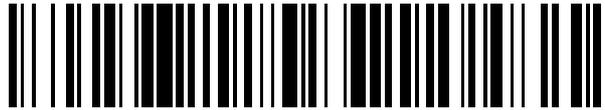


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 482 696**

51 Int. Cl.:

H03D 7/00

(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **14.04.2000 E 00925965 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **21.05.2014 EP 1195002**

54 Título: **Dispositivo de conversión descendente en frecuencia usando submuestreo, y procedimiento**

30 Prioridad:

16.04.1999 US 129839 P
09.03.2000 US 521878

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
04.08.2014

73 Titular/es:

PARKERVISION, INC. (100.0%)
8493 Baymeadows Way
Jacksonville, FL 32256 , US

72 Inventor/es:

SORRELLS, DAVID, F.;
COOK, ROBERT, W.;
LOOKE, RICHARD, C.;
BULTMAN, MICHAEL, J.;
MOSES, CHARLEY, D., JR.;
RAWLINS, GREGORY, S. y
RAWLINS, MICHAEL, W.

74 Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 482 696 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

Dispositivo de conversión descendente en frecuencia usando submuestreo, y procedimiento

Antecedentes de la invención

Campo de la invención

5 La presente invención se refiere a la conversión descendente de señales electromagnéticas (EM). Más en particular, la presente invención se refiere a la conversión descendente de señales EM en señales de frecuencia intermedia, a la conversión descendente directa de señales de portadora modulada EM en señales de banda de base desmoduladas, y a la conversión de señales de FM en señales no de FM. La presente invención también se refiere al submuestreo y a la transferencia de energía a unas tasas de distorsión por repliegue del espectro apropiadas.

10 ***Técnica relacionada***

Las señales de información (señales de banda de base) electromagnéticas (EM) incluyen, pero no se limitan a, señales de banda de base de vídeo, señales de banda de base de voz, señales de banda de base informáticas, etc. Las señales de banda de base incluyen señales de banda de base analógicas y señales de banda de base digitales.

15 A menudo es beneficioso propagar señales EM a unas frecuencias más altas. Esto es, en general, cierto con independencia de si el medio de propagación es cable, fibra óptica, el espacio, aire, líquido, etc. Para potenciar la eficiencia y la factibilidad, tal como una capacidad mejorada de radiar y una capacidad añadida para múltiples canales de las señales de banda de base, se utiliza una conversión ascendente a una frecuencia más alta. Los procedimientos de conversión ascendente convencionales modulan unas señales de portadora de frecuencia más alta con las señales de banda de base. La modulación hace referencia a una diversidad de técnicas para imprimir información a partir de las señales de banda de base sobre las señales de portadora de frecuencia más alta. Se hace referencia a las señales resultantes en el presente documento como señales de portadora modulada. Por ejemplo, la amplitud de una señal de portadora de AM varía en relación con los cambios en la señal de banda de base, la frecuencia de una señal de portadora de FM varía en relación con los cambios en la señal de banda de base, y la fase de una señal de portadora de PM varía en relación con los cambios en la señal de banda de base.

25 Con el fin de procesar la información que se encontraba en la señal de banda de base, la información ha de extraerse, o desmodularse, a partir de la señal de portadora modulada. No obstante, debido a que la tecnología de procesamiento de señales convencional está limitada en velocidad operativa, la tecnología de procesamiento de señales convencional no puede desmodular fácilmente una señal de banda de base a partir de una señal de portadora modulada de frecuencia más alta directamente. En su lugar, ha de aplicarse conversión descendente a las señales de portadora modulada de frecuencia más alta a una frecuencia intermedia (IF), a partir de la cual un desmodulador convencional puede desmodular la señal de banda de base.

30 Los convertidores descendentes convencionales incluyen unos componentes eléctricos cuyas propiedades son dependientes de la frecuencia. Como resultado, los convertidores descendentes convencionales se diseñan alrededor de frecuencias o gamas de frecuencias específicas y no funcionan bien fuera de su gama de frecuencias designada.

Los convertidores descendentes convencionales generan señales imagen no deseadas y, por lo tanto, han de incluir filtros para filtrar las señales imagen no deseadas. No obstante, tales filtros reducen el nivel de potencia de las señales de portadora modulada. Como resultado, los convertidores descendentes convencionales incluyen amplificadores de potencia, que requieren unas fuentes de energía externas.

40 Cuando una señal de portadora modulada recibida es relativamente débil, como en, por ejemplo, un receptor de radio, los convertidores descendentes convencionales incluyen unos amplificadores de potencia adicionales, que requieren una energía externa adicional.

Lo que se necesita incluye, sin limitación:

- 45 un procedimiento y sistema mejorado para la conversión descendente de señales EM;
- un procedimiento y sistema para la conversión descendente de manera directa de señales de portadora modulada en señales de banda de base desmoduladas;
- un procedimiento y sistema para transferir energía y para aumentar tal transferencia de energía cuando se realiza una conversión descendente de señales EM;
- 50 un procedimiento y sistema de impedancia controlada para la conversión descendente de una señal EM;
- un procedimiento y sistema de submuestreo de apertura controlada para la conversión descendente de una señal EM;
- un procedimiento y sistema para la conversión descendente de señales EM usando un diseño de convertidor descendente universal que puede configurarse fácilmente para diferentes frecuencias;
- 55 un procedimiento y sistema para la conversión descendente de señales EM usando una frecuencia de oscilador local que es sustancialmente más baja que la frecuencia de portadora;

un procedimiento y sistema para la conversión descendente de señales EM usando solo un oscilador local;
 un procedimiento y sistema para la conversión descendente de señales EM que usa menos filtros que los
 convertidores descendentes convencionales;
 5 un procedimiento y sistema para la conversión descendente de señales EM usando menos potencia que los
 convertidores descendentes convencionales;
 un procedimiento y sistema para la conversión descendente de señales EM que usa menos espacio que los
 convertidores descendentes convencionales;
 un procedimiento y sistema para la conversión descendente de señales EM que usa menos componentes que
 los convertidores descendentes convencionales;
 10 un procedimiento y sistema para la conversión descendente de señales EM que puede implementarse en un
 circuito integrado (CI); y
 un procedimiento y sistema para la conversión descendente de señales EM que también puede usarse como un
 procedimiento y sistema para realizar conversión ascendente sobre una señal de banda de base.

El documento US 5.841.811 divulga un sistema de muestreo en cuadratura que convierte señales de entrada en
 15 componentes de señal I y Q de banda de base, incluyendo el sistema un procesador de señales que muestrea de
 forma continua la señal de entrada para producir unas secuencias discretas de muestras de entrada, unos conjuntos
 primero y segundo de filtros que reciben las secuencias discretas, y unos sumadores que suman las salidas de los
 filtros primero y segundo para producir, de forma respectiva, las componentes de señal de I y de Q.

Sumario de la invención

20 De acuerdo con un aspecto de la presente invención, se proporciona un procedimiento de acuerdo con la
 reivindicación 1. De acuerdo con otro aspecto de la presente invención, se proporciona un sistema de acuerdo con la
 reivindicación 13.

Expuesto brevemente, la presente invención se dirige a procedimientos, sistemas y aparatos para la conversión
 descendente de una señal electromagnética (EM), y a aplicaciones de los mismos.

25 En general, en una realización, la invención opera mediante la recepción de una señal EM y operando de manera
 recursiva sobre semiciclos aproximados de una señal de portadora. Las operaciones recursivas por lo general se
 realizan a una tasa sub-armónica de la señal de portadora. La invención acumula los resultados de las operaciones
 recursivas y usa los resultados acumulados para formar una señal a la que se ha aplicado conversión descendente.

30 En una realización, la invención realiza una conversión descendente de la señal EM en una señal de frecuencia
 intermedia (IF).

En otra realización, la invención realiza una conversión descendente de la señal EM en una señal de información de
 banda de base desmodulada.

35 En otra realización, la señal EM es una señal modulada en frecuencia (FM), a la que se aplica conversión
 descendente para dar una señal no de FM, tal como una señal modulada en fase (PM) o una señal modulada en
 amplitud (AM).

La invención es aplicable a cualquier tipo de señal EM, incluyendo pero sin limitarse a, señales de portadora
 modulada (la invención es aplicable a cualesquiera esquemas de modulación o combinación de los mismos) y
 señales de portadora no modulada.

40 Características y ventajas adicionales de la invención, así como la estructura y el funcionamiento de diversas
 realizaciones de la invención, se describen con detalle a continuación con referencia a los dibujos adjuntos. Se hace
 notar que la invención no se limita a las realizaciones específicas que se describen en el presente documento. Tales
 realizaciones se presentan en el presente documento solo para fines ilustrativos. Realizaciones adicionales serán
 evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en
 el presente documento.

Breve descripción de los dibujos

45 La presente invención se describirá con referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

las figuras 1A-B ilustran una ilustración conceptual de la distorsión por repliegue del espectro que incluye el
 submuestreo y la transferencia de energía de acuerdo con las realizaciones de la invención;
 50 las figuras 2A-D ilustran diversos diagramas de flujo para la conversión descendente de una señal EM de
 acuerdo con las realizaciones de la invención;
 la figura 3 ilustra un diagrama de bloques estructural de un sistema de distorsión por repliegue del espectro de
 acuerdo con una realización de la invención;
 las figuras 4A-D ilustran diversos diagramas de flujo para la conversión descendente de una señal EM mediante
 el submuestreo de la señal EM de acuerdo con las realizaciones de la invención;

las figuras 5A-D ilustran diversos diagramas de flujo para la conversión descendente de una señal EM mediante la transferencia de energía a partir de la señal EM a una tasa de distorsión por repliegue del espectro de acuerdo con las realizaciones de la invención;

la figura 6 ilustra un diagrama de bloques estructural de un receptor convencional;

5 las figuras 7A-7C ilustran unos diagramas de señal a modo de ejemplo en relación con la modulación en frecuencia;

las figuras 8A-8C ilustran unos diagramas de señal a modo de ejemplo en relación con la modulación de modulación por desplazamiento en frecuencia;

10 las figuras 9A-9C ilustran unos diagramas de señal a modo de ejemplo en relación con la modulación en fase;

las figuras 10A-10C ilustran unos diagramas de señal a modo de ejemplo en relación con la modulación de modulación por desplazamiento en fase;

la figura 11 ilustra un diagrama de bloques estructural de un modulador a modo de ejemplo;

la figura 12 ilustra una señal de banda de base de modulación digital a modo de ejemplo;

15 las figuras 13A-C ilustran unos diagramas de señal a modo de ejemplo en relación con la modulación en amplitud;

las figuras 14A-C ilustran unos diagramas de señal a modo de ejemplo en relación con la modulación de modulación por desplazamiento en amplitud;

la figura 15 ilustra una ecuación que representa el cambio en la carga en un dispositivo de almacenamiento de las realizaciones de un módulo de UFT;

20 las figuras 16A-E ilustran unos diagramas de señal a modo de ejemplo que están asociados con los diagramas de flujo en las figuras 5A-D de acuerdo con las realizaciones de la invención;

la figura 17 es un diagrama de flujo que ilustra un procedimiento a modo de ejemplo para determinar una tasa de distorsión por repliegue del espectro que está asociada con una señal de distorsión por repliegue del espectro de acuerdo con una realización de la invención;

25 la figura 18A ilustra una configuración de amplificador de entrada diferencial y de salida diferencial a modo de ejemplo, de acuerdo con una realización de la presente invención;

la figura 18B ilustra una implementación de receptor a modo de ejemplo, que está configurada como un canal de fase I, de acuerdo con una realización de la presente invención;

30 la figura 18C ilustra unas formas de onda a modo de ejemplo en relación con el receptor de la figura 18B;

la figura 18D ilustra un espectro de frecuencia de re-radiación a modo de ejemplo en relación con el receptor de la figura 18B, de acuerdo con una realización de la presente invención;

la figura 18E ilustra una representación gráfica espectral en frecuencia de re-radiación a modo de ejemplo en relación con el receptor de la figura 18B, de acuerdo con una realización de la presente invención;

35 la figura 18F ilustra un muestreo de impulsos a modo de ejemplo de una señal de entrada;

la figura 18G ilustra un muestreo de impulsos a modo de ejemplo de una señal de entrada en un entorno con más ruido en relación con el de la figura 18F;

la figura 19 ilustra un receptor de acuerdo con una realización de la presente invención;

la figura 20 ilustra un modulador vectorial de acuerdo con una realización de la presente invención;

40 la figura 21 ilustra unas formas de onda a modo de ejemplo para el modulador vectorial de la figura 20;

la figura 22 ilustra un receptor de modulación I / Q ejemplar, de acuerdo con una realización de la presente invención;

la figura 23 ilustra un generador de señales de control de modulación I / Q, de acuerdo con una realización de la presente invención;

45 la figura 24 ilustra unas formas de onda a modo de ejemplo en relación con el generador de señales de control de modulación I / Q de la figura 23;

la figura 25 ilustra unas formas de onda de señal de control a modo de ejemplo que están superpuestas sobre una señal de RF de entrada a modo de ejemplo;

la figura 26 ilustra un diagrama de circuitos de receptor de modulación I / Q, de acuerdo con una realización de la presente invención;

50 las figuras 27-37 ilustran unas formas de onda a modo de ejemplo en relación con un receptor que se implementa de acuerdo con la presente invención;

la figura 38 ilustra un receptor de único canal, de acuerdo con una realización de la presente invención;

la figura 39 ilustra una estructura de conmutación de FET complementarios a modo de ejemplo, de acuerdo con una realización de la presente invención;

55 la figura 40 ilustra unas formas de onda a modo de ejemplo en relación con la estructura de conmutación de FET complementarios de la figura 39;

la figura 41 ilustra una configuración diferencial a modo de ejemplo, de acuerdo con una realización de la presente invención;

60 la figura 42 ilustra un receptor a modo de ejemplo de implementación de un ensanchamiento de reloj, de acuerdo con una realización de la presente invención;

la figura 43 ilustra unas formas de onda a modo de ejemplo en relación con el receptor de la figura 42;

la figura 44 ilustra unas formas de onda en relación con el receptor de la figura 42 que se implementa sin un ensanchamiento de reloj, de acuerdo con una realización de la presente invención;

65 la figura 45 ilustra una implementación de duplicador a modo de ejemplo para la cancelación de ruido de fase, de acuerdo con una realización de la presente invención;

la figura 46 ilustra una implementación de duplicador a modo de ejemplo para la cancelación de ruido de fase, de acuerdo con una realización de la presente invención;

la figura 47 ilustra una apertura de muestreo bipolar a modo de ejemplo, de acuerdo con una realización de la presente invención;

5 la figura 48 ilustra un receptor de diversidad a modo de ejemplo, de acuerdo con una realización de la presente invención;

la figura 49 ilustra una implementación de igualador a modo de ejemplo, de acuerdo con una realización de la presente invención;

10 las figuras 50A-G ilustran unos diagramas de señal a modo de ejemplo que están asociados con la conversión descendente de una señal de AM analógica en una frecuencia intermedia mediante la transferencia de energía a una tasa de distorsión por repliegue del espectro de acuerdo con las realizaciones de la invención;

las figuras 51A-G ilustran unos diagramas de señal a modo de ejemplo que están asociados con la conversión descendente de una señal de AM digital en una frecuencia intermedia mediante la transferencia de energía a una tasa de distorsión por repliegue del espectro de acuerdo con las realizaciones de la invención;

15 las figuras 52A-G ilustran unos diagramas de señal a modo de ejemplo que están asociados con la conversión descendente de una señal de FM analógica en una frecuencia intermedia mediante la transferencia de energía a una tasa de distorsión por repliegue del espectro de acuerdo con las realizaciones de la invención;

las figuras 53A-G ilustran unos diagramas de señal a modo de ejemplo que están asociados con la conversión descendente de una señal de FM digital en una frecuencia intermedia mediante la transferencia de energía a una tasa de distorsión por repliegue del espectro de acuerdo con las realizaciones de la invención;

20 las figuras 54A-G ilustran unos diagramas de señal a modo de ejemplo que están asociados con la conversión descendente de una señal de PM analógica en una frecuencia intermedia mediante la transferencia de energía a una tasa de distorsión por repliegue del espectro de acuerdo con las realizaciones de la invención;

las figuras 55A-G ilustran unos diagramas de señal a modo de ejemplo que están asociados con la conversión descendente de una señal de PM digital en una frecuencia intermedia mediante la transferencia de energía a una tasa de distorsión por repliegue del espectro de acuerdo con las realizaciones de la invención;

25 las figuras 56A-D ilustran un diagrama de señal a modo de ejemplo que está asociado con la conversión descendente directa de acuerdo con las realizaciones de la invención;

las figuras 57A-F ilustran la conversión descendente de manera directa de una señal de AM analógica en una señal de banda de base desmodulada de acuerdo con las realizaciones de la invención;

30 las figuras 58A-F ilustran la conversión descendente de manera directa de una señal de AM digital en una señal de banda de base desmodulada de acuerdo con las realizaciones de la invención;

las figuras 59A-F ilustran la conversión descendente de manera directa de una señal de PM analógica en una señal de banda de base desmodulada de acuerdo con las realizaciones de la invención;

35 las figuras 60A-F ilustran la conversión descendente de manera directa de una señal de PM digital en una señal de banda de base desmodulada de acuerdo con las realizaciones de la invención;

las figuras 61A-F ilustran la conversión descendente de una señal de FM en una señal de PM de acuerdo con las realizaciones de la invención;

40 las figuras 62A-F ilustran la conversión descendente de una señal de FM en una señal de AM de acuerdo con las realizaciones de la invención;

la figura 63 ilustra un diagrama de bloques de un sistema de transferencia de energía de acuerdo con una realización de la invención;

la figura 64A ilustra un sistema de transferencia con control por puerta ejemplar de acuerdo con una realización de la invención;

45 la figura 64B ilustra un sistema de transferencia con control por puerta invertido ejemplar de acuerdo con una realización de la invención;

la figura 65 ilustra una realización a modo de ejemplo del módulo de transferencia con control por puerta de acuerdo con una realización de la invención;

50 las figuras 66A-D ilustran unas implementaciones a modo de ejemplo de un módulo de conmutación de acuerdo con las realizaciones de la invención;

la figura 67A ilustra una realización a modo de ejemplo del módulo de transferencia con control por puerta como que incluye un módulo de interrupción previa a la conexión de acuerdo con una realización de la invención;

la figura 67B ilustra un diagrama de sincronismo a modo de ejemplo para una señal de transferencia de energía de acuerdo con una realización de la invención;

55 la figura 67C ilustra un diagrama de sincronismo a modo de ejemplo para una señal de aislamiento de acuerdo con una realización de la invención;

las figuras 68A-F ilustran unos módulos de almacenamiento a modo de ejemplo de acuerdo con las realizaciones de la invención;

la figura 68G ilustra un sistema de transferencia con control por puerta integrado de acuerdo con una realización de la invención;

60 las figuras 68H-K ilustran unos generadores de aperturas a modo de ejemplo;

la figura 68L ilustra un oscilador de acuerdo con una realización de la presente invención;

la figura 69 ilustra un sistema de transferencia de energía con un módulo de señal de transferencia de energía opcional de acuerdo con una realización de la invención;

65 la figura 70 ilustra un módulo de distorsión por repliegue del espectro con una adaptación de impedancias de entrada y de salida de acuerdo con una realización de la invención;

la figura 71A ilustra un generador de impulsos a modo de ejemplo;
 las figuras 71B y C ilustran unas formas de onda a modo de ejemplo en relación con el generador de impulsos de la figura 71A;

5 la figura 72 ilustra una realización a modo de ejemplo en la que el preprocesamiento se usa para seleccionar una porción de la señal de portadora sobre la que va a operarse;

la figura 73 ilustra un módulo de transferencia de energía a modo de ejemplo con un módulo de conmutación y un módulo de almacenamiento reactivo de acuerdo con una realización de la invención;

10 la figura 74 ilustra un módulo de transferencia con control por puerta invertido a modo de ejemplo como que incluye un módulo de conmutación y un módulo de almacenamiento de acuerdo con una realización de la invención;

las figuras 75A-F ilustran unos diagramas de señal a modo de ejemplo que están asociados con un módulo de transferencia de energía con control por puerta invertido de acuerdo con las realizaciones de la invención;

15 las figuras 76A-E ilustran unos módulos de transferencia de energía que están configurados en diversas configuraciones diferenciales de acuerdo con las realizaciones de la invención;

las figuras 77A-D ilustran unas implementaciones a modo de ejemplo de un módulo de conmutación de acuerdo con las realizaciones de la invención;

20 las figuras 78A-B ilustran unos sistemas de submuestreo a modo de ejemplo de acuerdo con las realizaciones de la invención;

las figuras 79A-F ilustran unos diagramas de sincronismo a modo de ejemplo para sistemas de submuestreo de acuerdo con las realizaciones de la invención;

25 las figuras 80A-F ilustran unos diagramas de sincronismo a modo de ejemplo para un sistema de submuestreo cuando la carga es una carga de impedancia relativamente baja de acuerdo con las realizaciones de la invención;

las figuras 81A-F ilustran unos diagramas de sincronismo a modo de ejemplo para un sistema de submuestreo cuando la capacidad de retención tiene un valor más grande de acuerdo con las realizaciones de la invención;

30 las figuras 82A-B ilustran unos sistemas de transferencia de energía a modo de ejemplo de acuerdo con las realizaciones de la invención;

las figuras 83A-F ilustran unos diagramas de sincronismo a modo de ejemplo para sistemas de transferencia de energía de acuerdo con las realizaciones de la presente invención;

35 las figuras 84A-D ilustran la conversión descendente de una señal de FSK en una señal de PSK de acuerdo con las realizaciones de la presente invención;

la figura 85A ilustra un módulo de señal de transferencia de energía a modo de ejemplo de acuerdo con una realización de la presente invención;

40 la figura 85B ilustra un diagrama de flujo del funcionamiento de máquina de estados de acuerdo con una realización de la presente invención;

la figura 85C es un módulo de señal de transferencia de energía a modo de ejemplo;

la figura 86 es un diagrama esquemático de un circuito para realizar una conversión descendente de una señal de 915 MHz en una señal de 5 MHz usando un reloj de 101,1 MHz de acuerdo con una realización de la presente invención;

45 la figura 87 muestra unas formas de onda de simulación para el circuito de la figura 86 de acuerdo con las realizaciones de la presente invención;

la figura 88 es un diagrama esquemático de un circuito para realizar una conversión descendente de una señal de 915 MHz en una señal de 5 MHz usando un reloj de 101 MHz de acuerdo con una realización de la presente invención;

50 la figura 89 muestra unas formas de onda de simulación para el circuito de la figura 88 de acuerdo con las realizaciones de la presente invención;

la figura 90 es un diagrama esquemático de un circuito para realizar una conversión descendente de una señal de 915 MHz en una señal de 5 MHz usando un reloj de 101,1 MHz de acuerdo con una realización de la presente invención;

55 la figura 91 muestra unas formas de onda de simulación para el circuito de la figura 90 de acuerdo con una realización de la presente invención;

la figura 92 muestra un diagrama esquemático del circuito en la figura 86 conectado con una fuente de FSK que alterna entre 913 y 917 MHz a una velocidad de transmisión en baudios de 500 Kbaudios de acuerdo con una realización de la presente invención;

60 la figura 93 muestra la forma de onda de FSK original 9202 y la forma de onda a la que se ha aplicado conversión descendente 9204 en la salida del circuito de adaptación de impedancias de carga de acuerdo con una realización de la presente invención;

la figura 94A ilustra un sistema de transferencia de energía a modo de ejemplo de acuerdo con una realización de la invención;

65 las figuras 94B-C ilustran unos diagramas de sincronismo a modo de ejemplo para el sistema a modo de ejemplo de la figura 94A;

la figura 95 ilustra una red de derivación a modo de ejemplo de acuerdo con una realización de la invención;

la figura 96 ilustra una red de derivación a modo de ejemplo de acuerdo con una realización de la invención;

la figura 97 ilustra una realización a modo de ejemplo de la invención;

la figura 98A ilustra un circuito de control de apertura en tiempo real a modo de ejemplo de acuerdo con una realización de la invención;

la figura 98B ilustra un diagrama de sincronismo de una señal de reloj a modo de ejemplo para un control de apertura en tiempo real, de acuerdo con una realización de la invención;

la figura 98C ilustra un diagrama de sincronismo de una señal de habilitación opcional a modo de ejemplo para un control de apertura en tiempo real, de acuerdo con una realización de la invención;

5 la figura 98D ilustra un diagrama de sincronismo de una señal de reloj invertida para un control de apertura en tiempo real, de acuerdo con una realización de la invención;

la figura 98E ilustra un diagrama de sincronismo de una señal de reloj retardada a modo de ejemplo para un control de apertura en tiempo real, de acuerdo con una realización de la invención;

10 la figura 98F ilustra un diagrama de sincronismo de una transferencia de energía a modo de ejemplo que incluye unos impulsos que tienen unas aperturas que están controladas en tiempo real, de acuerdo con una realización de la invención;

la figura 99 es un diagrama de bloques de un sistema diferencial que utiliza unidades de transferencia con control por puerta no invertido, de acuerdo con una realización de la invención;

15 la figura 100 ilustra una realización a modo de ejemplo de la invención;

la figura 101 ilustra una realización a modo de ejemplo de la invención;

la figura 102 ilustra una realización a modo de ejemplo de la invención;

la figura 103 ilustra una realización a modo de ejemplo de la invención;

la figura 104 ilustra una realización a modo de ejemplo de la invención;

20 la figura 105 ilustra una realización a modo de ejemplo de la invención;

la figura 106 ilustra una realización a modo de ejemplo de la invención;

la figura 107A es un diagrama de sincronismo para la realización a modo de ejemplo de la figura 103;

la figura 107B es un diagrama de sincronismo para la realización a modo de ejemplo de la figura 104;

la figura 108A es un diagrama de sincronismo para la realización a modo de ejemplo de la figura 105;

25 la figura 108B es un diagrama de sincronismo para la realización a modo de ejemplo de la figura 106;

la figura 109A ilustra una realización a modo de ejemplo de la invención;

la figura 109B ilustra ecuaciones para determinar la transferencia de carga, de acuerdo con la presente invención;

la figura 109C ilustra relaciones entre la carga y la apertura de condensador, de acuerdo con la presente invención;

30 la figura 109D ilustra relaciones entre la carga y la apertura de condensador, de acuerdo con la presente invención;

la figura 109E ilustra ecuaciones de la relación potencia-carga, de acuerdo con la presente invención;

la figura 109F ilustra ecuaciones de pérdida de inserción, de acuerdo con la presente invención;

35 la figura 110A ilustra el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11000 una configuración de FET único;

la figura 110B ilustra la conductividad de FET frente a V_{GS} ;

las figuras 111A-C ilustran unas formas de onda de señal que están asociadas con el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11000;

la figura 112 ilustra el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11200 con una configuración de FET complementarios;

40 las figuras 113A-E ilustran unas formas de onda de señal que están asociadas con el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11200;

la figura 114 ilustra el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11400;

la figura 115 ilustra el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11500;

45 la figura 116 ilustra el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11602;

la figura 117 ilustra el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11702;

las figuras 118-120 ilustran unas formas de onda de señal que están asociadas con el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11602;

las figuras 121-123 ilustran unas formas de onda de señal que están asociadas con el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11702;

50 la figura 124A es un diagrama de bloques de un divisor de acuerdo con una realización de la invención;

la figura 124B es un diagrama más detallado de un divisor de acuerdo con una realización de la invención;

las figuras 124C y 124D son unas formas de onda a modo de ejemplo en relación con el divisor de las figuras 124A y 124B;

55 la figura 124E es un diagrama de bloques de un circuito de I / Q con un divisor de acuerdo con una realización de la invención;

las figuras 124F-124J son unas formas de onda a modo de ejemplo en relación con el diagrama de la figura 124A;

la figura 125 es un diagrama de bloques de un módulo de conmutación de acuerdo con una realización de la invención;

60 la figura 126A es un ejemplo de implementación del diagrama de bloques de la figura 125;

las figuras 126B-126Q son unas formas de onda a modo de ejemplo en relación con la figura 126A;

la figura 127A es otro ejemplo de implementación del diagrama de bloques de la figura 125;

las figuras 127B-127Q son unas formas de onda a modo de ejemplo en relación con la figura 127A;

65 la figura 128A es una realización de MOSFET a modo de ejemplo de la invención;

la figura 128B es una realización de MOSFET a modo de ejemplo de la invención;

la figura 128C es una realización de MOSFET a modo de ejemplo de la invención;

la figura 129A es otro ejemplo de implementación del diagrama de bloques de la figura 125;
 las figuras 129B-129Q son unas formas de onda a modo de ejemplo en relación con la figura 127A;
 las figuras 130 y 131 ilustran el transmisor modulado por anchura de impulsos o por amplitud de acuerdo con las realizaciones de la presente invención;

5 las figuras 132-134 ilustran unos diagramas de señal a modo de ejemplo que están asociados con el transmisor modulado por anchura de impulsos o por amplitud de acuerdo con las realizaciones de la presente invención;
 la figura 135 muestra una realización de un diagrama de bloques de receptor para recuperar la información modulada por anchura de impulsos o por amplitud;

10 la figura 136 ilustra unos diagramas de señal a modo de ejemplo que están asociados con un generador de formas de onda de acuerdo con las realizaciones de la presente invención;
 las figuras 137-139 son unos diagramas esquemáticos a modo de ejemplo que ilustran diversos circuitos que se emplean en el receptor de la figura 135;
 las figuras 140-143 ilustran unos diagramas en el dominio del tiempo y de la frecuencia de unas formas de onda de salida de transmisor alternativas;

15 las figuras 144 y 145 ilustran unos receptores diferenciales de acuerdo con las realizaciones de la presente invención;
 las figuras 146 y 147 ilustran los dominios del tiempo y de la frecuencia para una anchura de banda estrecha / señal de portadora constante de acuerdo con una realización de la presente invención;
 la figura 148 ilustra un procedimiento para la conversión descendente de una señal electromagnética de acuerdo con una realización de la presente invención usando una operación de filtrado con adaptación / correlación;

20 la figura 149 ilustra un procesador de filtrado con adaptación / correlación de acuerdo con una realización de la presente invención;
 la figura 150 ilustra un procedimiento para la conversión descendente de una señal electromagnética de acuerdo con una realización de la presente invención usando una operación de integración de tiempo finito;

25 la figura 151 ilustra un procesador de integración de tiempo finito de acuerdo con una realización de la presente invención;
 la figura 152 ilustra un procedimiento para la conversión descendente de una señal electromagnética de acuerdo con una realización de la presente invención usando una operación de procesamiento de RC;
 la figura 153 ilustra un procesador de RC de acuerdo con una realización de la presente invención;

30 la figura 154 ilustra un tren de impulsos a modo de ejemplo;
 la figura 155 ilustra la combinación de un tren de impulsos de señales de energía para producir una señal de potencia de acuerdo con una realización de la invención;
 la figura 156 ilustra una reconstrucción lineal por piezas a modo de ejemplo de una onda seno;

35 la figura 157 ilustra cómo determinadas porciones de una señal de portadora o forma de onda seno se seleccionan para su procesamiento de acuerdo con una realización de la presente invención;
 la figura 158 ilustra una forma de onda de AM de gran portadora de banda lateral doble a modo de ejemplo;
 la figura 159 ilustra un diagrama de bloques de un sistema de procesador óptimo a modo de ejemplo;
 la figura 160 ilustra la respuesta en frecuencia de un procesador óptimo de acuerdo con una realización de la presente invención;

40 la figura 161 ilustra unas respuestas en frecuencia a modo de ejemplo para un procesador a diversas aperturas;
 las figuras 162-163 ilustra una realización de procesador a modo de ejemplo de acuerdo con la presente invención;
 las figuras 164A-C ilustran unas respuestas de impulso a modo de ejemplo de un procesador de filtro adaptado y un integrador de tiempo finito;

45 la figura 165 ilustra un circuito básico para un procesador de RC de acuerdo con una realización de la presente invención;
 las figuras 166-167 ilustran unas representaciones gráficas a modo de ejemplo de señales de tensión;
 las figuras 168-170 ilustran las diversas características de un procesador de acuerdo con una realización de la presente invención;

50 las figuras 171-173 ilustran unas realizaciones de procesador a modo de ejemplo de acuerdo con la presente invención;
 la figura 174 ilustra la relación entre beta y la carga de salida de un procesador de acuerdo con una realización de la presente invención;

55 la figura 175A ilustra un procesador de RC de acuerdo con una realización de la presente invención acoplado con una resistencia de carga;
 la figura 175B ilustra una implementación a modo de ejemplo de la presente invención;
 la figura 175C ilustra un diagrama de sincronismo de carga / descarga a modo de ejemplo de acuerdo con una realización de la presente invención;

60 la figura 175D ilustra unos impulsos de transferencia de energía a modo de ejemplo de acuerdo con una realización de la presente invención;
 la figura 176 ilustra unas características de rendimiento a modo de ejemplo de una realización de la presente invención;
 la figura 177A ilustra unas características de rendimiento a modo de ejemplo de una realización de la presente invención;

65 la figura 177B ilustra unas formas de onda a modo de ejemplo para filtros adaptados elementales;

la figura 177C ilustra una forma de onda para una realización de un filtro adaptado sub-armónico de UFT de la presente invención;

la figura 177D ilustra unas realizaciones a modo de ejemplo de procesador de filtro adaptado / correlador complejo;

5 la figura 177E ilustra una realización de un procesador de filtro adaptado / correlador complejo de la presente invención;

la figura 177F ilustra una realización de la descomposición de una alineación de correladores no ideal en un componente de correlador de UFT alineado de manera ideal de la presente invención;

10 las figuras 178A-178B ilustran unas formas de onda de procesador a modo de ejemplo de acuerdo con una realización de la presente invención;

la figura 179 ilustra las transformadas de Fourier de unas formas de onda formas de onda a modo de ejemplo de acuerdo con una realización de la presente invención;

las figuras 180-181 ilustra unas formas de onda reales a partir de una realización de la presente invención;

15 la figura 182 ilustra una relación entre una forma de onda de UFT a modo de ejemplo y una forma de onda de portadora a modo de ejemplo;

la figura 183 ilustra unos muestreadores de impulsos a modo de ejemplo que tienen diversas aperturas;

la figura 184 ilustra la alineación de las aperturas de muestra de acuerdo con una realización de la presente invención;

20 la figura 185 ilustra una apertura ideal de acuerdo con una realización de la presente invención;

la figura 186 ilustra la relación de una función de escalón y funciones delta;

la figura 187 ilustra una realización de un receptor con un filtro de paso de banda para la conversión descendente compleja de la presente invención;

la figura 188 ilustra unas transformadas de Fourier que se usan para analizar una realización de reloj de acuerdo con la presente invención;

25 la figura 189 ilustra un procesador de adquisición y retención de acuerdo con una realización de la presente invención;

las figuras 190-191 ilustran unas representaciones de frecuencia de transformadas de acuerdo con una realización de la presente invención;

la figura 192 ilustra un generador de reloj a modo de ejemplo; y

30 la figura 193 ilustra la conversión descendente de una señal electromagnética de acuerdo con una realización de la presente invención.

Descripción detallada de la invención

Índice de contenidos

I. Introducción

35 1. Visión de conjunto de la invención

1.1 Aspectos de la invención

1.2 Conversión descendente mediante submuestreo

1.2.1 Conversión descendente para dar una señal de frecuencia intermedia (IF)

40 1.2.2 Conversión descendente directa a datos

1.2.3 Conversión de modulación

1.3 Conversión descendente mediante la transferencia de energía

1.3.1 Conversión descendente para dar una señal de frecuencia intermedia (IF)

1.3.2 Conversión descendente directa a datos

1.3.3 Conversión de modulación

45 1.4 Determinación de la tasa de distorsión por repliegue del espectro

2. Beneficios de la invención usando un receptor convencional a modo de ejemplo para fines de comparación

II. Transferencia de energía

0.1 Transferencia de energía en comparación con el submuestreo

0.1.1 Revisión del submuestreo

50 0.1.1.1 Efectos de la reducción de la impedancia de la carga

0.1.1.2 Efectos del aumento del valor de la capacidad de retención

0.1.2 Introducción a la transferencia de energía

| | |
|----|---|
| | 1. Realización de una conversión descendente de una señal EM en una señal EM de IF mediante la transferencia de energía a partir de la señal EM a una tasa de distorsión por repliegue del espectro |
| | 1.1 Descripción de alto nivel |
| 5 | 1.1.1 Descripción operativa 1.1.2 Descripción estructural |
| | 1.2 Realizaciones a modo de ejemplo |
| | 1.2.1 Primera realización a modo de ejemplo: modulación en amplitud |
| | 1.2.1.1 Descripción operativa |
| 10 | 1.2.1.1.1 Señal de portadora de AM analógica 1.2.1.1.2 Señal de portadora de AM digital |
| | 1.2.1.2 Descripción estructural |
| | 1.2.2 Segunda realización a modo de ejemplo: modulación en frecuencia |
| | 1.2.2.1 Descripción operativa |
| 15 | 1.2.2.1.1 Señal de portadora de FM analógica 1.2.2.1.2 Señal de portadora de FM digital |
| | 1.2.2.2 Descripción estructural |
| | 1.2.3 Tercera realización a modo de ejemplo: modulación en fase |
| | 1.2.3.1 Descripción operativa |
| 20 | 1.2.3.1.1 Señal de portadora de PM analógica 1.2.3.1.2 Señal de portadora de PM digital |
| | 1.2.3.2 Descripción estructural |
| | 1.2.4 Otras realizaciones |
| | 1.3 Ejemplos de implementación |
| 25 | 2. Conversión descendente de manera directa de una señal EM en una señal de banda de base desmodulada mediante la transferencia de energía a partir de la señal EM |
| | 2.1 Descripción de alto nivel |
| | 2.1.1 Descripción operativa 2.1.2 Descripción estructural |
| | 2.2 Realizaciones a modo de ejemplo |
| 30 | 2.2.1 Primera realización a modo de ejemplo: modulación en amplitud |
| | 2.2.1.1 Descripción operativa |
| | 2.2.1.1.1 Señal de portadora de AM analógica 2.2.1.1.2 Señal de portadora de AM digital |
| | 2.2.1.2 Descripción estructural |
| 35 | 2.2.2 Segunda realización a modo de ejemplo: modulación en fase |
| | 2.2.2.1 Descripción operativa |
| | 2.2.2.1.1 Señal de portadora de PM analógica 2.2.2.1.2 Señal de portadora de PM digital |
| | 2.2.2.2 Descripción estructural |
| 40 | 2.2.3 Otras realizaciones |
| | 2.3 Ejemplos de implementación |

| | |
|----|--|
| | 3. Conversión de modulación |
| | 3.1 Descripción de alto nivel |
| | 3.1.1 Descripción operativa |
| | 3.1.2 Descripción estructural |
| 5 | 3.2 Realizaciones a modo de ejemplo |
| | 3.2.1 Primera realización a modo de ejemplo: realización de una conversión descendente de una señal de FM en una señal de PM |
| | 3.2.1.1 Descripción operativa |
| | 3.2.1.2 Descripción estructural |
| 10 | 3.2.2 Segunda realización a modo de ejemplo: realización de una conversión descendente de una señal de FM en una señal de AM |
| | 3.2.2.1 Descripción operativa |
| | 3.2.2.2 Descripción estructural |
| | 3.2.3 Otras realizaciones a modo de ejemplo |
| 15 | 3.3 Ejemplos de implementación |
| | 4. Ejemplos de implementación |
| | 4.1 El sistema de transferencia de energía como un sistema de transferencia con control por puerta |
| | 4.1.1 El sistema de transferencia con control por puerta como un módulo de conmutación y un módulo de almacenamiento |
| 20 | 4.1.2 El sistema de transferencia con control por puerta como módulo de interrupción previa a la conexión |
| | 4.1.3 Implementaciones a modo de ejemplo del módulo de conmutación |
| | 4.1.4 Implementaciones a modo de ejemplo del módulo de almacenamiento |
| | 4.1.5 Módulo de señal de transferencia de energía opcional |
| | 4.2 El sistema de transferencia de energía como un sistema de transferencia con control por puerta invertido |
| 25 | 4.2.1 El sistema de transferencia con control por puerta invertido como un módulo de conmutación y un módulo de almacenamiento |
| | 4.3 Operación de rail a rail para un intervalo dinámico mejorado |
| | 4.3.1 Introducción |
| 30 | 4.3.2 Estructura de UFT complementaria para un intervalo dinámico mejorado |
| | 4.3.3 Configuraciones polarizadas |
| | 4.3.4 Ejemplos de simulación |
| | 4.4 Estructuras de conmutación optimizadas |
| | 4.4.1 Divisor en CMOS |
| | 4.4.2 Circuito de I / Q |
| 35 | 4.5 Implementaciones de I y Q a modo de ejemplo |
| | 4.5.1.1 Conmutadores de diferentes tamaños |
| | 4.5.1.2 Implementaciones a modo de ejemplo del módulo de conmutación |
| | 4.5.2 Reducción del área de conmutación en conjunto |
| | 4.5.3 Cancelación de inyección de carga |
| 40 | 4.5.4 Capacidad solapada |
| | 4.6 Otras implementaciones |
| | 5. Optimizaciones opcionales de la transferencia de energía a una tasa de distorsión por repliegue del espectro |
| | 5.1 Duplicación de la tasa de distorsión por repliegue del espectro (F_{AR}) de la señal de transferencia de energía |
| 45 | 5.2 Implementaciones diferenciales |
| | 5.2.1 Un ejemplo que ilustra la transferencia de energía de manera diferencial |

- 5.2.1.1 Entrada diferencial a salida diferencial
- 5.2.1.2 Única entrada a salida diferencial
- 5.2.1.3 Entrada diferencial a única salida
- 5.2.2 Realizaciones alternativas específicas
- 5 5.2.3 Ejemplos específicos de optimizaciones y configuraciones para diseños diferenciales invertido y no invertido
- 5.3 Suavizado de la señal a la que se ha aplicado conversión descendente
- 5.4 Adaptación de impedancias
- 5.5 Tanques y estructuras resonantes
- 10 5.6 Conceptos de transferencia de carga y de potencia
- 5.7 Optimización y ajuste de la duración / anchura de apertura no despreciable
 - 5.7.1 Variación de impedancias de entrada y de salida
 - 5.7.2 Control de apertura en tiempo real
- 5.8 Adición de una red de derivación
- 15 5.9 Modificación de la señal de transferencia de energía utilizando realimentación
- 5.10 Otras implementaciones
- 6. Convertidores descendentes de transferencia de energía a modo de ejemplo
- III Descripción matemática de la presente invención
- 1. Visión de conjunto de la invención
- 20 2. Representación de una señal de potencia como una suma de señales de energía
 - 2.1 Descomposición de una onda seno en una representación de señales de energía
 - 2.2 Descomposición de formas de onda sinusoidales
- 3. Caracterización / realización de filtrado adaptado / correlación
 - 3.1 Descripción en el dominio del tiempo
 - 25 3.2 Descripción en el dominio de la frecuencia
- 4. Caracterización / realización de integración de tiempo finito
- 5. Caracterización / realización de procesamiento de RC
 - 5.1 Transferencia de carga y correlación
 - 5.2 Consideración de resistencias de carga
- 30 6. Comparación de la relación de señal a ruido de las diversas realizaciones
 - 6.1 Características de desplazamiento de portadora y de oblicuidad de fase en las realizaciones de la presente invención
- 7. Realizaciones de apertura múltiple de la presente invención
- 8. Transformada matemática que describe realizaciones de la presente invención
 - 8.1 Visión de conjunto
 - 8.2 El núcleo para las realizaciones de la invención
 - 8.3 Extracción de información de forma de onda
 - 8.4 Exposición de prueba para la realización de convertidor descendente complejo de UFT de la presente invención
 - 40 8.5 Realización de procesador de adquisición y retención
- 9. Comparación de la transformada de UFT con las transformadas en seno y en coseno de Fourier
- 10. Consideraciones de conversión, de transformada de Fourier y de reloj de muestreo
 - 10.1 Multiplicación de ruido de fase
 - 10.2 Conversión AM-PM y ruido de fase
- 45 11. Acumulación de impulsos y constante de tiempo de sistema
 - 11.1 Acumulación de impulsos
 - 11.2 Acumulación de impulsos por correlación
- 12. Consideraciones de balance energético

- 12.1 Redes de almacenamiento de energía
- 12.2 Adaptación de impedancias

- 13. Análisis en el dominio del tiempo
- 14. Generación de formas de onda de paso de banda complejas usando los núcleos de la presente invención

5 **IV Realizaciones adicionales**

- 1. Realización de receptor de modulación I / Q a modo de ejemplo
- 2. Realizaciones de generador de señales de control de modulación I / Q a modo de ejemplo
- 3. Realización de receptor de modulación I / Q a modo de ejemplo detallada con formas de onda ejemplares
- 4. Realización de receptor de único canal a modo de ejemplo
- 10 5. Realización de control de ganancia automático a modo de ejemplo
- 6. Otras realizaciones a modo de ejemplo

V. Características adicionales de la invención

- 1. Características de arquitectura de la invención
- 2. Beneficios adicionales de la invención
- 15 2.1 En comparación con un muestreador de impulsos
- 2.2 Linealidad
- 2.3 Transferencia de potencia óptima a una impedancia de salida escalonable
- 2.4 Integración de sistema
- 20 2.5 Operación fundamental o sub-armónica
- 2.6 Multiplicación de frecuencia y ganancia de señal
- 3. Características de filtro adaptado sub-armónico de apertura controlada
- 3.1 Apertura no despreciable
- 3.2 Anchura de banda
- 25 3.3 Ventajas de arquitectura de un convertidor descendente de frecuencia universal
- 3.4 Ventajas del conmutador de FET complementario
- 3.5 Características de la configuración diferencial
- 3.6 Características de ensanchamiento de reloj
- 3.7 Principios de filtro adaptado sub-armónico de apertura controlada
- 3.8 Efectos de la variación en la anchura de impulso
- 30 4. Sistemas convencionales
- 4.1 Sistemas heterodinos
- 4.2 Dispositivos inalámbricos móviles
- 5. Cancelación de ruido de fase
- 6. UFD multiplexado
- 35 7. Aperturas de muestreo
- 8. Recepción de diversidad e igualadores

VI Conclusiones

VII. Glosario de Términos

I. Introducción

40 **1. Visión de conjunto de la invención**

Las técnicas de procesamiento de señales convencionales siguen el teorema de muestreo de Nyquist, que expone que, con el fin de reproducir fielmente una señal muestreada, la señal ha de muestrearse a una tasa que es más grande que dos veces la frecuencia de la señal que se está muestreando. Cuando una señal se muestrea a menos de o igual a dos veces la frecuencia de la señal, se dice que la señal se submuestrea, o que se le ha aplicado distorsión por repliegue del espectro. El procesamiento de señales convencional por lo tanto enseña en contra del uso del submuestreo y la distorsión por repliegue del espectro, con el fin de reproducir fielmente una señal muestreada.

