la reducción del requisito de intervalo dinámico del AGV.

25

30

La FIG. 8B muestra un diagrama de una realización de un circuito 840 amplificador de potencia que tiene también varias configuraciones de ganancia y una configuración de omisión. El circuito 840 de AP sustituye al AP 228 en la FIG. 2. Dentro del circuito AP 840, la señal RF del controlador 226 se proporciona a una entrada de un conmutador 842. Una salida del conmutador 842 se acopla con la entrada de un AP 844 y la otra salida del conmutador 842 se acopla con un extremo de un trayecto 846 de omisión. El otro extremo del trayecto 846 de omisión se acopla con una entrada de un conmutador 848, y la salida del AP 844 se acopla con la otra entrada del conmutador 848. La salida del conmutador 848 comprende la salida de RF del circuito 840 de AP. El circuito 840 de AP y el controlador 226 se combinan para proporcionar hasta cuatro configuraciones de ganancia.

35

40

Los conmutadores 842 y 848 se controlan mediante una señal de control SW1 y la polarización del AP 844 se controla mediante otra señal de control SW0 a través de un conmutador 850. Las señales de control SW0 y SW1 pueden generarse mediante un circuito 232 de control de AP (véase la FIG. 2) a partir de las dos señales de control R0\_AP y R1\_AP.

45

La FIG. 8C muestra un diagrama de una realización de un AP 860 que tiene varias configuraciones de ganancia aunque ninguna configuración de omisión. El AP 860 sustituye al AP 228 en la FIG. 2. El AP 860 y el controlador 246 pueden combinarse para proporcionar hasta cuatro configuraciones de ganancia. Esta implementación

puede ser menos compleja que la de las FIGS. 8A y 8B, y puede ser preferible en algunas aplicaciones. Las señales de control R0\_AP y R1\_AP pueden generarse mediante el controlador 240 en la FIG. 2.

#### Linealización de la potencia de transmisión

5 En sistemas de comunicaciones de CDMA, el nivel de potencia de transmisión de una unidad de abonado (por ejemplo, el teléfono celular) se ajusta durante una comunicación con una estación base. En el enlace inverso, cada unidad de abonado de transmisión actúa como una interferencia con otras unidades de abonado en la red. La capacidad de enlace inverso está limitada por la interferencia total que una unidad de abonado experimenta desde otras unidades de abonado transmisoras dentro de la célula.

10 Para minimizar la interferencia y maximizar la capacidad de enlace inverso, la potencia de transmisión de cada unidad de abonado se controla mediante dos bucles de control de potencia. El primer bucle de control de potencia ajusta la potencia de transmisión de la unidad de abonado de modo que la calidad de la señal, según se mide mediante la razón energía-por-bit-a-ruido-más-interferencia  $E_b/(N_o+I_o)$ , de la señal recibida en la estación base se mantiene a un nivel constante. Este nivel se denomina punto de configuración  $E_b/(N_o+I_o)$ . El segundo bucle de control de potencia ajusta el punto de configuración de modo que se mantenga el nivel de rendimiento deseado, según lo medido mediante la tasa de errores de trama (FER). El primer bucle de control de potencia a menudo se denomina bucle cerrado de control de potencia de enlace inverso y el segundo bucle de control de potencia a menudo se denomina bucle exterior de control de potencia de enlace inverso. El mecanismo de control de potencia para el enlace inverso se da a conocer en detalle en la patente estadounidense N° 5.056.109 titulada "Method and Apparatus for Controlling Transmission Power in a CDMA Cellular Mobile Telephone System" ["Procedimiento y aparato para controlar la potencia de transmisión en un sistema de telefonía móvil celular de CDMA"], cedida al cesionario de la presente invención.

20 En el bucle cerrado de control de potencia de enlace inverso, la estación base mide la  $E_b/(N_o+I_o)$  recibida desde cada unidad de abonado y compara el valor medido con un valor umbral. Si la  $E_b/(N_o+I_o)$  medida está por debajo del umbral, la estación base envía una instrucción de un bit (también denominada bit de control de potencia) a la unidad de abonado instruyéndola para aumentar su potencia de transmisión en una cantidad concreta (por ejemplo, 1 dB para sistemas de comunicaciones de CDMA conforme al estándar IS-95-A). Como alternativa, si la  $E_b/(N_o+I_o)$  medida está por encima del umbral, la estación base envía una instrucción de un bit a la unidad de abonado instruyéndola para disminuir su potencia de transmisión en una cantidad concreta (de nuevo 1 dB para sistemas conforme al estándar IS-95-A). Tras la recepción de esta instrucción de un bit, el mecanismo de control de potencia de bucle cerrado de la unidad de abonado ajusta en consecuencia su nivel de potencia de transmisión de salida hacia arriba o hacia abajo.

30 El estándar TIA/EIA/IS-95-B requiere que la potencia media de transmisión de salida desde la unidad de abonado, tras la recepción de un bit de control de potencia válido, esté dentro de un intervalo de  $\pm 0,5$  dB alrededor del valor final para un paso de 1 dB dentro de un grupo de control de potencia. Es necesario un mecanismo preciso de configuración de ganancia para cumplir con esta especificación. Asimismo, puesto que cada unidad transmisora de abonado crea interferencia para otras unidades de abonado, el control preciso del nivel de potencia de transmisión de salida es ventajoso para mejorar el rendimiento del sistema y aumentar la capacidad del sistema.

35 La FIG. 9A muestra un trazado de una función (o curva) 910 de transferencia de ganancia de un elemento de circuito representativo (por ejemplo, AGV, controlador, o AP). A niveles bajos de potencia de salida alrededor de una región 912, el elemento de circuito tiende a tener una ganancia lineal. Si el elemento de circuito es de clase AB, a niveles medios de potencia alrededor de la región 910, el elemento de circuito tiende a proporcionar una ganancia (relativamente) más alta. A niveles altos de potencia de salida alrededor de una región 914, la ganancia del elemento de circuito se reduce. La ganancia del elemento de circuito puede por tanto expandirse a niveles medios de potencia de salida y comprimirse a niveles más altos de potencia de salida. Un mecanismo de linealización de ganancia se usa para permitir el control lineal de la potencia de transmisión de salida (es decir, control lineal en incrementos de 1 dB según lo requerido por las especificaciones del estándar IS-95-A)

45 Una implementación del mecanismo de linealización de ganancia se realiza a través del uso de una tabla de calibración de ganancia. Para linealizar un elemento de circuito en particular, se mide en primer lugar una curva de transferencia de ganancia para ese elemento de circuito. A continuación se genera una tabla de calibración de ganancia basándose en la curva de transferencia de ganancia medida. La tabla de calibración de ganancia contiene una curva de calibración que es la inversa de la curva de transferencia de ganancia medida. La combinación de la curva de calibración y la curva de transferencia de ganancia es aproximadamente lineal. La tabla de calibración de ganancia proporciona valores de control de ganancia de salida que configuran el elemento de ganancia de modo que la ganancia varíe de manera lineal con la entrada en la tabla de calibración.

50 La potencia de transmisión de salida es una función de todos los elementos en el trayecto de la señal de transmisión. Para permitir el control lineal de la potencia de transmisión de salida, la tabla de calibración de ganancia normalmente se genera con, y tiene en cuenta, las no linealidades de todos los elementos en el trayecto de la señal de transmisión.

55 La FIG. 9B es un trazado que muestra histéresis de potencia para un elemento de circuito (por ejemplo, el controlador 226 mostrado en la FIG. 2) que tiene dos estados de ganancia. La histéresis de potencia normalmente se

proporciona para impedir el basculamiento rápido entre configuraciones de ganancia. Por ejemplo, el controlador puede conmutarse desde una configuración de ganancia baja hasta una configuración de ganancia alta cuando el nivel de potencia de transmisión de salida supera un umbral de subida (por ejemplo, -4 dBm), aunque no vuelve a conmutarse a la configuración de ganancia baja a menos que el nivel de potencia de transmisión de salida caiga por debajo de un umbral de bajada (por ejemplo, -8 dBm). Mientras el nivel de potencia de transmisión de salida esté entre los umbrales de subida y de bajada (por ejemplo, entre -4 dBm y -8 dBm), la ganancia del controlador no cambia. El intervalo entre los umbrales de subida y de bajada comprende la histéresis de potencia que impide el basculamiento de la ganancia del controlador debido a variaciones normales en el nivel de potencia de transmisión de salida. Para los transmisores mostrados en las FIGS. 1 y 2, el controlador-AP se opera en la configuración de ganancia baja para niveles bajos de potencia de transmisión de salida, y en la configuración de ganancia alta para niveles altos de potencia de transmisión de salida.

Por motivos de simplicidad, normalmente se genera una tabla de calibración de ganancia para todo el trayecto de la señal de transmisión basándose en la curva de transferencia de ganancia medida para el trayecto de señal. Por ejemplo, para medir la curva de transferencia de ganancia del trayecto de señal de transmisión en la FIG. 1, el controlador-AP se fija en una configuración de ganancia (por ejemplo, ganancia baja), la señal de control del AGV (por ejemplo, GANANCIA\_AGV) se escalona desde ganancia baja hasta ganancia alta, y la potencia de transmisión de salida se mide a medida que se escalona la señal de control del AGV. La potencia de transmisión de salida medida se usa para determinar la curva de transferencia de ganancia del trayecto de la señal de transmisión. Cuando el nivel de potencia de transmisión de salida cruza el punto medio entre el umbral de subida y de bajada (por ejemplo, -6 dBm), el controlador-AP se fija en la otra configuración de ganancia (por ejemplo, ganancia alta), la GANANCIA\_OS (como se muestra en la FIG. 1) se ajusta hasta que la potencia total de salida de transmisión vuelve al último valor, y el proceso continúa. A continuación se genera la tabla de calibración de ganancia a partir de la curva de transferencia de ganancia medida. La tabla de calibración "linealiza" el trayecto de la señal de transmisión y proporciona valores de control para el AGV de modo que el nivel de potencia de transmisión de salida varíe de manera lineal con el valor de entrada en la tabla de calibración. El valor final de GANANCIA\_OS se registra como paso de ganancia fija.

Con una tabla de calibración de ganancia para cubrir ambos estados de ganancia del controlador-AP, la calibración de la etapa de ganancia GANANCIA\_OS se realiza normalmente en el punto medio entre los umbrales de subida y de bajada (por ejemplo, a -6 dBm). Como se muestra en la FIG. 9B, en la zona de histéresis entre los umbrales de subida y de bajada, el mismo nivel de potencia de transmisión de salida puede obtenerse mediante una de dos configuraciones: (1) con el controlador-AP en la configuración de ganancia baja y una ganancia de AGV alta, o (2) con el controlador-AP en la configuración de ganancia alta y una ganancia de AGV baja. En un punto 922 cerca del umbral de bajada (Bajada 1), se realiza la calibración con el controlador-AP en la configuración de ganancia baja y una ganancia de AGV alta. Sin embargo, durante la transmisión real, el transmisor puede estar operando en la zona de histéresis en un punto 924 con una configuración de ganancia alta para el controlador-AP y una ganancia de AGV baja. Esta condición operativa no se calibra y la ganancia del AGV en el punto 924 normalmente se extrapola a partir de los datos disponibles en la tabla de calibración. Sin embargo, las no linealidades debidas a la expansión y compresión de ganancia de los elementos de circuito en el trayecto de la señal de transmisión (como se muestra en la FIG. 9a) pueden provocar la desviación respecto a la respuesta lineal. Como resultado, la ganancia de AGV extrapolada (por ejemplo, en el punto 924) normalmente se desvía respecto a la respuesta lineal. Esta desviación normalmente es más grave hacia los puntos de umbral de subida y bajada (es decir, alejándose de donde se mide el paso de ganancia GANANCIA\_OS), y puede superar la linealidad requerida (por ejemplo,  $\pm 0,5$  dB según lo requerido por el estándar IS-98-B). Por ejemplo, la desviación puede dar como resultado que el nivel de potencia de transmisión de salida supere un dB respecto al nivel linealizado de potencia de transmisión de salida, superando así las especificaciones del estándar IS-98-B.

Además, en diseños que utilizan histéresis temporal, puede conseguirse un nivel de potencia de transmisión de salida particular en varios estados de ganancia incluso más allá de la zona de histéresis de potencia entre los umbrales de subida y bajada. Esto puede hacer que la desviación respecto a una respuesta lineal sea más grave y hace que sea poco práctico (o imposible) linealizar con la linealidad requerida con sólo una tabla de calibración. Para comprender mejor este fenómeno, se proporciona una revisión breve de la idea subyacente a la histéresis de sincronismo.

En algunas implementaciones de CDMA, el estado de ganancia del controlador-AP se conmuta usando un reloj de tasa lenta debido a consideraciones de rendimiento del sistema. Además, el estado de ganancia del controlador-AP puede conmutarse sólo tras un retardo temporal en particular. Por ejemplo, en una implementación de sistema, se inicia un temporizador cuando se detecta una petición de cambio a un nuevo estado de ganancia del controlador-AP. Al expirar el temporizador, si la petición de cambio al nuevo estado de ganancia persiste (o si se recibe una nueva petición de cambio a otro estado de ganancia en la misma dirección de ganancia que la petición previa), se cambia entonces el estado de ganancia. Este periodo de retardo emula histéresis temporal que impide cambios rápidos en los estados de ganancia (es decir, alternancia entre estados de ganancia) debido a fluctuaciones rápidas en las condiciones operativas.

La FIG. 9C es un trazado que muestra histéresis de potencia para un elemento de circuito que tiene dos estados de ganancia de controlador-AP, con la adición de histéresis de sincronismo implementada sólo en transiciones descendentes (es decir, el temporizador está sólo presente cuando se va de un estado de ganancia de controlador-AP más alto a uno más bajo). Según la duración del temporizador y el cambio en el nivel de potencia recibido, el umbral de bajada se cambia efectivamente y puede adoptar potencialmente cualquier valor menor que el umbral de bajada original, según se ilustra en la FIG. 9C. En esta situación, puede obtenerse la misma potencia de salida mediante una o

dos configuraciones según se describió anteriormente – una con una configuración de ganancia baja del controlador-AP y una ganancia del AGV alta, y la otra con una configuración de ganancia alta del controlador-AP y una ganancia del AGV baja. La configuración de ganancia alta del controlador-AP y una ganancia de AGV baja pueden usarse en la zona de histéresis entre los umbrales de subida y bajada originales y también para cualquier potencia requerida de salida de transmisión inferior al umbral de bajada original. Por ejemplo, en los puntos 930 a 933 en la FIG. 9C, se consigue la calibración de la cadena de transmisión con el controlador-AP en la configuración de ganancia baja. Sin embargo, durante la transmisión real, el transmisor puede estar operando en los puntos 940, 941, 942 o 943 debido a la histéresis de sincronismo, con la configuración de ganancia alta del controlador-AP, una condición que no se ha calibrado. La respuesta real probablemente se desviará de la respuesta lineal deseada, imposibilitando de ese modo garantizar la linealidad requerida por la norma IS-98.

La FIG. 9D es un trazado que muestra la histéresis para un transmisor que tiene cuatro estados de ganancia. Cada estado de ganancia está asociado a umbrales de subida y bajada para proporcionar histéresis de potencia, de manera similar a lo descrito anteriormente para el trazado de los dos estados de ganancia.

La FIG. 9E ilustra el efecto de adición de histéresis de sincronismo implementada sólo en transiciones descendentes. A medida que aumenta el número de estados de ganancia, la desviación respecto a la respuesta lineal puede acumularse y llegar a ser incluso más grave. La desviación es especialmente grave si puede alcanzarse un nivel específico de potencia de transmisión de salida en varios estados de ganancia. Por ejemplo, un nivel particular de potencia de transmisión de salida puede conseguirse mediante los dos estados de ganancia (como en las regiones de histéresis de potencia, según se describe en el ejemplo ilustrado en la FIG. 9D) así como mediante todos los estados de ganancia admisibles (como en las regiones de histéresis de sincronismo, según se ilustra en la FIG. 9E en los puntos 950, 952, 954 y 956).