1.1 Aspectos de la invención

50 Al contrario que el sentido común convencional, la presente invención es un procedimiento y sistema para la conversión descendente de una señal electromagnética (EM) mediante la distorsión por repliegue del espectro de la señal EM. La distorsión por repliegue del espectro se representa en general en la figura 1A como 4502.

Tomando una portadora y la distorsión por repliegue del espectro de esta a una tasa de distorsión por repliegue del espectro, la invención puede realizar una conversión descendente de esa portadora para dar unas frecuencias más bajas. Un aspecto que puede aprovecharse por la presente invención es observar que la portadora no es el artículo de interés, es de interés la reproducción suficiente de la señal de banda de base inferior. El contenido en frecuencia de esta señal de banda de base, incluso a pesar de que puede aplicarse distorsión por repliegue del espectro a su portadora, satisface de hecho los criterios de Nyquist y, como resultado, la información de banda de base puede reproducirse de manera suficiente.

La figura 2A muestra un diagrama de flujo 1201 que ilustra un procedimiento para la distorsión por repliegue del espectro de una señal EM para generar una señal a la que se ha aplicado conversión descendente. El procedimiento comienza en la etapa 1202, que incluye la recepción de la señal EM. La etapa 1204 incluye la recepción de una señal de distorsión por repliegue del espectro que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro. La etapa 1206 incluye la distorsión por repliegue del espectro de la señal EM para realizar una conversión descendente de la señal EM. La expresión distorsión por repliegue del espectro, tal como se usa en el presente documento, hace referencia tanto a la realización de una conversión descendente de una señal EM mediante el submuestreo de la señal EM a una tasa de distorsión por repliegue del espectro como a la realización de una conversión descendente de una señal EM mediante la transferencia de energía a partir de la señal EM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro. Estos conceptos se describen en lo que sigue.

La figura 3 ilustra un diagrama de bloques de un sistema de distorsión por repliegue del espectro genérico 1302, que incluye un módulo de distorsión por repliegue del espectro 1306. En un ejemplo, el sistema de distorsión por repliegue del espectro 1302 opera de acuerdo con el diagrama de flujo 1201. Por ejemplo, en la etapa 1202, el módulo de distorsión por repliegue del espectro 1306 recibe una señal EM 1304. En la etapa 1204, el módulo de distorsión por repliegue del espectro 1306 recibe una señal de distorsión por repliegue del espectro 1310. En la etapa 1206, el módulo de distorsión por repliegue del espectro 1306 realiza una conversión descendente de la señal EM 1304 para dar una señal a la que se ha aplicado conversión descendente 1308. El sistema de distorsión por repliegue del espectro genérico 1302 también puede usarse para implementar cualquiera de los diagramas de flujo 1207, 1213 y 1219.

En un ejemplo, la invención realiza una conversión descendente de la señal EM en una señal de frecuencia intermedia (IF). La figura 2B muestra un diagrama de flujo 1207 que ilustra un procedimiento para submuestrear la señal EM a una tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar una conversión descendente de la señal EM en una señal de IF. El procedimiento comienza en la etapa 1208, que incluye la recepción de una señal EM. La etapa 1210 incluye la recepción de una señal de distorsión por repliegue del espectro que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La etapa 1212 incluye el submuestreo de la señal EM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar una conversión descendente de la señal EM en una señal de IF.

En otro ejemplo, la invención realiza una conversión descendente de la señal EM en una señal de información de banda de base desmodulada. La figura 2C muestra un diagrama de flujo 1213 que ilustra un procedimiento para realizar una conversión descendente de la señal EM en una señal de banda de base desmodulada. El procedimiento comienza en la etapa 1214, que incluye la recepción de una señal EM. La etapa 1216 incluye la recepción de una señal de distorsión por repliegue del espectro que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La etapa 1218 incluye la realización de una conversión descendente de la señal EM en una señal de banda de base desmodulada. La señal de banda de base desmodulada puede procesarse sin desmodulación o conversión descendente adicional.

En otro ejemplo, la señal EM es una señal modulada en frecuencia (FM), a la que se aplica conversión descendente para dar una señal no de FM, tal como una señal modulada en fase (PM) o una señal modulada en amplitud (AM). La figura 2D muestra un diagrama de flujo 1219 que ilustra un procedimiento para la conversión descendente de la señal de FM en una señal no de FM. El procedimiento comienza en la etapa 1220, que incluye la recepción de una señal EM. La etapa 1222 incluye la recepción de una señal de distorsión por repliegue del espectro que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro. La etapa 1224 incluye la realización de una conversión descendente de la señal de FM en una señal no de FM.

La invención realiza una conversión descendente de cualquier tipo de señal EM, incluyendo, pero sin limitarse a, señales de portadora modulada y señales de portadora no modulada. Para facilitar el análisis, la invención se describe adicionalmente en el presente documento usando señales de portadora modulada para los ejemplos. Tras la lectura de la divulgación y los ejemplos en la misma, un experto en la materia o materias relevantes entenderá que la invención también puede implementarse para realizar una conversión descendente de señales que no sean señales de portadora. La invención no se limita a los ejemplos que se han descrito en lo que antecede.

De acuerdo con las realizaciones de la presente invención, la conversión descendente se consigue mediante la transferencia de unas cantidades no despreciables de energía a partir de una señal EM. Esto se describe en general en la Sección I.1.3. en lo que sigue y con detalle en la Sección II.

1.2 Conversión descendente mediante submuestreo

La expresión distorsión por repliegue del espectro, tal como se usa en el presente documento, hace referencia tanto a la realización de una conversión descendente de una señal EM mediante el submuestreo de la señal EM a una tasa de distorsión por repliegue del espectro como a la realización de una conversión descendente de una señal EM mediante la transferencia de energía a partir de la señal EM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro. Los procedimientos para submuestrear una señal EM para realizar una conversión descendente de la señal EM se describen a continuación a un nivel de visión de conjunto. La figura 4A muestra un diagrama de flujo 1401 que ilustra un procedimiento para submuestrear la señal EM a una tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar una conversión descendente de la señal EM. El procedimiento comienza en la etapa 1402, que incluye la recepción de una señal EM. La etapa 1404 incluye la recepción de una señal de submuestreo que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro. La etapa 1406 incluye el submuestreo de la señal EM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar una conversión descendente de la señal EM.

La conversión descendente mediante submuestreo se ilustra mediante 4504 en la figura 1A.

1.2.1 Conversión descendente para dar una señal de frecuencia intermedia (IF)

De acuerdo con un ejemplo, una señal EM se submuestra a una tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar una conversión descendente de la señal EM en una señal de frecuencia inferior, o de frecuencia intermedia (IF). La señal EM puede ser una señal de portadora modulada o una señal de portadora no modulada. En un ejemplo ejemplar, se aplica conversión descendente a una señal de portadora modulada F_{MC} para dar una señal de IF F_{IF} .

$$F_{MC} \rightarrow F_{IF}$$

La figura 4B muestra un diagrama de flujo 1407 que ilustra un procedimiento para submuestrear la señal EM a una tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar una conversión descendente de la señal EM en una señal de IF. El procedimiento comienza en la etapa 1408, que incluye la recepción de una señal EM. La etapa 1410 incluye la recepción de una señal de submuestreo que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro. La etapa 1412 incluye el submuestreo de la señal EM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar una conversión descendente de la señal EM en una señal de IF.

El presente ejemplo se ilustra en general mediante 4508 en la figura 1B.

1.2.2 Conversión descendente directa a datos

De acuerdo con otro ejemplo, se aplica conversión descendente a una señal EM directamente para dar una señal de banda de base desmodulada (conversión descendente directa a datos), mediante el submuestreo de la señal EM a una tasa de distorsión por repliegue del espectro. La señal EM puede ser una señal EM modulada o una señal EM no modulada. En el ejemplo, la señal EM es la señal de portadora modulada F_{MC} , y se le aplica conversión descendente directamente para dar una señal de banda de base desmodulada F_{DMB} .

$$F_{MC} \rightarrow F_{DMB}$$

La figura 4C muestra un diagrama de flujo 1413 que ilustra un procedimiento para submuestrear la señal EM a una tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar directamente una conversión descendente de la señal EM en una señal de banda de base desmodulada. El procedimiento comienza en la etapa 1414, que incluye la recepción de una señal EM. La etapa 1416 incluye la recepción de una señal de submuestreo que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro. La etapa 1418 incluye el submuestreo de la señal EM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar directamente una conversión descendente de la señal EM en una señal de información de banda de base.

El presente ejemplo se ilustra en general mediante 4510 en la figura 1B.

1.2.3 Conversión de modulación

De acuerdo con otro ejemplo, una señal de portadora modulada en frecuencia (FM) F_{FMC} se convierte en una señal no de FM $F_{(NO FM)}$, mediante el submuestreo de la señal de portadora de FM F_{FMC} .

$$F_{FMC} \rightarrow F_{(NO FM)}$$

La figura 4D muestra un diagrama de flujo 1419 que ilustra un procedimiento para submuestrear una señal de FM para convertir la misma en una señal no de FM. El procedimiento comienza en la etapa 1420, que incluye la recepción de la señal de FM. La etapa 1422 incluye la recepción de una señal de submuestreo que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro. La etapa 1424 incluye el submuestreo de la señal de FM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para convertir la señal de FM en una señal no de FM. Por ejemplo, la señal de FM puede submuestrearse para convertir la misma en una señal de PM o una señal de AM.

El presente ejemplo se ilustra en general mediante 4512 en la figura 1B.

1.3 Conversión descendente mediante la transferencia de energía

La expresión distorsión por repliegue del espectro, tal como se usa en el presente documento, hace referencia tanto a la realización de una conversión descendente de una señal EM mediante el submuestreo de la señal EM a una tasa de distorsión por repliegue del espectro como a la realización de una conversión descendente de una señal EM mediante la transferencia de unas cantidades no despreciables de energía a partir de la señal EM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro. Los procedimientos para transferir energía a partir de una señal EM para realizar una conversión descendente de la señal EM se describen a continuación a un nivel de visión de conjunto. Se proporcionan unas descripciones más detalladas en la Sección II.

La figura 5A muestra un diagrama de flujo 4601 que ilustra un procedimiento para transferir energía a partir de la señal EM a una tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar una conversión descendente de la señal EM. El procedimiento comienza en la etapa 4602, que incluye la recepción de una señal EM. La etapa 4604 incluye la recepción de una señal de transferencia de energía que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro. La etapa 4606 incluye la transferencia de energía a partir de la señal EM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar una conversión descendente de la señal EM.

La conversión descendente mediante la transferencia de energía se ilustra mediante 4506 en la figura 1A y se describe con mayor detalle en la Sección II.

1.3.1 Conversión descendente para dar una señal de frecuencia intermedia (IF)

En una realización, se aplica conversión descendente a la señal EM para dar una señal de frecuencia inferior, o de frecuencia intermedia (IF), mediante la transferencia de energía a partir de la señal EM a una tasa de distorsión por repliegue del espectro. La señal EM puede ser una señal de portadora modulada o una señal de portadora no modulada. En un ejemplo ejemplar, se aplica conversión descendente a una señal de portadora modulada F_{MC} para dar una señal de IF F_{IF} .

$$F_{MC} \rightarrow F_{IF}$$

La figura 5B muestra un diagrama de flujo 4607 que ilustra un procedimiento para transferir energía a partir de la señal EM a una tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar una conversión descendente de la señal EM en una señal de IF. El procedimiento comienza en la etapa 4608, que incluye la recepción de una señal EM. La etapa 4610 incluye la recepción de una señal de transferencia de energía que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro. La etapa 4612 incluye la transferencia de energía a partir de la señal EM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar una conversión descendente de la señal EM en una señal de IF.

La presente realización se ilustra en general mediante 4514 en la figura 1B y se describe en la Sección II.1.

1.3.2 Conversión descendente directa a datos

En otra realización, se aplica conversión descendente a una señal EM para dar una señal de banda de base desmodulada mediante la transferencia de energía a partir de la señal EM a una tasa de distorsión por repliegue del espectro. Se hace referencia a la presente realización en el presente documento como conversión descendente directa a datos. La señal EM puede ser una señal EM modulada o una señal EM no modulada. En una realización ejemplar, la señal EM es la señal de portadora modulada F_{MC} , y se le aplica conversión descendente directamente para dar una señal de banda de base desmodulada F_{DMB} .

$$F_{MC} \rightarrow F_{DMB}$$

La figura 5C muestra un diagrama de flujo 4613 que ilustra un procedimiento para transferir energía a partir de la señal EM a una tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar directamente una conversión descendente de la señal EM en una señal de banda de base desmodulada. El procedimiento comienza en la etapa 4614, que incluye la recepción de una señal EM. La etapa 4616 incluye la recepción de una señal de transferencia de energía que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro. La etapa 4618 incluye la transferencia de energía a partir de la señal EM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar directamente una conversión descendente de la señal EM en una señal de banda de base.

La presente realización se ilustra en general mediante 4516 en la figura 1B y se describe en la Sección II.2.

1.3.3 Conversión de modulación

En otra realización, una señal de portadora modulada en frecuencia (FM) F_{FMC} se convierte en una señal no de FM $F_{(NO FM)}$, mediante la transferencia de energía a partir de la señal de portadora de FM F_{FMC} a una tasa de distorsión por repliegue del espectro.

$$F_{FMC} \rightarrow F_{(NO FM)}$$

La señal de portadora de FM F_{FMC} puede convertirse en, por ejemplo, una señal modulada en fase (PM) o una señal modulada en amplitud (AM). La figura 5D muestra un diagrama de flujo 4619 que ilustra un procedimiento para transferir energía a partir de una señal de FM para convertir la misma en una señal no de FM. La etapa 4620 incluye la recepción de la señal de FM. La etapa 4622 incluye la recepción de una señal de transferencia de energía que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro. En la figura 5D, la etapa 4612 incluye la transferencia de energía a partir de la señal de FM para convertir la misma en una señal no de FM. Por ejemplo, puede transferirse energía a partir de una señal de FSK para convertir la misma en una señal de PSK o una señal de ASK.

La presente realización se ilustra en general mediante 4518 en la figura 1B, y se describe en la Sección II.3

1.3 Determinación de la tasa de distorsión por repliegue del espectro

De acuerdo con la definición de la distorsión por repliegue del espectro, la tasa de distorsión por repliegue del espectro es igual a, o menor que, dos veces la frecuencia de la señal de portadora EM. Preferentemente, la tasa de distorsión por repliegue del espectro es mucho menor que la frecuencia de la señal de portadora. La tasa de distorsión por repliegue del espectro es preferentemente más de dos veces la componente de frecuencia más alta de la señal de banda de base de modulación F_{MB} que va a reproducirse. Los requisitos anteriores se ilustran en la Ec. (1).

$$2 \cdot F_{\text{MC}} \geq F_{\text{AR}} > 2 \cdot (\text{Componente de más alta frec. de } F_{\text{MB}}) \quad \text{Ec. (1)}$$

Dicho de otra forma, tomando una portadora y la distorsión por repliegue del espectro de esta a una tasa de distorsión por repliegue del espectro, la invención puede realizar una conversión descendente de esa portadora para dar unas frecuencias más bajas. Un aspecto que puede aprovecharse por la presente invención es que la portadora no es el artículo de interés; en su lugar, es de interés que la señal de banda de base inferior se reproduzca de manera suficiente. El contenido en frecuencia de la señal de banda de base, incluso a pesar de que puede aplicarse distorsión por repliegue del espectro a su portadora, satisface los criterios de Nyquist y, como resultado, la información de banda de base puede reproducirse de manera suficiente, o bien como la señal de portadora de modulación intermedia F_{IF} o bien como la señal de banda de base directa a datos desmodulada F_{DMB} .

De acuerdo con la invención, en la Ec. (2) se ilustran relaciones entre la frecuencia de una señal de portadora EM, la tasa de distorsión por repliegue del espectro, y la frecuencia intermedia de la señal a la que se ha aplicado conversión descendente.

$$F_{\text{C}} = n \cdot F_{\text{AR}} \pm F_{\text{IF}} \quad \text{Ec. (2)}$$

en la que:

F_{C} es la frecuencia de la señal de portadora EM a la que va a aplicarse distorsión por repliegue del espectro;
 F_{AR} es la tasa de distorsión por repliegue del espectro;
 n identifica un armónico o sub-armónico de la tasa de distorsión por repliegue del espectro (en general, $n = 0,5, 1, 2, 3, 4, \dots$); y
 F_{IF} es la frecuencia intermedia de la señal a la que se ha aplicado conversión descendente.

Obsérvese que, a medida que $(n \cdot F_{\text{AR}})$ se aproxima a F_{C} , F_{IF} se aproxima a cero. Este es un caso especial en el que se aplica conversión descendente a una señal EM directamente para dar una señal de banda de base desmodulada. Se hace referencia a este caso especial en el presente documento como conversión descendente directa a datos. La conversión descendente directa a datos se describe en secciones posteriores.

Descripciones de alto nivel, realizaciones ejemplares e implementaciones ejemplares de las realizaciones anteriores, y otras, de la invención se proporcionan en secciones en lo que sigue.

2. Beneficios de la invención usando un receptor convencional a modo de ejemplo para fines de comparación

La figura 6 ilustra un sistema de receptor convencional a modo de ejemplo 1102. El sistema convencional 1102 se proporciona tanto para ayudar al lector a entender las diferencias funcionales entre los sistemas convencionales y la presente invención, como para ayudar al lector a entender los beneficios de la presente invención.

El sistema de receptor convencional a modo de ejemplo 1102 recibe una señal electromagnética (EM) 1104 por medio de una antena 1106. La señal EM 1104 puede incluir una pluralidad de señales EM tal como señales de portadora modulada. Por ejemplo, la señal EM 1104 incluye una o más señales EM de radiofrecuencia (RF, *radio frequency*), tal como una señal de portadora modulada de 900 MHz. Las señales de RF de frecuencia más alta, tal como señales de 900 MHz, en general no pueden procesarse directamente por los procesadores de señales convencionales. En su lugar, se aplica conversión descendente a las señales de RF de frecuencia más alta por lo general para dar unas frecuencias intermedias (IF) más bajas para su procesamiento. El sistema de receptor 1102 realiza una conversión descendente de la señal EM 1104 para dar una señal de frecuencia intermedia (IF) $1108n$, que puede proporcionarse a un procesador de señales 1110. Cuando la señal EM 1104 incluye una señal de

portadora modulada, el procesador de señales 1110 incluye habitualmente un desmodulador que desmodula la señal de IF 1108n para dar una señal de información de banda de base (señal de banda de base desmodulada).

El sistema de receptor 1102 incluye una fase de RF 1112 y una o más fases de IF 1114. La fase de RF 1112 recibe la señal EM 1104. La fase de RF 1112 incluye la antena 1106 que recibe la señal EM 1104.

5 Las una o más fases de IF 1114a-1114n aplican conversión descendente de la señal EM 1104 a unas frecuencias intermedias consecutivamente más bajas. Cada una de las una o más secciones de IF 1114a-1114n incluye un mezclador 1118a-1118n que realiza una conversión descendente de una señal EM de entrada 1116 para dar una señal de IF de frecuencia inferior 1108. Mediante la disposición en cascada de los uno o más mezcladores 1118a-1118n, se aplica conversión descendente a la señal EM 1104 de manera incremental para dar una señal de IF deseada 1108n.

10 Durante el funcionamiento, cada uno de los uno o más mezcladores 1118 mezcla una señal EM de entrada 1116 con una señal de oscilador local (LO, *local oscillator*) 1119, que se genera por un oscilador local (LO) 1120. El mezclado genera unas señales de suma y de diferencia a partir de la señal EM de entrada 1116 y la señal de LO 1119. Por ejemplo, el mezclado de una señal EM de entrada 1116a, que tiene una frecuencia de 900 MHz, con una señal de LO 1119a, que tiene una frecuencia de 830 MHz, da como resultado una señal de suma, que tiene una frecuencia de $900 \text{ MHz} + 830 \text{ MHz} = 1,73 \text{ GHz}$, y una señal de diferencia, que tiene una frecuencia de $900 \text{ MHz} - 830 \text{ MHz} = 70 \text{ MHz}$.

15 De manera específica, en el ejemplo de la figura 6, los uno o más mezcladores 1118 generan unas señales de suma y de diferencia para todas las componentes de señal en la señal EM de entrada 1116. Por ejemplo, cuando la señal EM 1116a incluye una segunda señal EM, que tiene una frecuencia de 760 MHz, el mezclador 1118a genera una segunda señal de suma, que tiene una frecuencia de $760 \text{ MHz} + 830 \text{ MHz} = 1,59 \text{ GHz}$, y una segunda señal de diferencia, que tiene una frecuencia de $830 \text{ MHz} - 760 \text{ MHz} = 70 \text{ MHz}$. En el presente ejemplo, por lo tanto, el mezclado de dos señales EM de entrada, que tienen unas frecuencias de 900 MHz y 760 MHz, respectivamente, con una señal de LO que tiene una frecuencia de 830 MHz, da como resultado dos señales de IF a 70 MHz.

20 En general, es muy difícil, si no imposible, separar las dos señales de 70 MHz. En su lugar, uno o más filtros 1122 y 1123 se proporcionan aguas arriba con respecto a cada mezclador 1118 para filtrar las frecuencias no deseadas, que también se conocen como frecuencias imagen. Los filtros 1122 y 1123 pueden incluir diversas disposiciones y topologías de filtro tales como filtros de paso de banda, uno o más filtros de paso alto, uno o más filtros de paso bajo, combinaciones de los mismos, etc.

25 Por lo general, los uno o más mezcladores 1118 y los uno o más filtros 1122 y 1123 atenúan o reducen la intensidad de la señal EM 1104. Por ejemplo, un mezclador típico reduce la intensidad de la señal EM en de 8 a 12 dB. Un filtro típico reduce la intensidad de la señal EM en de 3 a 6 dB.

30 Como resultado, uno o más amplificadores de ruido bajo (LNA, *low noise amplifier*) 1121 y 1124a-1124n se proporcionan aguas arriba de los uno o más filtros 1123 y 1122a-1122n. Los LNA y filtros pueden encontrarse en orden inverso. Los LNA compensan las pérdidas en los mezcladores 1118, los filtros 1122 y 1123, y otros componentes mediante el aumento de la intensidad de la señal EM antes de filtrar y mezclar. Por lo general, por ejemplo, cada LNA aporta de 15 a 20 dB de amplificación.

35 No obstante, los LNA requieren una potencia sustancial para operar. Los LNA de frecuencia más alta requieren más potencia que los LNA de frecuencia inferior. Cuando se pretende que el sistema de receptor 1102 sea portátil, tal como un receptor de teléfono celular, por ejemplo, los LNA requieren una porción sustancial de la potencia total.

40 A unas frecuencias más altas, las faltas de adaptación de impedancias entre las diversas fases reducen adicionalmente la intensidad de la señal EM 1104. Con el fin de optimizar la potencia que se transfiere a través del sistema de receptor 1102, debería realizarse una adaptación de impedancias de cada componente con los componentes adyacentes. Debido a que no hay dos componentes que tengan exactamente las mismas características de impedancia, incluso para unos componentes que se fabricaran con altas tolerancias, a menudo ha de darse un ajuste fino a la adaptación de impedancias de manera individual para cada sistema de receptor 1102. Como resultado, la adaptación de impedancias en los receptores convencionales tiende a requerir mucho trabajo y es más técnica que ciencia. La adaptación de impedancias requiere una cantidad significativa de tiempo y gasto añadidos tanto al diseño como a la fabricación de los receptores convencionales. Debido a que muchos de los componentes, tal como LNA, filtros, y circuitos de adaptación de impedancias, son sumamente dependientes de la frecuencia, un receptor diseñado para una aplicación no es, en general, adecuado para otras aplicaciones. En su lugar, ha de diseñarse un nuevo receptor, que requiere nuevos circuitos de adaptación de impedancias entre muchos de los componentes.

45 Los componentes de los receptores convencionales por lo general se colocan por encima de múltiples sustratos de CI en lugar de sobre un único sustrato de CI. Esto es debido, en parte, a que no hay sustrato único alguno que sea óptimo para las frecuencias tanto de RF como de IF como de banda de base. Otros factores pueden incluir el puro número de componentes, sus diversos tamaños y diferentes características de impedancia inherentes, etc. A menudo, se requiere una amplificación de señal adicional cuando se pasa de microplaca a microplaca. La

implementación a lo largo de múltiples sustratos comporta, por lo tanto, muchos costes además del coste de los propios CI.

5 Los receptores convencionales por lo tanto requieren muchos componentes, son difíciles y su diseño y fabricación consumen mucho tiempo, y requieren una potencia externa sustancial para mantener unos niveles de señal suficientes. Por lo tanto, los receptores convencionales son costosos de diseñar, de construir y de usar.

10 En una realización, la presente invención se implementa para sustituir a muchos, si no a la totalidad, de los componentes entre la antena 1106 y el procesador de señales 1110, con un módulo de distorsión por repliegue del espectro que incluye un módulo de traductor de frecuencia universal (UFT). (Más en general, la expresión “traductor de frecuencia universal”, “traslación de frecuencia universal”, “UFT”, “transformada de UFT”, y “tecnología de UFT” (o expresiones similares) se usan en el presente documento para hacer referencia a la tecnología / conceptos de traslación de frecuencia que se describen en el presente documento). El UFT es capaz de realizar una conversión descendente de una extensa gama de frecuencias de señal EM usando muy pocos componentes. El UFT es fácil de diseñar y de construir, y requiere muy poca potencia externa. El diseño de UFT puede adaptarse fácilmente para diferentes frecuencias o gamas de frecuencias. Por ejemplo, una adaptación de impedancias del diseño de UFT puede realizarse fácilmente con relativamente poca sintonización. En una 15 realización directa a datos de la invención, en la que se aplica conversión descendente a una señal EM directamente para dar una señal de banda de base desmodulada, la invención también elimina la necesidad de un desmodulador en el procesador de señales 1110.

20 Cuando la invención se implementa en un sistema de receptor, tal como el sistema de receptor 1102, el consumo de potencia se reduce de manera significativa y la relación de señal a ruido se aumenta de manera significativa.

En una realización, la invención puede implementarse y adaptarse para aplicaciones específicas con unos circuitos de adaptación de impedancias fáciles de calcular y fáciles de implementar. Como resultado, cuando la invención se implementa como un receptor, tal como el receptor 1102, no se requiere una experiencia en adaptación de impedancias especializada.

25 En los receptores convencionales, los componentes en las secciones de IF comprenden de aproximadamente un ochenta a un noventa por ciento de los componentes totales de los receptores. El diseño de UFT elimina la sección o secciones de IF y, por lo tanto, elimina el de aproximadamente un ochenta a un noventa por ciento de los componentes totales de los receptores convencionales.

Otras ventajas de la invención incluyen, pero no se limitan a:

30 La invención puede implementarse como un receptor con solo un único oscilador local;

La invención puede implementarse como un receptor con solo un único oscilador local de frecuencia inferior;

La invención puede implementarse como un receptor usando pocos filtros;

La invención puede implementarse como un receptor usando unos filtros de retardo unitario;

35 La invención puede implementarse como un receptor que puede cambiar frecuencias y recibir diferentes formatos de modulación sin cambio alguno en el soporte físico.

La invención también puede implementarse como convertidor ascendente en frecuencia en un transmisor de señal EM;

La invención también puede implementarse como una combinación de convertidor ascendente (transmisor) y convertidor descendente (receptor), a la que se hace referencia en el presente documento como transceptor;

40 La invención puede implementarse como un procedimiento y sistema para asegurar la recepción de una señal de comunicaciones, tal como se divulga en la solicitud de patente pendiente junto con la presente titulada, “*Method and System for Ensuring Reception of a Communications Signal*”, expediente del mandatario N° 1744.0030000, que se incorpora en el presente documento por referencia en su totalidad;

45 La invención puede implementarse en una configuración diferencial, mediante lo cual las relaciones de señal a ruido se aumentan;

Un receptor diseñado de acuerdo con la invención puede implementarse sobre un único sustrato de CI, tal como un sustrato de CI a base de silicio;

50 Un receptor diseñado de acuerdo con la invención y que se implementa sobre un único sustrato de CI, tal como un sustrato de CI a base de silicio, puede realizar una conversión descendente de señales EM a partir de unas frecuencias en el intervalo de los gigahercios;

Un receptor construido de acuerdo con la invención tiene una respuesta relativamente plana a lo largo de una extensa gama de frecuencias. Por ejemplo, en una realización, un receptor construido de acuerdo con la invención para operar alrededor de 800 MHz tiene una respuesta sustancialmente plana (es decir, más o menos unos pocos dB de potencia) de 100 MHz a 1 GHz. Se hace referencia a esto en el presente documento como un receptor de banda extensa; y

Un receptor construido de acuerdo con la invención puede incluir múltiples módulos de adaptación de impedancias seleccionables por el usuario, diseñado cada uno para una banda extensa diferente de frecuencias, que pueden usarse para explorar una banda ultra-extensa de frecuencias.

II. Conversión descendente mediante transferencia de energía

La invención proporciona unas relaciones de señal a ruido y una sensibilidad potenciadas para señales muy pequeñas, así como permite que la señal a la que se ha aplicado conversión descendente accione unas cargas de impedancia más baja sin ayuda. Los aspectos de transferencia de energía de la invención se representan en general mediante 4506 en las figuras 1A y 1B. Descripciones fundamentales de cómo se logra esto se presenta paso a paso comenzando con una comparación con un sistema de submuestreo.

0.1 Transferencia de energía en comparación con el submuestreo

Los sistemas de submuestreo utilizan un sistema de muestreo y retención controlado mediante una señal de submuestreo. La señal de submuestreo incluye un tren de impulsos que tiene unas aperturas despreciables que tienden hacia un tiempo cero en cuanto a la duración. Los impulsos de apertura despreciable minimizan la cantidad de energía transferida a partir de la señal EM. Esto protege la señal EM sub-muestreada frente a distorsión o destrucción. Los impulsos de apertura despreciable también hacen el sistema de muestreo y retención un sistema de impedancia alta. Una ventaja del submuestreo es que la entrada de impedancia alta permite una reproducción de tensión precisa de la señal EM sub-muestreada. Debido a que los sistemas de submuestreo transfieren solo unas cantidades despreciables de energía, estos no son adecuados para todas las situaciones. Por ejemplo, en las comunicaciones de radio, las señales de radiofrecuencia (RF) recibidas por lo general son muy débiles y han de amplificarse con el fin de distinguirlas frente al ruido. Las cantidades despreciables de energía transferida mediante sistemas de submuestreo pueden no ser suficientes para distinguir las señales de RF recibidas frente al ruido.

De acuerdo con un aspecto de la invención, en lo que sigue se divulgan procedimientos y sistemas para la conversión descendente de señales EM mediante la transferencia de unas cantidades no despreciables de energía a partir de las señales EM. Las señales a las que se ha aplicado conversión descendente resultantes tienen la suficiente energía para permitir que las señales a las que se ha aplicado conversión descendente puedan distinguirse con respecto al ruido. Las señales a las que se ha aplicado conversión descendente resultantes también tienen la suficiente energía para accionar circuitos de impedancia más baja sin almacenamiento en memoria intermedia.

La conversión descendente mediante la transferencia de energía se introduce en lo que sigue de una forma incremental para distinguir esta con respecto al submuestreo. La introducción comienza con descripciones adicionales del submuestreo.

0.1.1 Revisión del submuestreo

La figura 78A ilustra un sistema de submuestreo ejemplar 7802 para la conversión descendente de una señal EM de entrada 7804. El sistema de submuestreo 7802 incluye un módulo de conmutación 7806 y un módulo de retención que se muestra como una capacidad de retención 7808. Una señal de submuestreo 7810 controla el módulo de conmutación 7806. La señal de submuestreo 7810 incluye un tren de impulsos que tiene unas anchuras de impulso despreciables que tienden hacia un tiempo cero. Un ejemplo de una duración o anchura de impulso despreciable puede encontrarse en el intervalo de 1-10 ps para submuestrear una señal de 900 MHz. También puede usarse cualquier otra duración de impulso despreciable adecuada, en la que se desee una reproducción precisa de la tensión de señal de entrada no afectada original sin afectar de forma sustancial a la tensión de señal de entrada original.

En un entorno de submuestreo, la capacidad de retención 7808 preferentemente tiene un pequeño valor de capacidad. Esto permite que la capacidad de retención 7808 se cargue sustancialmente a la tensión de la señal EM de entrada 7804 durante las aperturas despreciables de los impulsos de señal de submuestreo. Por ejemplo, en una realización, la capacidad de retención 7808 tiene un valor en el intervalo de 1 pF. Pueden usarse otros valores de capacidad adecuados para conseguir sustancialmente la tensión de la señal de entrada no afectada original. Pueden emplearse diversas capacidades para determinados efectos, que se describen en lo que sigue. El sistema de submuestreo está acoplado con una carga 7812. En la figura 78B, la carga 7812 de la figura 78A se ilustra como una carga de impedancia alta 7818. Una carga de impedancia alta es una que es relativamente insignificante con respecto a una impedancia de accionamiento de salida del sistema para una frecuencia de salida dada. La carga de impedancia alta 7818 permite que la capacidad de retención 7808 mantenga de forma sustancial la carga acumulada durante los impulsos de sub-muestreo.

Las figuras 79A-F ilustran unos diagramas de sincronismo a modo de ejemplo para el sistema de submuestreo 7802. La figura 79A ilustra una señal EM de entrada a modo de ejemplo 7804.

La figura 79C ilustra una señal de submuestreo a modo de ejemplo 7810, incluyendo los impulsos 7904 que tienen unas aperturas despreciables que tienden hacia un tiempo cero en cuanto a la duración.

5 La figura 79B ilustra los efectos despreciables para la señal EM de entrada 7804 cuando se le aplica submuestreo, tal como se mide en un terminal 7814 del sistema de submuestreo 7802. En la figura 79B, las distorsiones despreciables 7902 se correlacionan con los impulsos de la señal de submuestreo 7810. En la presente realización, las distorsiones despreciables 7902 tienen lugar en diferentes ubicaciones de ciclos subsiguientes de la señal EM de entrada 7804. Como resultado, se aplicará conversión descendente a la señal EM de entrada. Las distorsiones despreciables 7902 representan unas cantidades despreciables de energía, en forma de carga que se transfiere a la capacidad de retención 7808.

10 Cuando la carga 7812 es una carga de impedancia alta, la capacidad de retención 7808 no se descarga de manera significativa entre los impulsos 7904. Como resultado, la carga que se transfiere a la capacidad de retención 7808 durante un impulso 7904 tiende a "retener" el valor de tensión muestreado constante en el terminal 7816 hasta el siguiente impulso 7904. Cuando la tensión de la señal EM de entrada 7804 cambia entre los impulsos 7904, la capacidad de retención 7808 alcanza de forma sustancial la tensión nueva y la tensión resultante en el terminal 7816 forma un patrón en escalones de escalera, tal como se ilustra en la figura 79D.

15 La figura 79E ilustra la tensión en escalones de escalera de la figura 79D en una escala de tiempos comprimida. La tensión en escalones de escalera que se ilustra en la figura 79E puede filtrarse para producir la señal que se ilustra en la figura 79F. Las señales que se ilustran en las figuras 79D, E, y F tienen sustancialmente la totalidad de las características de banda de base de la señal EM de entrada 7804 en la figura 79A, con la excepción de que se ha aplicado conversión descendente a las señales que se ilustran en las figuras 79D, E, y F con éxito.

20 Obsérvese que el nivel de tensión de las señales a las que se ha aplicado conversión descendente que se ilustran en las figuras 79E y 79F se encuentran sustancialmente cerca del nivel de tensión de la señal EM de entrada 7804. El sistema de submuestreo 7802 por lo tanto realiza una conversión descendente de la señal EM de entrada 7804 con una reproducción de tensión razonable, sin afectar de forma sustancial a la señal EM de entrada 7804. Pero obsérvese también que la potencia disponible en la salida es relativamente despreciable (por ejemplo: V^2 / R ; ~ 5 mV y 1 MOhm), dado que la señal EM de entrada 7804 por lo general tendría una impedancia de accionamiento, en un entorno de RF, de 50 ohmios (por ejemplo: V^2 / R ; ~ 5 mV y 50 ohmios).

30 **0.1.1.1 Efectos de la reducción de la impedancia de la carga**

Los efectos de la reducción de la impedancia de la carga 7812 se describen a continuación. Las figuras 80A-E ilustran unos diagramas de sincronismo a modo de ejemplo para el sistema de submuestreo 7802 cuando la carga 7812 es una carga de impedancia relativamente baja, una que es significativa en relación con la impedancia de accionamiento de salida del sistema para una frecuencia de salida dada.

35 La figura 80A ilustra una señal EM de entrada a modo de ejemplo 7804, que es sustancialmente similar a la que se ilustra en la figura 79A.

La figura 80C ilustra una señal de submuestreo a modo de ejemplo 7810, incluyendo los impulsos 8004 que tienen unas aperturas despreciables que tienden hacia un tiempo cero en cuanto a la duración. La señal de submuestreo a modo de ejemplo 7810 que se ilustra en la figura 80C es sustancialmente similar a la que se ilustra en las figuras 79C.

40 La figura 80B ilustra los efectos despreciables para la señal EM de entrada 7804 cuando se le aplica submuestreo, tal como se mide en un terminal 7814 del sistema de submuestreo 7802. En la figura 80B, las distorsiones despreciables 8002 se correlacionan con los impulsos 8004 de la señal de submuestreo 7810 en la figura 80C. En el presente ejemplo, las distorsiones despreciables 8002 tienen lugar en diferentes ubicaciones de ciclos subsiguientes de la señal EM de entrada 7804. Como resultado, se aplicará conversión descendente a la señal EM de entrada 7804. Las distorsiones despreciables 8002 representan unas cantidades despreciables de energía, en forma de carga que se transfiere a la capacidad de retención 7808.

45 Cuando la carga 7812 es una carga de impedancia baja, la capacidad de retención 7808 se descarga de manera significativa mediante la carga entre los impulsos 8004 (la figura 80C). Como resultado, la capacidad de retención 7808 no puede alcanzar o "retener" de forma razonable la tensión de la señal de entrada EM original 7804, tal como se vio en el caso de la figura 79D. En su lugar, la carga aparece como la salida que se ilustra en la figura 80D.

50 La figura 80E ilustra la salida a partir de la figura 80D en una escala de tiempos comprimida. La salida en la figura 80E puede filtrarse para producir la señal que se ilustra en la figura 80F. La señal a la que se ha aplicado conversión descendente que se ilustra en la figura 80F es sustancialmente similar a la señal a la que se ha aplicado conversión descendente que se ilustra en la figura 79F, con la excepción de que la señal que se ilustra en la figura 80F es sustancialmente más pequeña en cuanto a su magnitud que la amplitud de la señal a la que se ha aplicado

conversión descendente que se ilustra en la figura 79F. Esto es debido a que la impedancia baja de la carga 7812 evita que la capacidad de retención 7808 alcance o “retenga” de forma razonable la tensión de la señal de entrada EM original 7804. Como resultado, la señal a la que se ha aplicado conversión descendente que se ilustra en la figura 80F no puede proporcionar una reproducción de tensión óptima, y tiene una potencia relativamente despreciable disponible en la salida (por ejemplo: V^2 / R ; $\sim 200 \text{ V}$ y $2 \text{ k}\Omega$), dado que la señal EM de entrada 7804 por lo general tendría una impedancia de accionamiento, en un entorno de RF, de $50 \text{ }\Omega$ (por ejemplo: V^2 / R ; $\sim 5 \text{ mV}$ y $50 \text{ }\Omega$).

0.1.1.2 Efectos del aumento del valor de la capacidad de retención

Los efectos del aumento del valor de la capacidad de retención 7808, mientras se tiene que accionar una carga de impedancia baja 7812, se describe a continuación. Las figuras 81A-F ilustran unos diagramas de sincronismo a modo de ejemplo para el sistema de submuestreo 7802 cuando la capacidad de retención 7808 tiene un valor más grande, en el intervalo de 18 pF por ejemplo.

La figura 81 A ilustra una señal EM de entrada a modo de ejemplo 7804, que es sustancialmente similar a la que se ilustra en las figuras 79A y 80A.

La figura 81C ilustra una señal de submuestreo a modo de ejemplo 7810, incluyendo los impulsos 8104 que tienen unas aperturas despreciables que tienden hacia un tiempo cero en cuanto a la duración. La señal de submuestreo a modo de ejemplo 7810 que se ilustra en la figura 81C es sustancialmente similar a la que se ilustra en las figuras 79C y 80C.

La figura 81B ilustra los efectos despreciables para la señal EM de entrada 7804 cuando se le aplica submuestreo, tal como se mide en un terminal 7814 del sistema de submuestreo 7802. En la figura 81B, las distorsiones despreciables 8102 se correlacionan con los impulsos 8104 de la señal de submuestreo 7810 en la figura 81C. Tras un examen minucioso, las distorsiones despreciables 8102 tienen lugar en diferentes ubicaciones de ciclos subsiguientes de la señal EM de entrada 7804. Como resultado, se aplicará conversión descendente a la señal EM de entrada 7804. Las distorsiones despreciables 8102 representan unas cantidades despreciables de energía, en forma de carga que se transfiere a la capacidad de retención 7808.

La figura 81D ilustra la tensión que se mide en el terminal 7816, que es un resultado del intento de la capacidad de retención 7808 de “retener” la tensión de señal EM de entrada original, pero siendo incapaz de hacerlo, durante las aperturas despreciables de los impulsos 8104 que se ilustran en la figura 81C.

Recuérdese que, cuando la carga 7812 es una carga de impedancia baja, la capacidad de retención 7808 se descarga de manera significativa mediante la carga entre los impulsos 8104 (la figura 81C), esto se ve de nuevo en las figuras 81D y E. Como resultado, la capacidad de retención 7808 no puede alcanzar o “retener” de forma razonable la tensión de la señal de entrada EM original 7804, tal como se vio en el caso de la figura 79D. En su lugar, la carga aparece como la salida que se ilustra en la figura 81D.

La figura 81E ilustra la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 8106 en una escala de tiempos comprimida. Obsérvese que la amplitud de la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 8106 es significativamente menor que la amplitud de la señal a la que se ha aplicado conversión descendente que se ilustra en las figuras 80D y 80E. Esto es debido al valor capacitivo más alto de la capacidad de retención 7808. En general, a medida que el valor capacitivo aumenta, requiere más carga aumentar la tensión para una apertura dada. Debido a la apertura despreciable de los impulsos 8104 en la figura 81C, no hay un tiempo suficiente para transferir unas cantidades significativas de energía o de carga de la señal EM de entrada 7804 a la capacidad de retención 7808. Como resultado, las amplitudes alcanzadas por la capacidad de retención 7808 son significativamente menores que las amplitudes de la señal a la que se ha aplicado conversión descendente que se ilustra en las figuras 80D y 80E.

En las figuras 80E y 80F, la señal de salida, no filtrada o filtrada, no puede proporcionar una reproducción de tensión óptima, y tiene una potencia relativamente despreciable disponible en la salida (por ejemplo: V^2 / R ; $\sim 150 \text{ V}$ y $2 \text{ k}\Omega$), dado que la señal EM de entrada 7804 por lo general tendría una impedancia de accionamiento, en un entorno de RF, de $50 \text{ }\Omega$ (por ejemplo: V^2 / R ; $\sim 5 \text{ mV}$ y $50 \text{ }\Omega$).

En resumen, los sistemas de submuestreo, tal como el sistema de submuestreo 7802 que se ilustra en la figura 78, son muy adecuados para la conversión descendente de señales EM con una reproducción de tensión relativamente precisa. Así mismo, estos tienen un efecto despreciable sobre la señal EM de entrada original. Tal como se ha ilustrado en lo que antecede, no obstante, los sistemas de submuestreo, tal como el sistema de submuestreo 7802 que se ilustra en la figura 78, no son muy adecuados para transferir energía o para accionar unas cargas de impedancia más baja.

0.1.2 Introducción a la transferencia de energía

En una realización, la presente invención transfiere energía a partir de una señal EM mediante la utilización de una señal de transferencia de energía en lugar de una señal de submuestreo. A diferencia de las señales de submuestreo que tienen unos impulsos de apertura despreciables, la señal de transferencia de energía incluye un

tren de impulsos que tiene unas aperturas no despreciables que se alejan de cero. Esto proporciona más tiempo para transferir energía a partir de una señal de entrada EM. Un beneficio directo es que la impedancia de entrada del sistema se reduce de tal modo que los circuitos de adaptación de impedancias prácticos pueden implementarse para mejorar adicionalmente la transferencia de energía y, por lo tanto, la eficiencia en conjunto. La energía transferida no despreciable mejora de manera significativa la relación de señal a ruido y la sensibilidad a señales muy pequeñas, así como permite que la señal a la que se ha aplicado conversión descendente accione unas cargas de impedancia más baja sin ayuda. Las señales que se benefician en especial incluyen unas de baja potencia tipificadas por señales de RF. Un beneficio de una apertura no despreciable es que el ruido de fase dentro de la señal de transferencia de energía no tiene un efecto tan drástico sobre la señal de salida a la que se ha aplicado conversión descendente como lo tiene el ruido de fase de señal de submuestreo o el ruido de fase de señal de muestreo convencional sobre sus salidas respectivas.

La figura 82A ilustra un sistema de transferencia de energía ejemplar 8202 para la conversión descendente de una señal EM de entrada 8204. El sistema de transferencia de energía 8202 incluye un módulo de conmutación 8206 y un módulo de almacenamiento que se ilustra como una capacidad de almacenamiento 8208. Las expresiones módulo de almacenamiento y capacidad de almacenamiento, tal como se usan en el presente documento, pueden distinguirse de las expresiones módulo de retención y capacidad de retención, respectivamente. Los módulos de retención y las capacidades de retención, tal como se han usado en lo que antecede, identifican unos sistemas que almacenan unas cantidades despreciables de energía a partir de una señal EM de entrada submuestreada con la intención de "retener" un valor de tensión. Los módulos de almacenamiento y las capacidades de almacenamiento, por otro lado, hacen referencia a unos sistemas que almacenan unas cantidades no despreciables de energía a partir de una señal EM de entrada.

El sistema de transferencia de energía 8202 recibe una señal de transferencia de energía 8210, que controla el módulo de conmutación 8206. La señal de transferencia de energía 8210 incluye un tren de impulsos de transferencia de energía que tiene unas anchuras de impulso no despreciables que se alejan de un tiempo cero en cuanto a la duración. Las anchuras de impulso no despreciables pueden ser de cualquier cantidad no despreciable. Por ejemplo, las anchuras de impulso no despreciables pueden ser $\frac{1}{2}$ de un periodo de la señal EM de entrada. Como alternativa, las anchuras de impulso no despreciables pueden ser cualquier otra fracción de un periodo de la señal EM de entrada, o un múltiplo de un periodo más una fracción. En una realización a modo de ejemplo, la señal EM de entrada es de aproximadamente 900 MHz y la anchura de impulso no despreciable es de aproximadamente 550 picosegundos. Puede usarse cualquier otra duración de impulso no despreciable adecuada.

En un entorno de transferencia de energía, el módulo de almacenamiento, que se ilustra en la figura 82 como una capacidad de almacenamiento 8208, preferentemente tiene la capacidad de manejar la potencia que se está transfiriendo, y de permitir que esta acepte una cantidad no despreciable de potencia durante un periodo de apertura no despreciable. Esto permite que la capacidad de almacenamiento 8208 almacene la energía transferida a partir de la señal EM de entrada 8204, sin preocupación sustancial por reproducir de manera precisa el nivel de tensión original no afectado de la señal EM de entrada 8204. Por ejemplo, en una realización, la capacidad de almacenamiento 8208 tiene un valor en el intervalo de 18 pF. Pueden usarse otros valores de capacidad y módulos de almacenamiento adecuados.

Un beneficio del sistema de transferencia de energía 8202 es que, incluso cuando la señal EM de entrada 8204 es una señal muy pequeña, el sistema de transferencia de energía 8202 transfiere suficiente energía a partir de la señal EM de entrada 8204 como para que pueda aplicarse conversión descendente a la señal EM de entrada de manera eficiente.

El sistema de transferencia de energía 8202 está acoplado con una carga 8212. Recuérdese, de la visión de conjunto del submuestreo, que las cargas pueden clasificarse como cargas de impedancia alta o cargas de impedancia baja. Una carga de impedancia alta es una que es relativamente insignificante con respecto a una impedancia de accionamiento de salida del sistema para una frecuencia de salida dada. Una carga de impedancia baja es una que es relativamente insignificante. Otro beneficio del sistema de transferencia de energía 8202 es que las cantidades no despreciables de energía transferida permiten que el sistema de transferencia de energía 8202 accione de manera efectiva unas cargas que de otro modo se clasificarían como cargas de impedancia baja en los sistemas de submuestreo y los sistemas de muestreo convencionales. Dicho de otra forma, las cantidades no despreciables de energía transferida aseguran que, incluso para unas cargas de impedancia más baja, la capacidad de almacenamiento 8208 acepta y mantiene la suficiente energía o carga para accionar la carga 8202. Esto se ilustra en lo que sigue en los diagramas de sincronismo de las figuras 83A-F.

Las figuras 83A-F ilustran unos diagramas de sincronismo a modo de ejemplo para el sistema de transferencia de energía 8202 en la figura 82. La figura 83A ilustra una señal EM de entrada a modo de ejemplo 8302.

La figura 83C ilustra una señal de submuestreo a modo de ejemplo 8304, incluyendo unos impulsos de transferencia de energía 8306 que tienen unas aperturas no despreciables que se alejan de un tiempo cero en cuanto a la duración.

La figura 83B ilustra los efectos para la señal EM de entrada 8302, tal como se mide en un terminal 8214 en la figura 82A, cuando se transfieren a partir de esta unas cantidades no despreciables de energía. En la figura 83B, las distorsiones no despreciables 8308 se correlacionan con los impulsos de transferencia de energía 8306 en la figura 83C. En el presente ejemplo, las distorsiones no despreciables 8308 tienen lugar en diferentes ubicaciones de ciclos subsiguientes de la señal EM de entrada 8302. Las distorsiones no despreciables 8308 representan unas cantidades no despreciables de energía transferida, en forma de carga que se transfiere a la capacidad de almacenamiento 8208 en la figura 82.

La figura 83D ilustra una señal a la que se ha aplicado conversión descendente 8310 que está formada por la energía transferida a partir de la señal EM de entrada 8302.

La figura 83E ilustra la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 8310 en una escala de tiempos comprimida. La señal a la que se ha aplicado conversión descendente 8310 puede filtrarse para producir la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 8312 que se ilustra en la figura 83F. La señal a la que se ha aplicado conversión descendente 8312 es similar a la señal a la que se ha aplicado conversión descendente que se ilustra en la figura 79F, con la excepción de que la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 8312 tiene sustancialmente más potencia (por ejemplo: V^2 / R ; aproximadamente (-) 2 mV y 2 kOhmios) que la señal a la que se ha aplicado conversión descendente que se ilustra en la figura 79F (por ejemplo: V^2 / R ; ~ 5 mV y 1 Mohm). Como resultado, las señales a las que se ha aplicado conversión descendente 8310 y 8312 pueden accionar de manera eficiente unas cargas de impedancia más baja, dado que la señal EM de entrada 8204 por lo general tendría una impedancia de accionamiento, en un entorno de RF, de 50 ohmios (V^2 / R ; ~ 5 mV y 50 ohmios).

Los aspectos de transferencia de energía de la invención se representan en general mediante 4506 en las figuras 1A y 1B.

1. Realización de una conversión descendente de una señal EM en una señal EM de IF mediante la transferencia de energía a partir de la señal EM a una tasa de distorsión por repliegue del espectro

En una realización, la invención realiza una conversión descendente de una señal EM en una señal de IF mediante la transferencia de energía a partir de la señal EM a una tasa de distorsión por repliegue del espectro. La presente realización se ilustra mediante 4514 en la figura 1B.

La presente realización puede implementarse con cualquier tipo de señal EM, incluyendo, pero sin limitarse a, señales de portadora modulada y señales de portadora no modulada. La presente realización se describe en el presente documento usando la señal de portadora modulada F_{MC} en la figura 11 como un ejemplo. En el ejemplo, se aplica conversión descendente a la señal de portadora modulada F_{MC} para dar una señal de frecuencia intermedia (IF) F_{IF} . La señal de frecuencia intermedia F_{IF} puede desmodularse para dar una señal de banda de base F_{DMB} usando técnicas de desmodulación convencionales. Tras la lectura de la divulgación y los ejemplos en la misma, un experto en la materia o materias relevantes entenderá que la invención puede implementarse para realizar una conversión descendente de cualquier señal EM, incluyendo, pero sin limitarse a, señales de portadora modulada y señales de portadora no modulada.

Las siguientes secciones describen procedimientos para la conversión descendente de una señal EM en una señal de IF F_{IF} mediante la transferencia de energía a partir de la señal EM a una tasa de distorsión por repliegue del espectro. También se describen realizaciones estructurales ejemplares para implementar los procedimientos. Debería entenderse que la invención no se limita a las realizaciones particulares que se describen en lo que sigue. Equivalentes, ampliaciones, variaciones, desviaciones, etc., de lo que sigue serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento. Tales equivalentes, ampliaciones, variaciones, desviaciones, etc., se encuentran dentro del alcance de la presente invención tal como se define en las reivindicaciones adjuntas.

Las siguientes secciones incluyen un análisis de alto nivel, realizaciones a modo de ejemplo, y ejemplos de implementación.

1.1 Descripción de alto nivel

La presente sección (incluyendo sus sub-secciones) proporciona una descripción de alto nivel de realización de una conversión descendente de una señal EM en una señal de IF F_{IF} mediante la transferencia de energía, de acuerdo con la invención. En particular, un procedimiento operativo de realización de una conversión descendente de la señal de portadora modulada F_{MC} en la señal de portadora modulada de IF F_{IF} , mediante la transferencia de energía, se describe a un alto nivel. Así mismo, una implementación estructural para implementar este procedimiento se describe a un alto nivel. Esta implementación estructural se describe en el presente documento para fines ilustrativos, y no es limitante. En particular, el procedimiento que se describe en la presente sección puede conseguirse usando cualquier número de implementaciones estructurales, una de las cuales se describe en la presente sección. Los detalles de tales implementaciones estructurales serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento.

1.1.1 Descripción operativa

La figura 5B muestra un diagrama de flujo 4607 que ilustra un procedimiento ejemplar para la conversión descendente de una señal EM en una señal intermedia F_{IF} , mediante la transferencia de energía a partir de la señal EM a una tasa de distorsión por repliegue del espectro. El procedimiento ejemplar que se ilustra en el diagrama de flujo 4607 es una realización del diagrama de flujo 4601 en la figura 5A.

5 Cualquiera y todas las combinaciones de técnicas de modulación son válidas para la presente invención. Para facilitar el análisis, la señal de portadora de AM digital 616 se usa para ilustrar una descripción operativa de alto nivel de la invención. Las secciones subsiguientes proporcionan descripciones y diagramas de flujo detallados para realizaciones a modo de ejemplo de AM, de FM y de PM. Tras la lectura de la divulgación y los ejemplos en la misma, un experto en la materia o materias relevantes entenderá que la invención puede implementarse para
10 realizar una conversión descendente de cualquier tipo de señal EM, incluyendo cualquier forma de señal de portadora modulada y señales de portadora no modulada.

El procedimiento que se ilustra en el diagrama de flujo 4607 se describe a continuación a un alto nivel usando la señal de portadora de AM digital 616 de la figura 14C. Las secciones subsiguientes proporcionan descripciones y diagramas de flujo detallados para realizaciones a modo de ejemplo de AM, de FM y de PM. Tras la lectura de la divulgación y los ejemplos en la misma, un experto en la materia o materias relevantes entenderá que la invención puede implementarse para realizar una conversión descendente de cualquier tipo de señal EM, incluyendo cualquier
15 forma de señal de portadora modulada y señales de portadora no modulada.

El procedimiento comienza en la etapa 4608, que incluye la recepción de una señal EM. La etapa 4608 se ilustra mediante la señal de portadora de AM digital 616. La señal de portadora de AM digital 616 de la figura 14C se ilustra de nuevo en la figura 16A por conveniencia. La figura 16E ilustra una porción de la señal de portadora de AM digital
20 616 en una escala de tiempos ampliada.

La etapa 4610 incluye la recepción de una señal de transferencia de energía que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La figura 16B ilustra una señal de transferencia de energía a modo de ejemplo 4702. La señal de transferencia de energía 4702 incluye un tren de impulsos de transferencia de energía 4704 que tiene unas aperturas no despreciables 4701 que se alejan de una duración de tiempo cero. En general, las aperturas 4701 pueden ser de cualquier duración de tiempo que no sea el periodo de la señal EM. Por ejemplo, las aperturas 4701 pueden ser más grandes o menores que un periodo de la señal EM. Por lo tanto, las aperturas 4701 pueden ser
25 aproximadamente $1/10$, $1/4$, $1/2$, $3/4$, etc., o cualquier otra fracción del periodo de la señal EM. Como alternativa, las aperturas 4701 pueden ser aproximadamente iguales a uno o más periodos de la señal EM más $1/10$, $1/4$, $1/2$, $3/4$, etc., o cualquier otra fracción de un periodo de la señal EM. Las aperturas 4701 pueden optimizarse en base a uno o más de una diversidad de criterios, tal como se describe en secciones en lo que sigue.

Los impulsos de transferencia de energía 4704 se repiten a la tasa de distorsión por repliegue del espectro. Una tasa de distorsión por repliegue del espectro adecuada puede determinarse o seleccionarse tal como se describe en lo que sigue. En general, cuando se realiza una conversión descendente de una señal EM en una señal intermedia, la
35 tasa de distorsión por repliegue del espectro es sustancialmente igual a una frecuencia de diferencia, que se describe en lo que sigue, o sustancialmente igual a un armónico o, de manera más habitual, un sub-armónico de la frecuencia de diferencia.

La etapa 4612 incluye la transferencia de energía a partir de la señal EM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar una conversión descendente de la señal EM en la señal intermedia F_{IF} . La figura 16C ilustra la energía transferida 4706, que se transfiere a partir de la señal EM durante los impulsos de transferencia de energía 4704. Debido a que un armónico de la tasa de distorsión por repliegue del espectro tiene lugar a un desplazamiento de la frecuencia de la señal de AM 616, los impulsos 4704 "recorren" la señal de AM 616 a la frecuencia de desplazamiento. Al "recorrer" la señal de AM 616, la energía transferida 4706 forma una señal intermedia de AM 4706 que es similar a la señal de portadora de AM 616, con la excepción de que la señal intermedia de AM tiene una
45 frecuencia inferior a la de la señal de portadora de AM 616. Puede aplicarse conversión descendente a la señal de portadora de AM 616 a cualquier frecuencia por debajo de la señal de portadora de AM 616 mediante el ajuste de la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} , tal como se describe en lo que sigue.

La figura 16D muestra la señal intermedia de AM 4706 como una señal de salida filtrada 4708. En una realización alternativa, la invención emite una señal de salida en escalones de escalera, o no filtrada. La elección entre señales de salida filtradas, parcialmente filtradas y no filtradas es, en general, una elección de diseño que depende de la aplicación de la invención.

La frecuencia intermedia de la señal a la que se ha aplicado conversión descendente F_{IF} , que, en el presente ejemplo, es la señal intermedia 4706 y 4708, puede determinarse a partir de la Ec. (2), que se reproduce en lo que sigue por conveniencia.

55
$$F_c = n \cdot F_{AR} \pm F_{IF} \qquad \text{Ec. (2)}$$

Una tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} adecuada puede determinarse en una diversidad de formas. Un procedimiento a modo de ejemplo para determinar la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} , se proporciona en lo que sigue. Después de la lectura de la descripción en el presente documento, un experto en la

materia o materias relevantes entenderá cómo determinar unas tasas de distorsión por repliegue del espectro apropiadas para las señales EM, incluyendo otras además de las señales de portadora modulada que se ilustran de manera específica en el presente documento.

5 En la figura 17, un diagrama de flujo 4801 ilustra un procedimiento a modo de ejemplo para determinar una tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . Pero un diseñador puede elegir, o una aplicación puede dictar, que los valores se determinen en un orden que sea diferente del orden que se ilustra. El procedimiento comienza en la etapa 4802, que incluye la determinación, o la selección, de la frecuencia de la señal EM. La frecuencia de la señal de portadora de AM 616 puede ser de, por ejemplo, 901 MHz.

10 La etapa 4804 incluye la determinación, o la selección, de la frecuencia intermedia. Esta es la frecuencia a la que se aplicará conversión descendente a la señal EM. La frecuencia intermedia puede determinarse, o seleccionarse, para corresponderse con un requisito de frecuencia de un desmodulador de aguas abajo. La frecuencia intermedia puede ser de, por ejemplo, 1 MHz.

La etapa 4806 incluye la determinación de la tasa o tasas de distorsión por repliegue del espectro que realizarán una conversión descendente de la señal EM para dar la IF que se especifica en la etapa 4804.

15 La Ec. (2) puede reescribirse como la Ec. (3):

$$n \cdot F_{AR} = F_C \pm F_{IF} \quad \text{Ec. (3)}$$

Que puede reescribirse como la Ec. (4):

$$n = \frac{F_C \pm F_{IF}}{F_{AR}} \quad \text{EC. (4)}$$

o como la Ec. (5):

$$20 \quad F_{AR} = \frac{F_C \pm F_{IF}}{n} \quad \text{EC. (5)}$$

($F_C \pm F_{IF}$) puede definirse como un valor de diferencia F_{DIFF} , tal como se ilustra en la Ec. (6):

$$(F_C \pm F_{IF}) = F_{DIFF} \quad \text{Ec. (6)}$$

La Ec. (4) puede reescribirse como la Ec. (7):

$$n = \frac{F_{DIFF}}{F_{AR}} \quad \text{EC. (7)}$$

25 A partir de la Ec. (7), puede verse que, para una n dada y una constante F_{AR} , F_{DIFF} es constante. Para el caso de $F_{DIFF} = F_C - F_{IF}$, y para una constante F_{DIFF} , a medida que F_C aumenta, F_{IF} aumenta necesariamente. Para el caso de $F_{DIFF} = F_C + F_{IF}$, y para una constante F_{DIFF} , a medida que F_C aumenta, F_{IF} disminuye necesariamente. En este último caso de $F_{DIFF} = F_C + F_{IF}$, cualquier cambio de fase o de frecuencia sobre la F_C se corresponde con los cambios de fase o de frecuencia inversos o invertidos sobre la F_{IF} . Esto se menciona para enseñar al lector que, si se usa $F_{DIFF} = F_C + F_{IF}$, el efecto anterior tendrá lugar para la respuesta en frecuencia y en fase de la señal intermedia modulada F_{IF} .

30 Las Ecs. (2) a (7) pueden resolverse para cualquier n válido. Una n adecuada puede determinarse para cualquier frecuencia de diferencia F_{DIFF} dada y para cualquier tasa de distorsión por repliegue del espectro deseada $F_{AR(Deseada)}$. Las Ecs. (2) a (7) pueden utilizarse para identificar un armónico específico lo más cercano a una tasa de distorsión por repliegue del espectro deseada $F_{AR(Deseada)}$ que generará la señal intermedia deseada F_{IF} .

A continuación, se proporciona un ejemplo para determinar una n adecuada para una frecuencia de diferencia F_{DIFF} dada y para una tasa de distorsión por repliegue del espectro deseada $F_{AR(Deseada)}$. Para facilitar la ilustración, solo el caso de ($F_C - F_{IF}$) se ilustra en el ejemplo en lo que sigue.

$$n = \frac{F_C - F_{IF}}{F_{AR(Deseada)}} = \frac{F_{DIFF}}{F_{AR(Deseada)}}$$

40 La tasa de distorsión por repliegue del espectro deseada $F_{AR(Deseada)}$ puede ser de, por ejemplo, 140 MHz. Usando los ejemplos anteriores, en los que la frecuencia de portadora es de 901 MHz y la IF es de 1 MHz, un valor inicial de n se determina como:

$$n = \frac{901 \text{ MHz} - 1 \text{ MHz}}{140 \text{ MHz}} = \frac{900}{140} = 6,4$$

El valor inicial 6,4 puede redondearse hacia arriba o hacia abajo hasta el n válido más próximo, que se definió en lo que antecede como que incluye (0,5, 1, 2, 3, ...). En el presente ejemplo, 6,4 se redondea hacia abajo hasta 6,0, que se introduce en la Ec. (5) para el caso de $(F_C - F_{IF}) = F_{DIFF}$:

$$F_{AR} = \frac{F_C - F_{IF}}{n}$$

$$F_{AR} = \frac{901 \text{ MHz} - 1 \text{ MHz}}{6} = \frac{900 \text{ MHz}}{6} = 150 \text{ MHz}$$

Dicho de otra forma, la transferencia de energía a partir de una señal de portadora EM de 901 MHz a 150 MHz genera una señal intermedia a 1 MHz. Cuando la señal de portadora EM es una señal de portadora modulada, la señal intermedia también incluirá de forma sustancial la modulación. La señal intermedia modulada puede desmodularse a través de cualquier técnica de desmodulación convencional.

Como alternativa, en lugar de comenzar a partir de una tasa de distorsión por repliegue del espectro deseada, puede determinarse una lista de tasas de distorsión por repliegue del espectro adecuadas a partir de la forma modificada de la Ec. (5), mediante resolución para diversos valores de n. En lo que sigue se enumeran soluciones a modo de ejemplo.

$$F_{AR} = \frac{(F_C - F_{IF})}{n} = \frac{F_{DIFF}}{n} = \frac{901 \text{ MHz} - 1 \text{ MHz}}{n} = \frac{900 \text{ MHz}}{n}$$

Resolviendo para n = 0,5, 1, 2, 3, 4, 5 y 6:

- 900 MHz / 0,5 = 1,8 GHz (es decir, el segundo armónico);
- 900 MHz / 1 = 900 MHz (es decir, la frecuencia fundamental);
- 900 MHz / 2 = 450 MHz (es decir, el segundo sub-armónico);
- 900 MHz / 3 = 300 MHz (es decir, el tercer sub-armónico);
- 900 MHz / 4 = 225 MHz (es decir, el cuarto sub-armónico);
- 900 MHz / 5 = 180 MHz (es decir, el quinto sub-armónico); y
- 900 MHz / 6 = 150 MHz (es decir, el sexto sub-armónico).

Las etapas que se han descrito en lo que antecede pueden realizarse para el caso de $(F_C + F_{IF})$ de una forma similar. Los resultados pueden compararse con los resultados que se obtienen a partir del caso de $(F_C - F_{IF})$ para determinar qué proporciona un mejor resultado para una aplicación.

En una realización, la invención realiza una conversión descendente de una señal EM en una IF relativamente convencional en el intervalo de, por ejemplo, 100 KHz a 200 MHz. En otra realización, a la que se hace referencia en el presente documento como una implementación de desplazamiento pequeño, la invención realiza una conversión descendente de una señal EM en una frecuencia relativamente baja de, por ejemplo, menos de 100 KHz. En otra realización, a la que se hace referencia en el presente documento como una implementación de desplazamiento grande, la invención realiza una conversión descendente de una señal EM en una señal de IF relativamente más alta, tal como, por ejemplo, por encima de 200 MHz.

Las diversas implementaciones de desplazamiento proporcionan selectividad para diferentes aplicaciones. En general, las aplicaciones de tasa de datos más baja pueden operar a unas frecuencias intermedias más bajas. Pero unas frecuencias intermedias más altas pueden permitir que se soporte más información para una técnica de modulación dada.

De acuerdo con la invención, un diseñador escoge una anchura de banda de información óptima para una aplicación y una frecuencia intermedia óptima para soportar la señal de banda de base. La frecuencia intermedia debería ser lo bastante alta para soportar la anchura de banda de la señal de banda de base de modulación F_{MB} .

En general, a medida que la tasa de distorsión por repliegue del espectro se aproxima a una frecuencia de armónico o de sub-armónico de la señal EM, la frecuencia de la señal de IF a la que se ha aplicado conversión descendente disminuye. De forma similar, a medida que la tasa de distorsión por repliegue del espectro se aleja de una frecuencia de armónico o de sub-armónico de la señal EM, la IF aumenta.

Las frecuencias con distorsión por repliegue del espectro tienen lugar por encima y por debajo de cada armónico de la frecuencia de la distorsión por repliegue del espectro. Con el fin de evitar la asignación de otras frecuencias de distorsión por repliegue del espectro en la banda de la frecuencia de distorsión por repliegue del espectro (IF) de interés, la IF de interés no debería encontrarse cerca de la mitad de la tasa de distorsión por repliegue del espectro.

- 5 Tal como se describe en las implementaciones a modo de ejemplo en lo que sigue, un módulo de distorsión por repliegue del espectro, incluyendo un módulo de traductor de frecuencia universal (UFT) construido de acuerdo con la invención proporciona un extenso margen de flexibilidad en la selección de frecuencia y, por lo tanto, puede implementarse en una extensa gama de aplicaciones. Los sistemas convencionales no pueden ofrecer fácilmente, o no permiten, este nivel de flexibilidad en la selección de frecuencia.

10 **1.1.2 Descripción estructural**

La figura 63 ilustra un diagrama de bloques de un sistema de transferencia de energía 6302 de acuerdo con una realización de la invención. El sistema de transferencia de energía 6302 es una realización a modo de ejemplo del sistema de distorsión por repliegue del espectro genérico 1302 en la figura 13. El sistema de transferencia de energía 6302 incluye un módulo de transferencia de energía 6304. El módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal EM 1304 y una señal de transferencia de energía 6306, que incluye un tren de impulsos de transferencia de energía que tiene unas aperturas no despreciables que se alejan de un tiempo cero en cuanto a la duración, teniendo lugar a una frecuencia igual a la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La señal de transferencia de energía 6306 es una realización a modo de ejemplo de la señal de distorsión por repliegue del espectro 1310 en la figura 13. El módulo de transferencia de energía 6304 transfiere energía a partir de la señal EM 1304 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} de la señal de transferencia de energía 6306.

Preferentemente, el módulo de transferencia de energía 6304 transfiere energía a partir de la señal EM 1304 para realizar una conversión descendente de esta a la señal intermedia F_{IF} de la forma que se muestra en el diagrama de flujo operativo 4607 de la figura 5B. Pero debería entenderse que el alcance y espíritu de la invención incluye otras realizaciones estructurales para realizar las etapas del diagrama de flujo 4607. Los detalles específicos de las otras realizaciones estructurales serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base al análisis que está contenido en el presente documento.

El funcionamiento del sistema de transferencia de energía 6302 se describe a continuación con detalle con referencia al diagrama de flujo 4607 y a los diagramas de sincronismo que se ilustran en las figuras 16A-E. En la etapa 4608, el módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal de portadora de AM 616. En la etapa 4610, el módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal de transferencia de energía 4702. En la etapa 4612, el módulo de transferencia de energía 6304 transfiere energía a partir de la señal de portadora de AM 616 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar una conversión descendente de la señal de portadora de AM 616 a la señal intermedia 4706 o 4708.

Unas implementaciones a modo de ejemplo del sistema de transferencia de energía 6302 se proporcionan en las Secciones 4 y 5 en lo que sigue.

35 **1.2 Realizaciones a modo de ejemplo**

Diversas realizaciones en relación con el procedimiento o procedimientos y la estructura o estructuras que se han descrito en lo que antecede se presentan en la presente sección (y sus sub-secciones). Estas realizaciones se describen en el presente documento para fines de ilustración, y no de limitación. La invención no se limita a estas realizaciones. Realizaciones alternativas (incluyendo equivalentes, ampliaciones, variaciones, desviaciones, etc.), de las realizaciones que se describen en el presente documento) serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento. La invención está prevista y adaptada para incluir tales realizaciones alternativas.

El procedimiento para la conversión descendente de la señal EM 1304 mediante la transferencia de energía puede implementarse con cualquier tipo de señal EM, incluyendo señales de portadora modulada y señales de portadora no modulada. Por ejemplo, el procedimiento del diagrama de flujo 4601 puede implementarse para realizar una conversión descendente de señales de AM, señales de FM, señales de PM, etc., o cualquier combinación de las mismas. El funcionamiento del diagrama de flujo 4601 de la figura 5A se describe en lo que sigue para la conversión descendente de AM, FM y PM. Las descripciones de conversión descendente incluyen la conversión descendente para dar señales intermedias, la conversión descendente de manera directa en señales de banda de base desmoduladas, y la conversión descendente de señales de FM en señales no de FM. Se pretende que las descripciones ejemplares en lo que sigue faciliten una comprensión de la presente invención. La presente invención no está limitada a o por las realizaciones ejemplares en lo que sigue.

45 **1.2.1 Primera realización a modo de ejemplo: modulación en amplitud**

55 **1.2.1.1 Descripción operativa**

El funcionamiento del procedimiento ejemplar del diagrama de flujo 4607 en la figura 5B se describe en lo que sigue para la señal de portadora de AM analógica 516, que se ilustra en la figura 13C, y para la señal de portadora de AM digital 616, que se ilustra en la figura 14C.

5 La figura 13A ilustra la señal de banda de base de modulación analógica 210. La figura 13B ilustra la señal de portadora 410. La figura 13C ilustra una señal de portadora de AM analógica 516, que se genera cuando la señal de portadora 410 se modula en amplitud usando la señal de banda de base de modulación analógica 210. Tal como se usa en el presente documento, la expresión “señal de portadora de AM analógica” se usa para indicar que la señal de banda de base de modulación es una señal analógica.

10 La señal de portadora de AM analógica 516 oscila a la frecuencia de la señal de portadora 410. La amplitud de la señal de portadora de AM analógica 516 realiza un seguimiento de la amplitud de la señal de banda de base de modulación analógica 210, ilustrando que la información que está contenida en la señal de banda de base de modulación analógica 210 se retiene en la señal de portadora de AM analógica 516.

15 La figura 14A ilustra la señal de banda de base de modulación digital 310. La figura 14B ilustra la señal de portadora 410. La figura 14C ilustra una señal de portadora de AM digital 616, que se genera cuando la señal de portadora 410 se modula en amplitud usando la señal de banda de base de modulación digital 310. Tal como se usa en el presente documento, la expresión “señal de portadora de AM digital” se usa para indicar que la señal de banda de base de modulación es una señal digital.

20 La señal de portadora de AM digital 616 oscila a la frecuencia de la señal de portadora 410. La amplitud de la señal de portadora de AM digital 616 realiza un seguimiento de la amplitud de la señal de banda de base de modulación digital 310, ilustrando que la información que está contenida en la señal de banda de base de modulación digital 310 se retiene en la señal de AM digital 616. A medida que la señal de banda de base de modulación digital 310 cambia de estados, la señal de AM digital 616 cambia de amplitudes. A menudo se hace referencia a la modulación en amplitud digital como modulación por desplazamiento en amplitud (ASK, *amplitude shift keying*), y las dos expresiones se usan de manera intercambiable a través de la totalidad de la memoria descriptiva.

25 **1.2.1.1 Señal de portadora de AM analógica**

Un procedimiento para la conversión descendente de la señal de portadora de AM analógica 516 en la figura 13C para dar una señal intermedia de AM analógica se describe a continuación para el diagrama de flujo 4607 en la figura 5B. La señal de portadora de AM analógica 516 se ilustra de nuevo en la figura 50A por conveniencia. Para el presente ejemplo, la señal de portadora de AM analógica 516 oscila a aproximadamente 901 MHz. En la figura 50B, una señal de portadora de AM analógica 5004 ilustra una porción de la señal de portadora de AM analógica 516 en una escala de tiempos ampliada.

El procedimiento comienza en la etapa 4608, que incluye la recepción de la señal EM. Esto se representa mediante la señal de portadora de AM analógica 516.

35 La etapa 4610 incluye la recepción de una señal de transferencia de energía que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La figura 50C ilustra una señal de transferencia de energía a modo de ejemplo 5006 aproximadamente en la misma escala de tiempos que la figura 50B. La señal de transferencia de energía 5006 incluye un tren de impulsos de transferencia de energía 5007 que tiene unas aperturas no despreciables 5009 que se alejan de un tiempo cero en cuanto a la duración. Los impulsos de transferencia de energía 5007 se repiten a la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} , que se determina o se selecciona tal como se ha descrito previamente. En general, cuando se realiza una conversión descendente para dar una señal intermedia, la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} es sustancialmente igual a un armónico o, de manera más habitual, un sub-armónico de la frecuencia de diferencia F_{DIFF} .

45 La etapa 4612 incluye la transferencia de energía a partir de la señal EM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar una conversión descendente de la señal EM en una señal intermedia F_{IF} . En la figura 50D, una señal de portadora de AM analógica afectada 5008 ilustra efectos de la transferencia de energía a partir de la señal de portadora de AM analógica 516 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La señal de portadora de AM analógica afectada 5008 se ilustra sustancialmente en la misma escala de tiempos que las figuras 50B y 50C.

50 La figura 50E ilustra una señal intermedia de AM a la que se ha aplicado conversión descendente 5012, que se genera por el procedimiento de conversión descendente. La señal intermedia de AM 5012 se ilustra con una impedancia de carga arbitraria. En la sección 5 en lo que sigue se analizan optimizaciones de impedancia de carga.

55 La señal a la que se ha aplicado conversión descendente 5012 incluye unas porciones 5010A, que se correlacionan con los impulsos de transferencia de energía 5007 en la figura 50C, y unas porciones 5010B, que se encuentran entre los impulsos de transferencia de energía 5007. Las porciones 5010A representan la energía transferida a partir de la señal analógica de AM 516 a un dispositivo de almacenamiento, a la vez que se acciona de forma simultánea una carga de salida. Las porciones 5010A tienen lugar cuando un módulo de conmutación se cierra mediante los impulsos de transferencia de energía 5007. Las porciones 5010B representan la energía que se almacena en un

dispositivo de almacenamiento que continúa accionando la carga. Las porciones 5010B tienen lugar cuando el módulo de conmutación se abre después de los impulsos de transferencia de energía 5007.

Debido a que un armónico de la tasa de distorsión por repliegue del espectro está desplazado con respecto a la señal de portadora de AM analógica 516, los impulsos de transferencia de energía 5007 “recorren” la señal de portadora de AM analógica 516 a la frecuencia de diferencia F_{DIFF} . Dicho de otra forma, los impulsos de transferencia de energía 5007 tienen lugar en diferentes ubicaciones de ciclos subsiguientes de la señal de portadora de AM 516. Como resultado, los impulsos de transferencia de energía 5007 captan unas cantidades variables de energía a partir de la señal de portadora de AM analógica 516, tal como se ilustra mediante las porciones 5010A, que provee a la señal intermedia de AM 5012 con una frecuencia oscilante F_{IF} .

En la figura 50F, una señal intermedia de AM 5014 ilustra la señal intermedia de AM 5012 en una escala de tiempos comprimida. En la figura 50G, una señal intermedia de AM 5016 representa una versión filtrada de la señal intermedia de AM 5014. La señal intermedia de AM 5016 es sustancialmente similar a la señal de portadora de AM 516, con la excepción de que la señal intermedia de AM 5016 se encuentra a la frecuencia intermedia. La señal intermedia de AM 5016 puede desmodularse a través de cualquier técnica de desmodulación convencional.

La presente invención puede emitir la señal intermedia de AM sin filtrar 5014, la señal intermedia de AM filtrada 5016, una señal intermedia de AM parcialmente filtrada, una señal de salida en escalones de escalera, etc. La elección entre estas realizaciones es, en general, una elección de diseño que depende de la aplicación de la invención.

Las señales a las que se hace referencia en el presente documento ilustran una conversión descendente en frecuencia de acuerdo con la invención. Por ejemplo, las señales intermedias de AM 5014 en la figura 50F y 5016 en la figura 50G ilustran que se aplicó conversión descendente a la señal de portadora de AM 516 con éxito para dar una señal intermedia mediante la retención de la suficiente información de banda de base para una reconstrucción suficiente.

1.2.1.1.2 Señal de portadora de AM digital

Un procedimiento para la conversión descendente de la señal de portadora de AM digital 616 para dar una señal intermedia de AM digital se describe a continuación para el diagrama de flujo 4607 en la figura 5B. La señal de portadora de AM digital 616 se ilustra de nuevo en la figura 51A por conveniencia. Para el presente ejemplo, la señal de portadora de AM digital 616 oscila a aproximadamente 901 MHz. En la figura 51B, una señal de portadora de AM digital 5104 ilustra una porción de la señal de portadora de AM digital 616 en una escala de tiempos ampliada.

El procedimiento comienza en la etapa 4608, que incluye la recepción de una señal EM. Esto se representa mediante la señal de portadora de AM digital 616.

La etapa 4610 incluye la recepción de una señal de transferencia de energía que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La figura 51C ilustra una señal de transferencia de energía a modo de ejemplo 5106 sustancialmente en la misma escala de tiempos que la figura 51B. La señal de transferencia de energía 5106 incluye un tren de impulsos de transferencia de energía 5107 que tiene unas aperturas no despreciables 5109 que se alejan de un tiempo cero en cuanto a la duración. Los impulsos de transferencia de energía 5107 se repiten a la tasa de distorsión por repliegue del espectro, que se determina o se selecciona tal como se ha descrito previamente. En general, cuando se realiza una conversión descendente para dar una señal intermedia, la tasa de distorsión por repliegue del espectro es sustancialmente igual a un armónico o, de manera más habitual, un sub-armónico de la frecuencia de diferencia F_{DIFF} .

La etapa 4612 incluye la transferencia de energía a partir de la señal EM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar una conversión descendente de la señal EM en la señal intermedia F_{IF} . En la figura 51D, una señal de portadora de AM digital afectada 5108 ilustra efectos de la transferencia de energía a partir de la señal de portadora de AM digital 616 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La señal de portadora de AM digital afectada 5108 se ilustra sustancialmente en la misma escala de tiempos que las figuras 51B y 51C.

La figura 51E ilustra una señal intermedia de AM a la que se ha aplicado conversión descendente 5112, que se genera por el procedimiento de conversión descendente. La señal intermedia de AM 5112 se ilustra con una impedancia de carga arbitraria. En la sección 5 en lo que sigue se analizan optimizaciones de impedancia de carga.

La señal a la que se ha aplicado conversión descendente 5112 incluye las porciones 5110A, que se correlacionan con los impulsos de transferencia de energía 5107 en la figura 51C, y las porciones 5110B, que se encuentran entre los impulsos de transferencia de energía 5107. Las porciones 5110A representan la energía transferida a partir de la señal de portadora de AM digital 616 a un dispositivo de almacenamiento, a la vez que se acciona de forma simultánea una carga de salida. Las porciones 5110A tienen lugar cuando un módulo de conmutación se cierra mediante los impulsos de transferencia de energía 5107. Las porciones 5110B representan la energía que se almacena en un dispositivo de almacenamiento que continúa accionando la carga. Las porciones 5110B tienen lugar cuando el módulo de conmutación se abre después de los impulsos de transferencia de energía 5107.

Debido a que un armónico de la tasa de distorsión por repliegue del espectro está desplazado con respecto a la frecuencia de la señal de portadora de AM digital 616, los impulsos de transferencia de energía 5107 “recorren” la señal de AM digital 616 a la frecuencia de diferencia F_{DIFF} . Dicho de otra forma, el impulso de transferencia de energía 5107 tiene lugar en diferentes ubicaciones de ciclos subsiguientes de la señal de portadora de AM digital 616. Como resultado, los impulsos de transferencia de energía 5107 captan unas cantidades variables de energía a partir de la señal de portadora de AM digital 616, tal como se ilustra mediante las porciones 5110, que provee a la señal intermedia de AM 5112 con una frecuencia oscilante F_{IF} .

En la figura 51F, una señal intermedia de AM digital 5114 ilustra la señal intermedia de AM 5112 en una escala de tiempos comprimida. En la figura 51G, una señal intermedia de AM 5116 representa una versión filtrada de la señal intermedia de AM 5114. La señal intermedia de AM 5116 es sustancialmente similar a la señal de portadora de AM 616, con la excepción de que la señal intermedia de AM 5116 se encuentra a la frecuencia intermedia. La señal intermedia de AM 5116 puede desmodularse a través de cualquier técnica de desmodulación convencional.

La presente invención puede emitir la señal intermedia de AM sin filtrar 5114, la señal intermedia de AM filtrada 5116, una señal intermedia de AM parcialmente filtrada, una señal de salida en escalones de escalera, etc. La elección entre estas realizaciones es, en general, una elección de diseño que depende de la aplicación de la invención.

Las señales a las que se hace referencia en el presente documento ilustran una conversión descendente en frecuencia de acuerdo con la invención. Por ejemplo, las señales intermedias de AM 5114 en la figura 51F y 5116 en la figura 51G ilustran que se aplicó conversión descendente a la señal de portadora de AM 616 con éxito para dar una señal intermedia mediante la retención de la suficiente información de banda de base para una reconstrucción suficiente.

1.2.1.2 Descripción estructural

El funcionamiento del sistema de transferencia de energía 6302 se describe a continuación para la señal de portadora de AM analógica 516, con referencia al diagrama de flujo 4607 y a los diagramas de sincronismo en las figuras 50A-G. En la etapa 4608, el módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal de portadora de AM analógica 516. En la etapa 4610, el módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal de transferencia de energía 5006. En la etapa 4612, el módulo de transferencia de energía 6304 transfiere energía a partir de la señal de portadora de AM analógica 516 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía 5006, para realizar una conversión descendente de la señal de portadora de AM analógica 516 a la señal intermedia de AM 5012.

El funcionamiento del sistema de transferencia de energía 6302 se describe a continuación para la señal de portadora de AM digital 616, con referencia al diagrama de flujo 1401 y los diagramas de sincronismo en las figuras 51A-G. En la etapa 4608, el módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal de portadora de AM digital 616. En la etapa 4610, el módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal de transferencia de energía 5106. En la etapa 4612, el módulo de transferencia de energía 6304 transfiere energía a partir de la señal de portadora de AM digital 616 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía 5106, para realizar una conversión descendente de la señal de portadora de AM digital 616 a la señal intermedia de AM 5112.

En las Secciones 4 y 5 en lo que sigue se divulgan realizaciones a modo de ejemplo del módulo de transferencia de energía 6304.