Según un aspecto de la invención, se generan varias tablas de calibración para el trayecto de la señal de transmisión, una tabla para cada estado de ganancia en el transmisor. La tabla de calibración para cada estado de ganancia se determina a partir de una curva de transferencia de ganancia medida para ese estado de ganancia. La curva de transferencia de ganancia se determina configurando el controlador-AP en un estado de ganancia particular, escalonando a través de todo el intervalo posible de ajuste de ganancia del AGV (por ejemplo, el intervalo de ganancia del AGV 220 en la FIG. 2), midiendo el nivel de potencia de transmisión de salida a medida que varía la ganancia del elemento de ganancia ajustable (es decir, el AGV) y a continuación repitiendo el proceso para cada estado de ganancia del controlador-AP.

Por ejemplo, para el transmisor de la FIG. 2 que tiene cuatro estados de ganancia, la primera curva de transferencia de ganancia se mide configurando el controlador-AP en el estado de ganancia 00, variando a través de todo el intervalo de ganancia del AGV, y midiendo la potencia de transmisión de salida a medida que se varía la ganancia del AGV. La segunda curva de transferencia de ganancia se mide configurando el controlador-AP en el estado de ganancia 01, escalonando a través del intervalo de ganancia del AGV, y midiendo la potencia de transmisión de salida. Las curvas tercera y cuarta se miden configurando el controlador-AP en los estados de ganancia 10 y 11, respectivamente y repitiendo el mismo proceso de medición. Estas cuatro curvas de transferencia de ganancia se usan entonces para obtener cuatro tablas de calibración independientes.

El uso de una tabla de calibración para cada estado de ganancia proporciona varias ventajas. En primer lugar, el nivel de potencia de transmisión de salida puede controlarse de manera precisa y lineal para todos los estados de ganancia del transmisor, incluso cuando el nivel de potencia de transmisión de salida se encuentra dentro de una zona de histéresis de potencia. El control de potencia lineal puede conseguirse, puesto que el intervalo total de ajuste de ganancia del AGV se ha medido y almacenado para todos los estados de ganancia. Por ejemplo, supóngase un diseño de transmisor que tiene cuatro estados de ganancia y un AGV que tiene un intervalo dinámico de 85 dB. Para configurar el nivel de potencia de transmisión de salida en un nivel particular (por ejemplo, -20 dBm) en cualquiera de los cuatro estados de ganancia del controlador-AP, se accede a la tabla de calibración apropiada para recuperar el valor de control de ganancia de AGV que proporciona el nivel deseado de potencia de transmisión de salida para ese estado de ganancia del controlador-AP en particular.

El uso de varias tablas de calibración permite además el control preciso y lineal del nivel de potencia de transmisión de salida incluso en la presencia de histéresis de sincronismo. El uso de varias tablas de calibración (por ejemplo, una para cada estado de ganancia de intervalo de controlador-AP) permite al transmisor cumplir con las especificaciones del estándar IS-98-B mencionadas anteriormente en presencia de histéresis de sincronismo, mediante la calibración de la respuesta de la cadena de transmisión para cada uno de los posibles estados de ganancia del controlador-AP respecto al intervalo total de potencia de transmisión de salida.

Como se expuso anteriormente, el controlador-AP se conmuta a una tasa de actualización (por ejemplo, 4,8 kHz) que es lenta respecto a la tasa de actualización del AGV (por ejemplo, 38,4 kHz). Durante el periodo de retardo temporal, la potencia de transmisión de salida se ajusta al nivel de potencia apropiado mediante el ajuste de la ganancia del AGV. Tras la expiración del periodo de retardo temporal, el nuevo estado de ganancia pedido puede estar alejado varios estados respecto a los estados de ganancia actuales. Usando una tabla de calibración para cada estado de ganancia del controlador-AP y permitiendo calibrar cada estado de ganancia por separado, el nivel de potencia de transmisión de salida puede configurarse de manera precisa para una transición entre estados de ganancia

5 cualesquiera, incluso cuando puede conseguirse la transición en varios intervalos de ganancia del controlador-AP (por ejemplo, puntos 950, 952, 954 y 956 en la FIG. 9E). El valor linealizado apropiado se recupera de una de las cuatro tablas, según el estado de ganancia del controlador-AP seleccionado. Por ejemplo, si el estado de ganancia del controlador-AP es "0", la potencia de salida se linealiza con la tabla #1 (por ejemplo, punto 950), si el estado de ganancia del controlador-AP es "1" la potencia de salida se linealiza con la tabla #2 (por ejemplo, punto 952), si el estado de ganancia del controlador-AP es "2" la potencia de salida se linealiza con la tabla #3 (por ejemplo, punto 954), o si el estado de ganancia del controlador-AP es "3" la potencia de salida se linealiza con la tabla #4 (por ejemplo, punto 956).

10 En una realización, el mecanismo de linealización de ganancia se implementa con tablas de consulta. Cada tabla de consulta asocia los valores de control de ganancia de entrada para que correspondan con los valores de control de ganancia del AGV que proporcionan un nivel lineal de potencia de transmisión de salida. Por ejemplo, para una tabla de calibración que tiene diez bits de resolución de entrada y nueve bits de resolución de salida, se usa una tabla que tiene 1024 por 512 entradas. La tabla puede implementarse como una memoria ROM, una RAM, una memoria FLASH u otras tecnologías de memoria.

### 15 Flujos transitorios de potencia de transmisión de salida

20 El cambio en las ganancias del controlador-AP y el cambio en la ganancia de desplazamiento del AGV deberían producirse de manera contemporánea para minimizar los flujos transitorios (o fallos de proceso) en la potencia de transmisión de salida. La señal de control de ganancia TX\_CGA para el AGV se filtra mediante un filtro de paso bajo antes de proporcionarse al AGV. Un mecanismo de control diferente responde a las señales de control R0\_AP y R1\_AP para ajustar la ganancia del controlador-AP. El tiempo de respuesta del filtro de paso bajo está diseñado para aproximarse al tiempo de respuesta del mecanismo de control para el controlador-AP. Sin embargo, esto no está garantizado y las diferencias entre los dos tiempos de respuesta pueden provocar flujos transitorios o fallos de proceso en la potencia de transmisión de salida cuando la ganancia del controlador-AP se conmuta. Los fallos pueden ser graves y pueden aproximarse a la magnitud del cambio en la ganancia del controlador-AP (por ejemplo, fallos de +20 dB o más).

30 Las FIGS. 10A y 10B muestran trazados de flujos transitorios en la potencia de transmisión de salida debidos a un desajuste en los tiempos de respuesta del controlador-AP y el AGV para un cambio de paso de ganancia descendente y ascendente, respectivamente. Como se muestra en la FIG. 10A, el tiempo de respuesta del controlador-AP es más rápido que el del AGV. Así, la potencia de transmisión de salida disminuye cuando la ganancia del controlador-AP se reduce y vuelve al valor nominal poco después de que la ganancia del AGV ha alcanzado su valor final. En la FIG. 10B, el mismo desajuste en los tiempos de respuesta provoca un fallo ascendente en la potencia de transmisión de salida cuando el controlador-AP conmuta desde una ganancia baja a una alta.

35 Los flujos transitorios en la potencia de transmisión de salida pueden degradar el rendimiento del sistema. Puesto que la capacidad de los sistemas de comunicaciones de CDMA está limitada por la interferencia, los fallos ascendentes en la potencia de transmisión de salida de una unidad de abonado crean interferencia adicional a otras unidades de abonado y reducen la capacidad de la célula. Además, los fallos ascendentes pueden hacer que una onda de CDMA no cumpla con la especificación IS-98-A para emisiones espurias cuando la unidad de abonado está transmitiendo.

40 Según un aspecto de la invención, las ganancias del controlador-AP y AGV se controlan de modo que los flujos transitorios en la potencia de transmisión de salida sean descendentes (como se muestra en la FIG. 10A), en lugar de ascendentes (como se muestra en la FIG. 10B), para reducir la interferencia y permitir que la onda de CDMA sea acorde con las especificaciones IS-98-A. La duración de los flujos transitorios se mantiene suficientemente corta. Para garantizar que los flujos transitorios son descendentes, se proporcionan circuitos para retardar la conmutación de la ganancia del controlador-AP cuando se cambia a un estado de ganancia más alta.

45 Las FIGS. 10C y 10D muestran trazados de flujos transitorios en la potencia de transmisión de salida debidos a un desajuste (introducido intencionadamente) en la alineación temporal de las señales de control para el controlador-AP y el AGV para dos retardos temporales diferentes. En la FIG. 10C, la señal de control para el controlador-AP se retarda en un retardo temporal  $t_{d1}$  que es menor que el tiempo de respuesta de la señal de control para el AGV. Así, la potencia de transmisión de salida realiza una transición descendente hasta que se conmuta la ganancia del controlador-AP. La potencia de transmisión de salida experimenta un fallo ascendente, superando (posiblemente) el nivel nominal de potencia de salida, y a continuación realiza una transición descendente. En la FIG. 10D, la señal de control para el controlador-AP se retarda en un retardo temporal  $t_{d2}$  aproximadamente igualado al tiempo de respuesta de la señal de control para el AGV. Así, la potencia de transmisión de salida realiza una transición descendente hasta que se conmuta la ganancia del controlador-AP, momento en que la potencia de transmisión de salida vuelve a su valor nominal. Como se muestra mediante las FIGS. 10C y 10D, se obtienen diferentes respuestas de flujos transitorios para diferentes magnitudes de retardo en las señales de control del controlador-AP. En una realización, el sincronismo para las señales de control para el controlador-AP y el AGV no se ajustan (es decir, las señales se alinean de manera nominal) para pasos de ganancia descendentes del controlador-AP.

La FIG. 10E muestra un diagrama de una realización de circuitos que retarda las señales de control para el

controlador-AP a fin de permitir el control de flujos transitorios en la potencia de transmisión de salida cuando se conmuta la ganancia del controlador-AP. Como se indicó anteriormente, las señales de control para el controlador-AP se actualizan usando el reloj de 4,8 kHz. Dentro del circuito 360 de control INTERVALO\_AP, el reloj de 4,8 kHz se proporciona a la entrada de un elemento 1012 de retardo y a una entrada de un MUX 1014. La salida del elemento 1012 de retardo se proporciona a la otra entrada del MUX 1014. La señal de control MAYOR se proporciona a la entrada de control del MUX 1014. La señal de control MAYOR es generada por circuitos mostrados en las FIGS. 7B y 7C, y se activa cuando el controlador-AP cambia a un estado de ganancia más alta. La salida del MUX 1014 es la señal de habilitación para el circuito 770 de retención. El circuito 770 de retención proporciona las señales de control R0\_AP y R1\_AP para el controlador-AP. Cuando la señal de control MAYOR es alta, indicando un cambio a una configuración más alta de ganancia del controlador-AP, el reloj de 4,8 kHz retardado se proporciona a la entrada de habilitación del circuito 770 de retención, retardando así la transición en las señales de control del controlador-AP. El retardo temporal proporcionado por el elemento 1012 de retardo puede controlarse mediante una señal de control de retardo. En una implementación específica, el elemento 1012 de retardo proporciona retardos programables de 26  $\mu$ s, 13  $\mu$ s y 6,5  $\mu$ s. El elemento 1012 de retardo puede usarse también para compensar diferentes tiempos de respuesta de la señal de control del AGV debidos al circuito 412 de ajuste de respuesta temporal mostrado en la FIG. 4. También pueden usarse otros valores de retardo según la implementación particular de los requisitos del sistema y del transmisor.

#### Conservación de potencia

Para minimizar la interferencia y ahorrar potencia, cada unidad de abonado transmite a una tasa de transmisión de bits diferente, según el nivel de actividad de voz en la conversación del usuario. Dentro de la unidad de abonado, un vocodificador del habla, de tasa de transmisión variable, proporciona datos de voz a tasa de transmisión completa cuando el usuario está hablando de manera activa y a una tasa de transmisión baja durante periodos de silencio (por ejemplo, pausas). El vocodificador de tasa de transmisión variable se describe en detalle en la patente estadounidense N° 5.414.796 titulada "Variable Rate Vocoder" ["Vocodificador de Tasa Variable"], cedida al cesionario de la presente invención.

Los sistemas de comunicaciones de CDMA aumentan la capacidad de enlace inverso transmitiendo menos bits, usando así menos potencia y reduciendo la interferencia, cuando el usuario reduce la actividad de voz o deja de hablar.

En el enlace inverso, se reduce la interferencia apagando el transmisor durante una fracción de tiempo durante los periodos en que la actividad de voz es baja. Según las normas IS-95-A, el transmisor se enciende o apaga en incrementos particulares de tiempo (por ejemplo, 1,25 ms) denominados "grupos de control de potencia". Un grupo de control de potencia se considera "válido" si se transmiten datos durante ese incremento de tiempo.

Según un aspecto de la invención, además de apagar el AP durante grupos de control de potencia cuando no se producen transmisiones, se proporcionan mecanismos de control para: (1) disminuir la potencia del AP cuando no es necesario proporcionar el nivel requerido de potencia de transmisión de salida, incluso durante grupos de control de potencia "válidos", o (2) disminuir la potencia de todo el trayecto de la señal de la cadena de transmisión, así como los circuitos de polarización asociados, cuando el teléfono no está transmitiendo, o tanto (1) como (2). Se ha descubierto que durante ciertas situaciones (por ejemplo, a niveles bajos de potencia de transmisión de salida), el controlador, por sí mismo, puede proporcionar el nivel requerido de potencia de transmisión de salida durante la transmisión. En estas situaciones, el AP puede omitirse y apagarse para ahorrar potencia. También se ha descubierto que en algunas otras situaciones (por ejemplo, durante grupos de control de potencia en los que no se producen transmisiones), puede apagarse todo el trayecto de la señal de transmisión para proporcionar ahorros de potencia incluso mayores. Los ahorros de potencia son especialmente ventajosos en unidades de abonado móvil y aumentan de manera beneficiosa los tiempos de espera y conversación.

Normalmente los AP se encienden, se calientan durante un periodo de calentamiento particular, y se estabilizan a una polarización apropiada antes de usarse (es decir, de dotarse de la señal de RF). Si no se calientan apropiadamente los AP, esto da como resultado flujos transitorios en la potencia de transmisión de salida, que pueden degradar el rendimiento del sistema. El tiempo de calentamiento puede variar desde 150  $\mu$ s hasta 500  $\mu$ s, o más, según el diseño específico del AP.

Las FIGS. 11A y 11B muestran diagramas de sincronismo de las señales usadas para controlar el AP y la cadena de transmisión según una realización de la invención. La señal de control TX\_SALIDA indica grupos válidos de control de potencia, o momentos en los que son transmitidos datos por la unidad de abonado. Como se indicó anteriormente, cada grupo de control de potencia tiene un periodo particular (por ejemplo, 1,25 ms para sistemas conformes al estándar IS-95-A). La señal de control TX\_SALIDA depende, por ejemplo, de la actividad de voz del usuario. La señal de control ESTADO1\_INTERNO\_AP indica momentos en los que se requiere la ganancia de potencia del AP. Se ha descubierto que por debajo de un cierto nivel de potencia de transmisión de salida, el AP puede omitirse y apagarse, puesto que el controlador por sí mismo puede proporcionar el nivel de potencia requerido. La señal de control ESTADO1\_INTERNO\_AP depende, por ejemplo, de las condiciones operativas de la unidad de abonado. La señal de control ESTADO1\_INTERNO\_AP se usa, a su vez, para obtener las señales de control ENCENDIDO\_AP y R1\_AP. La señal de control ENCENDIDO\_AP indica cuándo es necesario encender el AP durante la transmisión (incluyendo el tiempo de calentamiento), y la señal de control R1\_AP indica cuándo ha de usarse el AP calentado.

Con referencia a las FIGS. 8A y 8B, estas arquitecturas de AP permiten omitir el AP conmutando la señal de entrada de RF a la salida a través de un trayecto de omisión. Las señales de control SW0 y SW1 para los conmutadores que omiten el AP también controlan la ganancia del AP, y pueden obtenerse a partir de las señales de control R0\_AP y R1\_AP que identifican el estado de ganancia del controlador-AP. Por ejemplo, en ambas arquitecturas mostradas en las FIGS. 8A y 8B, la señal de control R1\_AP está relacionada con la señal de control de conmutación SW1 (y en la arquitectura mostrada en la FIG. 8A, la señal de control R0\_AP está relacionada con la señal de control de conmutación SW0). La señal de control CALENTAMIENTO\_AP se usa para generar la señal AP\_ON que controla el encendido y apagado del AP.