1.2.2 Segunda realización a modo de ejemplo: modulación en frecuencia

1.2.2.1 Descripción operativa

El funcionamiento del procedimiento ejemplar del diagrama de flujo 4607 en la figura 5B se describe en lo que sigue para la señal de portadora de FM analógica 716, que se ilustra en la figura 7C, y para la señal de portadora de FM digital 816, que se ilustra en la figura 8C.

1.2.2.1.1 Señal de portadora de FM analógica

Un procedimiento para la conversión descendente de la señal de portadora de FM analógica 716 en la figura 7C para dar una señal intermedia de FM se describe a continuación para el diagrama de flujo 4607 en la figura 5B. La señal de portadora de FM analógica 716 se ilustra de nuevo en la figura 52A por conveniencia. Para el presente ejemplo, la señal de portadora de FM analógica 716 oscila alrededor de aproximadamente 901 MHz. En la figura 52B, una señal de portadora de FM analógica 5204 ilustra una porción de la señal de portadora de FM analógica 716 en una escala de tiempos ampliada.

El procedimiento comienza en la etapa 4608, que incluye la recepción de una señal EM. Esto se representa mediante la señal de portadora de FM analógica 716.

La etapa 4610 incluye la recepción de una señal de transferencia de energía que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La figura 52C ilustra una señal de transferencia de energía a modo de ejemplo 5206 aproximadamente en la misma escala de tiempos que la figura 52B. La señal de transferencia de energía 5206 incluye un tren de impulsos de transferencia de energía 5207 que tiene unas aperturas no despreciables que se alejan de un tiempo cero en cuanto a la duración. Los impulsos de transferencia de energía 5207 se repiten a la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} , que se determina o se selecciona tal como se ha descrito previamente. En general, cuando se realiza una conversión descendente para dar una señal intermedia, la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} es sustancialmente igual a un armónico o, de manera más habitual, un sub-armónico de la frecuencia de diferencia F_{DIFF} .

La etapa 4612 incluye la transferencia de energía a partir de la señal EM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar una conversión descendente de la señal EM en una señal intermedia F_{IF} . En la figura 52D, una señal de portadora de FM analógica afectada 5208 ilustra efectos de la transferencia de energía a partir de la señal de portadora de FM analógica 716 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La señal de portadora de FM analógica afectada 5208 se ilustra sustancialmente en la misma escala de tiempos que las figuras 52B y 52C.

La figura 52E ilustra una señal intermedia de FM a la que se ha aplicado conversión descendente 5212, que se genera por el procedimiento de conversión descendente. La señal intermedia de FM 5212 se ilustra con una impedancia de carga arbitraria. En la sección 5 en lo que sigue se analizan optimizaciones de impedancia de carga.

La señal a la que se ha aplicado conversión descendente 5212 incluye las porciones 5210A, que se correlacionan con los impulsos de transferencia de energía 5207 en la figura 52C, y las porciones 5210B, que se encuentran entre los impulsos de transferencia de energía 5207. Las porciones 5210A representan la energía transferida a partir de la señal de portadora de FM analógica 716 a un dispositivo de almacenamiento, a la vez que se acciona de forma simultánea una carga de salida. Las porciones 5210A tienen lugar cuando un módulo de conmutación se cierra mediante los impulsos de transferencia de energía 5207. Las porciones 5210B representan la energía que se almacena en un dispositivo de almacenamiento que continúa accionando la carga. Las porciones 5210B tienen lugar cuando el módulo de conmutación se abre después de los impulsos de transferencia de energía 5207.

Debido a que un armónico de la tasa de distorsión por repliegue del espectro está desplazado con respecto a la frecuencia de la señal de portadora de FM analógica 716, los impulsos de transferencia de energía 5207 "recorren" la señal de portadora de FM analógica 716 a la frecuencia de diferencia F_{DIFF} . Dicho de otra forma, el impulso de transferencia de energía 5207 tiene lugar en diferentes ubicaciones de ciclos subsiguientes de la señal de portadora de FM analógica 716. Como resultado, los impulsos de transferencia de energía 5207 captan unas cantidades variables de energía a partir de la señal de portadora de FM analógica 716, tal como se ilustra mediante las porciones 5210, que provee a la señal intermedia de FM 5212 con una frecuencia oscilante F_{IF} .

En la figura 52F, una señal intermedia de FM analógica 5214 ilustra la señal intermedia de FM 5212 en una escala de tiempos comprimida. En la figura 52G, una señal intermedia de FM 5216 representa una versión filtrada de la señal intermedia de FM 5214. La señal intermedia de FM 5216 es sustancialmente similar a la señal de portadora de FM analógica 716, con la excepción de que la señal intermedia de FM 5216 se encuentra a la frecuencia intermedia. La señal intermedia de FM 5216 puede desmodularse a través de cualquier técnica de desmodulación convencional.

La presente invención puede emitir la señal intermedia de FM sin filtrar 5214, la señal intermedia de FM filtrada 5216, una señal intermedia de FM parcialmente filtrada, una señal de salida en escalones de escalera, etc. La elección entre estas realizaciones es, en general, una elección de diseño que depende de la aplicación de la invención.

Las señales a las que se hace referencia en el presente documento ilustran una conversión descendente en frecuencia de acuerdo con la invención. Por ejemplo, las señales intermedias de FM 5214 en la figura 52F y 5216 en la figura 52G ilustran que se aplicó conversión descendente a la señal de portadora de FM 716 con éxito para dar una señal intermedia mediante la retención de la suficiente información de banda de base para una reconstrucción suficiente.

1.2.2.1.2 Señal de portadora de FM digital

Un procedimiento para la conversión descendente de la señal de portadora de FM digital 816 en la figura 8C se describe a continuación para el diagrama de flujo 4607 en la figura 5B. La señal de portadora de FM digital 816 se ilustra de nuevo en la figura 53A por conveniencia. Para el presente ejemplo, la señal de portadora de FM digital 816 oscila a aproximadamente 901 MHz. En la figura 53B, una señal de portadora de FM digital 5304 ilustra una porción de la señal de portadora de FM digital 816 en una escala de tiempos ampliada.

El procedimiento comienza en la etapa 4608, que incluye la recepción de una señal EM. Esto se representa mediante la señal de portadora de FM digital 816.

La etapa 4610 incluye la recepción de una señal de transferencia de energía que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La figura 53C ilustra una señal de transferencia de energía a modo de ejemplo 5306 sustancialmente en la misma escala de tiempos que la figura 53B. La señal de transferencia de energía 5306 incluye

un tren de impulsos de transferencia de energía 5307 que tiene unas aperturas no despreciables 5309 que se alejan de un tiempo cero en cuanto a la duración. Los impulsos de transferencia de energía 5307 se repiten a la tasa de distorsión por repliegue del espectro, que se determina o se selecciona tal como se ha descrito previamente. En general, cuando se realiza una conversión descendente para dar una señal intermedia, la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} es sustancialmente igual a un armónico o, de manera más habitual, un sub-armónico de la frecuencia de diferencia F_{DIFF} .

La etapa 4612 incluye la transferencia de energía a partir de la señal EM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar una conversión descendente de la señal EM en la señal intermedia F_{IF} . En la figura 53D, una señal de portadora de FM digital afectada 5308 ilustra efectos de la transferencia de energía a partir de la señal de portadora de FM digital 816 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La señal de portadora de FM digital afectada 5308 se ilustra sustancialmente en la misma escala de tiempos que las figuras 53B y 53C.

La figura 53E ilustra una señal intermedia de FM a la que se ha aplicado conversión descendente 5312, que se genera por el procedimiento de conversión descendente. La señal a la que se ha aplicado conversión descendente 5312 incluye las porciones 5310A, que se correlacionan con los impulsos de transferencia de energía 5307 en la figura 53C, y las porciones 5310B, que se encuentran entre los impulsos de transferencia de energía 5307. La señal a la que se ha aplicado conversión descendente 5312 se ilustra con una impedancia de carga arbitraria. En la sección 5 en lo que sigue se analizan optimizaciones de impedancia de carga.

Las porciones 5310A representan la energía transferida a partir de la señal de portadora de FM digital 816 a un dispositivo de almacenamiento, a la vez que se acciona de forma simultánea una carga de salida. Las porciones 5310A tienen lugar cuando un módulo de conmutación se cierra mediante los impulsos de transferencia de energía 5307.

Las porciones 5310B representan la energía que se almacena en un dispositivo de almacenamiento que continúa accionando la carga. Las porciones 5310B tienen lugar cuando el módulo de conmutación se abre después de los impulsos de transferencia de energía 5307.

Debido a que un armónico de la tasa de distorsión por repliegue del espectro está desplazado con respecto a la frecuencia de la señal de portadora de FM digital 816, los impulsos de transferencia de energía 5307 "recorren" la señal de portadora de FM digital 816 a la frecuencia de diferencia F_{DIFF} . Dicho de otra forma, el impulso de transferencia de energía 5307 tiene lugar en diferentes ubicaciones de ciclos subsiguientes de la señal de portadora de FM digital 816. Como resultado, los impulsos de transferencia de energía 5307 captan unas cantidades variables de energía a partir de la señal de portadora de FM digital 816, tal como se ilustra mediante las porciones 5310, que provee a la señal intermedia de FM 5312 con una frecuencia oscilante F_{IF} .

En la figura 53F, una señal intermedia de FM digital 5314 ilustra la señal intermedia de FM 5312 en una escala de tiempos comprimida. En la figura 53G, una señal intermedia de FM 5316 representa una versión filtrada de la señal intermedia de FM 5314. La señal intermedia de FM 5316 es sustancialmente similar a la señal de portadora de FM digital 816, con la excepción de que la señal intermedia de FM 5316 se encuentra a la frecuencia intermedia. La señal intermedia de FM 5316 puede desmodularse a través de cualquier técnica de desmodulación convencional.

La presente invención puede emitir la señal intermedia de FM sin filtrar 5314, la señal intermedia de FM filtrada 5316, una señal intermedia de FM parcialmente filtrada, una señal de salida en escalones de escalera, etc. La elección entre estas realizaciones es, en general, una elección de diseño que depende de la aplicación de la invención.

Las señales a las que se hace referencia en el presente documento ilustran una conversión descendente en frecuencia de acuerdo con la invención. Por ejemplo, las señales intermedias de FM 5314 en la figura 53F y 5316 en la figura 53G ilustran que se aplicó conversión descendente a la señal de portadora de FM 816 con éxito para dar una señal intermedia mediante la retención de la suficiente información de banda de base para una reconstrucción suficiente.

1.2.2.2 Descripción estructural

El funcionamiento del sistema de transferencia de energía 6302 se describe a continuación para la señal de portadora de FM analógica 716, con referencia al diagrama de flujo 4607 y los diagramas de sincronismo en las figuras 52A-G. En la etapa 4608, el módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal de portadora de FM analógica 716. En la etapa 4610, el módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal de transferencia de energía 5206. En la etapa 4612, el módulo de transferencia de energía 6304 transfiere energía a partir de la señal de portadora de FM analógica 716 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía 5206, para realizar una conversión descendente de la señal de portadora de FM analógica 716 a la señal intermedia de FM 5212.

El funcionamiento del sistema de transferencia de energía 6302 se describe a continuación para la señal de portadora de FM digital 816, con referencia al diagrama de flujo 4607 y los diagramas de sincronismo en las figuras 53A-G. En la etapa 4608, el módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal de portadora de FM digital 816.

En la etapa 4610, el módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal de transferencia de energía 5306. En la etapa 4612, el módulo de transferencia de energía 6304 transfiere energía a partir de la señal de portadora de FM digital 816 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía 5306, para realizar una conversión descendente de la señal de portadora de FM digital 816 a la señal intermedia de FM 5212.

- 5 En las Secciones 4 y 5 en lo que sigue se divulgan realizaciones a modo de ejemplo del módulo de transferencia de energía 6304.

1.2.3 Tercera realización a modo de ejemplo: modulación en fase

1.2.3.1 Descripción operativa

- 10 El funcionamiento del procedimiento ejemplar del diagrama de flujo 4607 en la figura 5B se describe en lo que sigue para la señal de portadora de PM analógica 916, que se ilustra en la figura 9C, y para la señal de portadora de PM digital 1016, que se ilustra en la figura 10C.

1.2.3.1.1 Señal de portadora de PM analógica

- 15 Un procedimiento para la conversión descendente de la señal de portadora de PM analógica 916 en la figura 9C para dar una señal intermedia de PM analógica se describe a continuación para el diagrama de flujo 4607 en la figura 5B. La señal de portadora de PM analógica 916 se ilustra de nuevo en la figura 54A por conveniencia. Para el presente ejemplo, la señal de portadora de PM analógica 916 oscila a aproximadamente 901 MHz. En la figura 54B, una señal de portadora de PM analógica 5404 ilustra una porción de la señal de portadora de PM analógica 916 en una escala de tiempos ampliada.

- 20 El procedimiento comienza en la etapa 4608, que incluye la recepción de una señal EM. Esto se representa mediante la señal de portadora de PM analógica 916.

- 25 La etapa 4610 incluye la recepción de una señal de transferencia de energía que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La figura 54C ilustra una señal de transferencia de energía a modo de ejemplo 5406 aproximadamente en la misma escala de tiempos que la figura 54B. La señal de transferencia de energía 5406 incluye un tren de impulsos de transferencia de energía 5407 que tiene unas aperturas no despreciables que se alejan de un tiempo cero en cuanto a la duración. Los impulsos de transferencia de energía 5407 se repiten a la tasa de distorsión por repliegue del espectro, que se determina o se selecciona tal como se ha descrito previamente. En general, cuando se realiza una conversión descendente para dar una señal intermedia, la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} es sustancialmente igual a un armónico o, de manera más habitual, un sub-armónico de la frecuencia de diferencia F_{DIFF} .

- 30 La etapa 4612 incluye la transferencia de energía a partir de la señal EM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar una conversión descendente de la señal EM en la señal de IF F_{IF} . En la figura 54D, una señal de portadora de PM analógica afectada 5408 ilustra efectos de la transferencia de energía a partir de la señal de portadora de PM analógica 916 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La señal de portadora de PM analógica afectada 5408 se ilustra sustancialmente en la misma escala de tiempos que las figuras 54B y 54C.

- 35 La figura 54E ilustra una señal intermedia de PM a la que se ha aplicado conversión descendente 5412, que se genera por el procedimiento de conversión descendente. La señal intermedia de PM a la que se ha aplicado conversión descendente 5412 incluye las porciones 5410A, que se correlacionan con los impulsos de transferencia de energía 5407 en la figura 54C, y las porciones 5410B, que se encuentran entre los impulsos de transferencia de energía 5407. La señal a la que se ha aplicado conversión descendente 5412 se ilustra con una impedancia de carga arbitraria. En la sección 5 en lo que sigue se analizan optimizaciones de impedancia de carga.

- 40 Las porciones 5410A representan la energía transferida a partir de la señal de portadora de PM analógica 916 a un dispositivo de almacenamiento, a la vez que se acciona de forma simultánea una carga de salida. Las porciones 5410A tienen lugar cuando un módulo de conmutación se cierra mediante los impulsos de transferencia de energía 5407.

- 45 Las porciones 5410B representan la energía que se almacena en un dispositivo de almacenamiento que continúa accionando la carga. Las porciones 5410B tienen lugar cuando el módulo de conmutación se abre después de los impulsos de transferencia de energía 5407.

- 50 Debido a que un armónico de la tasa de distorsión por repliegue del espectro está desplazado con respecto a la frecuencia de la señal de portadora de PM analógica 916, los impulsos de transferencia de energía 5407 "recorren" la señal de portadora de PM analógica 916 a la frecuencia de diferencia F_{DIFF} . Dicho de otra forma, el impulso de transferencia de energía 5407 tiene lugar en diferentes ubicaciones de ciclos subsiguientes de la señal de portadora de PM analógica 916. Como resultado, los impulsos de transferencia de energía 5407 captan unas cantidades variables de energía a partir de la señal de portadora de PM analógica 916, tal como se ilustra mediante las porciones 5410, que provee a la señal intermedia de PM 5412 con una frecuencia oscilante F_{IF} .

En la figura 54F, una señal intermedia de PM analógica 5414 ilustra la señal intermedia de PM 5412 en una escala de tiempos comprimida. En la figura 54G, una señal intermedia de PM 5416 representa una versión filtrada de la señal intermedia de PM 5414. La señal intermedia de PM 5416 es sustancialmente similar a la señal de portadora de PM analógica 916, con la excepción de que la señal intermedia de PM 5416 se encuentra a la frecuencia intermedia. La señal intermedia de PM 5416 puede desmodularse a través de cualquier técnica de desmodulación convencional.

La presente invención puede emitir la señal intermedia de PM sin filtrar 5414, la señal intermedia de PM filtrada 5416, una señal intermedia de PM parcialmente filtrada, una señal de salida en escalones de escalera, etc. La elección entre estas realizaciones es, en general, una elección de diseño que depende de la aplicación de la invención.

Las señales a las que se hace referencia en el presente documento ilustran una conversión descendente en frecuencia de acuerdo con la invención. Por ejemplo, las señales intermedias de PM 5414 en la figura 54F y 5416 en la figura 54G ilustran que se aplicó conversión descendente a la señal de portadora de PM 916 con éxito para dar una señal intermedia mediante la retención de la suficiente información de banda de base para una reconstrucción suficiente.

1.2.3.1.2 Señal de portadora de PM digital

Un procedimiento para la conversión descendente de la señal de portadora de PM digital 1016 en la figura 10C en una señal de PM digital se describe a continuación para el diagrama de flujo 3607 en la figura 5B. La señal de portadora de PM digital 1016 se ilustra de nuevo en la figura 55A por conveniencia. Para el presente ejemplo, la señal de portadora de PM digital 1016 oscila a aproximadamente 901 MHz. En la figura 55B, una señal de portadora de PM digital 5504 ilustra una porción de la señal de portadora de PM digital 1016 en una escala de tiempos ampliada.

El procedimiento comienza en la etapa 4608, que incluye la recepción de una señal EM. Esto se representa mediante la señal de portadora de PM digital 1016.

La etapa 4610 incluye la recepción de una señal de transferencia de energía que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La figura 55C ilustra una señal de transferencia de energía a modo de ejemplo 5506 sustancialmente en la misma escala de tiempos que la figura 55B. La señal de transferencia de energía 5506 incluye un tren de impulsos de transferencia de energía 5507 que tiene unas aperturas no despreciables 5509 que se alejan de un tiempo cero en cuanto a la duración. Los impulsos de transferencia de energía 5507 se repiten a una tasa de distorsión por repliegue del espectro, que se determina o se selecciona tal como se ha descrito previamente. En general, cuando se realiza una conversión descendente para dar una señal intermedia, la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} es sustancialmente igual a un armónico o, de manera más habitual, un sub-armónico de la frecuencia de diferencia F_{DIFF} .

La etapa 4612 incluye la transferencia de energía a partir de la señal EM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar una conversión descendente de la señal EM en una señal intermedia F_{IF} . En la figura 55D, una señal de portadora de PM digital afectada 5508 ilustra efectos de la transferencia de energía a partir de la señal de portadora de PM digital 1016 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La señal de portadora de PM digital afectada 5508 se ilustra sustancialmente en la misma escala de tiempos que las figuras 55B y 55C.

La figura 55E ilustra una señal intermedia de PM a la que se ha aplicado conversión descendente 5512, que se genera por el procedimiento de conversión descendente. La señal intermedia de PM a la que se ha aplicado conversión descendente 5512 incluye las porciones 5510A, que se correlacionan con los impulsos de transferencia de energía 5507 en la figura 55C, y las porciones 5510B, que se encuentran entre los impulsos de transferencia de energía 5507. La señal a la que se ha aplicado conversión descendente 5512 se ilustra con una impedancia de carga arbitraria. En la sección 5 en lo que sigue se analizan optimizaciones de impedancia de carga.

Las porciones 5510A representan la energía transferida a partir de la señal de portadora de PM digital 1016 a un dispositivo de almacenamiento, a la vez que se acciona de forma simultánea una carga de salida. Las porciones 5510A tienen lugar cuando un módulo de conmutación se cierra mediante los impulsos de transferencia de energía 5507.

Las porciones 5510B representan la energía que se almacena en un dispositivo de almacenamiento que continúa accionando la carga. Las porciones 5510B tienen lugar cuando el módulo de conmutación se abre después de los impulsos de transferencia de energía 5507.

Debido a que un armónico de la tasa de distorsión por repliegue del espectro está desplazado con respecto a la frecuencia de la señal de portadora de PM digital 716, los impulsos de transferencia de energía 5507 "recorren" la señal de portadora de PM digital 1016 a la frecuencia de diferencia F_{DIFF} . Dicho de otra forma, el impulso de transferencia de energía 5507 tiene lugar en diferentes ubicaciones de ciclos subsiguientes de la señal de portadora de PM digital 1016. Como resultado, los impulsos de transferencia de energía 5507 captan unas cantidades variables de energía a partir de la señal de portadora de PM digital 1016, tal como se ilustra mediante las porciones 5510, que provee a la señal intermedia de PM 5512 con una frecuencia oscilante F_{IF} .

En la figura 55F, una señal intermedia de PM digital 5514 ilustra la señal intermedia de PM 5512 en una escala de tiempos comprimida. En la figura 55G, una señal intermedia de PM 5516 representa una versión filtrada de la señal intermedia de PM 5514. La señal intermedia de PM 5516 es sustancialmente similar a la señal de portadora de PM digital 1016, con la excepción de que la señal intermedia de PM 5516 se encuentra a la frecuencia intermedia. La señal intermedia de PM 5516 puede desmodularse a través de cualquier técnica de desmodulación convencional.

La presente invención puede emitir la señal intermedia de PM sin filtrar 5514, la señal intermedia de PM filtrada 5516, una señal intermedia de PM parcialmente filtrada, una señal de salida en escalones de escalera, etc. La elección entre estas realizaciones es, en general, una elección de diseño que depende de la aplicación de la invención.

Las señales a las que se hace referencia en el presente documento ilustran una conversión descendente en frecuencia de acuerdo con la invención. Por ejemplo, las señales intermedias de PM 5514 en la figura 55F y 5516 en la figura 55G ilustran que se aplicó conversión descendente a la señal de portadora de PM 1016 con éxito para dar una señal intermedia mediante la retención de la suficiente información de banda de base para una reconstrucción suficiente.

1.2.3.2 Descripción estructural

El funcionamiento del sistema de transferencia de energía 6302 se describe a continuación para la señal de portadora de PM analógica 916, con referencia al diagrama de flujo 4607 y los diagramas de sincronismo en las figuras 54A-G. En la etapa 4608, el módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal de portadora de PM analógica 916. En la etapa 4610, el módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal de transferencia de energía 5406. En la etapa 4612, el módulo de transferencia de energía 6304 transfiere energía a partir de la señal de portadora de PM analógica 916 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía 5406, para realizar una conversión descendente de la señal de portadora de PM analógica 916 a la señal intermedia de PM 5412.

El funcionamiento del sistema de transferencia de energía 6302 se describe a continuación para la señal de portadora de PM digital 1016, con referencia al diagrama de flujo 1401 y los diagramas de sincronismo en las figuras 55A-G. En la etapa 4608, el módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal de portadora de PM digital 1016. En la etapa 4610, el módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal de transferencia de energía 5506. En la etapa 4612, el módulo de transferencia de energía 6304 transfiere energía a partir de la señal de portadora de PM digital 1016 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía 5506, para realizar una conversión descendente de la señal de portadora de PM digital 1016 a la señal intermedia de PM 5512.

En las Secciones 4 y 5 en lo que sigue se divulgan realizaciones a modo de ejemplo del módulo de transferencia de energía 6304.

1.2.4 Otras realizaciones

Las realizaciones que se han descrito en lo que antecede se proporcionan para fines de ilustración. No se pretende que estas realizaciones limiten la invención. Realizaciones alternativas, que difieren ligera o sustancialmente con respecto a las que se describen en el presente documento, serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento. Tales realizaciones alternativas caen dentro del alcance de la presente invención tal como se define en las reivindicaciones adjuntas. Unas implementaciones a modo de ejemplo del módulo de transferencia de energía 6304 se divulgan en las Secciones 4 y 5 en lo que sigue.

1.3 Ejemplos de implementación

Unas implementaciones operativas y / o estructurales ejemplares en relación con el procedimiento o procedimientos, la estructura o estructuras, y / o realizaciones que se han descrito en lo que antecede se presentan en las Secciones 4 y 5 en lo que sigue. Estas implementaciones se presentan para fines de ilustración, y no de limitación. La invención no se limita a los ejemplos de implementación particulares que se describen en el presente documento. Implementaciones alternativas (incluyendo equivalentes, ampliaciones, variaciones, desviaciones, etc., de las que se describen en el presente documento) serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento. Tales implementaciones alternativas caen dentro del alcance de la presente invención tal como se define en las reivindicaciones adjuntas.

2. Conversión descendente de manera directa de una señal EM en una señal de banda de base desmodulada mediante la transferencia de energía a partir de la señal EM

En una realización, la invención directamente realiza una conversión descendente de una señal EM en una señal de banda de base, mediante la transferencia de energía a partir de la señal EM. Se hace referencia a la presente realización en el presente documento como conversión descendente directa a datos y se ilustra mediante 4516 en la figura 1B.

La presente realización puede implementarse con señales EM moduladas y no moduladas. La presente realización se describe en el presente documento usando la señal de portadora modulada F_{MC} en la figura 1, como un ejemplo. En el ejemplo, se aplica conversión descendente directamente a la señal de portadora modulada F_{MC} para dar la señal de banda de base desmodulada F_{DMB} . Tras la lectura de la divulgación y los ejemplos en la misma, un experto en la materia o materias relevantes entenderá que la invención puede implementarse para realizar una conversión descendente de cualquier señal EM, incluyendo pero sin limitarse a, señales de portadora modulada y señales de portadora no modulada.

Las siguientes secciones describen procedimientos para la conversión descendente de manera directa de la señal de portadora modulada F_{MC} a la señal de banda de base desmodulada F_{DMB} . También se describen realizaciones estructurales ejemplares para implementar los procedimientos. Debería entenderse que la invención no se limita a las realizaciones particulares que se describen en lo que sigue. Equivalentes, ampliaciones, variaciones, desviaciones, etc., de lo que sigue serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento. Tales equivalentes, ampliaciones, variaciones, desviaciones, etc., se encuentran dentro del alcance de la presente invención tal como se define en las reivindicaciones adjuntas.

Las siguientes secciones incluyen un análisis de alto nivel, realizaciones a modo de ejemplo, y ejemplos de implementación.

2.1 Descripción de alto nivel

La presente sección (incluyendo sus sub-secciones) proporciona una descripción de alto nivel de la transferencia de energía a partir de la señal de portadora modulada F_{MC} para realizar directamente una conversión descendente de la señal de portadora modulada F_{MC} a la señal de banda de base desmodulada F_{DMB} , de acuerdo con la invención. En particular, un procedimiento operativo de conversión descendente de manera directa de la señal de portadora modulada F_{MC} a la señal de banda de base desmodulada F_{DMB} se describe a un alto nivel. Así mismo, una implementación estructural para implementar este procedimiento se describe a un alto nivel. La implementación estructural se describe en el presente documento para fines ilustrativos, y no es limitante. En particular, el procedimiento que se describe en la presente sección puede conseguirse usando cualquier número de implementaciones estructurales, una de las cuales se describe en la presente sección. Los detalles de tales implementaciones estructurales serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento.

2.1.1 Descripción operativa

La figura 5C muestra un diagrama de flujo 4613 que ilustra un procedimiento ejemplar para transferir energía a partir de la señal de portadora modulada F_{MC} para realizar directamente una conversión descendente de la señal de portadora modulada F_{MC} a la señal de banda de base desmodulada F_{DMB} . El procedimiento ejemplar que se ilustra en el diagrama de flujo 4613 es una realización del diagrama de flujo 4601 en la figura 5A.

Cualquiera y todas las combinaciones de técnicas de modulación son válidas para la presente invención. Para facilitar el análisis, la señal de portadora de AM digital 616 se usa para ilustrar una descripción operativa de alto nivel de la invención. Las secciones subsiguientes proporcionan descripciones y diagramas de flujo detallados para realizaciones a modo de ejemplo de AM y de PM. FM presenta unas consideraciones especiales que se abordan por separado en la sección II.3. Tras la lectura de la divulgación y los ejemplos en la misma, un experto en la materia o materias relevantes entenderá que la invención puede implementarse para realizar una conversión descendente de cualquier tipo de señal EM, incluyendo cualquier forma de señal de portadora modulada y señales de portadora no modulada.

El procedimiento de alto nivel que se ilustra en el diagrama de flujo 4613 se describe a continuación a un alto nivel usando la señal de portadora de AM digital 616, a partir de la figura 14C. La señal de portadora de AM digital 616 se ilustra de nuevo en la figura 56A por conveniencia.

El procedimiento del diagrama de flujo 4613 comienza en la etapa 4614, que incluye la recepción de una señal EM. La etapa 4613 se representa mediante la señal de portadora de AM digital 616.

La etapa 4616 incluye la recepción de una señal de transferencia de energía que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} .

La figura 56B ilustra una señal de transferencia de energía a modo de ejemplo 5602, que incluye un tren de impulsos de transferencia de energía 5604 que tiene unas aperturas 5606 que están optimizadas para la transferencia de energía. Las aperturas optimizadas 5606 son no despreciables y se alejan de cero.

Las aperturas no despreciables 5606 pueden ser de cualquier anchura que no sea el periodo de la señal EM, o un múltiplo del mismo. Por ejemplo, las aperturas no despreciables 5606 pueden ser menores que el periodo de la señal 616 tal como, $1/8$, $1/4$, $1/2$, $3/4$, etc., del periodo de la señal 616. Como alternativa, las aperturas no despreciables 5606 pueden ser más grandes que el periodo de la señal 616. La anchura y la amplitud de las

aperturas 5606 pueden optimizarse en base a uno o más de una diversidad de criterios, tal como se describe en secciones en lo que sigue.

Los impulsos de transferencia de energía 5604 se repiten a la tasa de distorsión por repliegue del espectro o la tasa de repetición de impulsos. La tasa de distorsión por repliegue del espectro se determina de acuerdo con la Ec. (2), que se reproduce en lo que sigue por conveniencia.

$$F_C = n \cdot F_{AR} \pm F_{IF} \quad \text{Ec. (2)}$$

Cuando se realiza una conversión descendente de manera directa de una señal EM en banda de base (es decir, IF cero), la Ec. (2) se vuelve:

$$F_C = n \cdot F_{AR} \quad \text{Ec. (8)}$$

Por lo tanto, para realizar directamente una conversión descendente de la señal de AM 616 para dar una señal de banda de base desmodulada, la tasa de distorsión por repliegue del espectro es sustancialmente igual a la frecuencia de la señal de AM 616 o a un armónico o sub-armónico de la misma. A pesar de que la tasa de distorsión por repliegue del espectro es demasiado baja para permitir la reconstrucción de las componentes de frecuencia más altas de la señal de AM 616 (es decir, la frecuencia de portadora), esta es lo bastante alta para permitir una reconstrucción sustancial de la señal de banda de base de modulación de frecuencia inferior 310.

La etapa 4618 incluye la transferencia de energía a partir de la señal EM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar directamente una conversión descendente de la señal EM en una señal de banda de base desmodulada F_{DMB} . La figura 56C ilustra una señal de banda de base desmodulada 5610 que se genera por el procedimiento de conversión descendente directa. La señal de banda de base desmodulada 5610 es similar a la señal de banda de base de modulación digital 310 en la figura 12.

La figura 56D muestra una señal de banda de base desmodulada filtrada 5612, que puede generarse a partir de la señal de banda de base desmodulada 5610. La invención puede generar de este modo una señal de salida filtrada, una señal de salida parcialmente filtrada, o una señal de salida relativamente no filtrada. La elección entre señales de salida filtradas, parcialmente filtradas y no filtradas es, en general, una elección de diseño que depende de la aplicación de la invención.

2.1.2 Descripción estructural

En una realización, el sistema de transferencia de energía 6302 transfiere energía a partir de cualquier tipo de señal EM, incluyendo señales de portadora modulada y señal de portadora no modulada, para realizar directamente una conversión descendente de la señal EM en una señal de banda de base desmodulada. Preferentemente, el sistema de transferencia de energía 6302 transfiere energía a partir de la señal EM 1304 para realizar una conversión descendente de esta para dar una señal de banda de base desmodulada de la forma que se muestra en el diagrama de flujo operativo 4613. No obstante, debería entenderse que el alcance y espíritu de la invención incluye otras realizaciones estructurales para realizar las etapas del diagrama de flujo 4613. Los detalles específicos de las otras realizaciones estructurales serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base al análisis que está contenido en el presente documento.

El funcionamiento del sistema de transferencia de energía 6302 se describe a continuación a un alto nivel para la señal de portadora de AM digital 616, con referencia al diagrama de flujo 4613 y los diagramas de sincronismo que se ilustran en las figuras 56A-D. En la etapa 4614, el módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal de portadora de AM digital 616. En la etapa 4616, el módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal de transferencia de energía 5602. En la etapa 4618, el módulo de transferencia de energía 6304 transfiere energía a partir de la señal de portadora de AM digital 616 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar directamente una conversión descendente de esta a la señal de banda de base desmodulada 5610.

Unas implementaciones a modo de ejemplo del módulo de transferencia de energía 6302 se divulgan en las Secciones 4 y 5 en lo que sigue.

2.2 Realizaciones a modo de ejemplo

Diversas realizaciones en relación con el procedimiento o procedimientos y la estructura o estructuras que se han descrito en lo que antecede se presentan en la presente sección (y sus sub-secciones). Estas realizaciones se describen en el presente documento para fines de ilustración, y no de limitación. La invención no se limita a estas realizaciones. Realizaciones alternativas (incluyendo equivalentes, ampliaciones, variaciones, desviaciones, etc., de las realizaciones que se describen en el presente documento) serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento. La invención está prevista y adaptada para incluir tales realizaciones alternativas.

El procedimiento para la conversión descendente de la señal EM en la señal de banda de base desmodulada F_{DMB} , que se ilustra en el diagrama de flujo 4613 de la figura 5C, puede implementarse con diversos tipos de señales de

portadora modulada incluyendo, pero sin limitarse a, AM, PM, etc., o cualquier combinación de las mismas. El diagrama de flujo 4613 de la figura 5C se describe en lo que sigue para AM y PM. Se pretende que las descripciones ejemplares en lo que sigue faciliten una comprensión de la presente invención. La presente invención no está limitada a o por las realizaciones ejemplares en lo que sigue.

5 **2.2.1 Primera realización a modo de ejemplo: modulación en amplitud**

2.2.1.1 Descripción operativa

El funcionamiento del procedimiento ejemplar del diagrama de flujo 4613 en la figura 5C se describe en lo que sigue para la señal de portadora de AM analógica 516, que se ilustra en la figura 13C, y para la señal de portadora de AM digital 616, que se ilustra en la figura 14C.

10 **2.2.1.1.1 Señal de portadora de AM analógica**

Un procedimiento para la conversión descendente de manera directa de la señal de portadora de AM analógica 516 en la figura 13C para dar una señal de banda de base desmodulada se describe a continuación con referencia al diagrama de flujo 4613 en la figura 5C. La señal de portadora de AM analógica 516 se ilustra de nuevo en 57A por conveniencia. Para el presente ejemplo, la señal de portadora de AM analógica 516 oscila a aproximadamente 900 MHz. En la figura 57B, una porción de señal de portadora de AM analógica 5704 ilustra una porción de la señal de portadora de AM analógica 516 en una escala de tiempos ampliada.

El procedimiento comienza en la etapa 4614, que incluye la recepción de una señal EM. Esto se representa mediante la señal de portadora de AM analógica 516.

La etapa 4616 incluye la recepción de una señal de transferencia de energía que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . En la figura 57C, una señal de transferencia de energía a modo de ejemplo 5706 se ilustra aproximadamente en la misma escala de tiempos que la figura 57B. La señal de transferencia de energía 5706 incluye un tren de impulsos de transferencia de energía 5707 que tiene unas aperturas no despreciables que se alejan de un tiempo cero en cuanto a la duración. Los impulsos de transferencia de energía 5707 se repiten a la tasa de distorsión por repliegue del espectro, que se determina o se selecciona tal como se ha descrito previamente. En general, cuando se realiza una conversión descendente de una señal EM en una señal de banda de base desmodulada, la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} es sustancialmente igual a un armónico o, de manera más habitual, un sub-armónico de la señal EM.

La etapa 4618 incluye la transferencia de energía a partir de la señal EM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar directamente una conversión descendente de la señal EM en la señal de banda de base desmodulada F_{DMB} . En la figura 57D, una señal de portadora de AM analógica afectada 5708 ilustra efectos de la transferencia de energía a partir de la señal de portadora de AM analógica 516 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La señal de portadora de AM analógica afectada 5708 se ilustra sustancialmente en la misma escala de tiempos que las figuras 57B y 57C.

La figura 57E ilustra una señal de banda de base desmodulada 5712, que se genera por el procedimiento de conversión descendente. Debido a que un armónico de la tasa de distorsión por repliegue del espectro es sustancialmente igual a la frecuencia de la señal 516, en esencia no se produce IF. La única componente con distorsión por repliegue del espectro sustancial es la señal de banda de base. La señal de banda de base desmodulada 5712 se ilustra con una impedancia de carga arbitraria. En la sección 5 en lo que sigue se analizan optimizaciones de impedancia de carga.

La señal de banda de base desmodulada 5712 incluye las porciones 5710A, que se correlacionan con los impulsos de transferencia de energía 5707 en la figura 57C, y las porciones 5710B, que se encuentran entre los impulsos de transferencia de energía 5707. Las porciones 5710A representan la energía transferida a partir de la señal de portadora de AM analógica 516 a un dispositivo de almacenamiento, a la vez que se acciona de forma simultánea una carga de salida. Las porciones 5710A tienen lugar cuando un módulo de conmutación se cierra mediante los impulsos de transferencia de energía 5707. Las porciones 5710B representan la energía que se almacena en un dispositivo de almacenamiento que continúa accionando la carga. Las porciones 5710B tienen lugar cuando el módulo de conmutación se abre después de los impulsos de transferencia de energía 5707.

En la figura 57F, una señal de banda de base desmodulada 5716 representa una versión filtrada de la señal de banda de base desmodulada 5712, en una escala de tiempos comprimida. La señal de banda de base desmodulada 5716 es sustancialmente similar a la señal de banda de base de modulación 210 y puede procesarse adicionalmente usando cualquier técnica o técnicas de procesamiento de señales sin desmodulación o conversión descendente adicional.

La presente invención puede emitir la señal de banda de base desmodulada no filtrada 5712, la señal de banda de base desmodulada filtrada 5716, una señal de banda de base desmodulada parcialmente filtrada, una señal de salida en escalones de escalera, etc. La elección entre estas realizaciones es, en general, una elección de diseño que depende de la aplicación de la invención.

La tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía preferentemente está controlada para optimizar la señal de banda de base desmodulada para la polaridad y la salida de amplitud, según se desee.

5 Los dibujos a los que se hace referencia en el presente documento ilustran una conversión descendente directa de acuerdo con la invención. Por ejemplo, las señales de banda de base desmoduladas 5712 en la figura 57E y 5716 en la figura 57F ilustran que se aplicó conversión descendente a la señal de portadora de AM analógica 516 directamente para dar una señal de banda de base desmodulada mediante la retención de la suficiente información de banda de base para una reconstrucción suficiente.

2.2.1.1.2 Señal de portadora de AM digital

10 Un procedimiento para la conversión descendente de manera directa de la señal de portadora de AM digital 616 en la figura 14C para dar una señal de banda de base desmodulada se describe a continuación para el diagrama de flujo 4613 en la figura 5C. La señal de portadora de AM digital 616 se ilustra de nuevo en 58A por conveniencia. Para el presente ejemplo, la señal de portadora de AM digital 616 oscila a aproximadamente 900 MHz. En la figura 58B, una porción de señal de portadora de AM digital 5804 ilustra una porción de la señal de portadora de AM digital 15 616 en una escala de tiempos ampliada.

El procedimiento comienza en la etapa 4614, que incluye la recepción de una señal EM. Esto se representa mediante la señal de portadora de AM digital 616.

20 La etapa 4616 incluye la recepción de una señal de transferencia de energía que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . En la figura 58C, una señal de transferencia de energía a modo de ejemplo 5806 se ilustra aproximadamente en la misma escala de tiempos que la figura 58B. La señal de transferencia de energía 5806 incluye un tren de impulsos de transferencia de energía 5807 que tiene unas aperturas no despreciables que se alejan de un tiempo cero en cuanto a la duración. Los impulsos de transferencia de energía 5807 se repiten a la tasa de distorsión por repliegue del espectro, que se determina o se selecciona tal como se ha descrito previamente. En general, cuando se realiza una conversión descendente de manera directa de una señal EM en una señal de 25 banda de base desmodulada, la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} es sustancialmente igual a un armónico o, de manera más habitual, un sub-armónico de la señal EM.

30 La etapa 4618 incluye la transferencia de energía a partir de la señal EM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar directamente una conversión descendente de la señal EM en la señal de banda de base desmodulada F_{DMB} . En la figura 58D, una señal de portadora de AM digital afectada 5808 ilustra efectos de la transferencia de energía a partir de la señal de portadora de AM digital 616 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La señal de portadora de AM digital afectada 5808 se ilustra sustancialmente en la misma escala de tiempos que las figuras 58B y 58C.

35 La figura 58E ilustra una señal de banda de base desmodulada 5812, que se genera por el procedimiento de conversión descendente. Debido a que un armónico de la tasa de distorsión por repliegue del espectro es sustancialmente igual a la frecuencia de la señal 616, en esencia no se produce IF. La única componente con distorsión por repliegue del espectro sustancial es la señal de banda de base. La señal de banda de base desmodulada 5812 se ilustra con una impedancia de carga arbitraria. En la sección 5 en lo que sigue se analizan optimizaciones de impedancia de carga.

40 La señal de banda de base desmodulada 5812 incluye las porciones 5810A, que se correlacionan con los impulsos de transferencia de energía 5807 en la figura 58C, y las porciones 5810B, que se encuentran entre los impulsos de transferencia de energía 5807. Las porciones 5810A representan la energía transferida a partir de la señal de portadora de AM digital 616 a un dispositivo de almacenamiento, a la vez que se acciona de forma simultánea una carga de salida. Las porciones 5810A tienen lugar cuando un módulo de conmutación se cierra mediante los impulsos de transferencia de energía 5807. Las porciones 5810B representan la energía que se almacena en un 45 dispositivo de almacenamiento que continúa accionando la carga. Las porciones 5810B tienen lugar cuando el módulo de conmutación se abre después de los impulsos de transferencia de energía 5807.

50 En la figura 58F, una señal de banda de base desmodulada 5816 representa una versión filtrada de la señal de banda de base desmodulada 5812, en una escala de tiempos comprimida. La señal de banda de base desmodulada 5816 es sustancialmente similar a la señal de banda de base de modulación 310 y puede procesarse adicionalmente usando cualquier técnica o técnicas de procesamiento de señales sin desmodulación o conversión descendente adicional.

55 La presente invención puede emitir la señal de banda de base desmodulada no filtrada 5812, la señal de banda de base desmodulada filtrada 5816, una señal de banda de base desmodulada parcialmente filtrada, una señal de salida en escalones de escalera, etc. La elección entre estas realizaciones es, en general, una elección de diseño que depende de la aplicación de la invención.

La tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía preferentemente está controlada para optimizar la señal a la que se ha aplicado conversión descendente para la polaridad y la salida de amplitud, según se desee.

- 5 Los dibujos a los que se hace referencia en el presente documento ilustran una conversión descendente directa de acuerdo con la invención. Por ejemplo, las señales de banda de base desmoduladas 5812 en la figura 58E y 5816 en la figura 58F ilustran que se aplicó conversión descendente a la señal de portadora de AM digital 616 directamente para dar una señal de banda de base desmodulada mediante la retención de la suficiente información de banda de base para una reconstrucción suficiente.

2.2.1.2 Descripción estructural

- 10 En una realización, el módulo de transferencia de energía 6304 preferentemente transfiere energía a partir de la señal EM para realizar directamente una conversión descendente de esta para dar una señal de banda de base desmodulada de la forma que se muestra en el diagrama de flujo operativo 4613. Pero debería entenderse que el alcance y espíritu de la invención incluye otras realizaciones estructurales para realizar las etapas del diagrama de flujo 1413. Los detalles específicos de las otras realizaciones estructurales serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base al análisis que está contenido en el presente documento.