La ganancia del controlador-AP se ajusta normalmente a una ganancia alta cuando se requiere un nivel alto de potencia de transmisión de salida. Con referencia a la FIG. 9D, a medida que aumenta el nivel de potencia de transmisión de salida, más ganancia se proporciona mediante el controlador-AP. Para la realización específica mostrada en la Tabla 1, el AP está encendido y en uso para los estados de ganancia 10 y 11, los estados de ganancia correspondientes a las dos configuraciones más altas de ganancia del controlador-AP.

En una realización, como se muestra en la FIG. 11C y como se ilustra en los diagramas de sincronismo de las FIGS. 11A y 11B, la señal de control AP\_ON que enciende y apaga el AP se obtiene tanto desde la señal de control AP\_ON\_antigua como de la señal de control AP\_ENCENDIDO. La señal de control AP\_ON\_antigua controla el encendido/apagado del AP durante grupos de control de potencia "inválidos", y la señal de control AP\_ENCENDIDO controla el encendido/apagado del AP durante grupos de control de potencia "válidos". En una realización, el AP se enciende durante grupos válidos de control de potencia (cuando el transmisor está transmitiendo datos) y cuando el AP es necesario para proporcionar el nivel de potencia requerido. La señal de control AP\_ON se activa así cuando ambas señales de control AP\_ON\_antigua y AP\_ENCENDIDO están activadas. Sin embargo, la señal de control AP\_ON se activa una cantidad específica de tiempo ( $t_{\text{CALENTAMIENTO\_AP}}$ ) antes de la llegada de la señal de RF en la entrada del AP (por ejemplo, en los momentos  $t_A$  y  $t_C$ ). El tiempo de calentamiento del AP ( $t_{\text{CALENTAMIENTO\_AP}}$ ) puede ser programable, basándose en los requisitos del diseño del AP específico. Normalmente puede apagarse el AP inmediatamente cuando no se necesita (por ejemplo, en los momentos  $t_B$  y  $t_D$ ) sin degradar el rendimiento del sistema.

En una realización, el trayecto de la señal de transmisión y los circuitos de polarización se encienden durante grupos de control de potencia válidos y se apagan cuando no se producen transmisiones de datos. La señal de control TX\_ON se activa, por tanto, cuando la señal de control TX\_SALIDA está activada. Sin embargo, la señal de control TX\_ON se activa una cantidad específica de tiempo ( $t_{\text{TX\_CALENTAMIENTO}}$ ) antes de la llegada de la señal en la entrada del trayecto de la señal de transmisión (por ejemplo, en los momentos  $t_A$  y  $t_C$ ). El tiempo de calentamiento del trayecto de la señal de transmisión ( $t_{\text{TX\_CALENTAMIENTO}}$ ) también ser programable basándose en los requisitos del diseño específico de trayecto de la señal de transmisión. Asimismo, el tiempo de calentamiento de la cadena ( $t_{\text{TX\_CALENTAMIENTO}}$ ) puede ser similar o diferente al tiempo de calentamiento del AP ( $t_{\text{CALENTAMIENTO\_AP}}$ ). Con referencia a la arquitectura de transmisor mostrada en la FIG. 2, la señal de control TX\_ON puede usarse para apagar el AGV 220, el mezclador 220, y el controlador 226.

La FIG. 11C muestra un diagrama de una realización de circuitos que generan la señal de control AP\_ON para encender y apagar el AP. Las señales de control R1\_AP y ESTADO1\_INTERNO\_AP se proporcionan a una entrada de inversión y de no inversión, respectivamente, de una compuerta Y 1112. El valor anterior de la señal de control AP\_ENCENDIDO[n-1] se proporciona a otra entrada de inversión de la compuerta Y 1112. La salida de la compuerta Y 1112 es una señal que indica que es necesario calentar el AP, y se proporciona a la entrada de un elemento 1114 de retardo. El elemento 1114 de retardo retarda la señal en un retardo específico, como se indica mediante la entrada de control CALENTAMIENTO\_AP. La salida del elemento 1114 de retardo es un pulso correspondiente al tiempo de calentamiento requerido para el AP, y se proporciona a una entrada de una compuerta O 1118. La señal de control ESTADO1\_INTERNO\_AP, que se activa cuando el AP sea requerido, se proporciona a la otra entrada de la compuerta O 1118. La salida de la compuerta O se proporciona a la entrada de datos de un circuito 1122 de retención que sincroniza esta señal de control con otras señales de control para el trayecto de la señal de transmisión. La salida del circuito 1122 de retención comprende la señal de control AP\_ENCENDIDO. Las señales de control AP\_ENCENDIDO y AP\_ON\_antigua se someten a la operación lógica Y para proporcionar la señal de control AP\_ON.

La señal de control TX\_ON puede generarse de una manera similar a la de la señal de control AP\_ON\_antigua.

La FIG. 11D muestra un diagrama de una realización de circuitos que genera las señales de control R\_AP[1:0]. Las señales de control R\_AP\_SUBIDA[1:3] y R\_AP\_BAJADA[1:3], las señales de control anteriores ESTADO\_INTERVALO\_AP[1:0], y TX\_VALOR\_CGA se proporcionan a un codificador 1140 de prioridad (con histéresis) que proporciona un conjunto de señales de control. Estas señales son retenidas por un circuito 1142 basculante, con el reloj de 4,8 kHz\_E para proporcionar las señales de control ESTADO\_INTERNO\_AP[1:0]. Las señales de control ESTADO\_INTERNO\_AP[1:0] y R\_AP[1:0] se proporcionan a un MUX 1144 que selecciona una entre el conjunto de señales de control basándose en una señal de control CALENTAMIENTO. La salida del MUX 1144 es retenida por un circuito 1146 basculante con el reloj de 4,8 kHz, para proporcionar las señales de control R\_AP[1:0].

En resumen, cuando la potencia de transmisión requerida establece la necesidad de un cambio en el estado del intervalo de AP, desde el de omitido (por ejemplo, 00, 01) al de no omitido (por ejemplo, 10, 11) o, de manera equivalente, cuando ESTADO1\_INTERNO\_AP realiza una transición de 0 a 1 y AP\_ENCENDIDO es 0,

5 AP\_ENCENDIDO se activa en el estado alto en el siguiente ciclo de reloj de 4,8 kHz. AP\_ENCENDIDO permanece en estado alto durante al menos la duración del periodo (programable por software) CALENTAMIENTO\_AP (es decir, mientras que la señal CALENTAMIENTO en la FIG. 11C esté alta), de modo que el AP se caliente antes de usarse. AP\_ENCENDIDO permanece en estado alto siempre que AP\_INTERNO1 esté en alto, o siempre que el AP esté usándose. Esto se ilustra en la FIG. 11C.

10 La FIG. 11D ilustra que siempre que CALENTAMIENTO esté en estado alto (es decir, el AP esté calentándose), el estado interno auténtico ESTADO\_INTERVALO\_AP[1:0], así como las clavijas R\_AP[1:0], mantendrán los estados anteriores de omisión del AP (00, 01), incluso aunque ESTADO\_INTERNO\_AP[1:0] esté estableciendo un cambio a estados de no omisión (10, 11). Esto garantiza que el AP no se usará antes de haberse calentado. Tras  
15 expirar el tiempo CALENTAMIENTO\_AP (programable por software) la señal CALENTAMIENTO realiza una transición a la baja, indicando que el AP se ha calentado y está listo para usarse. El MUX 1144 en la FIG. 11D permite entonces que los nuevos estados de no omisión (10, 11) se propaguen al estado interno auténtico del AP ESTADO\_INTERVALO\_AP[1:0], así como las clavijas R\_AP[1:0], indicando que el AP puede usarse ahora. Los  
20 conmutadores SW1 en las FIGS. 8A y 8B alrededor del AP entonces pueden cerrarse (es decir, R1\_AP está en posición alta), el AP calentado está ahora en uso, y el paso de ganancia apropiada se resta de la ganancia del AGV. ESTADO\_INTERVALO\_AP[1:0] controla la resta del paso de ganancia apropiado DESPLAZAMIENTO\_GANANCIA[0-3] del AGV, como se muestra en la FIG. 6. El AP permanece en uso siempre que la condición operativa establezca estados del AP de no omisión (10, 11), es decir, siempre que AP\_INTERNO1 esté en posición alta.

20 En la realización mostrada en la FIG. 11A, se apaga el AP cuando se cierra la compuerta del transmisor (por ejemplo, periodos sin transmisiones de datos) y cuando el AP no se necesita (por ejemplo, cuando se requiere un nivel bajo de potencia de transmisión de salida) durante las transmisiones.

25 La descripción anterior de las realizaciones preferidas se proporciona para permitir a cualquier experto en la técnica realizar o usar la presente invención. Las diversas modificaciones de estas realizaciones serán inmediatamente evidentes para los expertos en la técnica, y los principios genéricos definidos en el presente documento pueden aplicarse a otras realizaciones sin el uso de actividad inventiva. Por tanto, no se pretende limitar la presente invención a las realizaciones mostradas en el presente documento, sino que debe concedérsele el alcance más amplio coherente con la invención, según lo definido en las reivindicaciones.

## REIVINDICACIONES

- 5 1. Un procedimiento para ajustar la ganancia de señal en un transmisor con un primer elemento de ganancia y un segundo elemento de ganancia, en el cual el primer elemento de ganancia responde a un primer reloj de actualización y el segundo elemento de ganancia responde a un segundo reloj de actualización, en el que el segundo reloj de actualización es más rápido que el primer reloj de actualización y los relojes de actualización primero y segundo son asíncronos, comprendiendo el procedimiento:
- recibir un primer valor de configuración de ganancia para el primer elemento de ganancia y un segundo valor de configuración de ganancia para el segundo elemento de ganancia;
- generar una primera señal de control de ganancia, representativa del primer valor de configuración de ganancia;
- 10 generar una segunda señal de control de ganancia, representativa del segundo valor de configuración de ganancia;
- alinear la primera señal de control de ganancia con el primer reloj de actualización, y ajustar la ganancia del primer elemento de ganancia en un primer momento de actualización;
- detectar un cambio en el valor de configuración de ganancia del primer elemento de ganancia;
- 15 si se detecta un cambio en el valor de configuración de ganancia, alinear la segunda señal de control de ganancia con el primer reloj de actualización, para ajustar la ganancia del segundo elemento de ganancia en el primer momento de actualización;
- si no se detecta ningún cambio en el valor de configuración de ganancia, alinear la segunda señal de control de ganancia con el segundo reloj de actualización;
- 20 ajustar una ganancia del primer elemento de ganancia con la primera señal alineada de control de ganancia; y
- ajustar una ganancia del segundo elemento de ganancia con la segunda señal alineada de control de ganancia.
2. El procedimiento de la reivindicación 1, en el cual la etapa de generar una segunda señal de control de ganancia comprende: ajustar el segundo valor de configuración de ganancia con un valor específico de desplazamiento de ganancia basado en el primer valor de configuración de ganancia.
- 25 3. El procedimiento de la reivindicación 1, que comprende adicionalmente las etapas de:
- determinar una primera transferencia de ganancia, característica del primer elemento de ganancia;
- determinar una segunda transferencia de ganancia, característica del segundo elemento de ganancia;
- y en el que la etapa de generar una segunda señal de control de ganancia comprende las etapas de:
- 30 ajustar el segundo valor de configuración de ganancia con un valor específico de desplazamiento de ganancia basado en el primer valor de configuración de ganancia; y
- determinar un valor linealizado de configuración de ganancia correspondiente al segundo valor ajustado de configuración de ganancia.
- 35 4. El procedimiento de la reivindicación 3, que comprende adicionalmente: generar una tabla de compensación de ganancia basada en las características de transferencia de ganancia primera y segunda, y en el que la determinación del valor linealizado de configuración de ganancia se lleva a cabo recuperando el valor linealizado de configuración de ganancia de la tabla de compensación de ganancia, correspondiente al segundo valor ajustado de configuración de ganancia.
- 40 5. El procedimiento de la reivindicación 1, en el cual el primer elemento de ganancia tiene una pluralidad de configuraciones discretas de ganancia, identificando el primer valor de configuración de ganancia una entre la pluralidad de configuraciones discretas de ganancia, y el segundo elemento de ganancia tiene una configuración variable de ganancia, comprendiendo adicionalmente el procedimiento las etapas de:
- determinar una función de transferencia de ganancia del transmisor para cada una entre la pluralidad de configuraciones discretas de ganancia; y
- 45 para cada una entre la pluralidad de configuraciones discretas de ganancia, generar una tabla de compensación de ganancia basada en la función determinada de transferencia de ganancia;
- y en el que la etapa de generar una segunda señal de control de ganancia comprende la etapa de:
- recuperar un valor compensado de configuración de ganancia a partir de la tabla de compensación de

ganancia, correspondiente a la configuración discreta de ganancia identificada por el primer valor de configuración de ganancia.

6. El procedimiento de la reivindicación 5, en el cual la determinación de una función de transferencia de ganancia comprende:
- 5 configurar el elemento que tiene la pluralidad de configuraciones discretas de ganancia en una configuración de ganancia específica;
- avanzar a través de una gama de ganancias del elemento que tiene la configuración variable de ganancia;
- detectar el nivel de potencia de salida del transmisor; y
- 10 repetir la configuración, avance y detección para cada una entre la pluralidad de configuraciones discretas de ganancia.
7. El procedimiento de la reivindicación 5, en el cual las tablas de compensación de ganancia se almacenan en una tabla de consulta.
8. El procedimiento de la reivindicación 5, en el cual el segundo valor de configuración de ganancia incluye un comando para aumentar o disminuir el nivel de potencia de salida del transmisor en una magnitud determinada.
- 15 9. El procedimiento de la reivindicación 5, en el cual cada una entre la pluralidad de configuraciones discretas de ganancia está asociada a una gama específica de niveles de potencia de salida del transmisor.
10. El procedimiento de la reivindicación 5, en el cual las gamas específicas de niveles de potencia de salida asociados a la pluralidad de configuraciones discretas de ganancia se solapan para crear histéresis.
- 20 11. El procedimiento de la reivindicación 5, en el cual cada gama particular de niveles de potencia de salida asociada a cada configuración discreta de ganancia se extiende para cubrir la gama dinámica completa de la potencia de salida requerida.
- 25 12. Un aparato para ajustar la ganancia de señal en un transmisor con un primer elemento de ganancia y un segundo elemento de ganancia, en el cual el primer elemento de ganancia responde a un primer reloj de actualización y el segundo elemento de ganancia responde a un segundo reloj de actualización, en el que el segundo reloj de actualización es más rápido que el primer reloj de actualización, y los relojes de actualización primero y segundo son asíncronos, comprendiendo el aparato:
- medios para recibir un primer valor de configuración de ganancia para el primer elemento de ganancia y un segundo valor de configuración de ganancia para el segundo elemento de ganancia;
- medios para generar una primera señal de control representativa del primer valor de configuración de ganancia;
- 30 medios para generar una segunda señal de control de ganancia representativa del segundo valor de configuración de ganancia;
- medios para alinear la primera señal de control de ganancia con el primer reloj de actualización y para ajustar la ganancia del primer elemento en un primer momento de actualización;
- medios para detectar un cambio en el valor de configuración de ganancia del primer elemento de ganancia;
- 35 medios para alinear la segunda señal de control de ganancia con el primer reloj de actualización, si se detecta un cambio en el valor de configuración de ganancia, para ajustar la ganancia del segundo elemento de ganancia en el primer momento de actualización;
- medios para alinear la segunda señal de control de ganancia con el segundo reloj de actualización, si no se detecta ningún cambio en el valor de configuración de ganancia;
- 40 medios para ajustar una ganancia del primer elemento de ganancia con la primera señal alineada de control de ganancia; y
- medios para ajustar una ganancia del segundo elemento de ganancia con la segunda señal alineada de control de ganancia.