- 15 El funcionamiento del sistema de transferencia de energía 6302 se describe a continuación para la señal de portadora de AM digital 516, con referencia al diagrama de flujo 4613 y los diagramas de sincronismo en las figuras 57A-F. En la etapa 4612, el módulo de transferencia de energía 6404 recibe la señal de portadora de AM analógica 516. En la etapa 4614, el módulo de transferencia de energía 6404 recibe la señal de transferencia de energía 5706. En la etapa 4618, el módulo de transferencia de energía 6404 transfiere energía a partir de la señal de portadora de AM analógica 516 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía 5706, para realizar directamente una conversión descendente de la señal de portadora de AM digital 516 a las señales de banda de base desmoduladas 5712 o 5716.

- 25 El funcionamiento del sistema de transferencia de energía 6402 se describe a continuación para la señal de portadora de AM digital 616, con referencia al diagrama de flujo 4613 y los diagramas de sincronismo en las figuras 58A-F. En la etapa 4614, el módulo de transferencia de energía 6404 recibe la señal de portadora de AM digital 616. En la etapa 4616, el módulo de transferencia de energía 6404 recibe la señal de transferencia de energía 5806. En la etapa 4618, el módulo de transferencia de energía 6404 transfiere energía a partir de la señal de portadora de AM digital 616 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía 5806, para realizar directamente una conversión descendente de la señal de portadora de AM digital 616 a las señales de banda de base desmoduladas 5812 o 5816.

Unas implementaciones a modo de ejemplo del módulo de transferencia de energía 6302 se divulgan en las Secciones 4 y 5 en lo que sigue.

2.2.2 Segunda realización a modo de ejemplo: modulación en fase

35 2.2.2.1 Descripción operativa

El funcionamiento del procedimiento ejemplar del diagrama de flujo 4613 en la figura 5C se describe en lo que sigue para la señal de portadora de PM analógica 916, que se ilustra en la figura 9C y para la señal de portadora de PM digital 1016, que se ilustra en la figura 10C.

2.2.2.1.1 Señal de portadora de PM analógica

- 40 Un procedimiento para la conversión descendente de manera directa de la señal de portadora de PM analógica 916 para dar una señal de banda de base desmodulada se describe a continuación para el diagrama de flujo 4613 en la figura 5C. La señal de portadora de PM analógica 916 se ilustra de nuevo en 59A por conveniencia. Para el presente ejemplo, la señal de portadora de PM analógica 916 oscila a aproximadamente 900 MHz. En la figura 59B, una porción de señal de portadora de PM analógica 5904 ilustra una porción de la señal de portadora de PM analógica 916 en una escala de tiempos ampliada.

El procedimiento comienza en la etapa 4614, que incluye la recepción de una señal EM. Esto se representa mediante la señal de portadora de PM analógica 916.

- 45 La etapa 4616 incluye la recepción de una señal de transferencia de energía que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . En la figura 59C, una señal de transferencia de energía a modo de ejemplo 5906 se ilustra aproximadamente en la misma escala de tiempos que la figura 59B. La señal de transferencia de energía 5906 incluye un tren de impulsos de transferencia de energía 5907 que tiene unas aperturas no despreciables que se alejan de un tiempo cero en cuanto a la duración. Los impulsos de transferencia de energía 5907 se repiten a la tasa de distorsión por repliegue del espectro, que se determina o se selecciona tal como se ha descrito previamente. En general, cuando se realiza una conversión descendente de manera directa de una señal EM en una señal de

banda de base desmodulada, la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} es sustancialmente igual a un armónico o, de manera más habitual, un sub-armónico de la señal EM.

5 La etapa 4618 incluye la transferencia de energía a partir de la señal EM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar directamente una conversión descendente de la señal EM en la señal de banda de base desmodulada F_{DMB} . En la figura 59D, una señal de portadora de PM analógica afectada 5908 ilustra efectos de la transferencia de energía a partir de la señal de portadora de PM analógica 916 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La señal de portadora de PM analógica afectada 5908 se ilustra sustancialmente en la misma escala de tiempos que las figuras 59B y 59C.

10 La figura 59E ilustra una señal de banda de base desmodulada 5912, que se genera por el procedimiento de conversión descendente. Debido a que un armónico de la tasa de distorsión por repliegue del espectro es sustancialmente igual a la frecuencia de la señal 516, en esencia no se produce IF. La única componente con distorsión por repliegue del espectro sustancial es la señal de banda de base. La señal de banda de base desmodulada 5912 se ilustra con una impedancia de carga arbitraria. En la sección 5 en lo que sigue se analizan optimizaciones de impedancia de carga.

15 La señal de banda de base desmodulada 5912 incluye las porciones 5910A, que se correlacionan con los impulsos de transferencia de energía 5907 en la figura 59C, y las porciones 5910B, que se encuentran entre los impulsos de transferencia de energía 5907. Las porciones 5910A representan la energía transferida a partir de la señal de portadora de PM analógica 916 a un dispositivo de almacenamiento, a la vez que se acciona de forma simultánea una carga de salida. Las porciones 5910A tienen lugar cuando un módulo de conmutación se cierra mediante los
20 impulsos de transferencia de energía 5907. Las porciones 5910B representan la energía que se almacena en un dispositivo de almacenamiento que continúa accionando la carga. Las porciones 5910B tienen lugar cuando el módulo de conmutación se abre después de los impulsos de transferencia de energía 5907.

25 En la figura 59F, una señal de banda de base desmodulada 5916 representa una versión filtrada de la señal de banda de base desmodulada 5912, en una escala de tiempos comprimida. La señal de banda de base desmodulada 5916 es sustancialmente similar a la señal de banda de base de modulación 210 y puede procesarse adicionalmente usando cualquier técnica o técnicas de procesamiento de señales sin desmodulación o conversión descendente adicional.

30 La presente invención puede emitir la banda de base desmodulada no filtrada 5912, la señal de banda de base desmodulada filtrada 5916, una señal de banda de base desmodulada parcialmente filtrada, una señal de salida en escalones de escalera, etc. La elección entre estas realizaciones es, en general, una elección de diseño que depende de la aplicación de la invención.

La tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía preferentemente está controlada para optimizar la señal a la que se ha aplicado conversión descendente para la polaridad y la salida de amplitud, según se desee.

35 Los dibujos a los que se hace referencia en el presente documento ilustran una conversión descendente directa de acuerdo con la invención. Por ejemplo, las señales de banda de base desmoduladas 5912 en la figura 59E y 5916 en la figura 59F ilustran que se aplicó conversión descendente a la señal de portadora de PM analógica 916 con éxito para dar una señal de banda de base desmodulada mediante la retención de la suficiente información de banda de base para una reconstrucción suficiente.

40 **2.2.2.1.2 Señal de portadora de PM digital**

Un procedimiento para la conversión descendente de manera directa de la señal de portadora de PM digital 1016 en la figura 14C para dar una señal de banda de base desmodulada se describe a continuación para el diagrama de flujo 4613 en la figura 5C. La señal de portadora de PM digital 1016 se ilustra de nuevo en 60A por conveniencia. Para el presente ejemplo, la señal de portadora de PM digital 1016 oscila a aproximadamente 900 MHz. En la figura
45 60B, una porción de señal de portadora de PM digital 6004 ilustra una porción de la señal de portadora de PM digital 1016 en una escala de tiempos ampliada. El procedimiento comienza en la etapa 4614, que incluye la recepción de una señal EM. Esto se representa mediante la señal de portadora de PM digital 1016.

La etapa 4616 incluye la recepción de una señal de transferencia de energía F_{AR} . En la figura 60C, una señal de transferencia de energía a modo de ejemplo 6006 se ilustra aproximadamente en la misma escala de tiempos que la figura 60B. La señal de transferencia de energía 6006 incluye un tren de impulsos de transferencia de energía 6007 que tiene unas aperturas no despreciables que se alejan de un tiempo cero en cuanto a la duración. Los impulsos de transferencia de energía 6007 se repiten a la tasa de distorsión por repliegue del espectro, que se determina o se selecciona tal como se ha descrito previamente. En general, cuando se realiza una conversión descendente de manera directa de una señal EM en una señal de banda de base desmodulada, la tasa de distorsión por repliegue
55 del espectro F_{AR} es sustancialmente igual a un armónico o, de manera más habitual, un sub-armónico de la señal EM.

La etapa 4618 incluye la transferencia de energía a partir de la señal EM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar directamente una conversión descendente de la señal EM en la señal de banda de base desmodulada F_{DMB} . En la figura 60D, una señal de portadora de PM digital afectada 6008 ilustra efectos de la transferencia de energía a partir de la señal de portadora de PM digital 1016 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La señal de portadora de PM digital afectada 6008 se ilustra sustancialmente en la misma escala de tiempos que las figuras 60B y 60C.

La figura 60E ilustra una señal de banda de base desmodulada 6012, que se genera por el procedimiento de conversión descendente. Debido a que un armónico de la tasa de distorsión por repliegue del espectro es sustancialmente igual a la frecuencia de la señal 1016, en esencia no se produce IF. La única componente con distorsión por repliegue del espectro sustancial es la señal de banda de base. La señal de banda de base desmodulada 6012 se ilustra con una impedancia de carga arbitraria. En la sección 5 en lo que sigue se analizan optimizaciones de impedancia de carga.

La señal de banda de base desmodulada 6012 incluye las porciones 6010A, que se correlacionan con los impulsos de transferencia de energía 6007 en la figura 60C, y las porciones 6010B, que se encuentran entre los impulsos de transferencia de energía 6007. Las porciones 6010A representan la energía transferida a partir de la señal de portadora de PM digital 1016 a un dispositivo de almacenamiento, a la vez que se acciona de forma simultánea una carga de salida. Las porciones 6010A tienen lugar cuando un módulo de conmutación se cierra mediante los impulsos de transferencia de energía 6007. Las porciones 6010B representan la energía que se almacena en un dispositivo de almacenamiento que continúa accionando la carga. Las porciones 6010B tienen lugar cuando el módulo de conmutación se abre después de los impulsos de transferencia de energía 6007.

En la figura 60F, una señal de banda de base desmodulada 6016 representa una versión filtrada de la señal de banda de base desmodulada 6012, en una escala de tiempos comprimida. La señal de banda de base desmodulada 6016 es sustancialmente similar a la señal de banda de base de modulación 310 y puede procesarse adicionalmente usando cualquier técnica o técnicas de procesamiento de señales sin desmodulación o conversión descendente adicional.

La presente invención puede emitir la señal de banda de base desmodulada no filtrada 6012, la señal de banda de base desmodulada filtrada 6016, una señal de banda de base desmodulada parcialmente filtrada, una señal de salida en escalones de escalera, etc. La elección entre estas realizaciones es, en general, una elección de diseño que depende de la aplicación de la invención.

La tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía preferentemente está controlada para optimizar la señal a la que se ha aplicado conversión descendente para la polaridad y la salida de amplitud, según se desee.

Los dibujos a los que se hace referencia en el presente documento ilustran una conversión descendente directa de acuerdo con la invención. Por ejemplo, las señales de banda de base desmoduladas 6012 en la figura 60E y 6016 en la figura 60F ilustran que se aplicó conversión descendente a la señal de portadora de PM digital 1016 con éxito para dar una señal de banda de base desmodulada mediante la retención de la suficiente información de banda de base para una reconstrucción suficiente.

2.2.2.2 Descripción estructural

En una realización, el sistema de transferencia de energía 6302 preferentemente transfiere energía a partir de una señal EM para realizar directamente una conversión descendente de esta para dar una señal de banda de base desmodulada de la forma que se muestra en el diagrama de flujo operativo 4613. Pero debería entenderse que el alcance y espíritu de la invención incluye otras realizaciones estructurales para realizar las etapas del diagrama de flujo 1413. Los detalles específicos de las otras realizaciones estructurales serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base al análisis que está contenido en el presente documento.

El funcionamiento del sistema de transferencia de energía 6302 se describe a continuación para la señal de portadora de PM analógica 916, con referencia al diagrama de flujo 4613 y los diagramas de sincronismo en las figuras 59A-F. En la etapa 4614, el módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal de portadora de PM analógica 916. En la etapa 4616, el módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal de transferencia de energía 5906. En la etapa 4618, el módulo de transferencia de energía 6304 transfiere energía a partir de la señal de portadora de PM analógica 916 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía 5906, para realizar directamente una conversión descendente de la señal de portadora de PM analógica 916 a las señales de banda de base desmoduladas 5912 o 5916.

El funcionamiento del sistema de transferencia de energía 6302 se describe a continuación para la señal de portadora de PM digital 1016, con referencia al diagrama de flujo 4613 y a los diagramas de sincronismo en las figuras 60A-F. En la etapa 4614, el módulo de transferencia de energía 6404 recibe la señal de portadora de PM digital 1016. En la etapa 4616, el módulo de transferencia de energía 6404 recibe la señal de transferencia de energía 6006. En la etapa 4618, el módulo de transferencia de energía 6404 transfiere energía a partir de la señal de portadora de PM digital 1016 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de

energía 6006, para realizar directamente una conversión descendente de la señal de portadora de PM digital 1016 a la señal de banda de base desmodulada 6012 o 6016.

Unas implementaciones a modo de ejemplo del módulo de transferencia de energía 6302 se divulgan en las Secciones 4 y 5 en lo que sigue.

5 2.2.3 Otras realizaciones

Las realizaciones que se han descrito en lo que antecede se proporcionan para fines de ilustración. No se pretende que estas realizaciones limiten la invención. Realizaciones alternativas, que difieren ligera o sustancialmente con respecto a las que se describen en el presente documento, serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento. Tales realizaciones alternativas caen dentro del alcance de la presente invención tal como se define en las reivindicaciones adjuntas. Unas implementaciones a modo de ejemplo del módulo de transferencia de energía 6302 se divulgan en las Secciones 4 y 5 en lo que sigue.

2.3 Ejemplos de implementación

Unas implementaciones operativas y / o estructurales ejemplares en relación con el procedimiento o procedimientos, la estructura o estructuras, y / o realizaciones que se han descrito en lo que antecede se presentan en las Secciones 4 y 5 en lo que sigue. Estas implementaciones se presentan para fines de ilustración, y no de limitación. La invención no se limita a los ejemplos de implementación particulares que se describen en el presente documento. Implementaciones alternativas (incluyendo equivalentes, ampliaciones, variaciones, desviaciones, etc., de las que se describen en el presente documento) serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento. Tales implementaciones alternativas caen dentro del alcance de la presente invención tal como se define en las reivindicaciones adjuntas.

3. Conversión de modulación

En una realización, la invención realiza una conversión descendente de una señal de portadora de FM F_{FMC} en una señal no de FM $F_{(NO\ FM)}$, mediante la transferencia de energía a partir de la señal de portadora de FM F_{FMC} a una tasa de distorsión por repliegue del espectro. La presente realización se ilustra en la figura 1B como 4518.

En una realización a modo de ejemplo, se aplica conversión descendente a la señal de portadora de FM F_{FMC} para dar una señal modulada en fase (PM) F_{PM} . En otra realización a modo de ejemplo, se aplica conversión descendente a la señal de portadora de FM F_{FMC} para dar una señal modulada en amplitud (AM) F_{AM} . La señal a la que se ha aplicado conversión descendente puede desmodularse con cualquier técnica de desmodulación convencional para obtener una señal de banda de base desmodulada F_{DMB} .

La invención puede implementarse con cualquier tipo de señal de FM. En lo que sigue se proporcionan unas realizaciones ejemplares para la conversión descendente de una señal de modulación por desplazamiento en frecuencia (FSK, *frequency shift keying*) en una señal no de FSK. La FSK es un sub-conjunto de FM, en el que una señal de FM cambia o conmuta entre dos o más frecuencias. La FSK se usa, por lo general, para señales de banda de base de modulación digitales, tal como la señal de banda de base de modulación digital 310 en la figura 12. Por ejemplo, en la figura 8, la señal de FM digital 816 es una señal de FSK que cambia entre una frecuencia superior y una frecuencia inferior, que se corresponden con cambios de amplitud en la señal de banda de base de modulación digital 310. La señal de FSK 816 se usa en las realizaciones a modo de ejemplo en lo que sigue.

En una primera realización a modo de ejemplo, se transfiere energía a partir de la señal de FSK 816 a una tasa de distorsión por repliegue del espectro que se basa en un punto medio entre las frecuencias más altas y más bajas de la señal de FSK 816. Cuando la tasa de distorsión por repliegue del espectro se basa en el punto medio, se aplica conversión descendente a la señal de FSK 816 para dar una señal de modulación por desplazamiento en fase (PSK, *phase shift keying*). La PSK es un sub-conjunto de la modulación en fase, en el que una señal de PM cambia o conmuta entre dos o más fases. La PSK se usa, por lo general, para señales de banda de base de modulación digitales. Por ejemplo, en la figura 10, la señal de PM digital 1016 es una señal de PSK que cambia entre dos fases. La señal de PSK 1016 puede desmodularse mediante cualquier técnica o técnicas de desmodulación de PSK convencionales.

En una segunda realización a modo de ejemplo, se transfiere energía a partir de la señal de FSK 816 a una tasa de distorsión por repliegue del espectro que se basa o bien en la frecuencia superior o bien en la frecuencia inferior de la señal de FSK 816. Cuando la tasa de distorsión por repliegue del espectro se basa en la frecuencia superior o la frecuencia inferior de la señal de FSK 816, se aplica conversión descendente a la señal de FSK 816 para dar una señal de modulación por desplazamiento en amplitud (ASK, *amplitude shift keying*). La ASK es un sub-conjunto de la modulación en amplitud, en el que una señal de AM cambia o conmuta entre dos o más amplitudes. La ASK se usa, por lo general, para señales de banda de base de modulación digitales. Por ejemplo, en la figura 6, la señal de AM digital 616 es una señal de ASK que cambia entre la primera amplitud y la segunda amplitud. La señal de ASK 616 puede desmodularse mediante cualquier técnica o técnicas de desmodulación de ASK convencionales.

Las siguientes secciones describen procedimientos para transferir energía a partir de una señal de portadora de FM F_{FMC} para realizar una conversión descendente de esta en la señal no de FM $F_{(NO\ FM)}$. También se describen realizaciones estructurales ejemplares para implementar los procedimientos. Debería entenderse que la invención no se limita a las realizaciones particulares que se describen en lo que sigue. Equivalentes, ampliaciones, variaciones, desviaciones, etc., de lo que sigue serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento. Tales equivalentes, ampliaciones, variaciones, desviaciones, etc., se encuentran dentro del alcance de la presente invención tal como se define en las reivindicaciones adjuntas.

Las siguientes secciones incluyen un análisis de alto nivel, realizaciones a modo de ejemplo, y ejemplos de implementación.

3.1 Descripción de alto nivel

La presente sección (incluyendo sus sub-secciones) proporciona una descripción de alto nivel de la transferencia de energía a partir de la señal de portadora de FM F_{FM} para realizar una conversión descendente de esta en la señal no de FM $F_{(NO\ FM)}$, de acuerdo con la invención. En particular, un procedimiento operativo para la conversión descendente de la señal de portadora de FM F_{FM} en la señal no de FM $F_{(NO\ FM)}$ se describe a un alto nivel. Así mismo, una implementación estructural para implementar este procedimiento se describe a un alto nivel. La implementación estructural se describe en el presente documento para fines ilustrativos, y no es limitante. En particular, el procedimiento que se describe en la presente sección puede conseguirse usando cualquier número de implementaciones estructurales, una de las cuales se describe en la presente sección. Los detalles de tales implementaciones estructurales serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento.

3.1.1 Descripción operativa

La figura 5D muestra un diagrama de flujo 4619 que ilustra un procedimiento ejemplar para la conversión descendente de la señal de portadora de FM F_{FMC} en la señal no de FM $F_{(NO\ FM)}$. El procedimiento ejemplar que se ilustra en el diagrama de flujo 4619 es una realización del diagrama de flujo 4601 en la figura 5A.

Cualquiera y todas las formas de técnicas de modulación en frecuencia son válidas para la presente invención. Para facilitar el análisis, la señal de portadora de FM digital (FSK) 816 se usa para ilustrar una descripción operativa de alto nivel de la invención. Las secciones subsiguientes proporcionan descripciones y diagramas de flujo detallados para la señal de FSK 816. Tras la lectura de la divulgación y los ejemplos en la misma, un experto en la materia o materias relevantes entenderá que la invención puede implementarse para realizar una conversión descendente de cualquier tipo de señal de FM.

El procedimiento que se ilustra en el diagrama de flujo 4619 se describe en lo que sigue a un alto nivel para la conversión descendente de la señal de FSK 816 en la figura 8C para dar una señal de PSK. La señal de FSK 816 se ilustra de nuevo en la figura 84A por conveniencia.

El procedimiento del diagrama de flujo 4619 comienza en la etapa 4620, que incluye la recepción de una señal de FM. Esto se representa mediante la señal de FSK 816. La señal de FSK 816 cambia entre una primera frecuencia 8410 y una segunda frecuencia 8412. La primera frecuencia 8410 puede ser más alta o más baja que la segunda frecuencia 8412. En una realización ejemplar, la primera frecuencia 8410 es de aproximadamente 899 MHz y la segunda frecuencia 8412 es de aproximadamente 901 MHz.

La etapa 4622 incluye la recepción de una señal de transferencia de energía que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La figura 84B ilustra una señal de transferencia de energía a modo de ejemplo 8402 que incluye un tren de impulsos de transferencia de energía 8403 que tiene unas aperturas no despreciables 8405 que se alejan de un tiempo cero en cuanto a la duración.

Los impulsos de transferencia de energía 8403 se repiten a la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} , que se determina o se selecciona tal como se ha descrito previamente. En general, cuando se realiza una conversión descendente de una señal de portadora de FM F_{FMC} en una señal no de FM $F_{(NO\ FM)}$, la tasa de distorsión por repliegue del espectro es sustancialmente igual a un armónico o, de manera más habitual, un sub-armónico de una frecuencia dentro de la señal de FM. En esta realización de conjunto a modo de ejemplo, en la que va a aplicarse conversión descendente a la señal de FSK 816 para dar una señal de PSK, la tasa de distorsión por repliegue del espectro es sustancialmente igual a un armónico o, de manera más habitual, un sub-armónico del punto medio entre la primera frecuencia 8410 y la segunda frecuencia 8412. Para el presente ejemplo, el punto medio es de aproximadamente 900 MHz.

La etapa 4624 incluye la transferencia de energía a partir de la señal de portadora de FM F_{FMC} a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar una conversión descendente de la señal de portadora de FM F_{FMC} en la señal no de FM $F_{(NO\ FM)}$. La figura 84C ilustra una señal de PSK 8404, que se genera por el procedimiento de conversión de modulación.

Cuando la segunda frecuencia 8412 se submuestra, la señal de PSK 8404 tiene una frecuencia de aproximadamente 1 MHz y se usa como una referencia de fase. Cuando la primera frecuencia 8410 se submuestra, la señal de PSK 8404 tiene una frecuencia de 1 MHz y se desplaza en fase 180 grados con respecto a la referencia de fase.

- 5 La figura 84D muestra una señal de PSK 8406, que es una versión filtrada de la señal de PSK 8404. La invención puede generar de este modo una señal de salida filtrada, una señal de salida parcialmente filtrada, o una señal de salida en escalones de escalera relativamente sin filtrar. La elección entre señales de salida filtradas, parcialmente filtradas y no filtradas es, en general, una elección de diseño que depende de la aplicación de la invención.

- 10 La tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía preferentemente está controlada para optimizar la señal a la que se ha aplicado conversión descendente para la polaridad y la salida de amplitud, según se desee.

En lo que sigue se proporcionan unas realizaciones ejemplares detalladas para la conversión descendente de una señal de FSK en una señal de PSK y para la conversión descendente de una señal de FSK en una señal de ASK.

3.1.2 Descripción estructural

- 15 La figura 63 ilustra el sistema de transferencia de energía 6302 de acuerdo con una realización de la invención. El sistema de transferencia de energía 6302 incluye el módulo de transferencia de energía 6304. El sistema de transferencia de energía 6302 es una realización a modo de ejemplo del sistema de distorsión por repliegue del espectro genérico 1302 en la figura 13.

- 20 En una realización de conversión de modulación, la señal EM 1304 es una señal de portadora de FM F_{FMC} y el módulo de transferencia de energía 6304 transfiere energía a partir de la señal de portadora de FM en un armónico o, de manera más habitual, un sub-armónico de una frecuencia dentro de la banda de frecuencias de FM. Preferentemente, el módulo de transferencia de energía 6304 transfiere energía a partir de la señal de portadora de FM F_{FMC} para realizar una conversión descendente de esta en una señal no de FM $F_{(NO\ FM)}$ de la forma que se muestra en el diagrama de flujo operativo 4619. Pero debería entenderse que el alcance y espíritu de la invención
25 incluye otras realizaciones estructurales para realizar las etapas del diagrama de flujo 4619. Los detalles específicos de las otras realizaciones estructurales serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base al análisis que está contenido en el presente documento.

- 30 A continuación, el funcionamiento del sistema de transferencia de energía 6302 se describirá con referencia al diagrama de flujo 4619 y los diagramas de sincronismo de las figuras 84A-84D. En la etapa 4620, el módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal de FSK 816. En la etapa 4622, el módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal de transferencia de energía 8402. En la etapa 4624, el módulo de transferencia de energía 6304 transfiere energía a partir de la señal de FSK 816 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía 8402 para realizar una conversión descendente de la señal de FSK 816 a la señal de PSK 8404 u 8406.

- 35 Unas implementaciones a modo de ejemplo del módulo de transferencia de energía 6302 se proporcionan en la sección 4 en lo que sigue.

3.2 Realizaciones a modo de ejemplo

- 40 Diversas realizaciones en relación con el procedimiento o procedimientos y la estructura o estructuras que se han descrito en lo que antecede se presentan en la presente sección (y sus sub-secciones). Estas realizaciones se describen en el presente documento para fines de ilustración, y no de limitación. La invención no se limita a estas realizaciones. Realizaciones alternativas (incluyendo equivalentes, ampliaciones, variaciones, desviaciones, etc., de las realizaciones que se describen en el presente documento) serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento. La invención está prevista y adaptada para incluir tales realizaciones alternativas.

- 45 El procedimiento para la conversión descendente de una señal de portadora de FM F_{FMC} en una señal no de FM, $F_{(NO\ FM)}$, que se ilustra en el diagrama de flujo 4619 de la figura 5D, puede implementarse con cualquier tipo de señal de portadora de FM incluyendo, pero sin limitarse a, señales de FSK. El diagrama de flujo 4619 se describe con detalle en lo que sigue para la conversión descendente de una señal de FSK en una señal de PSK y para la conversión descendente de una señal de PSK en una señal de ASK. Se pretende que las descripciones ejemplares
50 en lo que sigue faciliten una comprensión de la presente invención. La presente invención no está limitada a o por las realizaciones ejemplares en lo que sigue.

3.2.1 Primera realización a modo de ejemplo: realización de una conversión descendente de una señal de FM en una señal de PM

3.2.1.1 Descripción operativa

Un procedimiento para la conversión descendente de la señal de FSK 816 en la figura 8C para dar una señal de PSK se describe a continuación para el diagrama de flujo 4619 en la figura 5D.

5 La señal de FSK 816 se ilustra de nuevo en la figura 61A por conveniencia. La señal de FSK 816 cambia entre una primera frecuencia 6106 y una segunda frecuencia 6108. En la realización ejemplares, la primera frecuencia 6106 es más baja que la segunda frecuencia 6108. En una realización alternativa, la primera frecuencia 6106 es más alta que la segunda frecuencia 6108. Para el presente ejemplo, la primera frecuencia 6106 es de aproximadamente 899 MHz y la segunda frecuencia 6108 es de aproximadamente 901 MHz.

La figura 61B ilustra una porción de señal de FSK 6104 que representa una porción de la señal de FSK 816 en una escala de tiempos ampliada.

10 El procedimiento comienza en la etapa 4620, que incluye la recepción de una señal de FM. Esto se representa mediante la señal de FSK 816.

15 La etapa 4622 incluye la recepción de una señal de transferencia de energía que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La figura 61C ilustra una señal de transferencia de energía a modo de ejemplo 6107 aproximadamente en la misma escala de tiempos que la figura 61B. La señal de transferencia de energía 6107 incluye un tren de impulsos de transferencia de energía 6109 que tiene unas aperturas no despreciables que se alejan de un tiempo cero en cuanto a la duración. Los impulsos de transferencia de energía 6109 se repiten a la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} , que se determina o se selecciona tal como se ha descrito en lo que antecede. En general, cuando se realiza una conversión descendente de una señal de FM en una señal no de FM, la tasa de distorsión por repliegue del espectro es sustancialmente igual a un armónico o, de manera más habitual, un sub-armónico de una frecuencia dentro de la señal de FM.

20 En el presente ejemplo, en el que se está aplicando conversión descendente a una señal de FSK para dar una señal de PSK, la tasa de distorsión por repliegue del espectro es sustancialmente igual a un armónico o, de manera más habitual, un sub-armónico, del punto medio entre las frecuencias 6106 y 6108. En el presente ejemplo, en el que la primera frecuencia 6106 es de 899 MHz y la segunda frecuencia 6108 es de 901 MHz, el punto medio es de aproximadamente 900 MHz. Por lo tanto, las tasas de distorsión por repliegue del espectro adecuadas incluyen 1,8 GHz, 900 MHz, 450 MHz, etc.

30 La etapa 4624 incluye la transferencia de energía a partir de la señal de FM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar una conversión descendente de esta en la señal no de FM $F_{(NO\ FM)}$. En la figura 61D, una señal de FSK afectada 6118 ilustra efectos de la transferencia de energía a partir de la señal de FSK 816 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La señal de FSK afectada 6118 se ilustra sustancialmente en la misma escala de tiempos que las figuras 61B y 61C.

La figura 61E ilustra una señal de PSK 6112, que se genera por el procedimiento de conversión de modulación. La señal de PSK 6112 se ilustra con una impedancia de carga arbitraria. En la sección 5 en lo que sigue se analizan optimizaciones de impedancia de carga.

35 La señal de PSK 6112 incluye las porciones 6110A, que se correlacionan con los impulsos de transferencia de energía 6107 en la figura 61C. La señal de PSK 6112 también incluye las porciones 6110B, que se encuentran entre los impulsos de transferencia de energía 6109. Las porciones 6110A representan la energía transferida a partir de la FSK 816 a un dispositivo de almacenamiento, a la vez que se acciona de forma simultánea una carga de salida. Las porciones 6110A tienen lugar cuando un módulo de conmutación se cierra mediante los impulsos de transferencia de energía 6109. Las porciones 6110B representan la energía que se almacena en un dispositivo de almacenamiento que continúa accionando la carga. Las porciones 6110B tienen lugar cuando el módulo de conmutación se abre después de los impulsos de transferencia de energía 6107.

45 En la figura 61F, una señal de PSK 6114 representa una versión filtrada de la señal de PSK 6112, en una escala de tiempos comprimida. La presente invención puede emitir la señal de banda de base desmodulada no filtrada 6112, la señal de banda de base desmodulada filtrada 6114, una señal de banda de base desmodulada parcialmente filtrada, una señal de salida en escalones de escalera, etc. La elección entre estas realizaciones es, en general, una elección de diseño que depende de la aplicación de la invención. Las señales de PSK 6112 y 6114 pueden desmodularse con una técnica o técnicas de desmodulación convencionales.

50 La tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía preferentemente está controlada para optimizar la señal a la que se ha aplicado conversión descendente para la polaridad y la salida de amplitud, según se desee.

55 Los dibujos a los que se hace referencia en el presente documento ilustran una conversión de modulación de acuerdo con la invención. Por ejemplo, las señales de PSK 6112 en la figura 61E y 6114 en la figura 61F ilustran que se aplicó conversión descendente a la señal de FSK 816 con éxito para dar una señal de PSK mediante la retención de la suficiente información de banda de base para una reconstrucción suficiente.

3.2.1.2 Descripción estructural

El funcionamiento del sistema de transferencia de energía 1602 se describe a continuación para la conversión descendente de la señal de FSK 816 para dar una señal de PSK, con referencia al diagrama de flujo 4619 y a los diagramas de sincronismo de las figuras 61A-E. En la etapa 4620, el módulo de transferencia de energía 1606 recibe la señal de FSK 816 (la figura 61A). En la etapa 4622, el módulo de transferencia de energía 1606 recibe la señal de transferencia de energía 6107 (la figura 61C). En la etapa 4624, el módulo de transferencia de energía 1606 transfiere energía a partir de la señal de FSK 816 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía 6107 para realizar una conversión descendente de la señal de FSK 816 a la señal de PSK 6112 en la figura 61E o la señal de PSK 6114 en la figura 61F.

3.2.2. Segunda realización a modo de ejemplo: realización de una conversión descendente de una señal de FM en una señal de AM

3.2.2.1 Descripción operativa

Un procedimiento para la conversión descendente de la señal de FSK 816 en la figura 8C para dar una señal de ASK se describe a continuación para el diagrama de flujo 4619 en la figura 5D.

La señal de FSK 816 se ilustra de nuevo en la figura 62A por conveniencia. La señal de FSK 816 cambia entre una primera frecuencia 6206 y una segunda frecuencia 6208. En la realización ejemplares, la primera frecuencia 6206 es más baja que la segunda frecuencia 6208. En una realización alternativa, la primera frecuencia 6206 es más alta que la segunda frecuencia 6208. Para el presente ejemplo, la primera frecuencia 6206 es de aproximadamente 899 MHz y la segunda frecuencia 6208 es de aproximadamente 901 MHz.

La figura 62B ilustra una porción de señal de FSK 6204 que representa una porción de la señal de FSK 816 en una escala de tiempos ampliada.

El procedimiento comienza en la etapa 4620, que incluye la recepción de una señal de FM. Esto se representa mediante la señal de FSK 816.

La etapa 4622 incluye la recepción de una señal de transferencia de energía que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La figura 62C ilustra una señal de transferencia de energía a modo de ejemplo 6207 aproximadamente en la misma escala de tiempos que la figura 62B. La señal de transferencia de energía 6207 incluye un tren de impulsos de transferencia de energía 6209 que tiene unas aperturas no despreciables que se alejan de un tiempo cero en cuanto a la duración. Los impulsos de transferencia de energía 6209 se repiten a la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} , que se determina o se selecciona tal como se ha descrito en lo que antecede. En general, cuando se realiza una conversión descendente de una señal de FM en una señal no de FM, la tasa de distorsión por repliegue del espectro es sustancialmente igual a un armónico o, de manera más habitual, un sub-armónico de una frecuencia dentro de la señal de FM.

En el presente ejemplo, en el que se está aplicando conversión descendente a una señal de FSK para dar una señal de ASK, la tasa de distorsión por repliegue del espectro es sustancialmente igual a un armónico o, de manera más habitual, un sub-armónico, o bien de la primera frecuencia 6206 o bien de la segunda frecuencia 6208. En el presente ejemplo, en el que la primera frecuencia 6206 es de 899 MHz y la segunda frecuencia 6208 es de 901 MHz, la tasa de distorsión por repliegue del espectro puede ser sustancialmente igual a un armónico o sub-armónico de 899 MHz o 901 MHz.

La etapa 4624 incluye la transferencia de energía a partir de la señal de FM a la tasa de distorsión por repliegue del espectro para realizar una conversión descendente de esta en la señal no de FM $F_{(NO\ FM)}$. En la figura 62D, una señal de FSK afectada 6218 ilustra efectos de la transferencia de energía a partir de la señal de FSK 816 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} . La señal de FSK afectada 6218 se ilustra sustancialmente en la misma escala de tiempos que las figuras 62B y 62C.

La figura 62E ilustra una señal de ASK 6212, que se genera por el procedimiento de conversión de modulación. La señal de ASK 6212 se ilustra con una impedancia de carga arbitraria. En la sección 5 en lo que sigue se analizan optimizaciones de impedancia de carga.

La señal de ASK 6212 incluye las porciones 6210A, que se correlacionan con los impulsos de transferencia de energía 6209 en la figura 62C. La señal de ASK 6212 también incluye las porciones 6210B, que se encuentran entre los impulsos de transferencia de energía 6209. Las porciones 6210A representan la energía transferida a partir de la FSK 816 a un dispositivo de almacenamiento, a la vez que se acciona de forma simultánea una carga de salida. Las porciones 6210A tienen lugar cuando un módulo de conmutación se cierra mediante los impulsos de transferencia de energía 6207. Las porciones 6210B representan la energía que se almacena en un dispositivo de almacenamiento que continúa accionando la carga. Las porciones 6210B tienen lugar cuando el módulo de conmutación se abre después de los impulsos de transferencia de energía 6207.

En la figura 62F, una señal de ASK 6214 representa una versión filtrada de la señal de ASK 6212, en una escala de tiempos comprimida. La presente invención puede emitir la señal de banda de base desmodulada no filtrada 6212, la señal de banda de base desmodulada filtrada 6214, una señal de banda de base desmodulada parcialmente filtrada,

una señal de salida en escalones de escalera, etc. La elección entre estas realizaciones es, en general, una elección de diseño que depende de la aplicación de la invención. Las señales de ASK 6212 y 6214 pueden desmodularse con una técnica o técnicas de desmodulación convencionales.

5 La tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía preferentemente está controlada para optimizar la señal a la que se ha aplicado conversión descendente para la polaridad y / o la salida de amplitud, según se desee.

10 Los dibujos a los que se hace referencia en el presente documento ilustran una conversión de modulación de acuerdo con la invención. Por ejemplo, las señales de ASK 6212 en la figura 62E y 6214 en la figura 62F ilustran que se aplicó conversión descendente a la señal de FSK 816 con éxito para dar una señal de ASK mediante la retención de la suficiente información de banda de base para una reconstrucción suficiente.

3.2.2.2 Descripción estructural

15 El funcionamiento del sistema de transferencia de energía 1602 se describe a continuación para la conversión descendente de la señal de FSK 816 para dar una señal de ASK, con referencia al diagrama de flujo 4619 y a los diagramas de sincronismo de las figuras 62A-F. En la etapa 4620, el módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal de FSK 816 (la figura 62A). En la etapa 4622, el módulo de transferencia de energía 6304 recibe la señal de transferencia de energía 6207 (la figura 62C). En la etapa 4624, el módulo de transferencia de energía 6304 transfiere energía a partir de la señal de FSK 818 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía 6207 para realizar una conversión descendente de la señal de FSK 816 a la señal de ASK 6212 en la figura 62E o la señal de ASK 6214 en la figura 62F.

20 3.2.3 Otras realizaciones a modo de ejemplo

25 Las realizaciones que se han descrito en lo que antecede se proporcionan para fines de ilustración. No se pretende que estas realizaciones limiten la invención. Realizaciones alternativas, que difieren ligera o sustancialmente con respecto a las que se describen en el presente documento, serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento. Tales realizaciones alternativas caen dentro del alcance de la presente invención tal como se define en las reivindicaciones adjuntas.

Unas implementaciones a modo de ejemplo del módulo de transferencia de energía 6302 se divulgan en las Secciones 4 y 5 en lo que sigue.

3.3 Ejemplos de implementación

30 Unas implementaciones operativas y / o estructurales ejemplares en relación con el procedimiento o procedimientos, la estructura o estructuras, y / o realizaciones que se han descrito en lo que antecede se presentan en las Secciones 4 y 5 en lo que sigue. Estas implementaciones se presentan para fines de ilustración, y no de limitación. La invención no se limita a los ejemplos de implementación particulares que se describen en el presente documento. Implementaciones alternativas (incluyendo equivalentes, ampliaciones, variaciones, desviaciones, etc., de las que se describen en el presente documento) serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento. Tales implementaciones alternativas caen dentro del alcance de la presente invención tal como se define en las reivindicaciones adjuntas.

4. Ejemplos de implementación

40 Unas implementaciones operativas y / o estructurales ejemplares en relación con el procedimiento o procedimientos, la estructura o estructuras, y / o realizaciones que se han descrito en lo que antecede se presentan en la presente sección (y sus sub-secciones). Estas implementaciones se presentan en el presente documento para fines de ilustración, y no de limitación. La invención no se limita a los ejemplos de implementación particulares que se describen en el presente documento. Implementaciones alternativas (incluyendo equivalentes, ampliaciones, variaciones, desviaciones, etc., de las que se describen en el presente documento) serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento. Tales implementaciones alternativas caen dentro del alcance de la presente invención tal como se define en las reivindicaciones adjuntas.

45 La figura 63 ilustra un sistema de transferencia de energía 6302, que es una realización ejemplar del sistema de distorsión por repliegue del espectro genérico 1302 en la figura 13. El sistema de transferencia de energía 6302 incluye un módulo de transferencia de energía 6304, que recibe la señal EM 1304 y una señal de transferencia de energía 6306. La señal de transferencia de energía 6306 incluye un tren de impulsos de transferencia de energía que tiene unas aperturas no despreciables que se alejan de un tiempo cero en cuanto a la duración. Los impulsos de transferencia de energía se repiten a una tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} .

55 El módulo de transferencia de energía 6304 transfiere energía a partir de la señal EM 1304 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía 6306, tal como se ha descrito en las secciones en lo que antecede con respecto a los diagramas de flujo 4601 en la figura 5A, 4607 en la figura 5B, 4613 en la figura

5C y 4619 en la figura 5D. El módulo de transferencia de energía 6304 emite una señal a la que se ha aplicado conversión descendente 1308B, que incluye unas cantidades no despreciables de energía transferida a partir de la señal EM 1304.

5 La figura 64A ilustra un sistema de transferencia con control por puerta ejemplar 6402, que es un ejemplo del sistema de transferencia de energía 6302. El sistema de transferencia con control por puerta 6402 incluye un módulo de transferencia con control por puerta 6404, que se describe en lo que sigue.

La figura 64B ilustra un sistema de transferencia con control por puerta invertido ejemplar 6406, que es un ejemplo alternativo del sistema de transferencia de energía 6302. El sistema de transferencia con control por puerta invertido 6406 incluye un módulo de transferencia con control por puerta invertido 6408, que se describe en lo que sigue.

10 **4.1 El sistema de transferencia de energía como un sistema de transferencia con control por puerta**

La figura 64A ilustra el sistema de transferencia con control por puerta ejemplar 6402, que es una implementación ejemplar del sistema de transferencia de energía 6302. El sistema de transferencia con control por puerta 6402 incluye el módulo de transferencia con control por puerta 6404, que recibe la señal EM 1304 y la señal de transferencia de energía 6306. La señal de transferencia de energía 6306 incluye un tren de impulsos de transferencia de energía que tiene unas aperturas no despreciables que se alejan de un tiempo cero en cuanto a la duración. Los impulsos de transferencia de energía se repiten a una tasa de distorsión por repliegue del espectro F_{AR} .

20 El módulo de transferencia con control por puerta 6404 transfiere energía a partir de la señal EM 1304 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía 6306, tal como se ha descrito en las secciones en lo que antecede con respecto a los diagramas de flujo 4601 en la figura 5A, 4607 en la figura 5B, 4613 en la figura 5C y 4619 en la figura 5D. El módulo de transferencia con control por puerta 6404 emite la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 1308B, que incluye unas cantidades no despreciables de energía transferida a partir de la señal EM 1304.

25 **4.1.1 El sistema de transferencia con control por puerta como un módulo de conmutación y un módulo de almacenamiento**

La figura 65 ilustra una realización a modo de ejemplo del módulo de transferencia con control por puerta 6404 como que incluye un módulo de conmutación 6502 y un módulo de almacenamiento 6506. Preferentemente, el módulo de conmutación 6502 y el módulo de almacenamiento 6506 transfieren energía a partir de la señal EM 1304 para realizar una conversión descendente de esta en cualquiera de las formas que se muestran en los diagramas de flujo operativos 4601 en la figura 5A, 4607 en la figura 5B, 4613 en la figura 5C y 4619 en la figura 5D.

Por ejemplo, el funcionamiento del módulo de conmutación 6502 y el módulo de almacenamiento 6506 se describe a continuación para la conversión descendente de la señal EM 1304 para dar una señal intermedia, con referencia al diagrama de flujo 4607 y los diagramas de sincronismo a modo de ejemplo en la figura 83A-F.