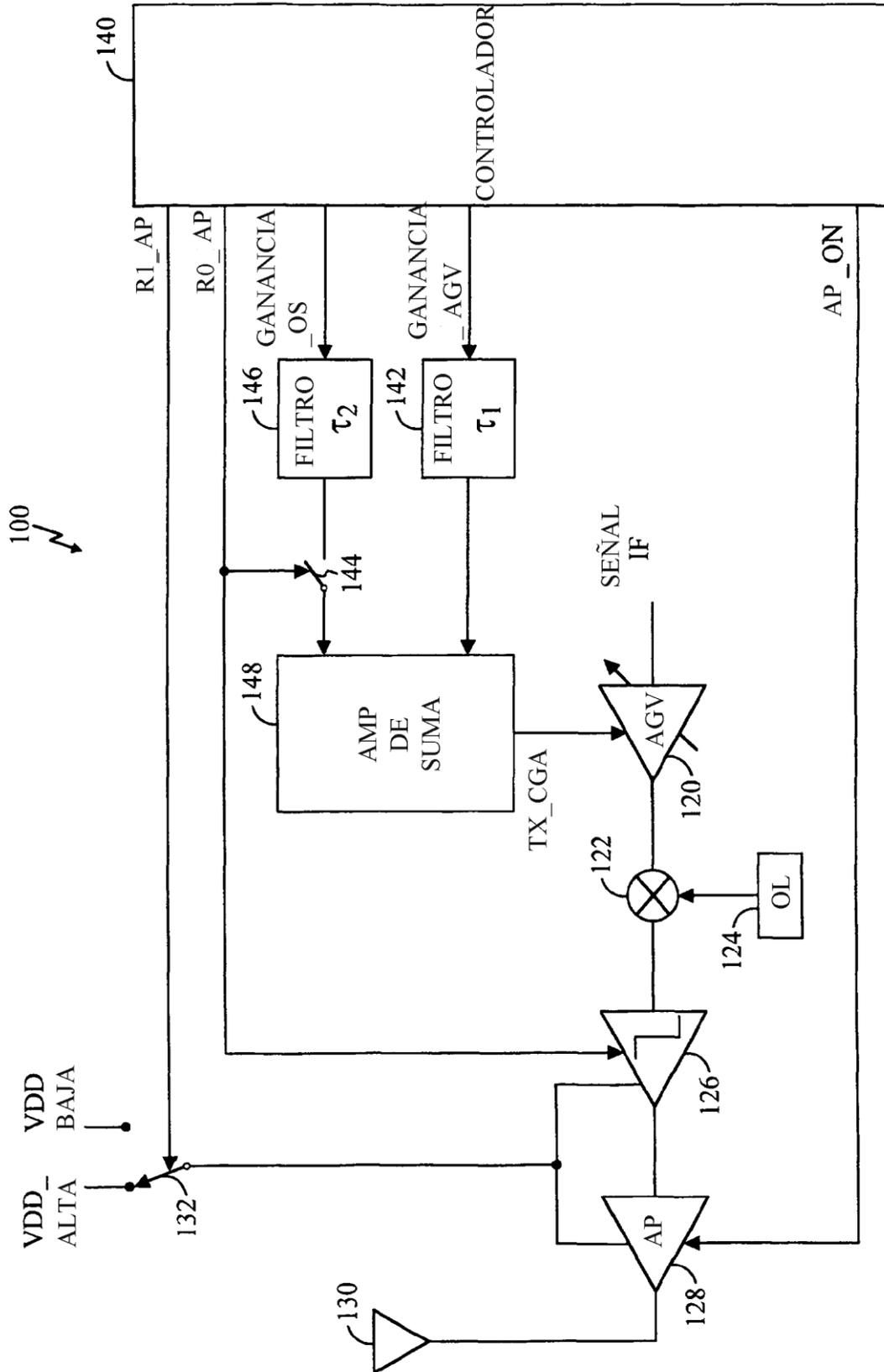


FIG. 1

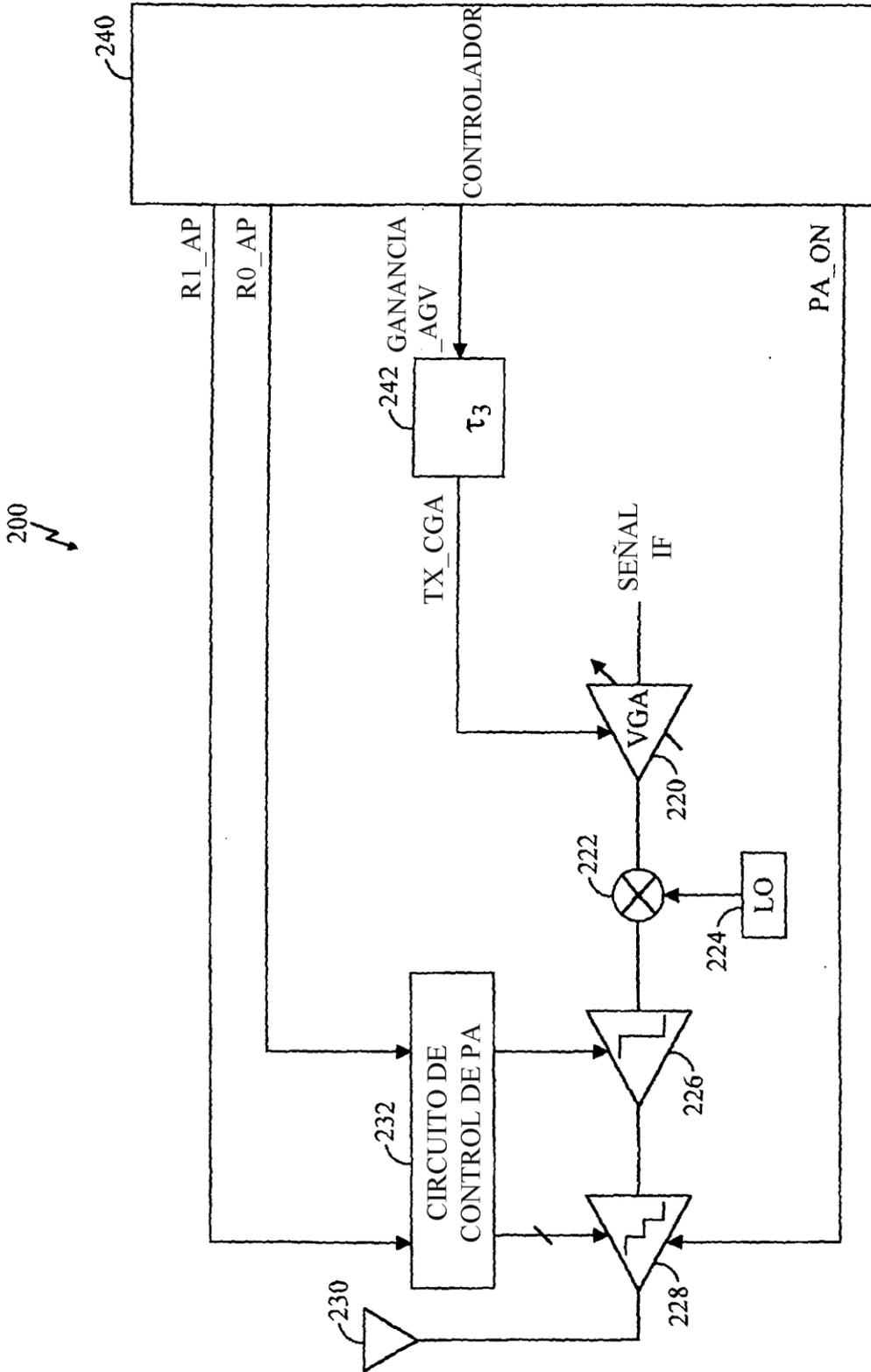


FIG. 2

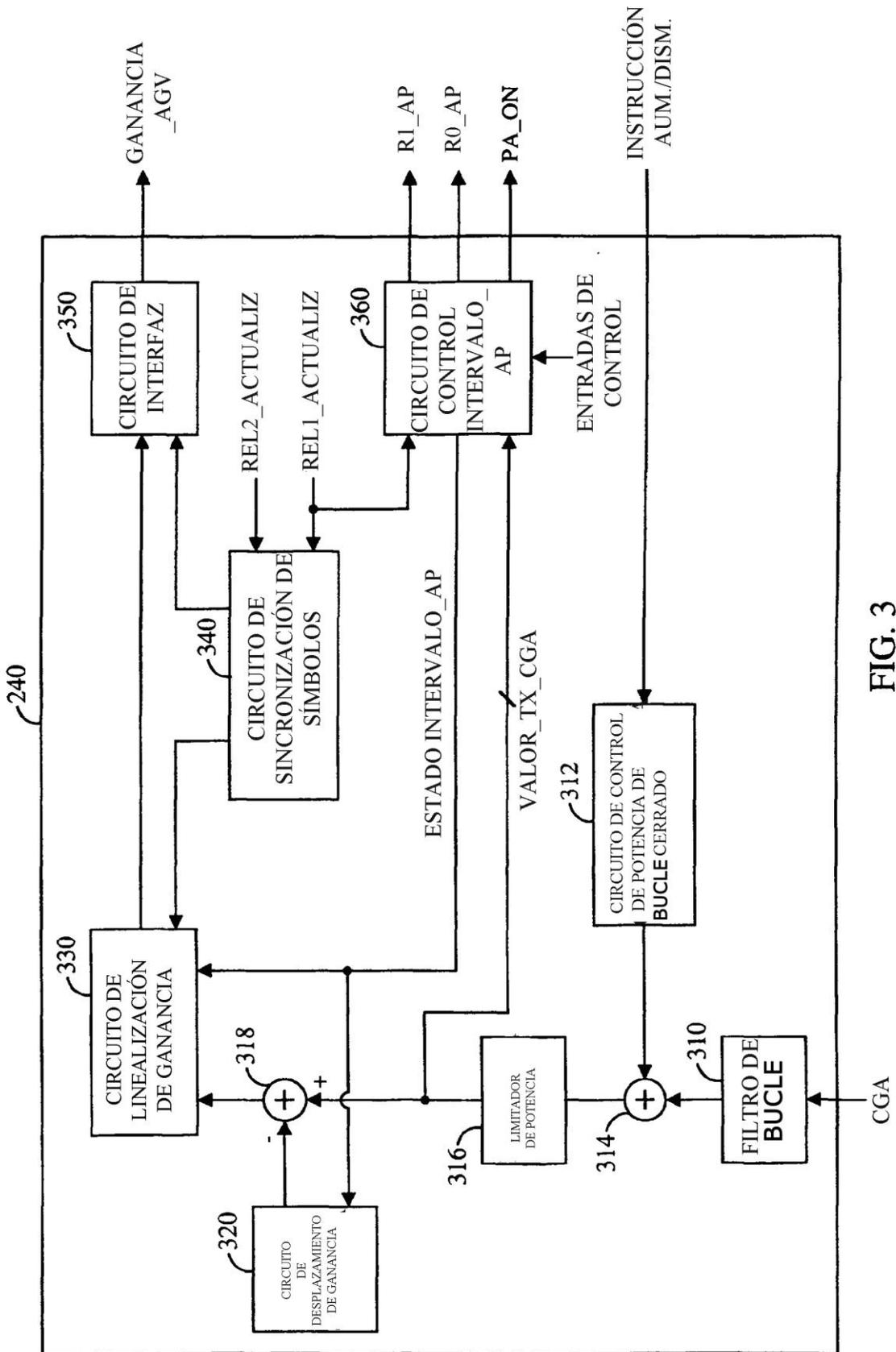


FIG. 3

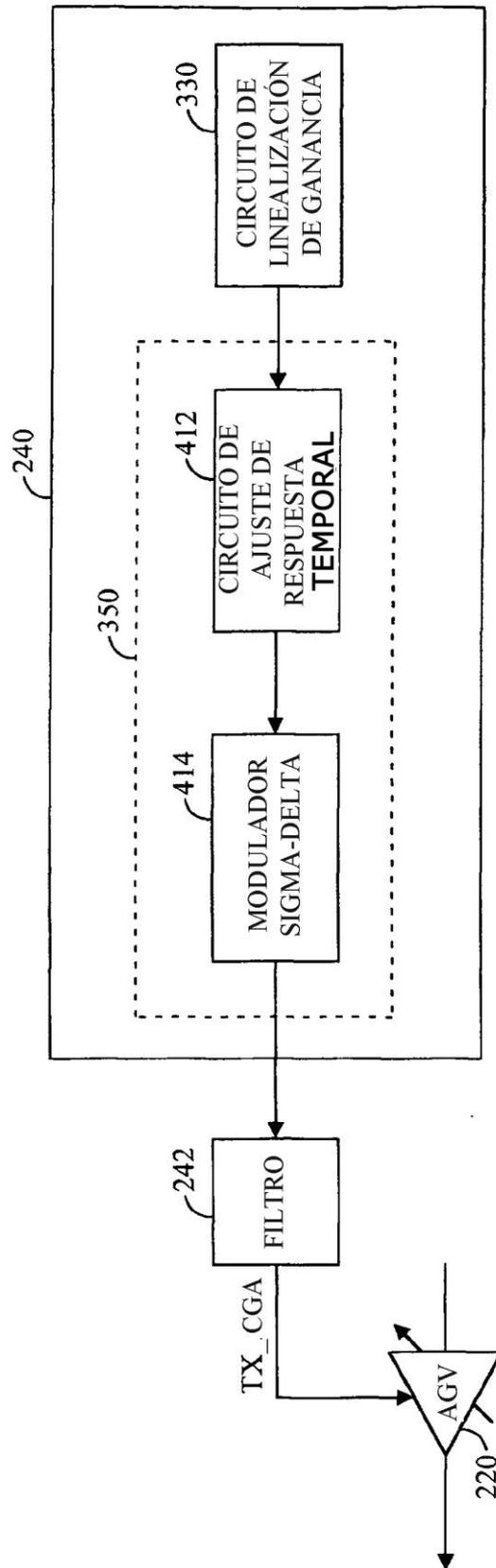


FIG. 4

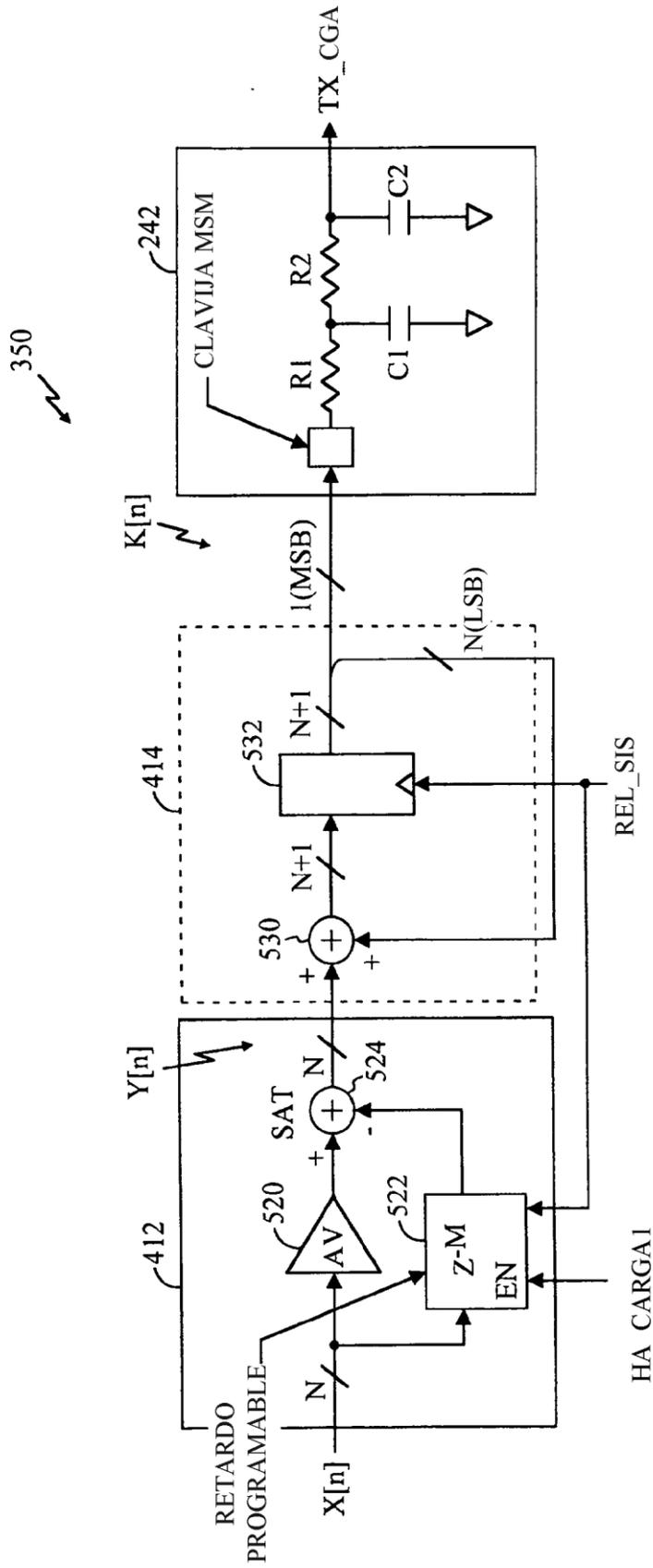


FIG. 5

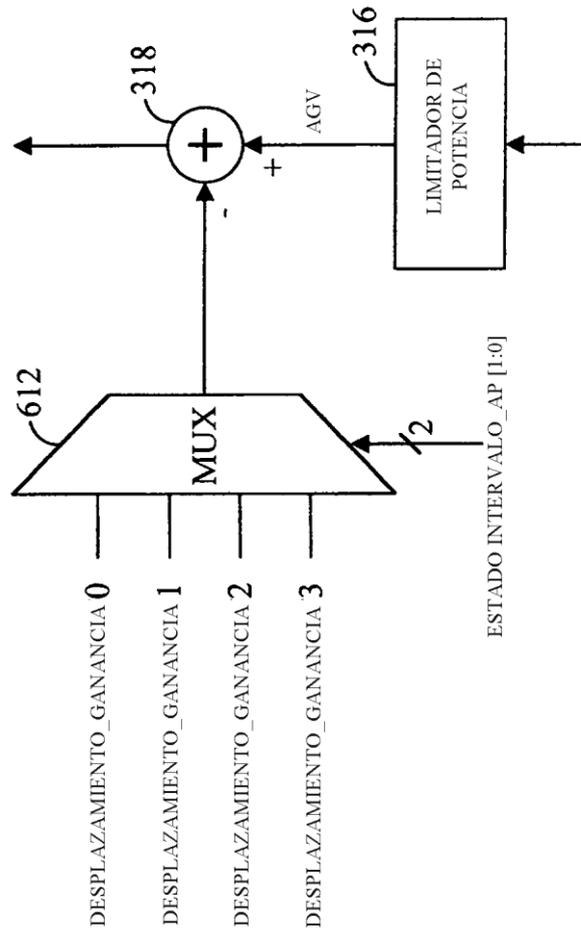


FIG. 6

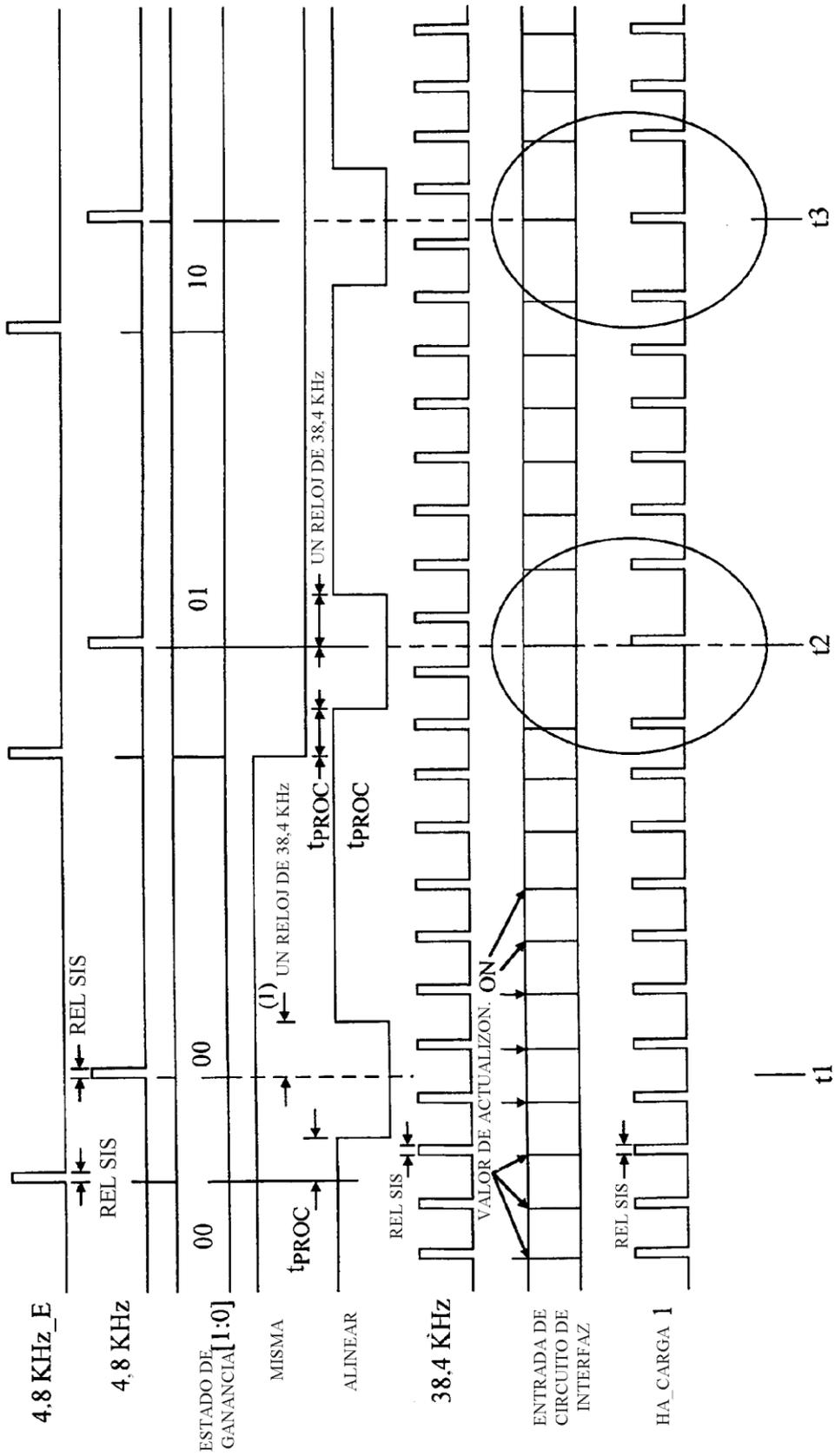


FIG. 7A

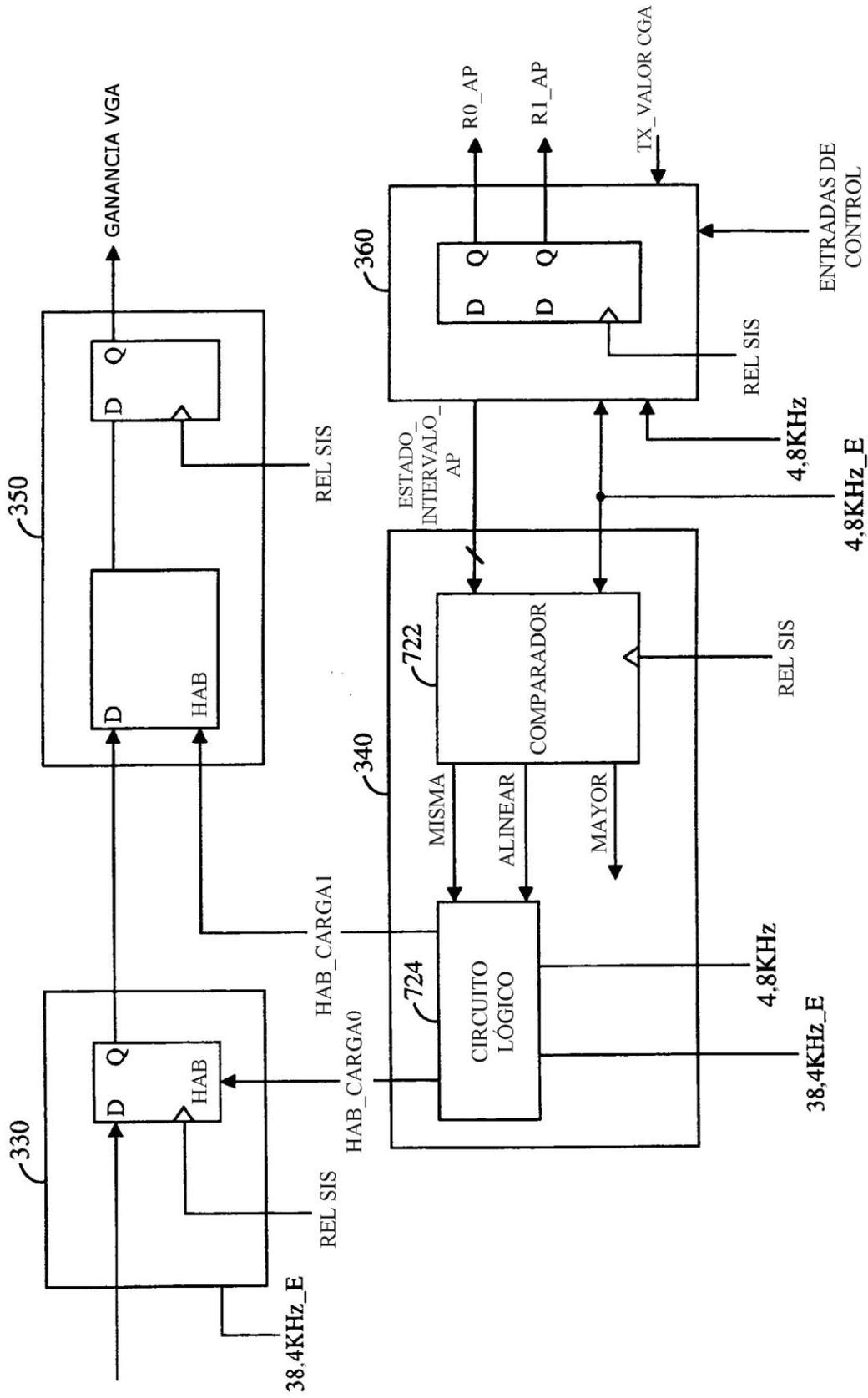


FIG. 7B

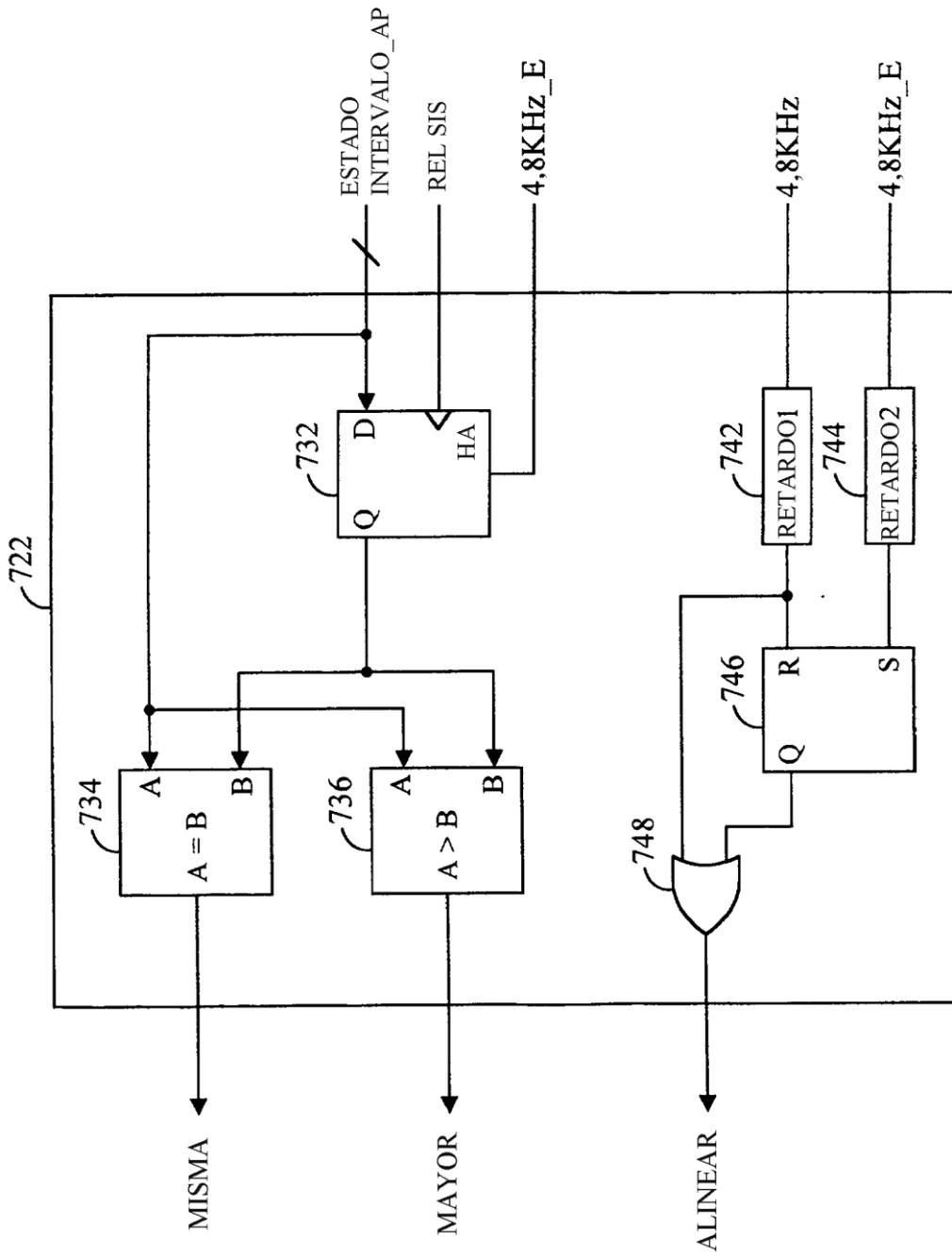


FIG. 7C

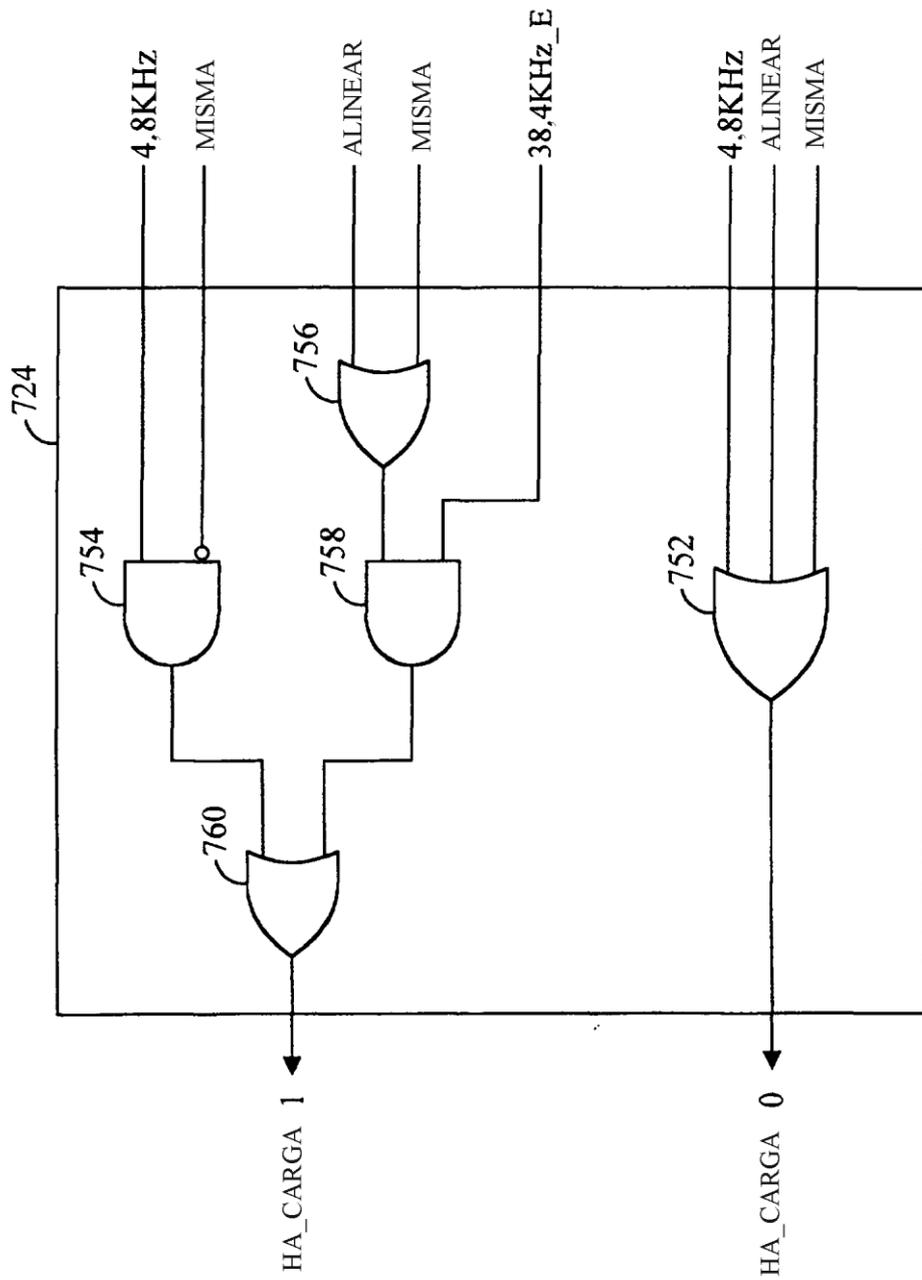


FIG. 7D

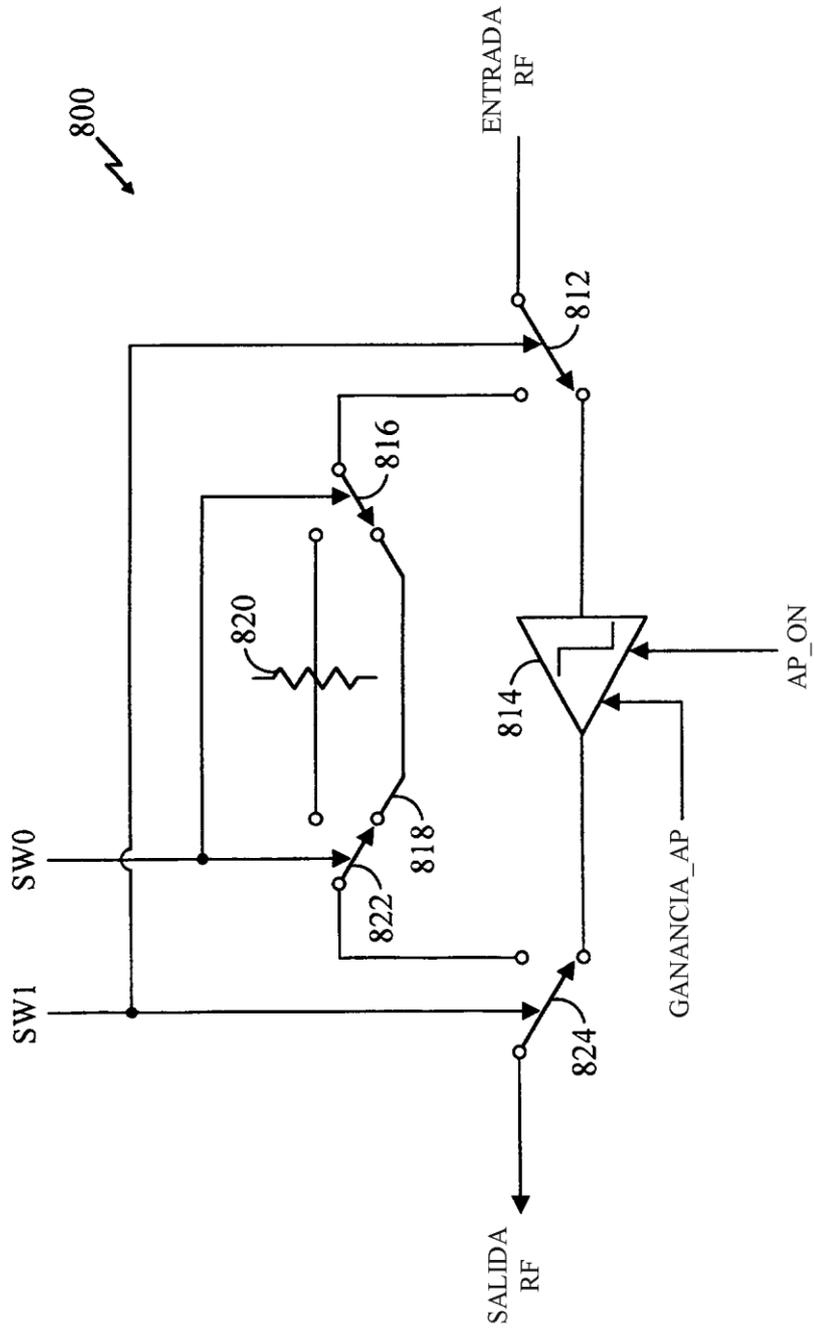


FIG. 8A