35 En la etapa 4608, el módulo de conmutación 6502 recibe la señal EM 1304 (la figura 83A). En la etapa 4610, el módulo de conmutación 6502 recibe la señal de transferencia de energía 6306 (la figura 83C). En la etapa 4612, el módulo de conmutación 6502 y el módulo de almacenamiento 6506 cooperan para transferir energía a partir de la señal EM 1304 y realiza una conversión descendente de esta para dar una señal intermedia. De manera más específica, durante la etapa 4612, el módulo de conmutación 6502 se cierra durante cada impulso de transferencia de energía para acoplar la señal EM 1304 con el módulo de almacenamiento 6506. En una realización, el módulo de conmutación 6502 se cierra en los flancos de subida de los impulsos de transferencia de energía. En una realización alternativa, el módulo de conmutación 6502 se cierra sobre los flancos de bajada de los impulsos de transferencia de energía. Mientras que la señal EM 1304 está acoplada con el módulo de almacenamiento 6506, unas cantidades no despreciables de energía se transfieren de la señal EM 1304 al módulo de almacenamiento 6506. La figura 83B ilustra la señal EM 1304 después de que la energía se transfiera a partir de la misma. La figura 83D ilustra la energía transferida que se almacena en el módulo de almacenamiento 6506. El módulo de almacenamiento 6506 emite la energía transferida como la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 1308B. El módulo de almacenamiento 6506 puede emitir la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 1308B como una señal sin filtrar tal como la señal que se muestra en la figura 83E, o como una señal a la que se ha aplicado conversión descendente filtrada (la figura 83F).

50 **4.1.2 El sistema de transferencia con control por puerta como módulo de interrupción previa a la conexión**

La figura 67A ilustra una realización a modo de ejemplo del módulo de transferencia con control por puerta 6404 como que incluye un módulo de interrupción previa a la conexión 6702 y un módulo de almacenamiento 6716. Preferentemente, el módulo de interrupción previa a la conexión 6702 y el módulo de almacenamiento 6716 transfieren energía a partir de la señal EM 1304 para realizar una conversión descendente de esta en cualquiera de las formas que se muestran en los diagramas de flujo operativos 4601 en la figura 5A, 4607 en la figura 5B, 4613 en la figura 5C y 4619 en la figura 5D.

En la figura 67A, el módulo de interrupción previa a la conexión 6702 incluye a incluye un conmutador normalmente abierto 6704 y un conmutador normalmente cerrado 6706. El conmutador normalmente abierto 6704 se controla mediante la señal de transferencia de energía 6306. El conmutador normalmente cerrado 6706 se controla mediante una señal de aislamiento 6712. En una realización, la señal de aislamiento 6712 se genera a partir de la señal de transferencia de energía 6306. Como alternativa, la señal de transferencia de energía 6306 se genera a partir de la señal de aislamiento 6712. Como alternativa, la señal de aislamiento 6712 se genera con independencia de la señal de transferencia de energía 6306. El módulo de interrupción previa a la conexión 6702 aísla sustancialmente una entrada 6708 de una salida 6710.

La figura 67B ilustra un diagrama de sincronismo a modo de ejemplo de la señal de transferencia de energía 6306, que controla el conmutador normalmente abierto 6704. La figura 67C ilustra un diagrama de sincronismo a modo de ejemplo de la señal de aislamiento 6712, que controla el conmutador normalmente cerrado 6706. El funcionamiento del módulo de interrupción previa a la conexión 6702 se describe a continuación con referencia a los diagramas de sincronismo a modo de ejemplo en las figuras 67B y 67C.

Antes del instante t_0 , el conmutador normalmente abierto 6704 y el conmutador normalmente cerrado 6706 se encuentran en sus estados normales.

En el tiempo t_0 , la señal de aislamiento 6712 en la figura 67C abre el conmutador normalmente cerrado 6706. Por lo tanto, justo después del tiempo t_0 , el conmutador normalmente abierto 6704 y el conmutador normalmente cerrado 6706 están abiertos y la entrada 6708 está aislada de la salida 6710.

En el tiempo t_1 , la señal de transferencia de energía 6306 en la figura 67B cierra el conmutador normalmente abierto 6704 a lo largo de la duración no despreciable de un impulso. Esto acopla la señal EM 1304 con el módulo de almacenamiento 6716.

Antes de t_2 , la señal de transferencia de energía 6306 en la figura 67B abre el conmutador normalmente abierto 6704. Esto acopla la señal EM 1304 con respecto al módulo de almacenamiento 6716.

En el tiempo t_2 , la señal de aislamiento 6712 en la figura 67C cierra el conmutador normalmente cerrado 6706. Esto acopla el módulo de almacenamiento 6716 con la salida 6710.

El módulo de almacenamiento 6716, es similar al módulo de almacenamiento 6506 la figura 65. El sistema de transferencia con control por puerta de interrupción previa a la conexión 6701 realiza una conversión descendente de la señal EM 1304 de una forma similar a la que se describe con referencia al sistema de transferencia con control por puerta 6501 en la figura 65.

4.1.3 Implementaciones a modo de ejemplo del módulo de conmutación

El módulo de conmutación 6502 en la figura 65 y los módulos de conmutación 6704 y 6706 en la figura 67A pueden ser cualquier tipo de dispositivo de conmutación que preferentemente tiene una impedancia relativamente baja cuando está cerrado y una impedancia relativamente alta cuando está abierto. Los módulos de conmutación 6502, 6704 y 6706 pueden implementarse con unos conmutadores normalmente abiertos o normalmente cerrados. No se necesario que los módulos de conmutación sean módulos de conmutación ideales.

La figura 66B ilustra los módulos de conmutación 6502, 6704 y 6706 como un módulo de conmutación 6610. El módulo de conmutación 6610 puede implementarse en una arquitectura o bien normalmente abierta o bien normalmente cerrada. El módulo de conmutación 6610 (por ejemplo, los módulos de conmutación 6502, 6704 y 6706) puede implementarse con cualquier tipo de dispositivo de conmutación adecuado, incluyendo pero sin limitarse a dispositivos de conmutación mecánicos y dispositivos de conmutación eléctricos, dispositivos de conmutación ópticos, etc., y combinaciones de los mismos. Tales dispositivos incluyen, pero no se limitan a dispositivos de conmutación de transistores, dispositivos de conmutación de diodos, dispositivos de conmutación de relés, dispositivos de conmutación ópticos, dispositivos de conmutación de micro-máquinas, etc., o combinaciones de los mismos.

En una realización, el módulo de conmutación 6610 puede implementarse como un transistor, tal como, por ejemplo, un transistor de efecto de campo (FET), un transistor bipolar, o cualquier otro dispositivo de conmutación de circuitos adecuado.

En la figura 66A, el módulo de conmutación 6610 se ilustra como un FET 6602. El FET 6602 puede ser cualquier tipo de FET, incluyendo, pero sin limitarse a, un MOSFET, un JFET, un GaAsFET, etc. El FET 6602 incluye una puerta 6604, una fuente 6606 y un drenador 6608. La puerta 6604 recibe la señal de transferencia de energía 6306 para controlar la acción de conmutación entre la fuente 6606 y el drenador 6608. En una realización, la fuente 6606 y el drenador 6608 son intercambiables.

Debería entenderse que la ilustración del módulo de conmutación 6610 como un FET 6602 en la figura 66A es solo para fines de ejemplo. Podría usarse cualquier dispositivo que tenga capacidades de conmutación para implementar el módulo de conmutación 6610 (es decir, los módulos de conmutación 6502, 6704 y 6706), tal como será evidente

para los expertos en la materia o materias relevantes en base al análisis que está contenido en el presente documento.

5 En la figura 66C, el módulo de conmutación 6610 se ilustra como un conmutador de diodo 6612, que opera como un dispositivo de dos hilos conductores cuando la señal de transferencia de energía 6306 está acoplada con la salida 6613.

En la figura 66D, el módulo de conmutación 6610 se ilustra como un conmutador de diodo 6614, que opera como un dispositivo de dos hilos conductores cuando la señal de transferencia de energía 6306 está acoplada con la salida 6615.

4.1.4 Implementaciones a modo de ejemplo del módulo de almacenamiento

10 Los módulos de almacenamiento 6506 y 6716 almacenan unas cantidades no despreciables de energía a partir de la señal EM 1304. En una realización ejemplar, los módulos de almacenamiento 6506 y 6716 se implementan como un módulo de almacenamiento reactivo 6801 en la figura 68A, a pesar de que la invención no se limita a la presente
15 realización. Un módulo de almacenamiento reactivo es un módulo de almacenamiento que emplea uno o más componentes eléctricos reactivos para almacenar la energía transferida a partir de la señal EM 1304. Los componentes eléctricos reactivos incluyen, pero no se limitan a, condensadores e inductancias.

En una realización, los módulos de almacenamiento 6506 y 6716 incluyen uno o más elementos de almacenamiento capacitivo, que se ilustran en la figura 68B como un módulo de almacenamiento capacitivo 6802. En la figura 68C, el módulo de almacenamiento capacitivo 6802 se ilustra como uno o más condensadores que se ilustran en general como el condensador o condensadores 6804.

20 El fin de los módulos de almacenamiento 6506 y 6716 es almacenar unas cantidades no despreciables de energía transferida a partir de la señal EM 1304. La reproducción de amplitud de la señal de entrada EM no afectada original no es necesariamente importante. En un entorno de transferencia de energía, el módulo de almacenamiento preferentemente tiene la capacidad de manejar la potencia que se está transfiriendo, y de permitir que esta acepte una cantidad no despreciable de potencia durante un periodo de apertura no despreciable.

25 Un terminal 6806 sirve como una salida del módulo de almacenamiento capacitivo 6802. El módulo de almacenamiento capacitivo 6802 proporciona la energía almacenada en el terminal 6806. La figura 68F ilustra el módulo de almacenamiento capacitivo 6802 como que incluye un condensador en serie 6812, que puede utilizarse en un sistema de transferencia con control por puerta invertido que se describe en lo que sigue.

30 En una realización alternativa, los módulos de almacenamiento 6506 y 6716 incluyen uno o más elementos de almacenamiento inductivo; que se ilustran en la figura 68D como un módulo de almacenamiento inductivo 6808.

En una realización alternativa, los módulos de almacenamiento 6506 y 6716 incluyen una combinación de uno o más elementos de almacenamiento capacitivo y uno o más elementos de almacenamiento inductivo, que se ilustran en la figura 68E como un módulo de almacenamiento capacitivo / inductivo 6810.

35 La figura 68G ilustra un sistema de transferencia con control por puerta integrado 6818 que puede implementarse para realizar una conversión descendente de la señal EM 1304 tal como se ilustra en, y se describe con referencia a, las figuras 83A-F.

4.1.5 Módulo de señal de transferencia de energía opcional

40 La figura 69 ilustra un sistema de transferencia de energía 6901, que es una realización a modo de ejemplo del sistema de transferencia de energía 6302. El sistema de transferencia de energía 6901 incluye un módulo de señal de transferencia de energía opcional 6902, que puede realizar cualquiera de una diversidad de funciones o combinaciones de funciones incluyendo, pero sin limitarse a, generar la señal de transferencia de energía 6306.

45 En una realización, el módulo de señal de transferencia de energía opcional 6902 incluye un generador de aperturas, un ejemplo del cual se ilustra en la figura 68J como un generador de aperturas 6820. El generador de aperturas 6820 genera unos impulsos de apertura no despreciables 6826 a partir de una señal de entrada 6824. La señal de entrada 6824 puede ser cualquier tipo de señal periódica, incluyendo, pero sin limitarse a, una senoide, una onda cuadrada, una onda en dientes de sierra, etc. En lo que sigue se describen sistemas para generar la señal de entrada 6824.

50 La anchura o apertura de los impulsos 6826 se determina mediante el retardo a través de la rama 6822 del generador de aperturas 6820. En general, a medida que aumenta la anchura de impulso deseada, disminuye la dificultad a la hora de cumplir los requisitos del generador de aperturas 6820. Dicho de otra forma, para generar unos impulsos de apertura no despreciables para una frecuencia de entrada EM dada, los componentes que se utilizan en el generador de aperturas a modo de ejemplo 6820 no requieren unos tiempos de reacción tan rápidos como los que se requieren en un sistema de submuestreo operando con la misma frecuencia de entrada EM.

La implementación y la lógica a modo de ejemplo que se muestran en el generador de aperturas 6820 se proporcionan solo para fines ilustrativos, y no son limitantes. La lógica real que se emplea puede adoptar muchas formas. El generador de aperturas a modo de ejemplo 6820 incluye un inversor opcional 6828, que se muestra para la consistencia de la polaridad con otros ejemplos que se proporcionan en el presente documento.

- 5 Una implementación a modo de ejemplo del generador de aperturas 6820 se ilustra en la figura 68K. Se proporcionan ejemplos adicionales de lógica de generación de aperturas en las figuras 68H y 68I. La figura 68H ilustra un generador de impulsos de flanco de subida 6840, que genera los impulsos 6826 sobre los flancos de subida de la señal de entrada 6824. La figura 68I ilustra un generador de impulsos de flanco de bajada 6850, que genera los impulsos 6826 sobre los flancos de bajada de la señal de entrada 6824.
- 10 En una realización, la señal de entrada 6824 se genera de forma externa con respecto al módulo de señal de transferencia de energía 6902, tal como se ilustra en la figura 69. Como alternativa, la señal de entrada 6924 se genera de forma interna por el módulo de señal de transferencia de energía 6902. La señal de entrada 6824 puede generarse por un oscilador, tal como se ilustra en la figura 68L por un oscilador 6830. El oscilador 6830 puede ser interno al módulo de señal de transferencia de energía 6902 o externo al módulo de señal de transferencia de
- 15 energía 6902. El oscilador 6830 puede ser externo al sistema de transferencia de energía 6901. La salida del oscilador 6830 puede ser cualquier forma de onda periódica.

El tipo de conversión descendente que se realiza por el sistema de transferencia de energía 6901 depende de la tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía 6306, que se determina por la frecuencia de los impulsos 6826. La frecuencia de los impulsos 6826 se determina por la frecuencia de la señal de

20 entrada 6824. Por ejemplo, cuando la frecuencia de la señal de entrada 6824 es sustancialmente igual a un armónico o un sub-armónico de la señal EM 1304, se aplica conversión descendente directamente a la señal EM 1304 para dar banda de base (por ejemplo cuando la señal EM es una señal de AM o una señal de PM), o convertirse de FM en una señal no de FM. Cuando la frecuencia de la señal de entrada 6824 es sustancialmente igual a un armónico o un sub-armónico de una frecuencia de diferencia, se aplica conversión descendente a la señal

25 EM 1304 para dar una señal intermedia.

El módulo de señal de transferencia de energía opcional 6902 puede implementarse en soporte físico, soporte lógico, soporte lógico inalterable, o cualquier combinación de los mismos.

4.2 El sistema de transferencia de energía como un sistema de transferencia con control por puerta invertido

La figura 64B ilustra un sistema de transferencia con control por puerta invertido ejemplar 6406, que es una implementación ejemplar del sistema de transferencia de energía 6302. El sistema de transferencia con control por

30 puerta invertido 6406 incluye un módulo de transferencia con control por puerta invertido 6408, que recibe la señal EM 1304 y la señal de transferencia de energía 6306. La señal de transferencia de energía 6306 incluye un tren de impulsos de transferencia de energía que tiene unas aperturas no despreciables que se alejan de un tiempo cero en cuanto a la duración. Los impulsos de transferencia de energía se repiten a una tasa de distorsión por repliegue del

35 espectro F_{AR} . El módulo de transferencia con control por puerta invertido 6408 transfiere energía a partir de la señal EM 1304 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de transferencia de energía 6306, tal como se ha descrito en las secciones en lo que antecede con respecto a los diagramas de flujo 4601 en la figura 5A, 4607 en la figura 5B, 4613 en la figura 5C y 4619 en la figura 5D. El módulo de transferencia con control por puerta invertido 6408 emite la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 1308B, que incluye unas cantidades no

40 despreciables de energía transferida a partir de la señal EM 1304.

4.2.1 El sistema de transferencia con control por puerta invertido como un módulo de conmutación y un módulo de almacenamiento

La figura 74 ilustra una realización a modo de ejemplo del módulo de transferencia con control por puerta invertido 6408 como que incluye un módulo de conmutación 7404 y un módulo de almacenamiento 7406. Preferentemente, el

45 módulo de conmutación 7404 y el módulo de almacenamiento 7406 transfieren energía a partir de la señal EM 1304 para realizar una conversión descendente de esta en cualquiera de las formas que se muestran en los diagramas de flujo operativos 4601 en la figura 5A, 4607 en la figura 5B, 4613 en la figura 5C y 4619 en la figura 5D.

El módulo de conmutación 7404 puede implementarse tal como se ha descrito en lo que antecede con referencia a las figuras 66A-D. El módulo de almacenamiento 7406 puede implementarse tal como se ha descrito en lo que

50 antecede con referencia a las figuras 68A-F.

En la realización que se ilustra, el módulo de almacenamiento 7206 incluye uno o más condensadores 7408. El condensador o condensadores 7408 se seleccionan para pasar las componentes de frecuencia más altas de la señal EM 1304 hasta llegar a un terminal 7410, con independencia del estado del módulo de conmutación 7404. El condensador 7408 almacena unas cantidades no despreciables de energía a partir de la señal EM 1304. A

55 continuación de lo anterior, la señal en el terminal 7410 está desplazada una cantidad en relación con la energía que se almacena en el condensador 7408.

El funcionamiento del sistema de transferencia con control por puerta invertido 7401 se ilustra en las figuras 75A-F. La figura 75A ilustra la señal EM 1304. La figura 75B ilustra la señal EM 1304 después de la transferencia de energía a partir de esta. La figura 75C ilustra la señal de transferencia de energía 6306, que incluye un tren de impulsos de transferencia de energía que tiene unas aperturas no despreciables.

- 5 La figura 75D ilustra una señal a la que se ha aplicado conversión descendente a modo de ejemplo 1308B. La figura 75E ilustra la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 1308B en una escala de tiempos comprimida. Debido a que el módulo de almacenamiento 7406 es un elemento en serie, las frecuencias más altas (por ejemplo, RF) de la señal EM 1304 pueden verse sobre la señal a la que se ha aplicado conversión descendente. Esta puede filtrarse tal como se ilustra en la figura 75F.
- 10 El sistema de transferencia con control por puerta invertido 7401 puede usarse para realizar una conversión descendente de cualquier tipo de señal EM, incluyendo señales de portadora modulada y señales de portadora no modulada.

4.3 Operación de rail a rail para un intervalo dinámico mejorado

4.3.1 Introducción

- 15 La figura 110A ilustra el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11000 que realiza una conversión descendente de la señal EM 11002 a la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 11012 usando la señal de distorsión por repliegue del espectro 11014 (que se denomina a veces una señal de transferencia de energía). El módulo de distorsión por repliegue del espectro 11000 es un ejemplo del módulo de transferencia de energía 6304 en la figura 63. El módulo de distorsión por repliegue del espectro 11000 incluye el módulo de UFT
- 20 11004 y el módulo de almacenamiento 11008. Tal como se muestra en la figura 110A, el módulo de UFT 11004 se implementa como un FET de canal n 11006, y el módulo de almacenamiento 11008 se implementa como un condensador 11010, a pesar de que la invención no se limita a la presente realización.

- El FET 11006 recibe la señal EM 11002 y la señal de distorsión por repliegue del espectro 11014. En una realización, la señal de distorsión por repliegue del espectro 11014 incluye un tren de impulsos que tiene unas
- 25 aperturas no despreciables que se repiten a una tasa de distorsión por repliegue del espectro. La tasa de distorsión por repliegue del espectro puede ser un armónico o sub-armónico de la señal EM 11002. El FET 11006 muestrea la señal EM 11002 a la tasa de distorsión por repliegue del espectro de la señal de distorsión por repliegue del espectro 11014 para generar la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 11012. En una realización, la señal de distorsión por repliegue del espectro 11014 controla la puerta del FET 11006 de tal modo que el FET 11006
- 30 conduce (o pasa a estado de conducción) cuando la tensión de puerta a fuente de FET (V_{GS}) supera una tensión de umbral (V_T). Cuando el FET 11006 conduce, se crea un canal de la fuente al drenador del FET 11006 de tal modo que se transfiere carga de la señal EM 11002 al condensador 11010. De manera más específica, la conductancia del FET 11006 ($1/R$) frente a V_{GS} es una función continua que alcanza un nivel aceptable a V_T , tal como se ilustra en la figura 110B. La carga que se almacena por el condensador 11010 durante muestras sucesivas forma la señal a la
- 35 que se ha aplicado conversión descendente 11012.

- Tal como se ha expuesto en lo que antecede, el FET de canal n 11006 conduce cuando la V_{GS} supera la tensión de umbral V_T . Tal como se muestra en la figura 110A, la tensión de puerta del FET 11006 se determina por la señal de distorsión por repliegue del espectro 11014, y la tensión de fuente se determina por la señal EM de entrada 11002. La señal de distorsión por repliegue del espectro 11014 es preferentemente una pluralidad de impulsos cuya
- 40 amplitud puede predecirse y se establece por un diseñador de sistemas. No obstante, la señal EM 11002 por lo general se recibe a través de un medio de comunicaciones mediante un dispositivo de acoplamiento (tal como una antena). Por lo tanto, la amplitud de la señal EM 11002 puede ser variable y dependiente de un número de factores que incluyen la intensidad de la señal transmitida, y la atenuación del medio de comunicaciones. Por lo tanto, la tensión de fuente en el FET 11006 no puede predecirse en su totalidad y por consiguiente afectará a la V_{GS} y la conductancia del FET 11006.
- 45

- Por ejemplo, la figura 111A ilustra la señal EM 11102, que es un ejemplo de la señal EM 11002 que aparece en la fuente del FET 11006. La señal EM 11102 tiene una sección 11104 con una amplitud relativamente alta tal como se muestra. La figura 111B ilustra la señal de distorsión por repliegue del espectro 11106 como un ejemplo de la señal de distorsión por repliegue del espectro 11014 que controla la puerta del FET 11006. La figura 111C ilustra la V_{GS}
- 50 11108, que es la diferencia entre las tensiones de puerta y de fuente que se muestran en las figuras 111B y 111A, respectivamente. El FET 11006 tiene una tensión de umbral inherente V_T 11112 que se muestra en la figura 111C, por encima de la cual el FET 11006 conduce. Se prefiere que $V_{GS} > V_T$ durante cada impulso de la señal de distorsión por repliegue del espectro 11106, de tal modo que el FET 11006 conduce y se transfiere carga de la señal EM 11102 al condensador 11010 durante cada impulso de la señal de distorsión por repliegue del espectro 11106.
- 55 Tal como se muestra en la figura 111C, la sección de amplitud elevada 11104 de la señal EM 11102 da lugar a un impulso de V_{GS} 11110 que de hecho supera la V_T 11112 y, por lo tanto, el FET 11006 no conducirá completamente según se desea. Por lo tanto, la muestra resultante de la señal EM 11102 puede deteriorarse, lo que potencialmente afecta de manera negativa a la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 11012.

Tal como se ha expuesto anteriormente, la conductancia del FET 11006 frente a V_{GS} es matemáticamente continua y no es un corte completo. Dicho de otra forma, el FET 11006 conducirá de forma marginal cuando se controla mediante el impulso 11110, incluso a pesar de que el impulso 11110 se encuentra por debajo de V_T 11112. No obstante, la pérdida de inserción del FET 11006 se aumentará en comparación con un impulso de V_{GS} 11111, que es más grande que V_T 11112. A menudo se hace referencia a la reducción de rendimiento causada por una señal de entrada de gran amplitud como recorte o compresión. El recorte da lugar a distorsión en la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 11012, lo que afecta de manera adversa a la conversión descendente fiel de la señal EM de entrada 11102. El intervalo dinámico es un factor de calidad que está asociado con el intervalo de las señales de entrada a las que puede aplicarse conversión descendente fielmente sin introducir distorsión en la señal a la que se ha aplicado conversión descendente. Cuanto más alto sea el intervalo dinámico de un circuito de conversión descendente, más grandes serán las señales de entrada a las que puede aplicarse conversión descendente sin introducir distorsión en la señal a la que se ha aplicado conversión descendente.

4.3.2 Estructura de UFT complementaria para un intervalo dinámico mejorado

La figura 112 ilustra el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11200, de acuerdo con una realización de la invención, que realiza una conversión descendente de la señal EM 11208 para generar la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 11214 usando la señal de distorsión por repliegue del espectro 11220. El módulo de distorsión por repliegue del espectro 11200 es capaz de realizar una conversión descendente de señales de entrada a lo largo de un intervalo de amplitudes más grande en comparación con el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11000 y, por lo tanto, el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11200 tiene un intervalo dinámico mejorado en comparación con el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11000. La mejora en el intervalo dinámico tiene lugar debido a que el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11200 incluye dos módulos de UFT que se implementan con dispositivos de FET complementario. Dicho de otra forma, un FET es de canal n, y el otro FET es de canal p, de tal modo que por lo menos un FET siempre está conduciendo durante un impulso de señal de distorsión por repliegue del espectro, suponiendo que la señal de entrada no supera las restricciones de suministro de potencia. El módulo de distorsión por repliegue del espectro 11200 incluye: el retardo 11202; los módulos de UFT 11206, 11216; los nodos 11210, 11212; y el inversor 11222. El inversor 11222 está vinculado a las tensiones de suministro V_+ 11232 y V_- 11234. El módulo de UFT 11206 comprende el FET de canal n 11204, y el módulo de UFT 11216 comprende el FET de canal p 11218.

Tal como se expone, el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11200 opera dos FET complementarios para extender el intervalo dinámico y reducir cualquier efecto de distorsión. Esto requiere que se generen dos señales de distorsión por repliegue del espectro complementarias 11224, 11226 a partir de la señal de distorsión por repliegue del espectro 11220 para controlar el muestreo mediante los FET 11218, 11204, respectivamente. Para hacer esto, el inversor 11222 recibe e invierte la señal de distorsión por repliegue del espectro 11220 para generar la señal de distorsión por repliegue del espectro 11224 que controla el FET de canal p 11218. El retardo 11202 retarda la señal de distorsión por repliegue del espectro 11220 para generar la señal de distorsión por repliegue del espectro 11226, en la que la cantidad de retardo de tiempo es aproximadamente equivalente a la que se asocia con el inversor 11222. En ese sentido, las señales de distorsión por repliegue del espectro 11224 y 11226 son aproximadamente complementarias en amplitud.

El nodo 11210 recibe la señal EM 11208, y acopla las señales EM 11227, 11228 con las fuentes del FET de canal n 11204 y el FET de canal p 11218, respectivamente, en los que las señales EM 11227, 11228 son sustancialmente réplicas de la señal EM 11208. El FET de canal n 11204 muestrea la señal EM 11227 según se controla mediante la señal de distorsión por repliegue del espectro 11226, y produce las muestras 11236 en el drenador del FET 11204. De forma similar, el FET de canal p 11218 muestrea la señal EM 11228 según se controla mediante la señal de distorsión por repliegue del espectro 11224, y produce las muestras 11238 en el drenador del FET 11218. El nodo 11212 combina las muestras de carga resultantes para dar las muestras de carga 11240, que se almacenan por el condensador 11230. La carga que se almacena por el condensador 11230 durante muestras sucesivas forma la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 11214. El módulo de distorsión por repliegue del espectro 11200 ofrece un intervalo dinámico mejorado con respecto al módulo de distorsión por repliegue del espectro 11000 debido a que el FET de canal n 11204 y el FET de canal p 11218 son unos dispositivos complementarios. Por lo tanto, si un dispositivo se corta debido a una gran señal EM de entrada 11208, el otro dispositivo conducirá y muestreará la señal de entrada, con la condición de que la señal de entrada se encuentre entre las tensiones de suministro de potencia V_+ 11232 y V_- 11234. A menudo se hace referencia a esto como operación de rail a rail tal como se entenderá por los expertos en las materias.

Por ejemplo, la figura 113A ilustra la señal EM 11302 que es un ejemplo de las señales EM 11227, 11228 que están acopladas con las fuentes del FET de canal n 11204 y el FET de canal p 11218, respectivamente. Tal como se muestra, la señal EM 11302 tiene una sección 11304 con una amplitud relativamente alta que incluye los impulsos 11303, 11305. La figura 113B ilustra la señal de distorsión por repliegue del espectro 11306 como un ejemplo de la señal de distorsión por repliegue del espectro 11226 que controla la puerta del FET de canal n 11204. De forma similar para el FET de canal p, la figura 113D ilustra la señal de distorsión por repliegue del espectro 11314 como un ejemplo de la señal de distorsión por repliegue del espectro 11224 que controla la puerta del FET de canal p 11218. La señal de distorsión por repliegue del espectro 11314 es el complemento de amplitud de la señal de distorsión por repliegue del espectro 11306.

La figura 113C ilustra la V_{GS} 11308, que es la diferencia entre las tensiones de puerta y de fuente en el FET de canal n 11204 que se muestran en las figuras 113B y 113A, respectivamente. La figura 113C también ilustra la tensión de umbral inherente V_T 11309 para el FET 11204, por encima de la cual el FET 11204 conduce. De forma similar para el FET de canal p, la figura 113E ilustra la V_{GS} 11316, que es la diferencia entre las tensiones de puerta y de fuente para el FET de canal p 11218 que se muestran en las figuras 113D y 113A, respectivamente. La figura 113E también ilustra la tensión de umbral inherente V_T 11317 para el FET 11218, por debajo de la cual el FET 11218 conduce.

Tal como se expone, el FET de canal n 11204 conduce cuando la V_{GS} 11308 supera la V_T 11309, y el FET de canal p 11218 conduce cuando la V_{GS} 11316 cae por debajo de V_T 11317. Tal como se ilustra mediante la figura 113C, el FET de canal n 11204 conduce a lo largo del intervalo de la señal EM 11302 que se muestra en la figura 113A, con la excepción del impulso de señal EM 11305 que da como resultado un impulso de V_{GS} 11310 correspondiente (la figura 113C) que no supera la V_T 11309. No obstante, el FET de canal p 11218 conduce de hecho debido a que el mismo impulso de señal EM 11305 da lugar a un impulso de V_{GS} 11320 (la figura 113E) que cae muy por debajo del de V_T 11317 para el FET de canal p. Por lo tanto, la muestra de la señal EM 11302 se capta de forma apropiada por el FET de canal p 11218, y no se introduce distorsión alguna en la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 11214. De forma similar, el impulso de señal EM 11303 da como resultado un impulso de V_{GS} 11322 (la figura 113E) que es poco adecuado para que el FET de canal p 11218 conduzca completamente. No obstante, el FET de canal n 11204 de hecho conduce completamente debido a que el mismo impulso de señal EM 11303 da como resultado una V_{GS} 11311 (la figura 113C) que supera en gran medida la V_T 11309.

Tal como se ha ilustrado en lo que antecede, el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11200 ofrece una mejora en el intervalo dinámico con respecto al módulo de distorsión por repliegue del espectro 11000 debido a la estructura de FET complementario. Cualquier señal de entrada que se encuentre dentro de las tensiones de suministro de potencia V_+ 11232 y V_- 11234 dará lugar a que conduzca o bien el FET 11204 o bien el FET 11218, o dará lugar a que ambos FET conduzcan, tal como se muestra por las figuras 113A-113E. Esto tiene lugar debido a que cualquier señal de entrada que produzca una V_{GS} que corte el FET de canal n 11204 empujará el FET de canal p 11218 a conducción. De forma similar, cualquier señal de entrada que corte el FET de canal p 11218 empujará el FET de canal n 11204 a conducción y, por lo tanto, evitará cualquier distorsión de la señal de salida a la que se ha aplicado conversión descendente.

4.3.3 Configuraciones polarizadas

La figura 114 ilustra el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11400, que es una realización alternativa del módulo de distorsión por repliegue del espectro 11200. El módulo de distorsión por repliegue del espectro 11400 incluye el suministro de tensión positivo (V_+) 11402, las resistencias 11404, 11406, y los elementos en el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11200. V_+ 11402 y las resistencias 11404, 11406 producen una tensión de CC positiva en el nodo 11405. Esto permite que el nodo 11405 accione un circuito acoplado que requiere un suministro de tensión positivo, y habilita una operación de suministro unipolar del módulo de distorsión por repliegue del espectro 11400. La tensión de suministro positiva también tiene el efecto de elevar el nivel de CC de la señal EM de entrada 11208. En ese sentido, cualquier señal de entrada que se encuentre dentro de las tensiones de suministro de potencia V_+ 11402 y masa dará lugar a que conduzca o bien el FET 11204 o bien el FET 11218, o dará lugar a que ambos FET conduzcan, tal como se entenderá por los expertos en las materias en base al análisis en el presente documento.

La figura 115 ilustra el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11500, que es una configuración polarizada alternativa del módulo de distorsión por repliegue del espectro 11200. El módulo de distorsión por repliegue del espectro 11500 incluye el suministro de tensión positivo 11502, el suministro de tensión negativo 11508, las resistencias 11504, 11506, y los elementos en el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11200. El uso de un suministro de tensión tanto negativo como positivo prevé que el nodo 11505 esté polarizado en cualquier parte entre V_+ 11502 y V_- 11508. Esto permite que el nodo 11505 accione un circuito acoplado que requiere una tensión de suministro o bien positiva o bien negativa. Además, cualquier señal de entrada que se encuentre dentro de las tensiones de suministro de potencia V_+ 11502 y V_- 11508 dará lugar a que conduzca o bien el FET 11204 o bien el FET 11218, o dará lugar a que ambos FET conduzcan, tal como se entenderá por los expertos en las materias en base al análisis en el presente documento.

4.3.4 Ejemplos de simulación

Tal como se expone, un módulo de distorsión por repliegue del espectro con una estructura de FET complementarios ofrece un intervalo dinámico mejorado en comparación con una configuración de FET único (o unipolar). Esto se ilustra adicionalmente mediante la comparación de las formas de onda de señal asociadas con el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11602 (de la figura 116) que tiene una estructura de FET complementarios, con las del módulo de distorsión por repliegue del espectro 11702 (de la figura 117) que tiene una estructura de FET único (o unipolar).

El módulo de distorsión por repliegue del espectro 11602 (la figura 116) realiza una conversión descendente de la señal EM 11608 usando la señal de distorsión por repliegue del espectro 11612 para generar la señal a la que se ha

5 aplicado conversión descendente 11610. El módulo de distorsión por repliegue del espectro 11602 tiene una estructura de FET complementarios e incluye el FET de canal n 11604, el FET de canal p 11606, el inversor 11614, y el generador de señal de distorsión por repliegue del espectro 11608. El módulo de distorsión por repliegue del espectro 11602 se polariza por el circuito de suministro 11616 tal como se muestra. El módulo de distorsión por repliegue del espectro 11702 (la figura 117) realiza una conversión descendente de la señal EM 11704 usando la señal de distorsión por repliegue del espectro 11708 para generar la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 11706. El módulo de distorsión por repliegue del espectro 11702 es una estructura de FET único que comprende el FET de canal n 11712 y el generador de señal de distorsión por repliegue del espectro 11714, y se polariza usando el circuito de suministro de tensión 11710.

10 Las figuras 118-120 son unas formas de onda de señal que se corresponden con el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11602, y las figuras 121-123 son unas formas de onda de señal que se corresponden con el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11702. Las figuras 118, 121 son las señales a las que se ha aplicado conversión descendente 11610, 11706, respectivamente. Las figuras 119, 122 son la señal EM muestreada 11608, 11704, respectivamente. Las figuras 120, 123 son las señales de distorsión por repliegue del espectro 11612, 11708, respectivamente. La señal de distorsión por repliegue del espectro 11612 es idéntica a la señal de distorsión por repliegue del espectro 11708 con el fin de que pueda hacerse una comparación apropiada entre los módulos 11602 y 11702.

15 Las señales EM 11608, 11704 son unas señales de entrada relativamente grandes que se aproximan a las tensiones de suministro de potencia de $\pm 1,65$ voltios, tal como se muestra en las figuras 119, 122, respectivamente. En la figura 119, las secciones 11902 y 11904 de la señal 11608 muestran para la transferencia de energía a partir de la señal EM 11608 a la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 11610 durante por el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11602. De manera más específica, la sección 11902 muestra para la transferencia de energía cerca del suministro de $-1,65$ V, y la sección 11904 muestra para la transferencia de energía cerca del suministro de $+1,65$ V. La cualidad simétrica de la transferencia de energía cerca de los riles de suministro de tensión indica que por lo menos uno de los FET complementarios 11604, 11606 está muestreando de manera apropiada la señal EM durante cada uno de los impulsos de distorsión por repliegue del espectro 11612. Esto da como resultado una señal a la que se ha aplicado conversión descendente 11610 que tiene un ruido de alta frecuencia mínimo, y está centrada entre $-1,0$ v y $1,0$ v (es decir, tiene una componente de tensión de CC despreciable).

20 De forma similar en la figura 122, las secciones 12202 y 12204 ilustran la transferencia de energía a partir de la señal EM 11704 a la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 11706 por el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11702 (configuración de FET único). De manera más específica, la sección 12202 muestra para la transferencia de energía cerca del suministro de $-1,65$ V, y la sección 12204 muestra para la transferencia de energía cerca del suministro de $+1,65$ V. Mediante la comparación de las secciones 12202, 12204 con las secciones 11902, 11904 de la figura 119, es obvio que la transferencia de energía en las secciones 12202, 12204 no es tan simétrica cerca de los riles de suministro de potencia como la de las secciones 11902, 11904. Esto es evidencia de que la señal EM 11704 está estrangulando parcialmente un único FET 11712 a lo largo de parte de la traza de la señal 11704. Esto da como resultado una señal a la que se ha aplicado conversión descendente 11706 que tiene más ruido de alta frecuencia cuando se compara con la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 11610, y tiene una componente de tensión de CC negativa sustancial.

25 En resumen, la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 11706 refleja la distorsión que se introduce por una señal EM relativamente grande que está estrangulando el único FET 11712 en el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11702. La señal a la que se ha aplicado conversión descendente 11610 que se produce por el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11602 se encuentra relativamente libre de distorsiones. Esto tiene lugar debido a que la configuración de FET complementarios en el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11602 es capaz de manejar señales de entrada con grandes amplitudes sin introducir distorsión en la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 11610. Por lo tanto, la configuración de FET complementarios en el módulo de distorsión por repliegue del espectro 11602 ofrece un intervalo dinámico mejorado en comparación con la configuración de FET único del módulo de distorsión por repliegue del espectro 11702.

50 **4.4 Estructuras de conmutación optimizadas**

4.4.1 Divisor en CMOS

55 La figura 124A ilustra una realización de un circuito de divisor 12400 que se implementa en CMOS. La presente realización se proporciona para fines ilustrativos, y no es limitante. En una realización, el circuito de divisor 12400 se usa para dividir una señal de oscilador local (LO) en dos señales oscilantes que se encuentran desfasadas aproximadamente 90° . La primera señal oscilante se denomina la señal oscilante de canal I. La segunda señal oscilante se denomina la señal oscilante de canal Q. La señal oscilante de canal Q retarda la fase de la señal oscilante de canal I en aproximadamente 90° . El circuito de divisor 12400 incluye un primer inversor de canal I 12402, un segundo inversor de canal I 12404, un tercer inversor de canal I 12406, un primer inversor de canal Q 12408, un segundo inversor de canal Q 12410, un circuito biestable de canal I 12412, y un circuito biestable de canal Q 12414.

Las figuras 124F-J son unas formas de onda a modo de ejemplo que se usan para ilustrar relaciones de señal del circuito de divisor 12400. Las formas de onda que se muestran en las figuras 124F-J reflejan unos tiempos de retardo ideales a través de los componentes del circuito de divisor 12400. La señal de LO 12416 se muestra en la figura 124F. Los inversores de canal I primero, segundo y tercero 12402, 12404, y 12406 invierten la señal de LO 12416 tres veces, emitiendo la señal de LO invertida 12418, tal como se muestra en la figura 124G. Los inversores de canal Q primero y segundo 12408 y 12410 invierten la señal de LO 12416 dos veces, emitiendo la señal de LO no invertida 12420, tal como se muestra en la figura 124H. El retardo a través de los inversores de canal I primero, segundo y tercero 12402, 12404, y 12406 es sustancialmente igual al que hay a través de los inversores de canal Q primero y segundo 12408 y 12410, de tal modo que la señal de LO invertida 12418 y la señal de LO no invertida 12420 se encuentran desfasadas aproximadamente 180°. Las características operativas de los inversores pueden adaptarse para conseguir las cantidades de retardo apropiadas, tal como se entendería por los expertos en la materia o materias relevantes.

El circuito biestable de canal I 12412 introduce la señal de LO invertida 12418. El circuito biestable de canal Q 12414 introduce la señal de LO no invertida 12420. En la realización actual, el circuito biestable de canal I 12412 y el circuito biestable de canal Q 12414 son unos circuitos biestables accionados por flanco. Cuando cualquiera de los circuitos biestables recibe un flanco de subida sobre su entrada, la salida de circuito biestable cambia de estado. Por lo tanto, cada uno del circuito biestable de canal I 12412 y el circuito biestable de canal Q 12414 emiten unas señales que son aproximadamente la mitad de la frecuencia de la señal de entrada. Adicionalmente, como sería reconocido por los expertos en la materia o materias relevantes, debido a que las entradas al circuito biestable de canal I 12412 y el circuito biestable de canal Q 12414 se encuentran desfasadas aproximadamente 180°, sus salidas resultantes son unas señales que se encuentran desfasadas aproximadamente 90°. El circuito biestable de canal I 12412 emite la señal oscilante de canal I 12422, tal como se muestra en la figura 124I. El circuito biestable de canal Q 12414 emite la señal oscilante de canal Q 12424, tal como se muestra en la figura 124J. La señal oscilante de canal Q 12424 retarda 90° la fase de la señal oscilante de canal I 12422, también tal como se muestra en una comparación de las figuras 124I y 124J.

La figura 124B ilustra una realización de circuitos más detallada del circuito de divisor 12400 de la figura 124. Los bloques de circuitos de la figura 124B que son similares a los de la figura 124A se indican mediante unos números de referencia correspondientes. Las figuras 124C-D muestran unas formas de onda de salida a modo de ejemplo en relación con el circuito de divisor 12400 de la figura 124B. La figura 124C muestra la señal oscilante de canal I 12422. La figura 124D muestra la señal oscilante de canal Q 12424. Tal como se indica mediante una comparación de las figuras 124C y 124D, la forma de onda de la señal oscilante de canal Q 12424 de la figura 124D retarda la forma de onda de la señal oscilante de canal I 12422 de la figura 124C en aproximadamente 90°.

Debería entenderse que la ilustración del circuito de divisor 12400 en las figuras 124A y 124B es solo para fines de ejemplo. El circuito de divisor 12400 puede estar compuesto por un surtido de dispositivos semiconductores y lógicos de una diversidad de tipos, tal como será evidente para los expertos en la materia o materias relevantes en base al análisis que está contenido en el presente documento.

4.4.2 Circuito de I / Q

La figura 124E ilustra una realización a modo de ejemplo de un circuito de I / Q completo 12426 en CMOS. El circuito de I / Q 12426 incluye un circuito de divisor 12400 tal como se ha descrito con detalle en lo que antecede. Descripciones adicionales con respecto a las implementaciones de circuito de I / Q se proporcionan en el presente documento, incluyendo las solicitudes a las que se ha hecho referencia en lo que antecede.

4.5 Implementaciones de I y Q a modo de ejemplo

4.5.1.1 Conmutadores de diferentes tamaños

En una realización, los módulos de conmutación que se analizan en el presente documento pueden implementarse como una serie de conmutadores que operan en paralelo como un conmutador único. Las series de conmutadores pueden ser transistores, tales como, por ejemplo, transistores de efecto de campo (FET, *field effect transistor*), transistores bipolares, o cualquier otro dispositivo de conmutación de circuitos adecuado. Las series de conmutadores pueden estar compuestas por un tipo de dispositivo de conmutación, o una combinación de diferentes dispositivos de conmutación.

Por ejemplo, la figura 125 ilustra un módulo de conmutación 12500. En la figura 125, el módulo de conmutación se ilustra como una serie de FET 12502a-n. Los FET 12502a-n pueden ser cualquier tipo de FET, incluyendo, pero sin limitarse a, un MOSFET, un JFET, un GaAsFET, etc. Cada uno de los FET 12502a-n incluye una puerta 12504a-n, una fuente 12506a-n, y un drenador 12508a-n, de forma similar al del FET 2802 de la figura 77A. Las series de FET 12502a-n operan en paralelo. Las puertas 12504a-n están acopladas entre sí, las fuentes 12506a-n están acopladas entre sí, y los drenadores 12508a-n están acoplados entre sí. Cada una de las puertas 12504a-n recibe la señal de control 1604, 8210 para controlar la acción de conmutación entre las fuentes 12506a-n y los drenadores 12508a-n correspondientes. En general, las fuentes 12506a-n y los drenadores 12508a-n correspondientes de cada uno de los

FET 12502a-n son intercambiables. No hay límite numérico alguno al número de FET. Cualquier limitación dependería de la aplicación particular, y no se pretende que la designación "a-n" sugiera un límite en modo alguno.