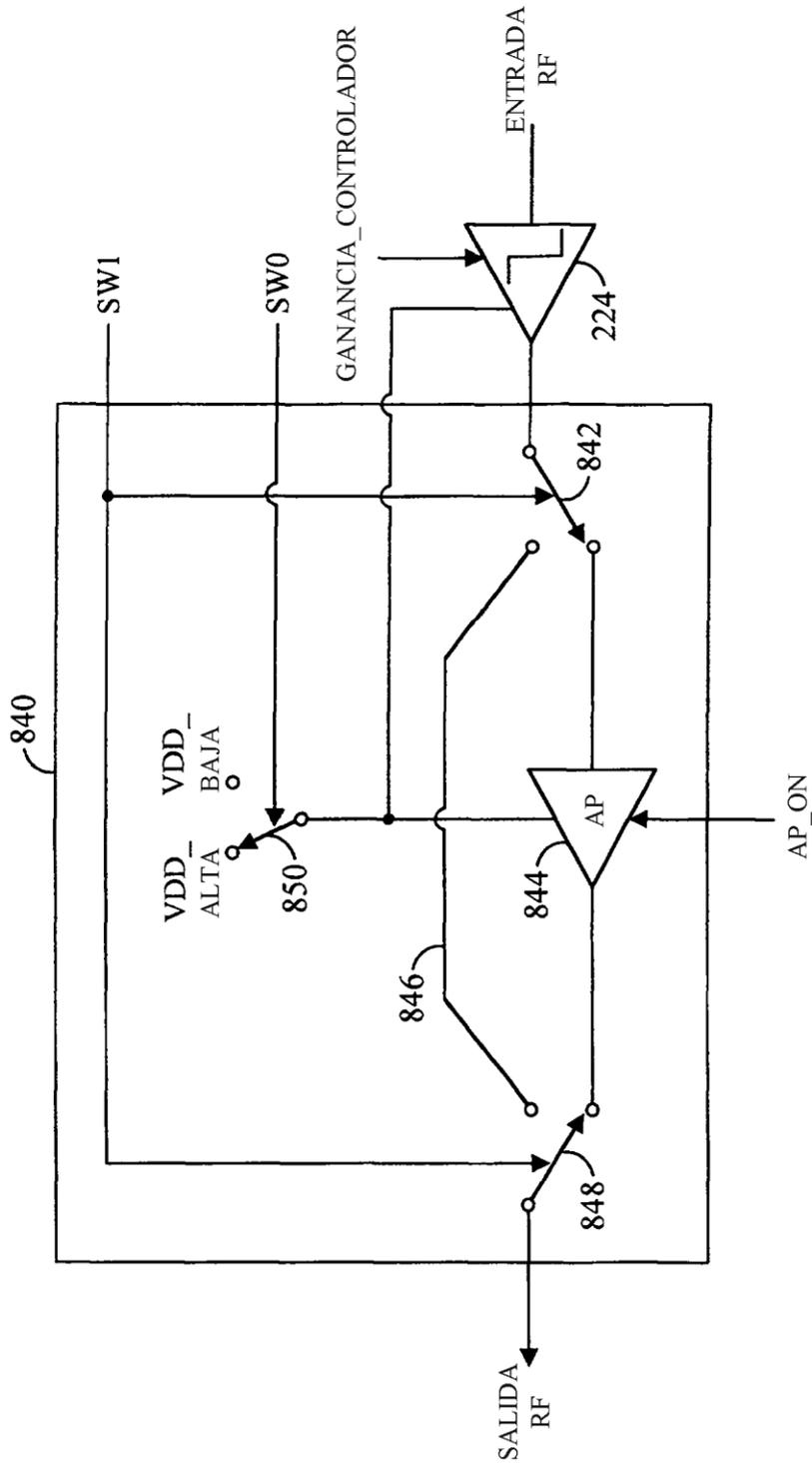


FIG. 8B

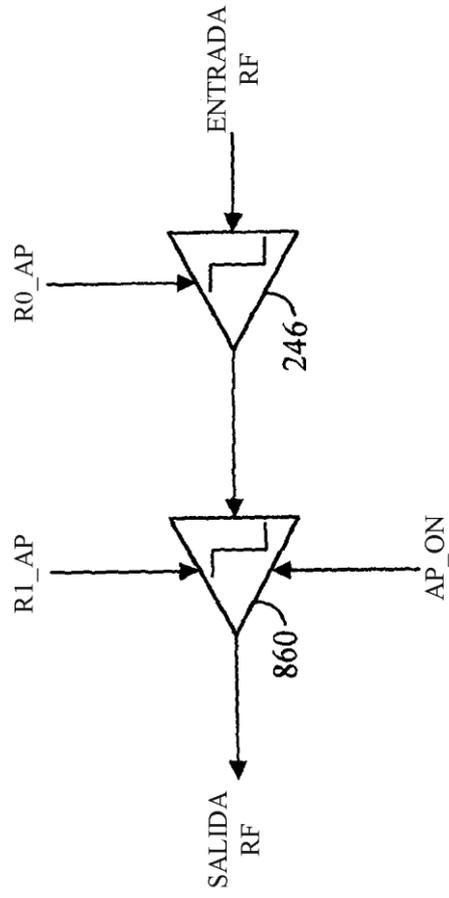


FIG. 8C

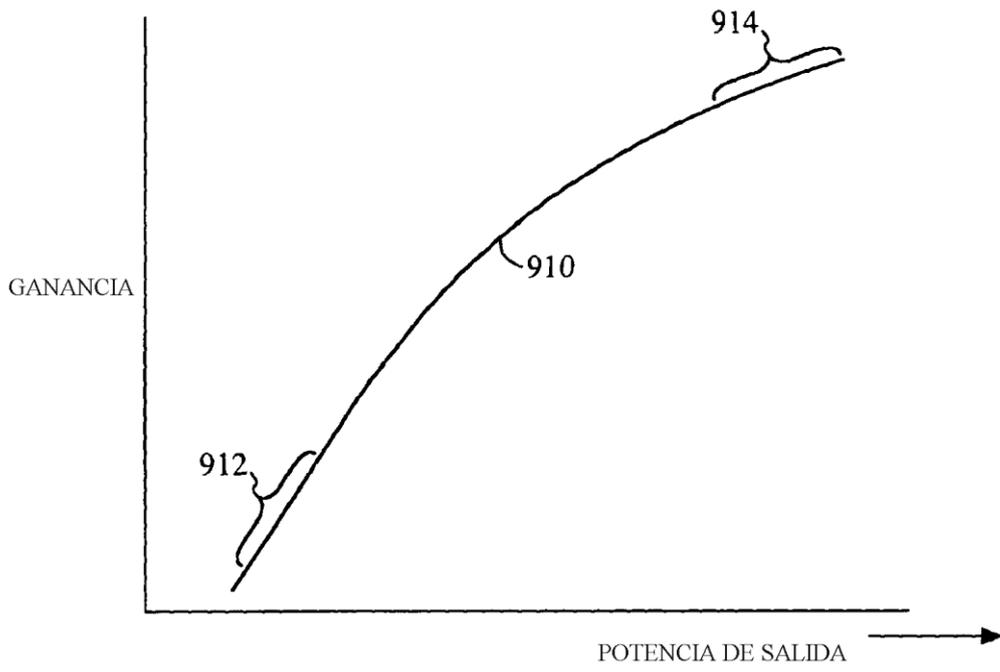


FIG. 9A

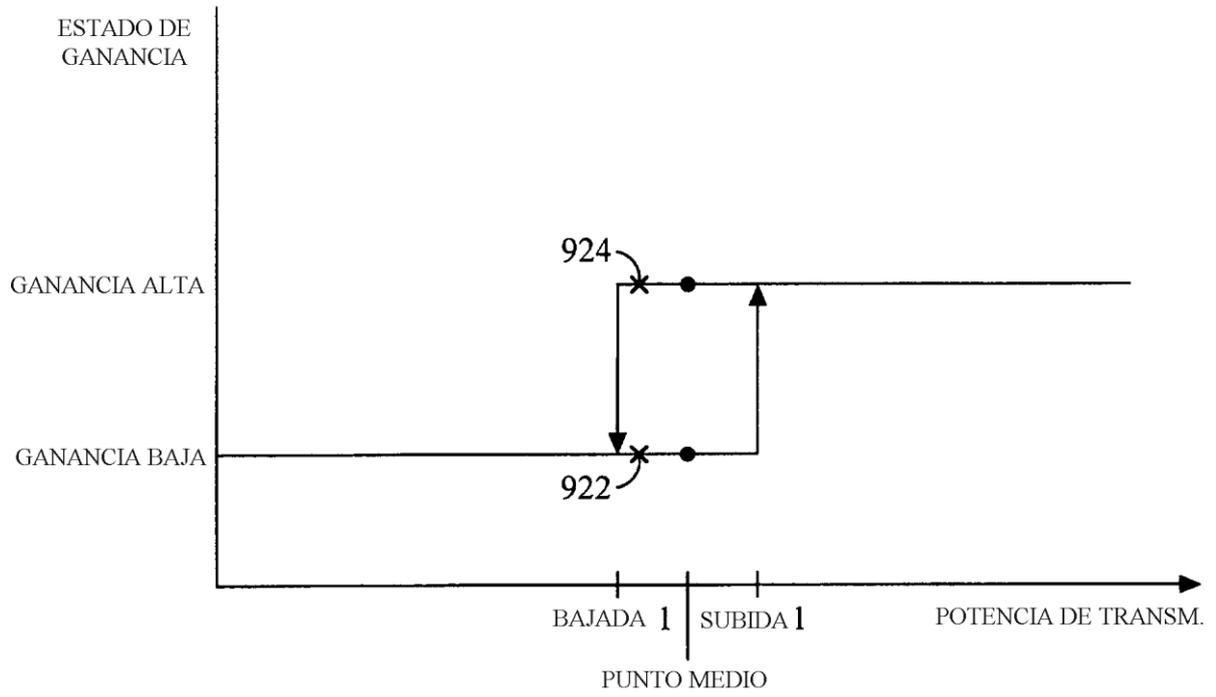


FIG. 9B

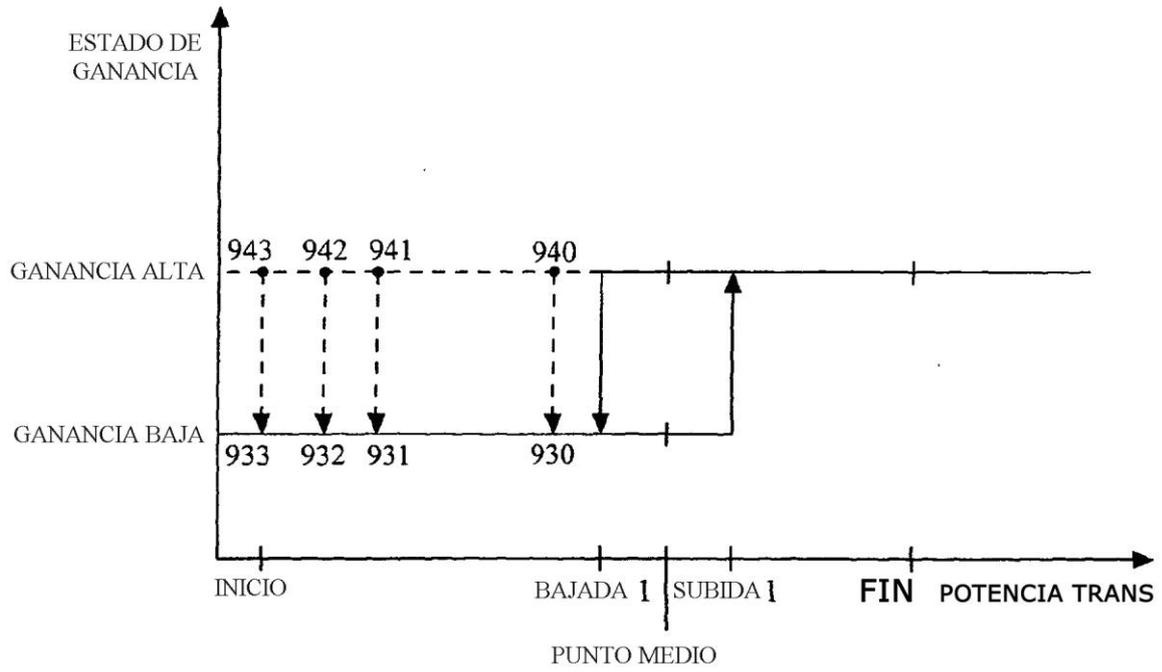


FIG. 9C