En una realización, los FET 12502a-n tienen unas características similares. En otra realización, uno o más de los FET 12502a-n tienen unas características diferentes de los otros FET. Por ejemplo, los FET 12502a-n pueden ser de diferentes tamaños. En CMOS, en general, cuanto más grande es el tamaño de un conmutador (lo que quiere decir, cuanto más grande es el área por debajo de la puerta entre las regiones de fuente y de drenador), más tiempo es necesario para que el conmutador pase a estado de conducción. El tiempo más prolongado de paso a estado de conducción se debe en parte a una capacidad de puerta a canal más alta que existe en conmutadores más grandes. Los conmutadores de CMOS más pequeños pasan a estado de conducción en menos tiempo, pero tienen una resistencia de canal más alta. Los conmutadores de CMOS más grandes tienen una resistencia de canal más baja en relación con conmutadores de CMOS más pequeños. Diferentes características de paso a estado de conducción para conmutadores de diferente tamaño proporciona flexibilidad en el diseño de una estructura de módulo de conmutación en conjunto. Mediante la combinación de conmutadores más pequeños con conmutadores más grandes, la conductancia de canal de la estructura de conmutación en conjunto puede adaptarse para satisfacer requisitos dados.

En una realización, los FET 12502a-n son unos conmutadores de CMOS más grandes de diferentes tamaños relativos. Por ejemplo, el FET 12502a puede ser un conmutador con un tamaño más pequeño en relación con los FET 12502b-n. El FET 12502b puede ser un conmutador con un tamaño más grande en relación con el FET 12502a, pero un tamaño más pequeño en relación con los FET 12502c-n. Los tamaños de los FET 12502c-n también pueden variarse uno en relación con otro. Por ejemplo, pueden usarse unos tamaños de conmutador progresivamente más grandes. Mediante la variación de los tamaños de los FET 12502a-n uno en relación con otro, la curva característica de paso a estado de conducción del módulo de conmutación puede variarse de forma correspondiente. Por ejemplo, la característica de paso a estado de conducción del módulo de conmutación puede adaptarse de tal modo que esta se aproxima más estrechamente a la de un conmutador ideal. Como alternativa, el módulo de conmutación podría adaptarse para producir una curva conductora conformada.

Mediante la configuración de los FET 12502a-n de tal modo que uno o más de estos es de un tamaño relativamente más pequeño, su característica de paso a estado de conducción más rápida puede mejorar la curva característica de paso a estado de conducción del módulo de conmutación en conjunto. Debido a que los conmutadores más pequeños tienen una capacidad de puerta a canal más baja, estos pueden pasar a estado de conducción con más rapidez que conmutadores más grandes.

Mediante la configuración de los FET 12502a-n de tal modo que uno o más de estos es de un tamaño relativamente más grande, su resistencia de canal más baja también puede mejorar las características de paso a estado de conducción del módulo de conmutación en conjunto. Debido a que los conmutadores más grandes tienen una resistencia de canal más baja, estos pueden proveer a la estructura de conmutación en conjunto con una resistencia de canal más baja, incluso cuando se combinan con conmutadores más pequeños. Esto mejora la capacidad de la estructura de conmutación en conjunto de accionar una gama más extensa de cargas. Por consiguiente, la capacidad de adaptar los tamaños de conmutador uno en relación con otro en la estructura de conmutación en conjunto prevé que un funcionamiento de estructura de conmutación en conjunto se aproxime más de cerca al ideal, o que se consigan requisitos específicos de la aplicación, o que se realice una compensación recíproca para conseguir fines específicos, tal como se entenderá por los expertos en la materia o materias relevantes a partir de las enseñanzas en el presente documento.

Debería entenderse que la ilustración del módulo de conmutación como una serie de FET 12502a-n en la figura 125 es solo para fines de ejemplo. Podría usarse cualquier dispositivo que tenga capacidades de conmutación para implementar el módulo de conmutación (por ejemplo, los módulos de conmutación 2802, 2702, 2404 y 2406), tal como será evidente para los expertos en la materia o materias relevantes en base al análisis que está contenido en el presente documento.

4.5.1.2 Implementaciones a modo de ejemplo del módulo de conmutación

La figura 77B ilustra un módulo de conmutación 2810. El dispositivo de conmutación 2810 puede implementarse con cualquier tipo de dispositivo de conmutación adecuado, incluyendo, pero sin limitarse a dispositivos de conmutación mecánicos y dispositivos de conmutación eléctricos, dispositivos de conmutación ópticos, etc., y combinaciones de los mismos. Tales dispositivos incluyen, pero no se limitan a dispositivos de conmutación de transistores, dispositivos de conmutación de diodos, dispositivos de conmutación de relés, dispositivos de conmutación ópticos, dispositivos de conmutación de micro-máquinas, etc.

En una realización, el módulo de conmutación 2810 puede implementarse como un transistor, tal como, por ejemplo, un transistor de efecto de campo (FET), un transistor bipolar, o cualquier otro dispositivo de conmutación de circuitos adecuado.

En la figura 77A, el módulo de conmutación 2810 se ilustra como un FET 2802. El FET 2802 puede ser cualquier tipo de FET, incluyendo, pero sin limitarse a, un MOSFET, un JFET, un GaAsFET, etc. El FET 2802 incluye una

puerta 2804, una fuente 2806 y un drenador 2808. La puerta 2804 recibe la señal de submuestreo 1604 para controlar la acción de conmutación entre la fuente 2806 y el drenador 2808. En general, la fuente 2806 y el drenador 2808 son intercambiables.

5 Debería entenderse que la ilustración del módulo de conmutación 2810 como un FET 2802 en la figura 77A es solo para fines de ejemplo. Podría usarse cualquier dispositivo que tenga capacidades de conmutación para implementar el módulo de conmutación, tal como será evidente para los expertos en la materia o materias relevantes en base al análisis que está contenido en el presente documento.

En la figura 77C, el módulo de conmutación 2810 se ilustra como un conmutador de diodo 2812, que opera como un dispositivo de dos hilos conductores cuando la señal de submuestreo 1604 está acoplada con la salida 2813.

10 En la figura 77D, el módulo de conmutación 2810 se ilustra como un conmutador de diodo 2814, que opera como un dispositivo de dos hilos conductores cuando la señal de submuestreo 1604 está acoplada con la salida 2815.

4.5.2 Reducción del área de conmutación en conjunto

El rendimiento del circuito también puede mejorarse mediante la reducción del área de conmutación en conjunto. Tal como se ha analizado en lo que antecede, los conmutadores más pequeños (es decir, un área más pequeña por debajo de la puerta entre las regiones de fuente y de drenador) tienen una capacidad de puerta a canal más baja en relación con conmutadores más grandes. La capacidad de puerta a canal más baja prevé una sensibilidad de circuito más baja a las puntas de ruido. La figura 126A ilustra una realización de un módulo de conmutación, con una gran área de conmutación en conjunto. El módulo de conmutación de la figura 126A incluye veinte FET 12602-12640. Tal como se muestra, los FET 12602-12640 son del mismo tamaño (los parámetros de "Wd" y "Ing" son iguales). La fuente de entrada 12646 produce la señal EM de entrada. El generador de impulsos 12648 produce la señal de transferencia de energía para los FET 12602-12640. El condensador C1 es el elemento de almacenamiento para la señal de entrada que se está muestreando mediante los FET 12602-12640. Las figuras 126B-126Q ilustran unas formas de onda a modo de ejemplo en relación con el módulo de conmutación de la figura 126A. La figura 126B muestra una señal EM de 1,01 GHz recibida que va a muestrearse y a la que va a aplicarse conversión descendente para dar una señal de frecuencia intermedia de 10 MHz. La figura 126C muestra una señal de transferencia de energía que tiene una tasa de distorsión por repliegue del espectro de 200 MHz, que se aplica a la puerta de cada uno de los veinte FET 12602-12640. La señal de transferencia de energía incluye un tren de impulsos de transferencia de energía que tiene unas aperturas no despreciables que se alejan de un tiempo cero en cuanto a la duración. Los impulsos de transferencia de energía se repiten a la tasa de distorsión por repliegue del espectro. La figura 126D ilustra la señal EM recibida afectada, mostrando efectos de la transferencia de energía a la tasa de distorsión por repliegue del espectro, en el punto 12642 de la figura 126A. La figura 126E ilustra una señal a la que se ha aplicado conversión descendente en el punto 12644 de la figura 126A, que se genera por el procedimiento de conversión descendente.

La figura 126F ilustra el espectro de frecuencia de la señal EM de 1,01 GHz recibida. La figura 126G ilustra el espectro de frecuencia de la señal de transferencia de energía recibida. La figura 126H ilustra el espectro de frecuencia de la señal EM recibida afectada en el punto 12642 de la figura 126A. La figura 126I ilustra el espectro de frecuencia de la señal a la que se ha aplicado conversión descendente en el punto 12644 de la figura 126A.

Las figuras 126J-126M ilustran adicionalmente, de forma respectiva, los espectros de frecuencia de la señal EM de 1,01 GHz recibida, la señal de transferencia de energía recibida, la señal EM recibida afectada en el punto 12642 de la figura 126A, y la señal a la que se ha aplicado conversión descendente en el punto 12644 de la figura 126A, concentrándose en una gama de frecuencias más estrecha centrada en 1,00 GHz. Tal como se muestra en la figura 126L, existe una punta de ruido a aproximadamente 1,0 GHz sobre la señal EM recibida afectada en el punto 12642 de la figura 126A. Esta punta de ruido puede radiarse por el circuito, dando lugar a interferencia a 1,0 GHz para los receptores cercanos.

45 Las figuras 126N-126Q ilustran de forma respectiva los espectros de frecuencia de la señal EM de 1,01 GHz recibida, la señal de transferencia de energía recibida, la señal EM recibida afectada en el punto 12642 de la figura 126A, y la señal a la que se ha aplicado conversión descendente en el punto 12644 de la figura 126A, concentrándose en una estrecha gama de frecuencias centrada cerca de 10,0 MHz. En particular, la figura 126Q muestra que se aplicó conversión descendente a una señal de aproximadamente 5 mV a aproximadamente 10 MHz.

50 La figura 127A ilustra una realización alternativa del módulo de conmutación, en esta ocasión con catorce FET 12702-12728 que se muestran, en lugar de veinte FET 12602-12640 tal como se muestra en la figura 126A. Adicionalmente, los FET son de diversos tamaños (algunos parámetros de "Wd" y "Ing" son diferentes entre los FET).

55 Las figuras 127B-127Q, que son unas formas de onda a modo de ejemplo en relación con el módulo de conmutación de la figura 127A, se corresponden con las figuras designadas de forma similar de las figuras 126B-126Q. Tal como muestra la figura 127L, a 1,0 GHz existe una punta de ruido de nivel inferior que a la misma frecuencia de la figura 126L. Esto se correlaciona con niveles inferiores de radiación de circuito. Adicionalmente, tal como muestra la figura 127Q, la punta de ruido de nivel inferior a 1,0 GHz se consiguió sin pérdida alguna en la eficiencia de conversión.

Esto se representa en la figura 127Q mediante la señal de aproximadamente 5 mV a la que se aplica conversión descendente a aproximadamente 10 MHz. Esta tensión es sustancialmente igual al nivel al que se aplica conversión descendente mediante el circuito de la figura 126A. En efecto, al disminuir el número de conmutadores, lo que disminuye el área de conmutación en conjunto, y mediante la reducción del área de conmutación de una forma de conmutador a conmutador, la capacidad parásita de circuito puede reducirse, tal como se entendería por los expertos en la materia o materias relevantes a partir de las enseñanzas en el presente documento. En particular esto puede reducir la capacidad de puerta a canal en conjunto, conduciendo a unas puntas de ruido de amplitud inferior y a una radiación de circuito no deseada reducida.

Debería entenderse que la ilustración de los conmutadores en lo que antecede como los FET en las figuras 126A-126Q y 127A-127Q es solo para fines de ejemplo. Podría usarse cualquier dispositivo que tenga capacidades de conmutación para implementar el módulo de conmutación, tal como será evidente para los expertos en la materia o materias relevantes en base al análisis que está contenido en el presente documento.

4.5.3 Cancelación de inyección de carga

En las realizaciones en las que los módulos de conmutación que se analizan en el presente documento están compuestos por una serie de conmutadores en paralelo, en algunos casos puede ser deseable minimizar los efectos de la inyección de carga. Minimizar la inyección de carga es deseable, en general, con el fin de reducir la radiación de circuito no deseada que resulta de la misma. En una realización, los efectos de inyección de carga no deseados pueden reducirse a través del uso de MOSFET de canal n y MOSFET de canal p complementarios. Los MOSFET de canal n y los MOSFET de canal p adolecen ambos de la inyección de carga. No obstante, debido a que unas señales de polaridad opuesta se aplican a sus puertas respectivas para pasar los conmutadores a estado de conducción y de corte, la inyección de carga resultante es de polaridad opuesta. Como resultado, los MOSFET de canal n y los MOSFET de canal p pueden emparejarse para cancelar su inyección de carga correspondiente. Por lo tanto, en una realización, el módulo de conmutación puede estar compuesto por MOSFET de canal n y MOSFET de canal p, en los que los miembros de cada uno están dimensionados para minimizar los efectos no deseados de la inyección de carga.

La figura 129A ilustra una realización alternativa del módulo de conmutación, en esta ocasión con catorce FET de canal n 12902-12928 y doce FET de canal p 12930-12952 que se muestran, en lugar de veinte FET 12602-12640 tal como se muestra en la figura 126A. Los FET de canal n y de canal p se disponen en una configuración complementaria. Adicionalmente, los FET son de diversos tamaños (algunos parámetros de "Wd" y "Ing" son diferentes entre los FET).

Las figuras 129B-129Q, que son unas formas de onda a modo de ejemplo en relación con el módulo de conmutación de la figura 129A, se corresponden con las figuras designadas de forma similar de las figuras 126B-126Q. Tal como muestra la figura 129L, a 1,0 GHz existe una punta de ruido de nivel inferior que a la misma frecuencia de la figura 126L. Esto se correlaciona con niveles inferiores de radiación de circuito. Adicionalmente, tal como muestra la figura 129Q, la punta de ruido de nivel inferior a 1,0 GHz se consiguió sin pérdida alguna en la eficiencia de conversión. Esto se representa en la figura 129Q mediante la señal de aproximadamente 5 mV a la que se aplica conversión descendente a aproximadamente 10 MHz. Esta tensión es sustancialmente igual al nivel al que se aplica conversión descendente mediante el circuito de la figura 126A. En efecto, mediante la disposición de los conmutadores en una configuración complementaria, que ayuda en la reducción de la inyección de carga, y mediante la adaptación del área de conmutación de una forma de conmutador a conmutador, los efectos de la inyección de carga pueden reducirse, tal como se entendería por los expertos en la materia o materias relevantes a partir de las enseñanzas en el presente documento. En particular esto conduce a unas puntas de ruido de amplitud inferior y a una radiación de circuito no deseada reducida.

Debería entenderse que el uso de los FET en las figuras 129A-129Q en la descripción anterior es solo para fines de ejemplo. A partir de las enseñanzas en el presente documento, sería evidente para los expertos en la materia o materias relevantes gestionar la inyección de carga en diversas tecnologías de transistores usando pares de transistores.

4.5.4 Capacidad solapada

Los procedimientos implicados en la fabricación de circuitos semiconductores, tal como los MOSFET, tienen limitaciones. En algunos casos, estas limitaciones de procedimiento pueden conducir a unos circuitos que no funcionan tan idealmente como se desea. Por ejemplo, un MOSFET fabricado de forma no ideal puede adolecer de capacidades parásitas, lo que en algunos casos puede dar lugar a que el circuito circundante irradie ruido. Mediante la fabricación de circuitos con unas disposiciones de estructura tan cerca de la ideal como sea posible, pueden minimizarse los problemas de un funcionamiento de circuito no ideal.

La figura 128A ilustra una sección transversal de un MOSFET de modo de enriquecimiento de canal n a modo de ejemplo 12800, con unas regiones n+ conformadas de manera ideal. El MOSFET 12800 incluye una puerta 12802, una región de canal 12804, un contacto de fuente 12806, una región de fuente 12808, un contacto de drenador 12810, una región de drenador 12812, y un aislante 12814. La región de fuente 12808 y la región de drenador 12812

están separadas por material de tipo p de la región de canal 12804. Se muestra que la región de fuente 12808 y la región de drenador 12812 son de material n+. El material n+ por lo general se implanta en el material de tipo p de la región de canal 12804 mediante un procedimiento de difusión / implantación de iones. Los procedimientos de difusión / implantación de iones se conocen bien por los expertos en la materia o materias relevantes. El aislante 12814 aísla la puerta 12802 que tiende un puente sobre el material de tipo p. El aislante 12814 comprende en general un aislante de metal-óxido. La intensidad de canal entre la región de fuente 12808 y la región de drenador 12812 para el MOSFET 12800 se controla mediante una tensión en la puerta 12802.

A continuación se describirá el funcionamiento del MOSFET 12800. Cuando se aplica una tensión positiva a la puerta 12802, los electrones en el material de tipo p de la región de canal 12804 se ven atraídos a la superficie por debajo del aislante 12814, formando una región de conexión cercana a la superficie de material de tipo n entre la fuente y el drenador, que se denomina canal. Cuanto más grande o más positiva es la tensión entre el contacto de puerta 12806 y la región de fuente 12808, más baja es la resistencia a través de la región entre los mismos.

En la figura 128A, la región de fuente 12808 y la región de drenador 12812 se ilustran como que tienen unas regiones n+ a las que se les dio la forma de unas regiones rectangulares idealizadas mediante el procedimiento de implantación de iones. La figura 128B ilustra una sección transversal de un MOSFET de modo de enriquecimiento de canal n a modo de ejemplo 12816 con unas regiones n+ conformadas de manera no ideal. La región de fuente 12820 y la región de drenador 12822 se ilustran como que se les dio la forma de unas regiones conformadas de manera irregular mediante el procedimiento de implantación de iones. Debido a las incertidumbres en el procedimiento de difusión / implantación de iones, en aplicaciones prácticas, la región de fuente 12820 y la región de drenador 12822 no forman regiones rectangulares tal como se muestra en la figura 128A. La figura 128B muestra la región de fuente 12820 y la región de drenador 12822 que forman unas regiones irregulares ejemplares. Debido a estas incertidumbres de procedimiento, las regiones n+ de la región de fuente 12820 y la región de drenador 12822 también pueden difundirse más lejos de lo que se desea al interior de la región de tipo p de la región de canal 12818, extendiéndose por debajo de la puerta 12802. La ampliación de la región de fuente 12820 y la región de drenador 12822 por debajo de la puerta 12802 se muestra como el solapamiento de fuente 12824 y el solapamiento de drenador 12826. El solapamiento de fuente 12824 y el solapamiento de drenador 12826 se ilustran adicionalmente en la figura 128C. La figura 128C ilustra una vista desde arriba de una configuración de disposición a modo de ejemplo para el MOSFET 12816. El solapamiento de fuente 12824 y el solapamiento de drenador 12826 pueden conducir a unas capacidades parásitas no deseadas entre la región de fuente 12820 y la puerta 12802, y entre la región de drenador 12822 y la puerta 12802. Estas capacidades parásitas no deseadas pueden interferir con la función del circuito. Por ejemplo, las capacidades parásitas resultantes pueden producir unas puntas de ruido que se radian por el circuito, dando lugar a una interferencia electromagnética no deseada.

Tal como se muestra en la figura 128C, un MOSFET a modo de ejemplo 12816 puede incluir un terminal de puerta 12828. La puerta 12802 puede incluir una extensión de puerta 12830, y una extensión de terminal de puerta 12832. La extensión de puerta 12830 es una porción no usada de la puerta 12802 que se requiere debido a las limitaciones a la tolerancia del procedimiento de implantación de metal. La extensión de terminal de puerta 12832 es una porción de la puerta 12802 que se usa para acoplar la puerta 12802 con el terminal de puerta 12828. El contacto que se requiere para el terminal de puerta 12828 requiere que la extensión de terminal de puerta 12832 sea de una longitud distinta de cero para separar el contacto resultante con respecto al área entre la región de fuente 12820 y la región de drenador 12822. Esto evita que la puerta 12802 se cortocircuite con el canal entre la región de fuente 12820 y la región de drenador 12822 (el aislante 12814 de la figura 128B es muy delgado en esta región). Unas capacidades parásitas no deseadas pueden formarse entre la extensión de puerta 12830 y el sustrato (el FET 12816 está fabricado sobre un sustrato), y entre la extensión de terminal de puerta 12832 y el sustrato. Mediante la reducción de las áreas respectivas de la extensión de puerta 12830 y la extensión de terminal de puerta 12832, las capacidades parásitas que resultan de las mismas pueden reducirse. Por consiguiente, las realizaciones abordan las cuestiones de incertidumbre en el procedimiento de difusión / implantación de iones. Será obvio para los expertos en la materia o materias relevantes cómo disminuir las áreas de la extensión de puerta 12830 y la extensión de terminal de puerta 12832 con el fin de reducir las capacidades parásitas resultantes.

Debería entenderse que la ilustración del MOSFET de modo de enriquecimiento de canal n es solo para fines de ejemplo. La presente invención es aplicable a los MOSFET de modo de agotamiento, y a otros tipos de transistor, tal como será evidente para los expertos en la materia o materias relevantes en base al análisis que está contenido en el presente documento.

4.6 Otras implementaciones

Las implementaciones que se han descrito en lo que antecede se proporcionan para fines de ilustración. No se pretende que estas implementaciones limiten la invención. Implementaciones alternativas, que difieren ligera o sustancialmente con respecto a las que se describen en el presente documento, serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento. Tales implementaciones alternativas caen dentro del alcance de la presente invención tal como se define en las reivindicaciones adjuntas.

5. Optimizaciones opcionales de la transferencia de energía a una tasa de distorsión por repliegue del espectro

Los procedimientos y sistemas que se describen en las secciones en lo que antecede pueden optimizarse con uno o más de los procedimientos o sistemas de optimización que se describen en lo que sigue.

5.1 Duplicación de la tasa de distorsión por repliegue del espectro (FAR) de la señal de transferencia de energía

En una realización, el módulo de señal de transferencia de energía opcional 6902 en la figura 69 incluye un módulo de generador de impulsos que genera impulsos de distorsión por repliegue del espectro a dos veces la frecuencia de la fuente oscilante. La señal de entrada 6828 puede ser cualquier fuente oscilante adecuada.

La figura 71A ilustra un circuito 7102 que genera una señal de salida del duplicador 7104 (la figura 71C) que puede usarse como una señal de transferencia de energía 6306. El circuito 7102 genera unos impulsos sobre los flancos tanto de subida como de bajada de la señal oscilante de entrada 7106 de la figura 71B. El circuito 7102 puede implementarse como un generador de impulsos y duplicador de tasa de distorsión por repliegue del espectro (FAR). La señal de salida del duplicador 7104 puede usarse como la señal de transferencia de energía 6306.

En el ejemplo de la figura 71A, la tasa de distorsión por repliegue del espectro es dos veces la frecuencia de la señal oscilante de entrada F_{osc} 7106, tal como se muestra por la Ec. (9) en lo que sigue.

$$F_{AR} = 2 \cdot F_{osc} \quad \text{Ec. (9)}$$

La anchura de apertura de los impulsos de distorsión por repliegue del espectro se determina por el retardo a través de un primer inversor 7108 de la figura 71A. A medida que el retardo se aumenta, la apertura se aumenta. Un segundo inversor 7112 se muestra para mantener la consistencia de la polaridad con los ejemplos que se describen en otra parte. En una realización alternativa, el inversor 7112 se omite. Preferentemente, los impulsos tienen unas anchuras de apertura no despreciables que se alejan de un tiempo cero. La señal de salida del duplicador 7104 puede acondicionarse adicionalmente según sea apropiado para accionar el módulo de conmutación con unos impulsos de apertura no despreciables. El circuito 7102 puede implementarse con circuitería integrada, de manera discreta, con una circuitería lógica equivalente, o con cualquier tecnología de fabricación válida.

5.2 Implementaciones diferenciales

La invención puede implementarse en una diversidad de configuraciones diferenciales. Las configuraciones diferenciales son útiles para reducir el ruido de modo común. Esto puede ser muy útil en sistemas de receptor en los que la interferencia de modo común puede estar causada por elementos radiantes intencionales o no intencionales tales como teléfonos celulares, radios de CB, electrodomésticos etc. Las configuraciones diferenciales también son útiles en la reducción de cualquier ruido de modo común debido a la inyección de carga del conmutador en el módulo de conmutación o debido al diseño y la disposición del sistema en el que se usa la invención. Cualquier señal no esencial que se induzca en igual magnitud e igual fase en ambos hilos conductores de entrada de la invención se eliminará o se reducirá de forma sustancial. Algunas configuraciones diferenciales, incluyendo algunas de las configuraciones en lo que sigue, también son útiles para aumentar la tensión y / o para aumentar la potencia de la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 1308B.

Los sistemas diferenciales son lo más efectivos cuando se usan con un extremo frontal diferencial (entradas) y un extremo posterior diferencial (salidas). Estos también pueden utilizarse en las siguientes configuraciones, por ejemplo:

- a) Un extremo frontal de única entrada y un extremo posterior diferencial; y
- b) Un extremo frontal diferencial y un extremo posterior de única salida. En lo que sigue se proporcionan ejemplos de estos sistemas, con un primer ejemplo ilustrando un procedimiento específico mediante el cual se transfiere energía de la entrada a la salida de manera diferencial.

A pesar de que se muestra en lo que sigue un ejemplo de un módulo de transferencia de energía diferencial, el ejemplo se muestra para fines de ilustración, no de limitación. Realizaciones alternativas (incluyendo equivalentes, ampliaciones, variaciones, desviaciones, etc.) de la realización que se describe en el presente documento serán evidentes para los expertos en la materia relevante en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento. La invención está prevista y adaptada para incluir tales realizaciones alternativas.

5.2.1 Un ejemplo que ilustra la transferencia de energía de manera diferencial

La figura 76A ilustra un sistema diferencial 7602 que puede incluirse en el módulo de transferencia de energía 6304. El sistema diferencial 7602 incluye un diseño de transferencia con control por puerta invertido similar al que se describe con referencia a la figura 74. El sistema diferencial 7602 incluye las entradas 7604 y 7606 y las salidas 7608 y 7610. El sistema diferencial 7602 incluye un primer módulo de transferencia con control por puerta invertido 7612, que incluye un módulo de almacenamiento 7614 y un módulo de conmutación 7616. El sistema diferencial

7602 también incluye un segundo módulo de transferencia con control por puerta invertido 7618, que incluye un módulo de almacenamiento 7620 y un módulo de conmutación 7616, que este comparte en común con el módulo de transferencia con control por puerta invertido 7612.

5 Una o ambas de las entradas 7604 y 7606 están acopladas con una fuente de señal EM. Por ejemplo, las entradas pueden estar acopladas con una fuente de señal EM, en la que las tensiones de entrada en las entradas 7604 y 7606 son sustancialmente iguales en amplitud pero están desfasadas 180 grados una con respecto a otra. Como alternativa, cuando no se encuentran disponibles unas entradas dobles, una de las entradas 7604 y 7606 puede estar acoplada con masa.

10 Durante el funcionamiento, cuando el módulo de conmutación 7616 está cerrado, los módulos de almacenamiento 7614 y 7620 se encuentran en serie y, con la condición de que estos tengan unos valores capacitivos similares, acumulan una carga de igual magnitud pero polaridades opuestas. Cuando el módulo de conmutación 7616 está abierto, la tensión en la salida 7608 se encuentra en relación con la entrada 7604, y la tensión en la salida 7610 se encuentra en relación con la tensión en la entrada 7606.

15 Las porciones de las señales en las salidas 7608 y 7610 incluyen unas señales que resultan de la energía que se almacena en los módulos de almacenamiento 7614 y 7620, respectivamente, cuando el módulo de conmutación 7616 estaba cerrado. Las porciones de las señales en las salidas 7608 y 7610 que resultan de la carga almacenada son en general iguales en amplitud una a otra pero están desfasadas 180 grados.

20 Las porciones de las señales en las salidas 7608 y 7610 también incluyen una tensión de rizado o ruido que resulta de la acción de conmutación del módulo de conmutación 7616. Pero debido a que el módulo de conmutación se coloca entre las dos salidas 7608 y 7610, el ruido que se introduce por el módulo de conmutación aparece en las salidas como sustancialmente igual y en fase uno con otro. Como resultado, la tensión de rizado puede anularse de forma sustancial mediante la inversión de la señal en una de las salidas 7608 o 7610 y la adición de la misma a la otra salida restante. Adicionalmente, cualquier ruido que se imprima con igual amplitud e igual fase sobre los terminales de entrada 7604 y 7606 por cualquier otra fuente de ruido tenderá a cancelarse de la misma forma.

25 **5.2.1.1 Entrada diferencial a salida diferencial**

La figura 76B ilustra el sistema diferencial 7602 en el que las entradas 7604 y 7606 están acopladas con unas fuentes de señal EM iguales y opuestas, que se ilustran en el presente caso como las antenas de dipolo 7624 y 7626. En la presente realización, cuando una de las salidas 7608 o 7610 se invierte y se añade a la otra salida, el ruido de modo común debido al módulo de conmutación 7616 y otro ruido de modo común presente en los terminales de entrada 7604 y 7606 tienden a anularse de forma sustancial.

30 **5.2.1.2 Única entrada a salida diferencial**

La figura 76C ilustra el sistema diferencial 7602 en el que la entrada 7604 está acoplada con una fuente de señal EM tal como una antena de monopolo 7628 y la entrada 7606 está acoplada con masa. En esta configuración, las tensiones en las salidas 7608 y 7610 son aproximadamente de la mitad del valor de las tensiones en las salidas en la implementación que se ilustra en la figura 76B, dado que todos los otros parámetros son iguales.

35 La figura 76E ilustra una entrada única a modo de ejemplo para el sistema de convertidor descendente / receptor de salida diferencial 7636. El sistema 7636 incluye el sistema diferencial 7602 en el que la entrada 7606 está acoplada con masa como en la figura 76C. La entrada 7604 está acoplada con una fuente de señal EM 7638 a través de una adaptación de impedancias de entrada opcional 7642. La impedancia de fuente de la señal EM puede adaptarse con un sistema de adaptación de impedancias 7642 tal como se describe en la sección 5 en lo que sigue.

40 Las salidas 7608 y 7610 están acopladas con un circuito diferencial 7644 tal como un filtro, que preferentemente invierte una de las salidas 7608 o 7610 y añade esta a la otra salida 7608 o 7610. Esto cancela de forma sustancial el ruido de modo común que se genera por el módulo de conmutación 7616. El circuito diferencial 7644 preferentemente filtra las componentes de frecuencia más altas de la señal EM 1304 que pasan a través de los módulos de almacenamiento 7614 y 7620. La señal filtrada resultante se emite como la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 1308B.

45 **5.2.1.3 Entrada diferencial a única salida**

La figura 76D ilustra el sistema de entrada diferencial a única salida 7629 en el que las entradas 7604 y 7606 del sistema diferencial 7602 están acopladas con unas antenas de dipolo de señal EM iguales y opuestas 7630 y 7632. En el sistema 7629, las tensiones de ruido de modo común no se cancelan como en los sistemas que se han mostrado en lo que antecede. La salida está acoplada desde el terminal 7608 hasta una carga 7648.

5.2.2 Realizaciones alternativas específicas

En unas realizaciones alternativas específicas, la presente invención se implementa usando una pluralidad de módulos de transferencia con control por puerta controlados mediante una señal de transferencia de energía común

con un módulo de almacenamiento que está acoplado entre las salidas de la pluralidad de módulos de transferencia con control por puerta. Por ejemplo, la figura 99 ilustra un sistema diferencial 9902 que incluye unos módulos de transferencia con control por puerta primero y segundo 9904 y 9906, y un módulo de almacenamiento 9908 que está acoplado entre los mismos. El funcionamiento del sistema diferencial 9902 será evidente para un experto en la materia o materias relevantes, en base a la descripción en el presente documento.

Al igual que con la primera implementación que se ha descrito en lo que antecede en la sección 5.5.1 y sus subsecciones, el sistema diferencial de transferencia con control por puerta 9902 puede implementarse con una entrada única, entradas diferenciales, una salida única, salidas diferenciales, y combinaciones de las mismas. Por ejemplo, la figura 100 ilustra un sistema de única entrada a salida diferencial a modo de ejemplo 10002.

En los casos en los que se desea el rechazo de modo común para proteger la entrada frente a diversos efectos de modo común, y en los que el rechazo de modo común para proteger la salida no es necesario, puede utilizarse una implementación de entrada diferencial a única salida. La figura 102 ilustra un sistema con extremos de diferencial a único a modo de ejemplo 10202, en el que un circuito de equilibrio / desequilibrio (*balun*, balance / unbalance) 10204 se utiliza para generar la entrada diferencial. Se contemplan otras configuraciones de entrada. Una primera salida 10206 está acoplada con una carga 10208. Una segunda salida 10210 está acoplada con el punto de masa 10212.

Por lo general, en un sistema de equilibrado a desequilibrado, en el que una salida única se capta a partir de un sistema diferencial sin el uso de un circuito de tipo *balun*, (es decir, en el que una de las señales de salida está conectada a masa), se observa una pérdida de aproximadamente 6 dB. En la configuración de la figura 102, no obstante, el punto de masa 10212 sirve simplemente como una referencia de tensión de CC para el circuito. El sistema 10202 transfiere carga a partir de la entrada de la misma forma que si esta fuera completamente diferencial, con su eficiencia de conversión afectada en general solo por los elementos parásitos de los componentes de circuito que se usen, tal como la *Rds*(conducción) en los conmutadores de FET, de usarse en el módulo de conmutación. Dicho de otra forma, la transferencia de carga aún continúa de la misma forma que una implementación de único extremo, proporcionando la masa de único extremo necesaria a la circuitería de entrada cuando la apertura está activa, pero configurada para permitir que la entrada sea diferencial para la capacidad de rechazo en modo común específica y / o realice la interconexión entre una entrada diferencial y un sistema de salida de único extremo.

5.2.3 Ejemplos específicos de optimizaciones y configuraciones para diseños diferenciales invertido y no invertido

Los sistemas de transferencia con control por puerta y los sistemas de transferencia con control por puerta invertido pueden implementarse con cualquiera de las diversas optimizaciones y configuraciones que se divulgan a través de la memoria descriptiva, tal como, por ejemplo, adaptación de impedancias, tanques y estructuras resonantes, redes de derivación, etc. Por ejemplo, el sistema diferencial 10002 en la figura 100, que utiliza unos módulos de transferencia con control por puerta con un sistema de adaptación de impedancias de entrada 10004 y un circuito de tanque 10006, que comparten un condensador común. De forma similar, el sistema diferencial 10102 en la figura 101, utiliza un módulo de transferencia con control por puerta invertido con un sistema de adaptación de impedancias de entrada 10104 y un circuito de tanque 10106, que comparten un condensador común.

5.3 Suavizado de la señal a la que se ha aplicado conversión descendente

La señal a la que se ha aplicado conversión descendente 1308B puede suavizarse mediante filtrado según se desee. El circuito diferencial 7644 que se implementa como un filtro en la figura 76E no ilustra sino un ejemplo. Esto puede lograrse en cualquiera de las realizaciones que se describen mediante una implementación de soporte físico, de soporte lógico inalterable y de soporte lógico tal como se conoce bien por los expertos en las materias.

5.4 Adaptación de impedancias

El módulo de transferencia de energía tiene unas impedancias de entrada y de salida definidas en general por (1) el factor de utilización del módulo de conmutación, y (2) la impedancia del módulo de almacenamiento, a las frecuencias de interés (por ejemplo en la entrada EM, y las frecuencias intermedias / de banda de base).

Comenzando con una anchura de apertura de aproximadamente $\frac{1}{2}$ el periodo de la señal EM a la que se está aplicando conversión descendente como una realización preferida, esta anchura de apertura (por ejemplo el "tiempo de cerrado") puede disminuirse. A medida que la anchura de apertura se disminuye, la impedancia característica en la entrada y la salida del módulo de transferencia de energía aumenta. Como alternativa, a medida que la anchura de apertura aumenta a partir de $\frac{1}{2}$ el periodo de la señal EM a la que se está aplicando conversión descendente, la impedancia del módulo de transferencia de energía disminuye.

Una de las etapas en la determinación de la impedancia de entrada característica del módulo de transferencia de energía podría ser para medir su valor. En una realización, la impedancia de entrada característica del módulo de transferencia de energía es de 300 ohmios. Un circuito de adaptación de impedancias puede utilizarse para acoplar de manera eficiente una señal EM de entrada que tiene una impedancia de fuente de, por ejemplo, 50 ohmios, con la impedancia del módulo de transferencia de energía de, por ejemplo, 300 ohmios. La adaptación de estas

impedancias puede lograrse de diversas formas, incluyendo proporcionar la impedancia necesaria directamente o el uso de un circuito de adaptación de impedancias tal como se describe en lo que sigue.

5 Haciendo referencia a la figura 70, una realización específica usando una señal de RF como una entrada, suponiendo que la impedancia 7012 es una impedancia relativamente baja de aproximadamente 50 ohmios, por ejemplo, y la impedancia de entrada 7016 es de aproximadamente 300 ohmios, una configuración inicial para el módulo de adaptación de impedancias de entrada 7006 puede incluir una inductancia 7306 y un condensador 7308, que están configurados tal como se muestra en la figura 73. La configuración de la inductancia 7306 y el condensador 7308 es una posible configuración cuando se pasa de una impedancia baja a una impedancia alta. La inductancia 7306 y el condensador 7308 constituyen una adaptación de L, conociéndose bien el cálculo de los valores por los expertos en las materias relevantes.

10 Puede realizarse una adaptación de impedancias de la impedancia característica de salida para tomar en consideración las frecuencias de salida deseadas. Una de las etapas en la determinación de la impedancia de salida característica del módulo de transferencia de energía podría ser para medir su valor. Equilibrando la impedancia muy baja del módulo de almacenamiento a la frecuencia EM de entrada, el módulo de almacenamiento debería tener una impedancia a las frecuencias de salida deseadas que es preferentemente más grande que o igual a la carga que se pretende accionar (por ejemplo, en una realización, la impedancia del módulo de almacenamiento a una frecuencia de salida de 1 MHz deseada es de 2 kilohmios y la carga deseada que ha de accionarse es de 50 ohmios). Un beneficio adicional de la adaptación de impedancias es que el filtrado de las señales no deseadas también puede lograrse con los mismos componentes.

15 En una realización, la impedancia de salida característica del módulo de transferencia de energía es de 2 kilohmios. Un circuito de adaptación de impedancias puede utilizarse para acoplar de manera eficiente la señal a la que se ha aplicado conversión descendente con una impedancia de salida de, por ejemplo, 2 kilohmios, con una carga de, por ejemplo, 50 ohmios. La adaptación de estas impedancias puede lograrse de diversas formas, incluyendo proporcionar la impedancia de carga necesaria directamente o el uso de un circuito de adaptación de impedancias tal como se describe en lo que sigue.

20 Cuando se realiza la adaptación de una impedancia alta a una impedancia baja, un condensador 7314 y una inductancia 7316 pueden configurarse tal como se muestra en la figura 73. El condensador 7314 y la inductancia 7316 constituyen una adaptación de L, conociéndose bien el cálculo de los valores de componente por los expertos en las materias relevantes.

25 Se considera que la configuración del módulo de adaptación de impedancias de entrada 7006 y el módulo de adaptación de impedancias de salida 7008 son puntos de partida iniciales para realizar la adaptación de impedancias, de acuerdo con la presente invención. En algunas situaciones, los diseños iniciales pueden ser adecuados sin optimización adicional. En otras situaciones, los diseños iniciales pueden optimizarse de acuerdo con otros diversos criterios y consideraciones de diseño.

30 Debido a que se utilizan otros componentes y/o estructuras de optimización opcionales, su efecto sobre la impedancia característica del módulo de transferencia de energía debería tenerse en cuenta en la adaptación junto con sus propios criterios originales.

5.5 Tanques y estructuras resonantes

35 El tanque resonante y otras estructuras resonantes pueden usarse para optimizar adicionalmente las características de transferencia de energía de la invención. Por ejemplo, las estructuras resonantes, resonantes alrededor de la frecuencia de entrada, pueden usarse para almacenar energía a partir de la señal de entrada cuando el conmutador está abierto, un periodo durante el cual se puede concluir que la arquitectura estaría limitada por lo demás en cuanto a su máxima eficiencia posible. El tanque resonante y otras estructuras resonantes pueden incluir, pero no se limitan a, filtros de onda acústica de superficie (SAW, *surface acoustic wave*), resonadores dieléctricos, diplexores, condensadores, inductancias, etc.

40 Una realización a modo de ejemplo se muestra en la figura 94A. Dos realizaciones adicionales se muestran en la figura 88 y la figura 97. Implementaciones alternativas serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento. Implementaciones alternativas caen dentro del alcance de la presente invención tal como se define en las reivindicaciones adjuntas. Estas implementaciones sacan partido de las propiedades de los circuitos resonantes en serie y en paralelo (tanque).

45 La figura 94A ilustra unos circuito de tanque en paralelo en una implementación diferencial. Un primer circuito resonante o de tanque en paralelo consiste en un condensador 9438 y una inductancia 9420 (tanque 1). Un segundo circuito de tanque consiste en un condensador 9434 y una inductancia 9436 (tanque 2).

50 Tal como es evidente para un experto en la materia o materias relevantes, los circuitos de tanque en paralelo proporcionan:

una impedancia baja a frecuencias por debajo de la resonancia;
 una impedancia baja a frecuencias por encima de la resonancia; y
 una impedancia alta a frecuencias en, y cerca de, la resonancia.

5 En el ejemplo que se ilustra de la figura 94A, los circuitos de tanque primero y segundo resuenan a aproximadamente 920 MHz. En, y cerca de, la resonancia, la impedancia de estos circuitos es relativamente alta. Por lo tanto, en la configuración de circuito que se muestra en la figura 94A, ambos circuitos de tanque aparecen como una impedancia relativamente alta para la frecuencia de entrada de 950 MHz, a la vez aparece de forma simultánea como una impedancia relativamente baja para frecuencias en el intervalo de salida deseado de 50 MHz.

10 Una señal de transferencia de energía 9442 controla un conmutador 9414. Cuando la señal de transferencia de energía 9442 controla el conmutador 9414 para que se abra y se cierre, no se permite que las componentes de señal de alta frecuencia pasen a través del tanque 1 o el tanque 2. No obstante, se permite que las componentes de señal inferior (50 MHz en la presente realización) que se generan por el sistema pasen a través del tanque 1 y el tanque 2 con poca atenuación. El efecto del tanque 1 y el tanque 2 es separar adicionalmente las señales de entrada y de salida del mismo nodo, produciendo de ese modo una impedancia de entrada y de salida más estable.
 15 Los condensadores 9418 y 9440 actúan para almacenar la energía de señal de salida de 50 MHz entre impulsos de transferencia de energía.

Una optimización de transferencia de energía adicional se proporciona mediante la colocación de una inductancia 9410 en serie con un condensador de almacenamiento 9412 tal como se muestra. En el ejemplo que se ilustra, la frecuencia resonante en serie de esta disposición de circuito es de aproximadamente 1 GHz. Este circuito aumenta la característica de transferencia de energía del sistema. La relación de la impedancia de la inductancia 9410 y la impedancia del condensador de almacenamiento 9412 preferentemente se mantiene relativamente pequeña de tal modo que la mayoría de la energía disponible se transferirá al condensador de almacenamiento 9412 durante el funcionamiento. Las señales de salida ejemplares A y B se ilustran en las figuras 94B y 94C, respectivamente.