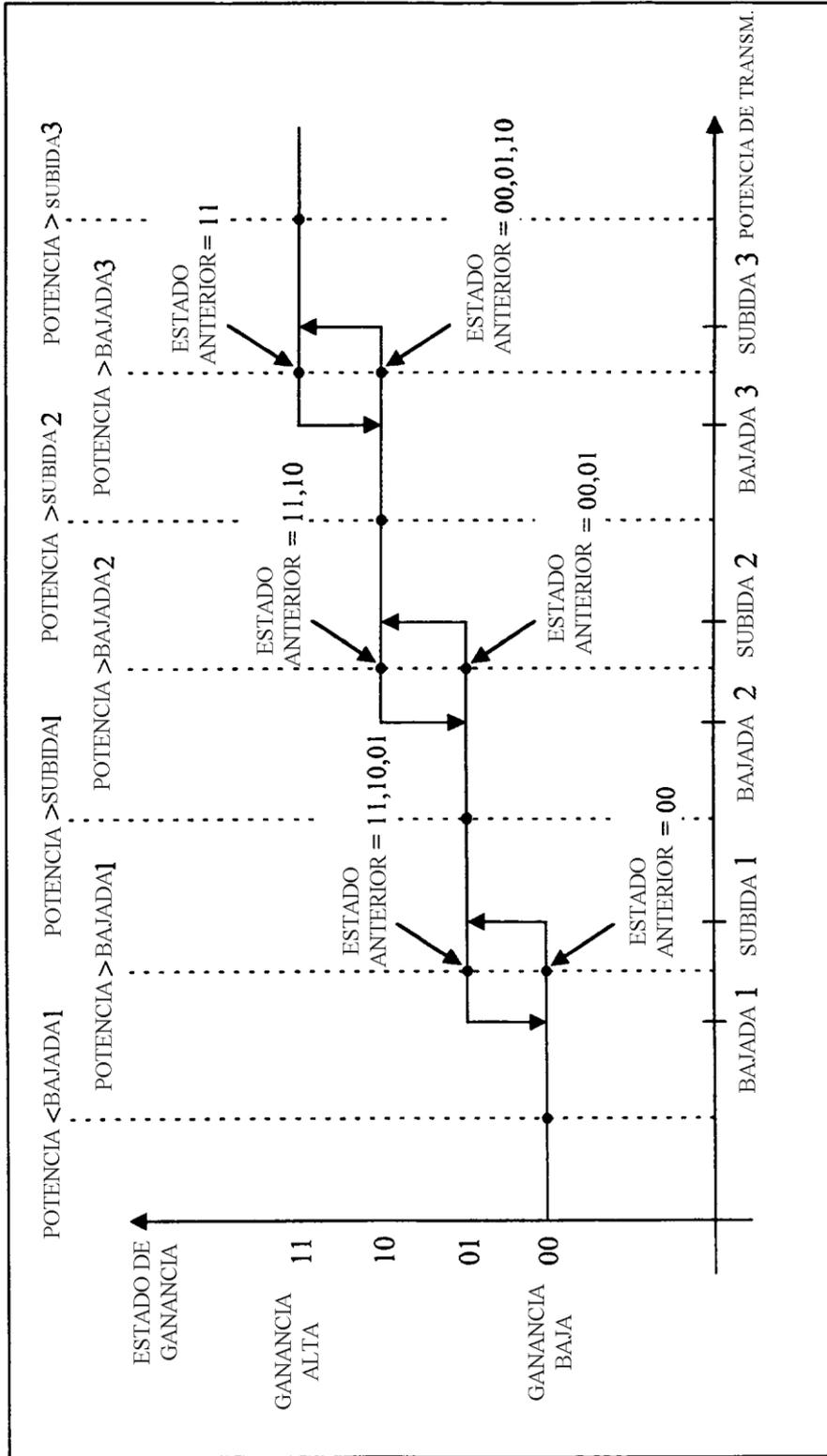


FIG. 9D

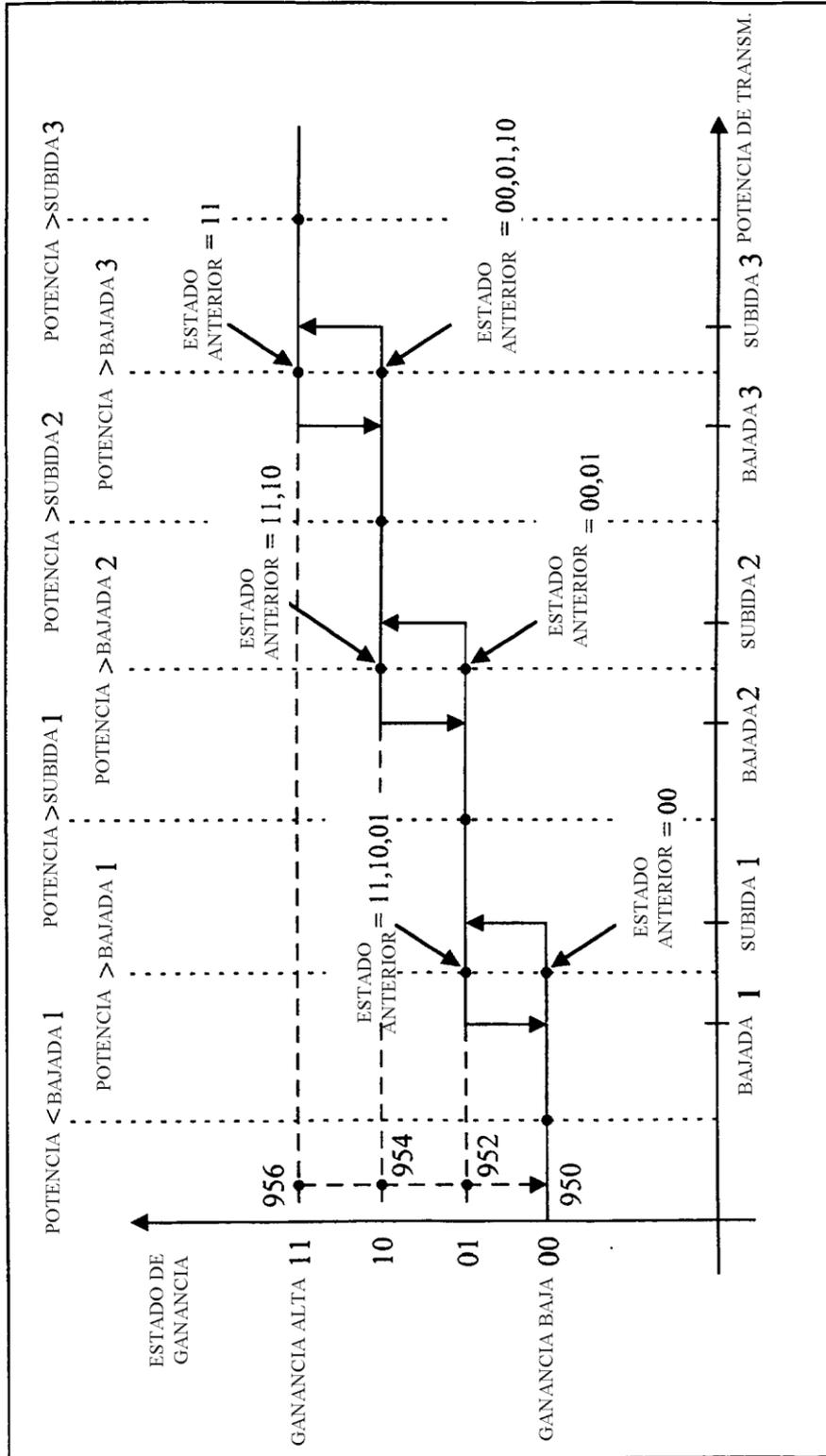


FIG. 9E

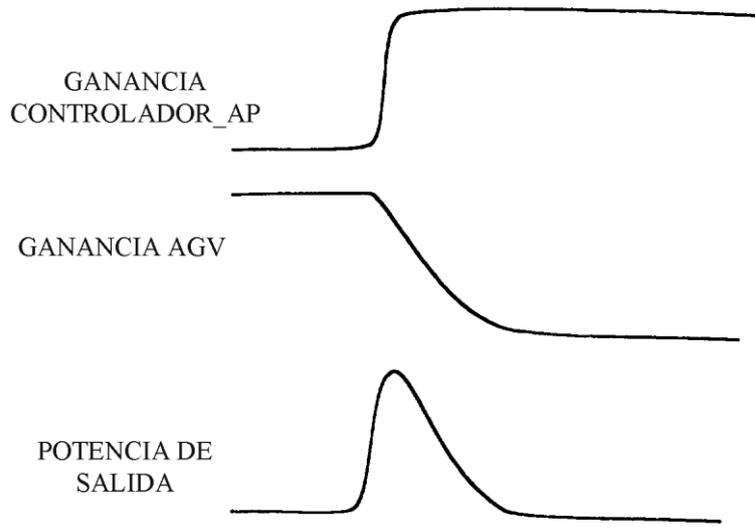


FIG. 10B

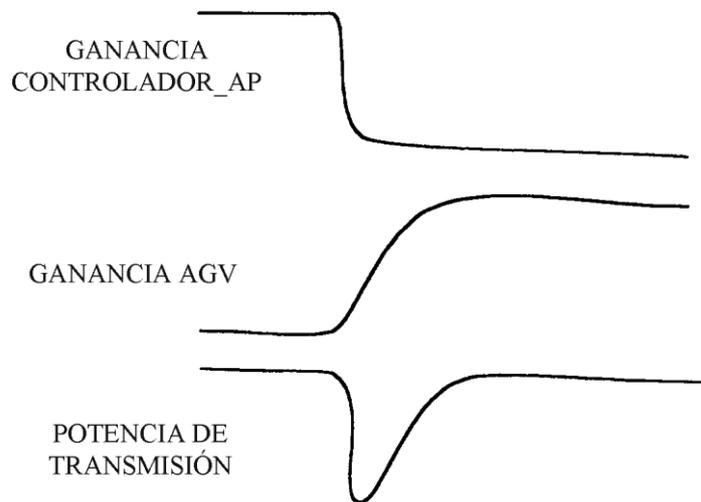


FIG. 10A

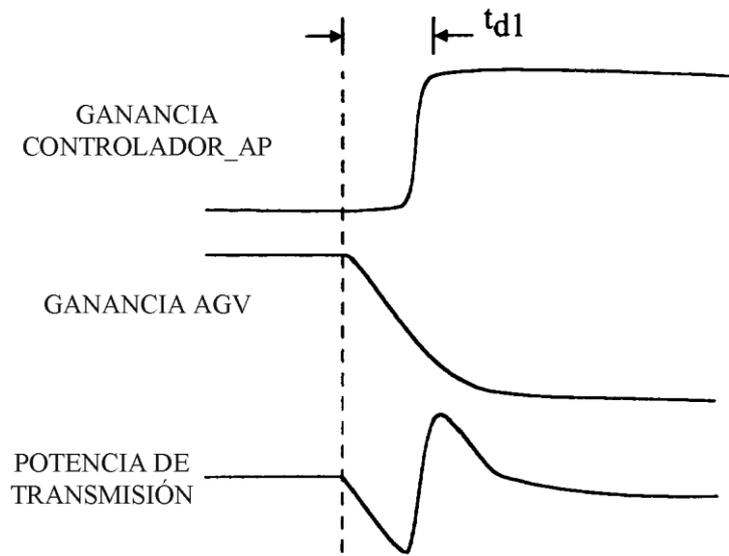


FIG. 10C

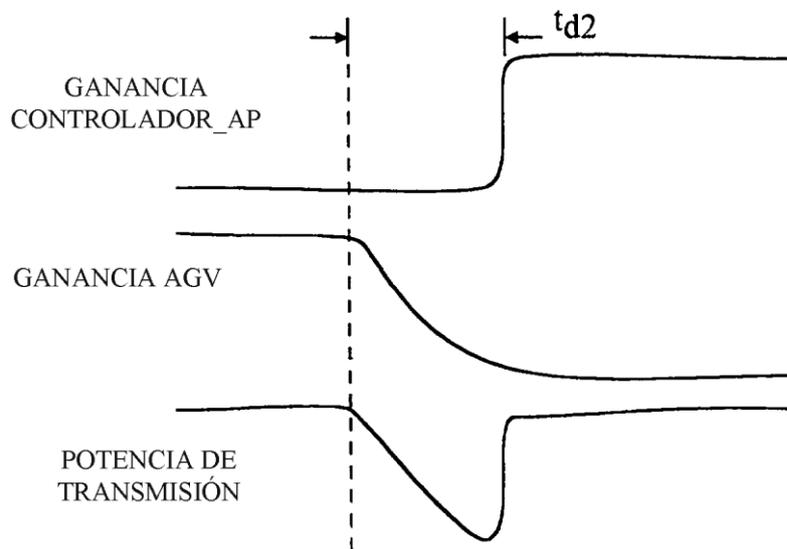


FIG. 10D

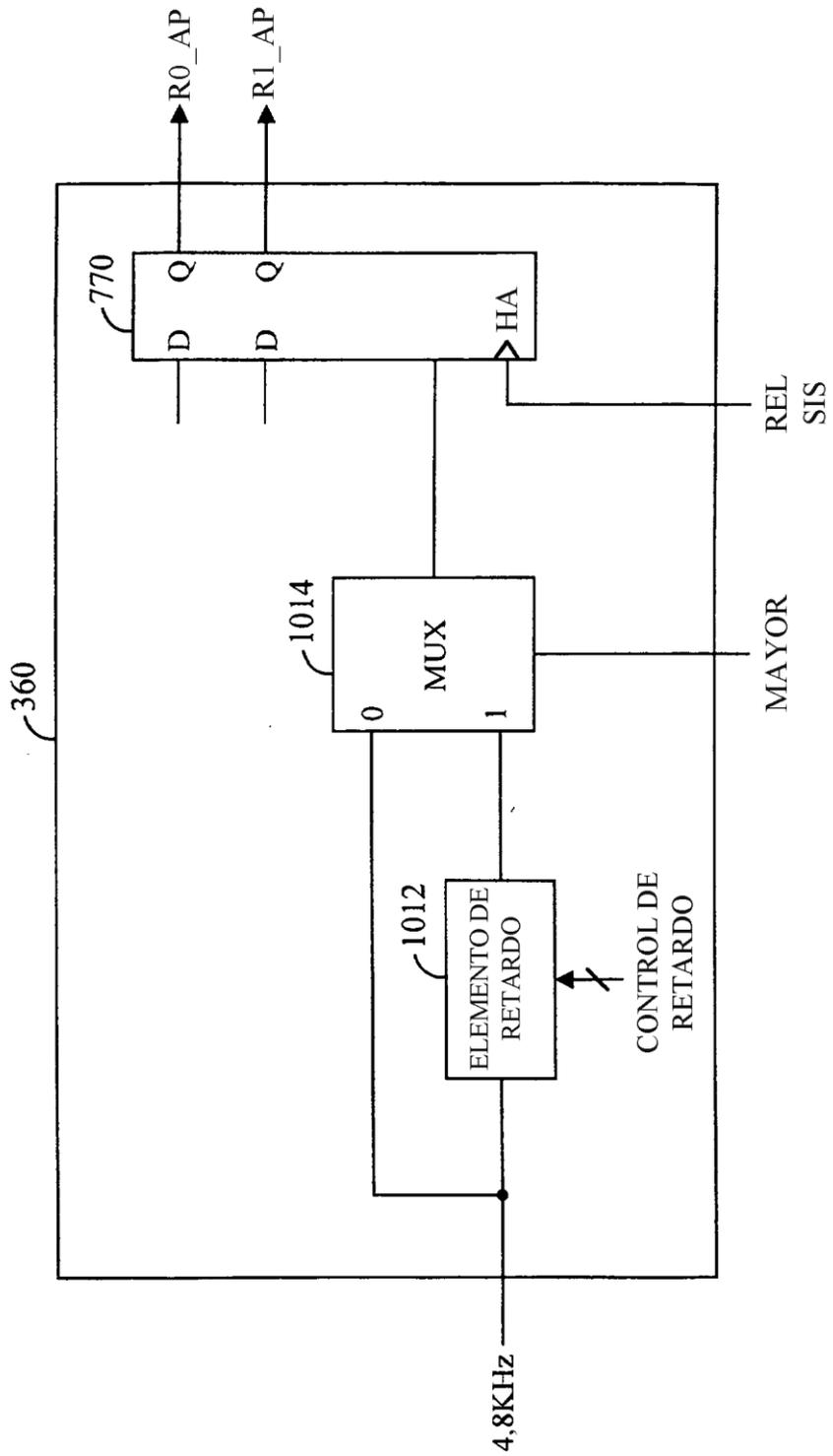


FIG. 10E

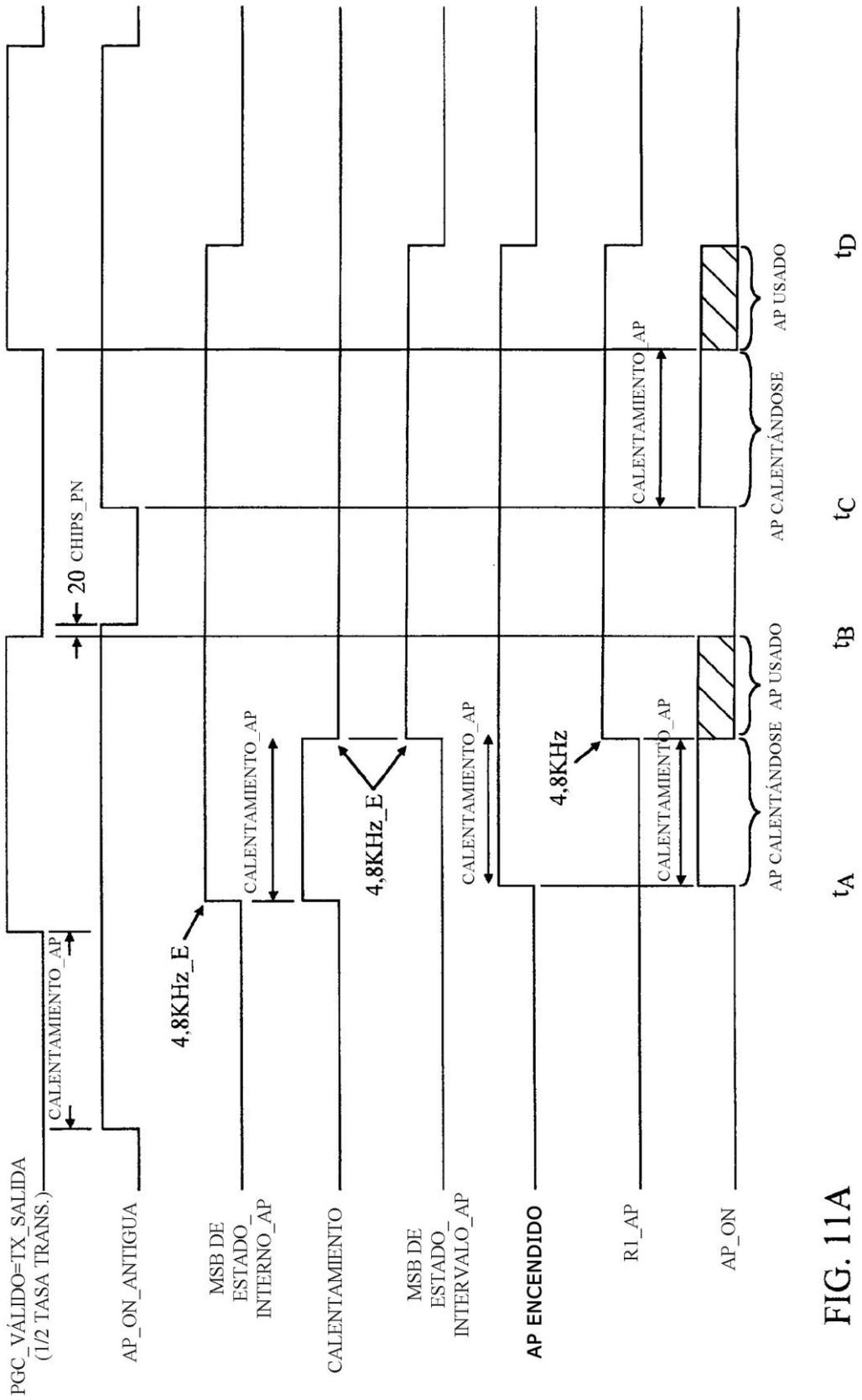


FIG. 11A

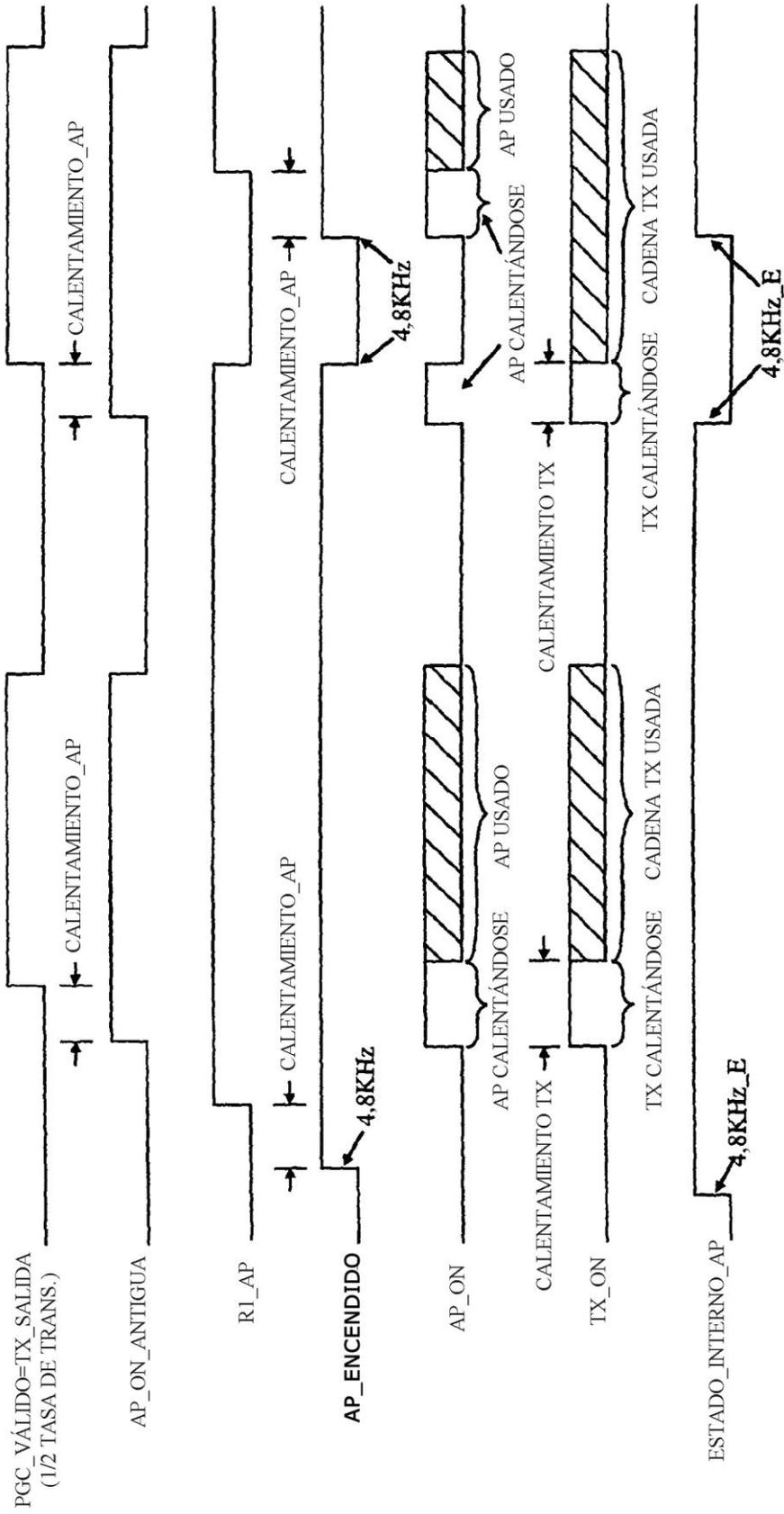


FIG. 11B

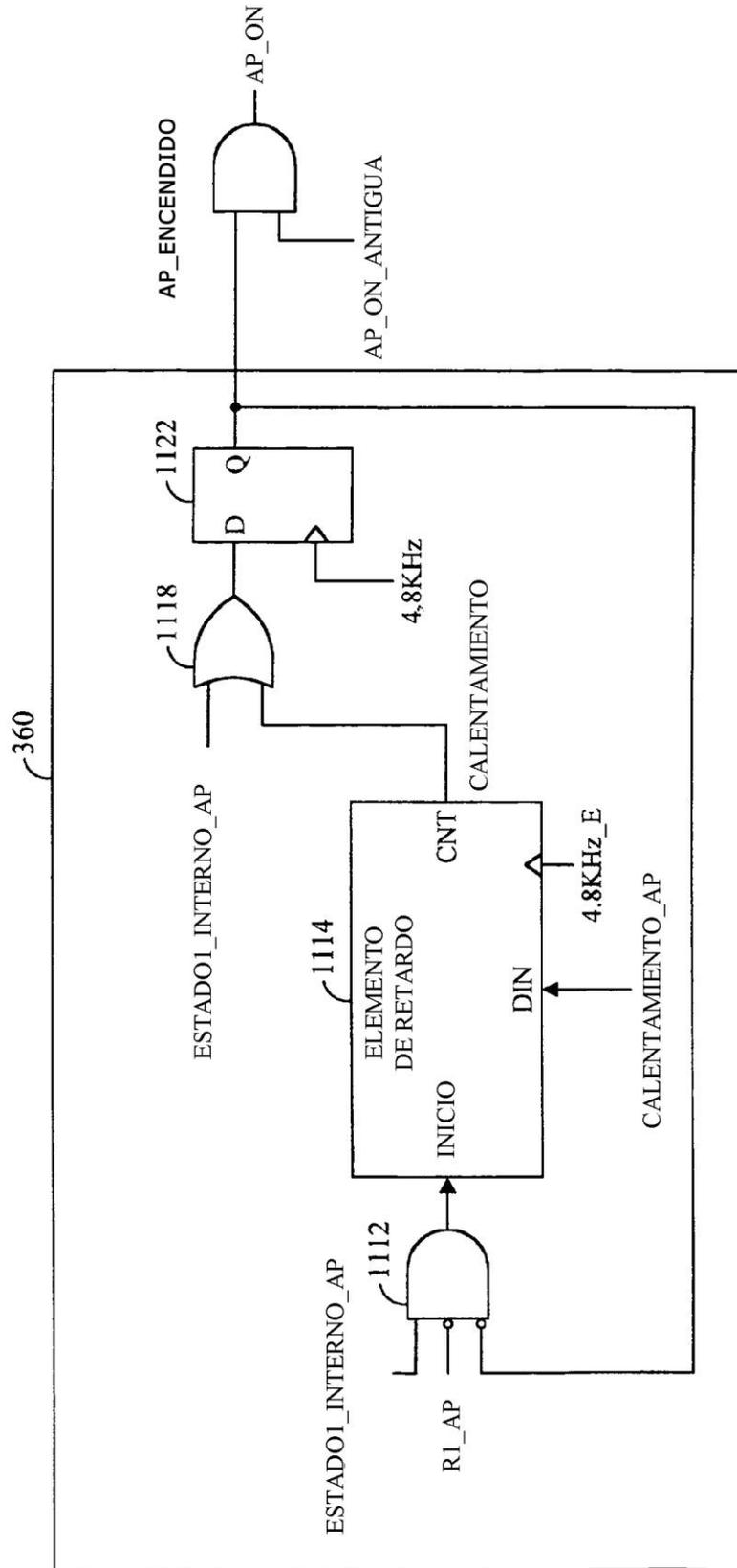


FIG. 11C

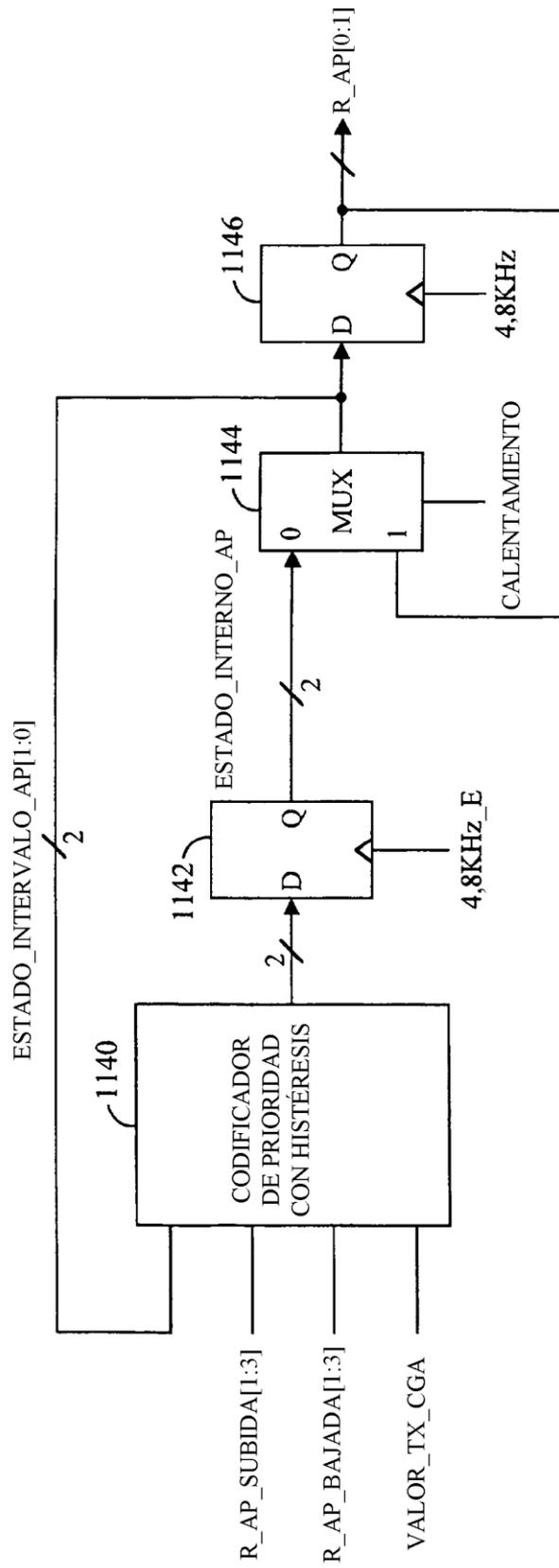


FIG. 11D