20 En la figura 94A, los componentes de circuito 9404 y 9406 forman una adaptación de impedancias de entrada. Los componentes de circuito 9432 y 9430 forman una adaptación de impedancias de salida para dar una resistencia de 50 ohmios 9428. Los componentes de circuito 9422 y 9424 forman una segunda adaptación de impedancias de salida para dar una resistencia de 50 ohmios 9426. Los condensadores 9408 y 9412 actúan como condensadores de almacenamiento para la realización. La fuente de tensión 9446 y la resistencia 9402 generan una señal de 950 MHz con una impedancia de salida de 50 ohmios, que se usan como la entrada para el circuito. El elemento de circuito 9416 incluye un oscilador de 150 MHz y un generador de impulsos, que se usan para generar la señal de transferencia de energía 9442.
 25 30

La figura 88 ilustra un circuito de tanque de derivación 8810 en un sistema de único extremo a único extremo 8812. De forma similar, la figura 97 ilustra un circuito de tanque de derivación 9710 en un sistema 9712. Los circuitos de tanque 8810 y 9710 reducen la impedancia de fuente de accionamiento, lo que mejora la respuesta transitoria. Los circuitos de tanque 8810 y 9710 son capaces de almacenar la energía a partir de la señal de entrada y proporcionan una impedancia de fuente de accionamiento baja para transferir esa energía a través de la totalidad de la apertura del conmutador cerrado. La naturaleza transitoria de la apertura de conmutación puede verse como que tiene una respuesta que, además de incluir la frecuencia de entrada, tiene unas frecuencias de componente grandes por encima de la frecuencia de entrada, (es decir, unas frecuencias más altas que la frecuencia de entrada también son capaces pasar de manera efectiva a través de la apertura). Las estructuras o circuitos resonantes, por ejemplo los tanques resonantes 8810 o 9710, pueden sacar partido de esto al ser capaces de transferir energía a través de la totalidad de la respuesta en frecuencia transitoria del conmutador (es decir, el condensador en el tanque resonante aparece como una impedancia de fuente de accionamiento baja durante el periodo transitorio de la apertura).
 35 40

El tanque y las estructuras resonantes a modo de ejemplo que se han descrito en lo que antecede son para fines ilustrativos y no son limitantes. Pueden utilizarse configuraciones alternativas. Los diversos tanques y estructuras resonantes que se analizan pueden combinarse o utilizarse de manera independiente tal como es evidente ahora.
 45

5.6 Conceptos de transferencia de carga y de potencia

A continuación, se describen conceptos de transferencia de carga con referencia a las figuras 109A-F.

50 La figura 109A ilustra un circuito 10902, incluyendo un conmutador S y un condensador 10906 que tiene una capacidad C. El conmutador S se controla mediante una señal de control 10908, que incluye los impulsos 19010 que tienen unas aperturas T.

En la figura 109B, la ecuación 10 ilustra que la carga q en un condensador que tiene una capacidad C, tal como el condensador 10906, es proporcional a la tensión V a través del condensador, en la que:

- 55 q = Carga en culombios
- C = Capacidad en faradios
- V = Tensión en voltios
- A = Amplitud de la señal de entrada

Cuando la tensión V se representa mediante la ecuación 11, la ecuación 10 puede reescribirse como la ecuación 12. El cambio en la carga Δq con el tiempo t se ilustra como en la ecuación 13 como $\Delta q(t)$, que puede reescribirse como la ecuación 14. Usando la identidad trigonométrica de suma a producto de la ecuación 15, la ecuación 14 puede reescribirse como la ecuación 16, que puede reescribirse como la ecuación 17.

5 Obsérvese que el término de \sin en la ecuación 11 solo es una función de la apertura T . Por lo tanto, $\Delta q(t)$ se encuentra en un máximo cuando T es igual a un múltiplo impar de π (es decir, $\pi, 3\pi, 5\pi, \dots$). Por lo tanto, el condensador 10906 experimenta el cambio más grande en la carga cuando la apertura T tiene un valor de π o un intervalo de tiempo representativo de 180 grados de la senoide de entrada. A la inversa, cuando T es igual a $2\pi, 4\pi, 6\pi, \dots$, se transfiere una carga mínima.

10 Las ecuaciones 18, 19, y 20 se resuelven para $q(t)$ mediante la integración de la ecuación 10, lo que permite que la carga en el condensador 10906 con respecto al tiempo se represente gráficamente sobre el mismo eje que la senoide de entrada $\sin(t)$, tal como se ilustra en la gráfica de la figura 109C. A medida que la apertura T disminuye en cuanto a su valor o tiende hacia un impulso, la fase entre la carga en el condensador C o $q(t)$ y $\sin(t)$ tienden hacia cero. Esto se ilustra en la gráfica de la figura 109D, que indica que la transferencia de carga de impulso máxima tiene lugar cerca de la tensión de entrada máxima. Tal como indica esta gráfica, se transfiere considerablemente menos carga a medida que el valor de T disminuye.

En las ecuaciones 21-26 de la figura 109E se ilustran relaciones de potencia / carga, en las que se muestra que la potencia es proporcional a la carga, y la carga transferida es inversamente proporcional a la pérdida de inserción.

20 Los conceptos de pérdida de inserción se ilustran en la figura 109F. En general, el factor de ruido en decibelios de un dispositivo pasivo con pérdidas es numéricamente igual a la pérdida de inserción de dispositivo. Como alternativa, el factor de ruido en decibelios para cualquier dispositivo no puede ser menor que su pérdida de inserción. La pérdida de inserción puede expresarse mediante la ecuación 27 o 28.

25 A partir del análisis anterior, se observa que, a medida que la apertura T aumenta, más carga se transfiere de la entrada al condensador 10906, lo que aumenta la transferencia de potencia de la entrada a la salida. Se ha observado que no es necesario reproducir de manera precisa la tensión de entrada en la salida debido a que se retiene información de fase y de amplitud modulada relativa en la potencia transferida.

5.7 Optimización y ajuste de la duración / anchura de apertura no despreciable

5.7.1 Variación de impedancias de entrada y de salida

30 En una realización de la invención, la señal de transferencia de energía 6306 de la figura 63 se usa para variar la impedancia de entrada vista por la señal EM 1304 y para variar la impedancia de salida que acciona una carga. Un ejemplo de la presente realización se describe en lo que sigue usando el módulo de transferencia con control por puerta 6404 que se muestra en la figura 68G, y en la figura 82A. El procedimiento que se describe en lo que sigue no se limita al módulo de transferencia con control por puerta 6404, debido a que este puede aplicarse a la totalidad de las realizaciones del módulo de transferencia de energía 6304.

35 En la figura 82A, cuando el conmutador 8206 está cerrado, la impedancia examinando el circuito 8202 es sustancialmente la impedancia del módulo de almacenamiento que se ilustra como la capacidad de almacenamiento 8208, en paralelo con la impedancia de la carga 8212. Cuando el conmutador 8206 está abierto, la impedancia en el punto 8214 se aproxima a infinito. De lo anterior se deduce que la impedancia promedio en el punto 8214 puede variarse desde la impedancia del módulo de almacenamiento que se ilustra como la capacidad de almacenamiento 8208, en paralelo con la carga 8212, hasta la impedancia alcanzable más alta cuando el conmutador 8206 está abierto, mediante la variación de la relación del tiempo que el conmutador 8206 está abierto con respecto al tiempo que el conmutador 8206 está cerrado. Debido a que el conmutador 8206 se controla mediante la señal de transferencia de energía 8210, la impedancia en el punto 8214 puede variarse mediante el control de la anchura de apertura de la señal de transferencia de energía, junto con la tasa de distorsión por repliegue del espectro.

45 Un procedimiento a modo de ejemplo de alterar la señal de transferencia de energía 6306 de la figura 63 se describe a continuación con referencia a la figura 71A, en el que el circuito 7102 recibe la señal oscilante de entrada 7106 y emite un tren de impulsos que se muestra como la señal de salida del duplicador 7104. El circuito 7102 puede usarse para generar la señal de transferencia de energía 6306. Las formas de onda a modo de ejemplo de 7104 se muestran en la figura 71C.

50 Puede mostrarse que mediante la variación del retardo de la señal que se propaga por el inversor 7108, la anchura de los impulsos en la señal de salida del duplicador 7104 puede variarse. Aumentar el retardo de la señal que se propaga por el inversor 7108, aumenta la anchura de los impulsos. La señal que se propaga por el inversor 7108 puede retardarse mediante la introducción de una red de paso bajo de R/C en la salida del inversor 7108. Otros medios de alterar el retardo de la señal que se propaga por el inversor 7108 serán bien conocidos por los expertos en la materia.

5.7.2 Control de apertura en tiempo real

En una realización, la anchura / duración de apertura se ajusta en tiempo real. Por ejemplo, haciendo referencia a los diagramas de sincronismo en las figuras 98B-F, una señal de reloj 9814 (la figura 98B) se utiliza para generar una señal de transferencia de energía 9816 (la figura 98F), que incluye los impulsos de transferencia de energía 9818, que tienen unas aperturas variables 9820. En una realización, la señal de reloj 9814 se invierte tal como se ilustra mediante la señal de reloj invertida 9822 (la figura 98D). La señal de reloj 9814 también está retardada, tal como se ilustra mediante la señal de reloj retardada 9824 (la figura 98E). A continuación, se realiza una operación AND a la señal de reloj invertida 9814 y la señal de reloj retardada 9824 una con otra, generando una señal de transferencia de energía 9816, que es activa - los impulsos de transferencia de energía 9818 - cuando la señal de reloj retardada 9824 y la señal de reloj invertida 9822 están ambas activas. La cantidad de retardo que se imparte a la señal de reloj retardada 9824 determina de forma sustancial la anchura o duración de las aperturas 9820. Mediante la variación del retardo en tiempo real, las aperturas se ajustan en tiempo real.

En una implementación alternativa, la señal de reloj invertida 9822 se retarda en relación con la señal de reloj original 9814, y a continuación se realiza una operación AND a la misma con la señal de reloj original 9814. Como alternativa, la señal de reloj original 9814 se retarda y a continuación se invierte, y se realiza una operación AND al resultado con la señal de reloj original 9814.

La figura 98A ilustra un sistema de control de apertura en tiempo real ejemplar 9802 que puede utilizarse para ajustar las aperturas en tiempo real. El sistema de control de apertura en tiempo real a modo de ejemplo 9802 incluye un circuito de RC 9804, que incluye un condensador variable con la tensión 9812 y una resistencia 9826. El sistema de control de apertura en tiempo real 9802 también incluye un inversor 9806 y una puerta AND 9808. La puerta AND 9808 incluye de manera opcional una entrada de habilitación 9810 para habilitar / deshabilitar la puerta AND 9808. El circuito de RC 9804. El sistema de control de apertura en tiempo real 9802 incluye de manera opcional un amplificador 9828.

El funcionamiento del circuito de control de apertura en tiempo real se describe con referencia a los diagramas de sincronismo de las figuras 98B-F. El sistema de control en tiempo real 9802 recibe la señal de reloj de entrada 9814, que se proporciona tanto al inversor 9806 como al circuito de RC 9804. El inversor 9806 emite la señal de reloj invertida 9822 y presenta esta a la puerta AND 9808. El circuito de RC 9804 retarda la señal de reloj 9814 y emite la señal de reloj retardada 9824. El retardo se determina en primer lugar mediante la capacidad del condensador variable con la tensión 9812. En general, a medida que la capacidad disminuye, el retardo disminuye.

La señal de reloj retardada 9824 se amplifica de manera opcional por el amplificador opcional 9828, antes de presentarse a la puerta AND 9808. Una amplificación se desea, por ejemplo, cuando la constante de RC del circuito de RC 9804 atenúa la señal por debajo del umbral de la puerta AND 9808.

La puerta AND 9808 realiza una operación AND a la señal de reloj retardada 9824, la señal de reloj invertida 9822, y la señal de habilitación opcional 9810, para generar la señal de transferencia de energía 9816. Las aperturas 9820 se ajustan en tiempo real mediante la variación de la tensión al condensador variable con la tensión 9812.

En una realización, las aperturas 9820 están controladas para optimizar la transferencia de potencia. Por ejemplo, en una realización, las aperturas 9820 están controladas para maximizar la transferencia de potencia. Como alternativa, las aperturas 9820 están controladas para un control de ganancia variable (por ejemplo, control de ganancia automático - AGC, *automatic gain control*). En la presente realización, la transferencia de potencia se reduce mediante la reducción de las aperturas 9820.

Tal como puede verse ahora fácilmente a partir de la presente divulgación, muchos de los circuitos de apertura que se presentan, y otros, pueden modificarse de la forma que se ha descrito en lo que antecede (por ejemplo circuitos en las figuras 68 H-K). La modificación o la selección de la apertura puede hacerse al nivel de diseño para seguir siendo un valor fijo en el circuito, o en una realización alternativa, puede ajustarse de manera dinámica para compensar, o abordar, diversos fines de diseño tales como recibir señales de RF con una eficiencia potenciada que se encuentran en unas bandas de funcionamiento distintivamente diferentes, por ejemplo señales de RF a 900 MHz y 1,8 GHz.

5.8 Adición de una red de derivación

En una realización de la invención, una red de derivación se añade para mejorar la eficiencia del módulo de transferencia de energía. Una red de derivación de este tipo puede verse como un medio de ensanchamiento de apertura sintético. Los componentes para una red de derivación se seleccionan de tal modo que la red de derivación parece una impedancia sustancialmente más baja para los transitorios del módulo de conmutación (es decir, unas frecuencias más grandes que la señal EM recibida) y aparece como una impedancia de moderada a alta para la señal EM de entrada (por ejemplo, más grande que 100 ohmios a la frecuencia de RF).

El tiempo que la señal de entrada está conectada en el presente caso con el lado opuesto del módulo de conmutación se alarga debido a la conformación causada por esta red, que en unas realizaciones simples puede ser un condensador o una inductancia-condensador resonante en serie. Una red que es resonante en serie por encima de la frecuencia de entrada sería una implementación típica. Esta conformación mejora la eficiencia de conversión

de una señal de entrada que por lo demás sería, si se considerase solo la apertura de la señal de transferencia de energía, relativamente baja en frecuencia como para ser óptima.

Por ejemplo, haciendo referencia a la figura 95, una red de derivación 9502 (que se muestra en el presente caso como el condensador 9512), se muestra realizando una derivación alrededor del módulo de conmutación 9504. En la presente realización, la red de derivación aumenta la eficiencia del módulo de transferencia de energía cuando, por ejemplo, se eligieron unas anchuras de apertura menos que óptimas para una frecuencia de entrada dada sobre la señal de transferencia de energía 9506. La red de derivación 9502 podría ser de configuraciones diferentes de las que se muestran en la figura 95. Una alternativa de este tipo se ilustra en la figura 90. De forma similar, la figura 96 ilustra otra red de derivación a modo de ejemplo 9602, incluyendo un condensador 9604.

El siguiente análisis mostrará los efectos de una apertura minimizada y el beneficio que se proporciona por una red de derivación. Comenzando con un circuito inicial que tiene una apertura de 550 ps en la figura 103, se ve que su salida es de 2,8 mVpp que se aplica a una carga de 50 ohmios en la figura 107A. El cambio de la apertura a 270 ps tal como se muestra en la figura 104 da como resultado una salida disminuida de 2,5 Vpp que se aplica a una carga de 50 ohmios tal como se muestra en la figura 107B. Para compensar esta pérdida, puede añadirse una red de derivación, una implementación específica se proporciona en la figura 105. El resultado de esta adición es que pueden aplicarse a continuación 3,2 Vpp a la carga de 50 ohmios tal como se muestra en la figura 108A. El circuito con la red de derivación en la figura 105 también tenía tres valores ajustados en el circuito circundante para compensar los cambios de impedancia que se introducen por la red de derivación y la apertura estrechada. La figura 106 verifica que aquellos cambios añadidos al circuito, pero sin la red de derivación, no ocasionaron por sí mismos la eficiencia aumentada que se muestra por la realización en la figura 105 con la red de derivación. La figura 108B muestra el resultado de usar el circuito en la figura 106 en el que solo pudieron aplicarse 1,88 Vpp a una carga de 50 ohmios.

5.9 Modificación de la señal de transferencia de energía utilizando realimentación

La figura 69 muestra una realización de un sistema 6901 que usa la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 1308B como la realimentación 6906 para controlar diversas características del módulo de transferencia de energía 6304 para modificar la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 1308B.

En general, la amplitud de la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 1308B varía como una función de las diferencias de frecuencia y de fase entre la señal EM 1304 y la señal de transferencia de energía 6306. En una realización, la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 1308B se usa como la realimentación 6906 para controlar la relación de la frecuencia y la fase entre la señal EM 1304 y la señal de transferencia de energía 6306. Esto puede lograrse usando la lógica a modo de ejemplo en la figura 85A. El circuito a modo de ejemplo en la figura 85A puede incluirse en el módulo de señal de transferencia de energía 6902. Implementaciones alternativas serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento. Implementaciones alternativas caen dentro del alcance de la presente invención tal como se define en las reivindicaciones adjuntas. En la presente realización, se usa una máquina de estados como un ejemplo.

En el ejemplo de la figura 85A, una máquina de estados 8504 lee un convertidor de analógico a digital, el A / D 8502, y controla un convertidor de digital a analógico, DAC 8506. En una realización, la máquina de estados 8504 incluye 2 ubicaciones de memoria, *Previa* y *Actual*, para almacenar y recuperar los resultados de la lectura del A / D 8502. En una realización, la máquina de estados 8504 utiliza por lo menos un indicador de memoria.

El DAC 8506 controla una entrada para un oscilador controlado por tensión, el VCO 8508. El VCO 8508 controla una entrada de frecuencia de un generador de impulsos 8510, que, en una realización, es sustancialmente similar al generador de impulsos que se muestra en la figura 68J. El generador de impulsos 8510 genera la señal de transferencia de energía 6306.

En una realización, la máquina de estados 8504 opera de acuerdo con un diagrama de flujo de máquina de estados 8519 en la figura 85B. El resultado de esta operación es modificar la relación de la frecuencia y la fase entre la señal de transferencia de energía 6306 y la señal EM 1304, para mantener de forma sustancial la amplitud de la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 1308B a un nivel óptimo.

Puede hacerse que la amplitud de la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 1308B varíe con la amplitud de la señal de transferencia de energía 6306. En una realización en la que el módulo de conmutación 6502 es un FET tal como se muestra en la figura 66A, en el que la puerta 6604 recibe la señal de transferencia de energía 6306, la amplitud de la señal de transferencia de energía 6306 puede determinar la resistencia de "conducción" del FET, lo que afecta a la amplitud de la señal a la que se ha aplicado conversión descendente 1308B. El módulo de señal de transferencia de energía 6902, tal como se muestra en la figura 85C, puede ser un circuito analógico que habilita una función de control de ganancia automático. Implementaciones alternativas serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento. Implementaciones alternativas caen dentro del alcance de la presente invención tal como se define en las reivindicaciones adjuntas.

5.10 Otras implementaciones

Las implementaciones que se han descrito en lo que antecede se proporcionan para fines de ilustración. No se pretende que estas implementaciones limiten la invención. Implementaciones alternativas, que difieren ligera o sustancialmente con respecto a las que se describen en el presente documento, serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento. Tales implementaciones alternativas caen dentro del alcance de la presente invención tal como se define en las reivindicaciones adjuntas.

6. Convertidores descendentes de transferencia de energía a modo de ejemplo

En lo que sigue se describen implementaciones a modo de ejemplo para fines ilustrativos. La invención no se limita a estos ejemplos.

La figura 86 es un diagrama esquemático de un circuito ejemplar para realizar una conversión descendente de una señal de 915 MHz en una señal de 5 MHz usando un reloj de 101,1 MHz.

La figura 87 muestra unas formas de onda de simulación a modo de ejemplo para el circuito de la figura 86. La forma de onda 8602 es la entrada para el circuito que muestra las distorsiones causadas por el cierre del conmutador. La forma de onda 8604 es la salida no filtrada en la unidad de almacenamiento. La forma de onda 8606 es la salida con adaptación de impedancias del convertidor descendente en una escala de tiempos diferente.

La figura 88 es un diagrama esquemático de un circuito ejemplar para realizar una conversión descendente de una señal de 915 MHz en una señal de 5 MHz usando un reloj de 101,1 MHz. El circuito tiene una circuitería de tanque adicional para mejorar la eficiencia de conversión.

La figura 89 muestra unas formas de onda de simulación a modo de ejemplo para el circuito de la figura 88. La forma de onda 8802 es la entrada para el circuito que muestra las distorsiones causadas por el cierre del conmutador. La forma de onda 8804 es la salida no filtrada en la unidad de almacenamiento. La forma de onda 8806 es la salida del convertidor descendente después del circuito de adaptación de impedancias.

La figura 90 es un diagrama esquemático de un circuito ejemplar para realizar una conversión descendente de una señal de 915 MHz en una señal de 5 MHz usando un reloj de 101,1 MHz. El circuito tiene una circuitería de derivación de conmutación para mejorar la eficiencia de conversión.

La figura 91 muestra unas formas de onda de simulación a modo de ejemplo para el circuito de la figura 90. La forma de onda 9002 es la entrada para el circuito que muestra las distorsiones causadas por el cierre del conmutador. La forma de onda 9004 es la salida no filtrada en la unidad de almacenamiento. La forma de onda 9006 es la salida del convertidor descendente después del circuito de adaptación de impedancias.

La figura 92 muestra un diagrama esquemático del circuito a modo de ejemplo en la figura 86 conectado con una fuente de FSK que alterna entre 913 y 917 MHz, a una velocidad de transmisión en baudios de 500 Kbaudios. La figura 93 muestra la forma de onda de FSK original 9202 y la forma de onda a la que se ha aplicado conversión descendente 9204 en la salida del circuito de adaptación de impedancias de carga.

IV. Descripción matemática de la presente invención

Tal como se ha descrito y se ha ilustrado en las secciones y sub-secciones precedentes, las realizaciones de la presente invención realizan una conversión descendente de una señal electromagnética mediante la transferencia repetida de energía a partir de las porciones de la señal electromagnética. La presente sección describe el funcionamiento de la presente invención de forma matemática usando la teoría de filtros con adaptación, la teoría de muestreo y las técnicas en el dominio de la frecuencia. Los conceptos y principios de estas teorías se usan para describir el procesamiento de formas de onda de la presente invención y serían bien conocidos por los expertos en las materias relevantes.

Tal como será evidente para los expertos en las materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento, la descripción de la presente invención que está contenida en el presente documento es una aplicación única y específica de la teoría de filtros con adaptación, la teoría de muestreo y las técnicas en el dominio de la frecuencia. Esta no se enseña o se sugiere en la presente literatura. Por lo tanto, se ha desarrollado una nueva transformada, en base a la teoría de filtros con adaptación, la teoría de muestreo y las técnicas en el dominio de la frecuencia, para describir la presente invención. Se hace referencia a esta nueva transformada como la transformada de UFT, y esta se describe en la Sección 8, en lo que sigue.

Se hace notar que lo que sigue describe realizaciones de la invención, y se proporciona para fines ilustrativos. La invención no se limita a las descripciones y realizaciones que se describen en lo que sigue. También se hace notar que caracterizaciones tales como "óptimo", "sub-óptimo", "máximo", "mínimo", "ideal", "no ideal" y similares, que están contenidas en el presente documento, indican unas relaciones relativas.

1. Visión de conjunto de la invención

Las realizaciones de la presente invención realizan una conversión descendente de una señal electromagnética mediante la realización repetida de una operación de filtrado o de correlación adaptada sobre una señal de portadora recibida. Las realizaciones de la invención operan en, o cerca de, semiciclos aproximados (por ejemplo, $\frac{1}{2}$, $1\frac{1}{2}$, $2\frac{1}{2}$, etc.) de la señal recibida. Los resultados de cada procedimiento de filtrado con adaptación / correlación se acumulan, por ejemplo usando un dispositivo de almacenamiento capacitivo, y se usan para formar una versión a la que se ha aplicado conversión descendente de la señal electromagnética. De acuerdo con las realizaciones de la invención, el procedimiento de filtrado con adaptación / correlación puede realizarse a una tasa sub-armónica o fundamental.

Operar sobre una señal electromagnética con un procedimiento o procesador de filtrado con adaptación / correlación produce una relación de señal a ruido (SNR) potenciada (y en algunos casos la mejor posible) para la forma de onda procesada. Un procedimiento de filtrado con adaptación / correlación también preserva la energía de la señal electromagnética y transfiere esta a través del procesador.

Debido a que no siempre es práctico diseñar un procesador de filtrado con adaptación / correlación con redes pasivas, las sub-secciones que siguen también describen cómo implementar la presente invención usando una operación de integración de tiempo finito y una operación de procesamiento de RC. Estas realizaciones de la presente invención son muy prácticas y pueden implementarse usando tecnologías existentes, por ejemplo pero sin limitarse a la tecnología de CMOS.

Con el fin de entender cómo funcionan las realizaciones de la presente invención, es útil tener presente el hecho de que tales realizaciones no funcionan intentando emular un muestreador de impulsos ideal. En su lugar, la presente invención opera mediante la acumulación de la energía de una señal de portadora y usando la energía acumulada para producir el mismo o sustancialmente el mismo resultado que se obtendría por un muestreador de impulsos ideal, si pudiera construirse un dispositivo de este tipo. Expuesto de manera más simple, las realizaciones de la presente invención determinan de manera recursiva un valor de tensión o de intensidad para semiciclos en las proximidades (por ejemplo, $\frac{1}{2}$, $1\frac{1}{2}$, $2\frac{1}{2}$, etc.) de una señal de portadora, por lo general a una tasa sub-armónica, y usan los valores de tensión o de intensidad determinados para formar una versión a la que se ha aplicado conversión descendente de una señal electromagnética. La calidad de la señal electromagnética a la que se ha aplicado conversión descendente es una función de cómo de eficientemente las diversas realizaciones de la presente invención son capaces de acumular la energía de los semiciclos en las proximidades de la señal de portadora.

Idealmente, algunas realizaciones de la presente invención acumulan la totalidad de la energía disponible que está contenida en cada semiciclo en las proximidades de la señal de portadora sobre la que se opera. En general, se hace referencia a la presente realización en el presente documento como un procedimiento o procesador de filtrado con adaptación / correlación. Tal como se describe con detalle en lo que sigue, un procesador de filtrado con adaptación / correlación es capaz de transferir sustancialmente la totalidad de la energía que está contenida en un semiciclo de la señal de portadora a través del procesador para su uso en la determinación, por ejemplo, de un pico o un valor de tensión promedio de la señal de portadora. La presente realización de la presente invención produce una relación de señal a ruido (SNR) potenciada (y en algunos casos la mejor posible), tal como se describe en las sub-secciones en lo que sigue.

La figura 148 ilustra un procedimiento a modo de ejemplo 14800 para la conversión descendente de una señal electromagnética usando una operación de filtrado con adaptación / correlación. El procedimiento 14800 se inicia en la etapa 14810.

En la etapa 14810, una operación de filtrado con adaptación / correlación se realiza sobre una porción de una señal de portadora. Por ejemplo, una operación de filtrado de adaptación / correlación puede realizarse sobre una señal de RF de 900 MHz, que por lo general comprende una senoide de 900 MHz que tiene señales de ruido y señales de información superpuestas sobre la misma. Puede operarse sobre muchos tipos diferentes de señales en la etapa 14810, no obstante, y la invención no se limita a operar sobre una señal de RF de 900 MHz. En las realizaciones, el procedimiento 14800 opera sobre semiciclos en las proximidades de la señal de portadora.

En una realización de la invención, la etapa 14810 comprende la etapa de convolución de un semiciclo aproximado de la señal de portadora con una representación de sí misma con el fin de adquirir de manera eficiente la energía del semiciclo aproximado de la señal de portadora. Tal como se describe en otra parte en el presente documento, otras realizaciones usan otros medios para adquirir de manera eficiente la energía del semiciclo aproximado de la señal de portadora. La operación de filtrado con adaptación / correlación puede realizarse sobre cualquier semiciclo aproximado de la señal de portadora (a pesar de que la invención no se limita a esto), tal como se describe con detalle en las sub-secciones en lo que sigue.

En la etapa 14820, el resultado de la operación de filtrado con adaptación / correlación en la etapa 14810 se acumula, preferentemente en un dispositivo de almacenamiento de energía. En una realización de la presente invención, un dispositivo de almacenamiento capacitivo se usa para almacenar una porción de la energía de un semiciclo aproximado de la señal de portadora.

Las etapas 14810 y 14820 se repiten para semiciclos adicionales de la señal de portadora. En una realización de la presente invención, las etapas 14810 y 14820 se realizan por lo general a una tasa sub-armónica de la señal de portadora, por ejemplo a una tasa de tercer sub-armónico. En otra realización, las etapas 14810 y 14820 se repiten a un desplazamiento de una tasa sub-armónica de la señal de portadora.

- 5 En la etapa 14830, se emite una señal a la que se ha aplicado conversión descendente. En unas realizaciones, los resultados de las etapas 14810 y 14820 se pasan a un filtro de reconstrucción o un filtro de interpolación.

La figura 149 ilustra un sistema de filtrado con adaptación / correlación con control por puerta a modo de ejemplo 14900, que puede usarse para implementar el procedimiento 14800. Idealmente, en una realización, una respuesta de impulsos del sistema de filtrado adaptado / correlación 14900 es idéntica a la señal de portadora modulada, $S_i(t)$, que va a procesarse. Tal como puede verse en la figura 149, el sistema 14900 comprende un módulo de multiplicación 14902, un módulo de conmutación 14904, y un módulo de integración 14906.

Puede pensarse en el sistema 14900 como en un procesador de convolución. El sistema 14900 multiplica la señal de portadora modulada, $S_i(t)$, por una representación de sí misma, $S_i(t - \tau)$, usando el modelo de multiplicación 14902. A continuación, se realiza un control por puerta de la salida del módulo de multiplicación 14902 por el módulo de conmutación 14904 para el módulo de integración 14906. Tal como puede verse en la figura 149, el módulo de conmutación 14904 se controla mediante una función de división en ventanas, $u(t) - u(t - T_A)$. La longitud de la apertura de función de división en ventanas es T_A , que es en una realización igual a un semiciclo aproximado de la señal de portadora. El módulo de conmutación 14904 en una realización asegura que se opera normalmente sobre semiciclos aproximados de la señal de portadora a una tasa sub-armónica. En una realización que se muestra en la figura 72, el preprocesamiento se usa para seleccionar una porción de la señal de portadora sobre la que va a operarse de acuerdo con la presente invención. En una realización del sistema 14900, se opera sobre la señal de portadora recibida a un desplazamiento de una tasa sub-armónica de la señal de portadora. El módulo de integración 14906 integra la salida con control por puerta del módulo de multiplicación 14902 y pasa su resultado, $S_o(t)$. La presente realización de la presente invención se describe con más detalle en sub-secciones subsiguientes.

- 25 Tal como será evidente para los expertos en las materias relevantes dado el análisis en el presente documento, la presente invención no es una realización tradicional de un filtro adaptado / correlador.

Tal como se describe en el presente documento, en algunas realizaciones, una realización de filtro adaptado / correlador de acuerdo con la presente invención proporciona una máxima transferencia de energía y una SNR máxima. Una realización de filtro adaptado / correlador, no obstante, podría no proporcionar siempre una solución óptima para todas las aplicaciones. Por ejemplo, una realización de filtro adaptado / correlador podría ser demasiado costosa o demasiado complicada de implementar para algunas aplicaciones. En tales casos, otras realizaciones de acuerdo con la presente invención pueden proporcionar unos resultados aceptables a un coste sustancialmente más bajo, usando una circuitería menos compleja. La invención también se dirige a esas realizaciones.

35 Tal como se describe en el presente documento en sub-secciones subsiguientes, un procesador de filtro con adaptación / correlador con control por puerta puede aproximarse mediante un procesador cuya respuesta de impulsos es una función de escalón que tiene una duración sustancialmente igual al intervalo de tiempo que se define para la forma de onda, por lo general un semiciclo de la señal electromagnética, y un integrador. En general, se hace referencia a una aproximación de este tipo de un filtro con adaptación / correlador con control por puerta como un integrador de tiempo finito. Un integrador de tiempo finito de acuerdo con una realización de la presente invención puede implementarse con, por ejemplo, un dispositivo de conmutación controlado mediante un tren de impulsos que tiene unas aperturas sustancialmente iguales al intervalo de tiempo que se define para la forma de onda. La transferencia de energía y la SNR de un integrador de tiempo finito que se implementa de acuerdo con una realización de la presente invención es casi la de un filtro con adaptación / correlador con control por puerta, pero sin tener que adaptar el filtro adaptado / correlador para un tipo particular de señal electromagnética. Tal como se describe en la sub-sección 6, una realización de integrador de tiempo finito de acuerdo con la presente invención puede proporcionar un resultado de SNR que difiere del resultado de la realización de filtro adaptado / correlador por solo 0,91 dB.

50 La figura 150 ilustra un procedimiento a modo de ejemplo 15000 para la conversión descendente de una señal electromagnética usando una operación de filtrado con adaptación / correlación. El procedimiento 15000 se inicia en la etapa 15010.

En la etapa 15010, una operación de filtrado adaptado / correlación (integración finita) se realiza sobre una porción de una señal de portadora. Por ejemplo, una operación de filtrado de adaptación / correlación puede realizarse sobre una señal de RF de 900 MHz, que por lo general comprende una sinusoide de 900 MHz que tiene señales de ruido y señales de información superpuestas sobre la misma. Puede operarse sobre muchos tipos diferentes de señales en la etapa 15010, no obstante, y la invención no se limita a operar sobre una señal de RF de 900 MHz. En unas realizaciones, el procedimiento 15000 opera sobre semiciclos aproximados de la señal de portadora.

En una realización de la invención, la etapa 15010 comprende la etapa de convolución de un semiciclo aproximado de la señal de portadora con una representación de sí misma con el fin de adquirir de manera eficiente la energía del semiciclo aproximado de la señal de portadora. Tal como se describe en otra parte en el presente documento, otras realizaciones usan otros medios para adquirir de manera eficiente la energía del semiciclo aproximado de la señal de portadora. La operación de filtrado con adaptación / correlación puede realizarse sobre cualquier semiciclo aproximado de la señal de portadora (a pesar de que la invención no se limita a esto), tal como se describe con detalle en las sub-secciones en lo que sigue.

En la etapa 15020, el resultado de la operación de filtrado con adaptación / correlación en la etapa 15010 se acumula, preferentemente en un dispositivo de almacenamiento de energía. En una realización de la presente invención, un dispositivo de almacenamiento capacitivo se usa para almacenar una porción de la energía de un semiciclo aproximado de la señal de portadora.

Las etapas 15010 y 15020 se repiten para semiciclos adicionales de la señal de portadora. En una realización de la presente invención, las etapas 15010 y 15020 se realizan a una tasa sub-armónica de la señal de portadora. En otra realización, las etapas 15010 y 15020 se repiten a un desplazamiento de una tasa sub-armónica de la señal de portadora.

En la etapa 15030, se emite una señal a la que se ha aplicado conversión descendente. En unas realizaciones, los resultados de las etapas 15010 y 15020 se pasan a un filtro de reconstrucción o un filtro de interpolación.

La figura 151 ilustra un sistema de integración de tiempo finito a modo de ejemplo 15100, que puede usarse para implementar el procedimiento 15000. El sistema de integración de tiempo finito 15100 tiene una respuesta de impulsos que es aproximadamente rectangular, tal como se describe adicionalmente en la sub-sección 4. Tal como puede verse en la figura 151, el sistema 15100 comprende un módulo de conmutación 15102 y un módulo de integración 15104.

El módulo de conmutación 15102 se controla mediante una función de división en ventanas, $u(t) - u(t - T_A)$. La longitud de la apertura de función de división en ventanas es T_A , que es igual a un semiciclo aproximado de la señal de portadora recibida, $S_i(t)$. El módulo de conmutación 15102 asegura que puede operarse sobre semiciclos aproximados de la señal de portadora a una tasa sub-armónica. En una realización del sistema 15100, se opera sobre la señal de portadora recibida a un desplazamiento de una tasa sub-armónica de la señal de portadora.

El módulo de integración 15104 integra la salida del módulo de conmutación 15102 y pasa su resultado, $S_o(t)$. La presente realización de la presente invención se describe con más detalle en la sub-sección 4 en lo que sigue.

La sub-sección anterior describe cómo un filtro con adaptación / correlador con control por puerta puede aproximarse con un integrador de tiempo finito. La presente sub-sección describe cómo la porción de integrador del integrador de tiempo finito puede aproximarse con un procesador de resistencia / condensador (RC). En general, se hace referencia a la presente realización de la presente invención en el presente documento como un procesador de RC, y este puede ser muy económico de implementar. Adicionalmente, la realización de procesador de RC de acuerdo con la presente invención puede implementarse usando solo dispositivos de circuitos pasivos, y esta puede implementarse, por ejemplo, usando la tecnología de CMOS existente. Esta realización de procesador de RC, que se muestra en la figura 153, utiliza un integrador o condensador de muy bajo coste como una memoria a través del módulo de conmutación o apertura. Si el condensador se elige de forma adecuada para la presente realización, el rendimiento del procesador de RC se aproxima al de las realizaciones de filtro adaptado / correlador que se describen en el presente documento.

La figura 152 ilustra un procedimiento a modo de ejemplo 15200 para la conversión descendente de una señal electromagnética usando una operación de filtrado con adaptación / correlación. El procedimiento 15200 se inicia en la etapa 15210.

En la etapa 15210, una operación de filtrado adaptado / correlación (procesamiento de RC) se realiza sobre una porción de una señal de portadora. Por ejemplo, una operación de filtrado de adaptación / correlación puede realizarse sobre una señal de RF de 900 MHz, que por lo general comprende una senoide de 900 MHz que tiene señales de ruido y señales de información superpuestas sobre la misma. Puede operarse sobre muchos tipos diferentes de señales en la etapa 15210, no obstante, y la invención no se limita a operar sobre una señal de RF de 900 MHz. En unas realizaciones, el procedimiento 15200 opera sobre semiciclos aproximados de la señal de portadora.

En una realización de la invención, la etapa 15210 comprende la etapa de convolución de un semiciclo aproximado de la señal de portadora con una representación de sí misma con el fin de adquirir de manera eficiente la energía del semiciclo aproximado de la señal de portadora. Tal como se describe en otra parte en el presente documento, otras realizaciones usan otros medios para adquirir de manera eficiente la energía del semiciclo aproximado de la señal de portadora. La operación de filtrado con adaptación / correlación puede realizarse sobre cualquier semiciclo aproximado de la señal de portadora (a pesar de que la invención no se limita a esto), tal como se describe con detalle en las sub-secciones en lo que sigue.

En la etapa 15220, el resultado de la operación de filtrado con adaptación / correlación en la etapa 15210 se acumula, preferentemente en un dispositivo de almacenamiento de energía. En una realización de la presente invención, un dispositivo de almacenamiento capacitivo se usa para almacenar una porción de la energía de un semiciclo aproximado de la señal de portadora.

5 Las etapas 15210 y 15220 se repiten para semiciclos adicionales de la señal de portadora. En una realización de la presente invención, las etapas 15210 y 15220 se realizan por lo general a una tasa sub-armónica de la señal de portadora, por ejemplo a una tasa de tercer sub-armónico. En otra realización, las etapas 15210 y 15220 se repiten a un desplazamiento de una tasa sub-armónica de la señal de portadora.

10 En la etapa 15230, se emite una señal a la que se ha aplicado conversión descendente. En unas realizaciones, los resultados de las etapas 15210 y 15220 se pasan a un filtro de reconstrucción o un filtro de interpolación.

La figura 153 ilustra un sistema de procesamiento de RC a modo de ejemplo 15300, que puede usarse para implementar el procedimiento 15200. Tal como puede verse en la figura 153, el sistema 15300 comprende una resistencia de fuente 15302, un módulo de conmutación 15304, y una capacidad 15306. La resistencia de fuente 15302 es una resistencia de suma de elementos concentrados.

15 El módulo de conmutación 15304 se controla mediante una función de división en ventanas, $u(t) - u(t - T_A)$. La longitud de la apertura de función de división en ventanas es T_A , que es igual a un semiciclo aproximado de la señal de portadora recibida, $S_i(t)$. El módulo de conmutación 15304 asegura que semiciclos aproximados de la señal de portadora se procesan por lo general a una tasa sub-armónica. En una realización del sistema 15300, la señal de portadora recibida continúa procesándose a un desplazamiento de una tasa sub-armónica de la señal de portadora.

20 El condensador 15306 integra la salida del módulo de conmutación 15304 y acumula la energía de las porciones procesadas de la señal de portadora recibida. El procesador de RC 15300 también pasa su resultado, $S_o(t)$, a la circuitería subsiguiente para su procesamiento adicional. La presente realización de la presente invención se describe con más detalle en sub-secciones subsiguientes.

25 Se hace notar que las implementaciones de la invención que se han presentado en lo que antecede se proporcionan para fines ilustrativos. Otras implementaciones serán evidentes para los expertos en la materia en base a las enseñanzas en el presente documento, y la invención se dirige a tales implementaciones.

2. Representación de una señal de potencia como una suma de señales de energía

30 La presente sub-sección describe cómo una señal de potencia puede representarse como una suma de señales de energía. Las descripciones matemáticas detalladas en las sub-secciones en lo que sigue usan tanto el análisis de transformada de Fourier como el análisis en serie de Fourier para describir las realizaciones de la presente invención. El análisis de transformada de Fourier se usa, por lo general, para describir señales de energía mientras que el análisis en serie de Fourier se usa para describir las señales de potencia. En un sentido matemático estricto, las transformadas de Fourier no existen para las señales de potencia. En ocasiones, es matemáticamente conveniente, no obstante, analizar determinadas señales de potencia que se repiten o periódicas usando el análisis de transformada de Fourier.

Tanto el análisis en serie de Fourier como el análisis de transformada de Fourier pueden usarse para describir formas de onda periódicas con una estructura de tipo impulso. Por ejemplo, considérese el tren de muestreo de impulsos ideal en la Ec. (10).

$$x(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(t - mT_s) \quad \text{EC. (10)}$$

40 Supóngase que se realiza la convolución (en el dominio del tiempo) de este tren de muestreo con una forma de onda particular $s(t)$, que es de una duración finita T_A . Por lo tanto, $s(t)$ es una forma de onda de energía. A continuación:

$$s(t) * x(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(t - mT_s) * s(t) \quad \text{EC. (11)}$$

$$= \sum_{m=-\infty}^{\infty} s(t - mT_s) \quad \text{EC. (12)}$$

45 La ecuación anterior es una forma bien conocida de la ecuación de muestreador para formas de impulso arbitrarias que pueden ser de duración de tiempo finito en lugar de ser de tipo impulso. La ecuación de muestreador posee una transformada de Fourier de forma término a término debido a que cada una, por separado, es una forma de onda de energía.

La aplicación del teorema de convolución y una transformada de Fourier término a término produce:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathfrak{F}}\{s(t) * x(t)\} &\underline{\Delta} \tilde{\mathfrak{F}}\left\{\sum_{m=-\infty}^{\infty}\right\} \delta(t - mT_s) s(f) \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} T_s^{-1} \delta\left(f - \frac{m}{T_s}\right) S\left(\frac{n}{T_s}\right) \end{aligned} \quad \text{EC. (13)}$$

5 en la que $f_s = T_s^{-1}$. De esta forma la transformada de Fourier puede derivarse para un tren de impulsos de definición en el dominio del tiempo arbitraria con la condición de que cada impulso sea de duración de tiempo finito y cada impulso en el tren sea idéntico al siguiente. Si los impulsos no son deterministas, entonces pueden requerirse técnicas viables para un análisis de señal estocástico. Por lo tanto, es posible representar la señal periódica, que es una señal de potencia, mediante una suma lineal infinita de señales de energía de duración finita. Si la señal de potencia es de una duración de tiempo infinito, se requiere un número infinito de formas de onda de energía para crear la representación deseada.

10 La figura 154 ilustra un tren de impulsos 15402. Cada impulso del tren determinista de impulsos 15402, por ejemplo el impulso 15404, es una señal de energía.

La figura 155 ilustra un procedimiento heurístico en base a una superposición para combinar impulsos para formar el tren determinista de impulsos 15402.

15 El procedimiento de la figura 155 muestra cómo una señal de potencia puede obtenerse a partir de una suma continua por trozos lineal de señales de energía.

2.1 Descomposición de una onda seno en una representación de señales de energía

El análisis heurístico que se ha presentado en la sección anterior puede aplicarse a la reconstrucción lineal por piezas de una portadora o función de onda seno. La figura 156 ilustra una forma simple de ver una construcción de este tipo.

20 Usando las ecuaciones que se han desarrollado previamente, la forma de onda $y(t)$ puede representarse mediante:

$$\begin{aligned} \text{sen}\left(\omega_c t + \phi\right) &\stackrel{mT}{t=0} = \sum_{\ell=0}^{m \cdot \text{par}} \text{sen}\left(\omega_c t + \phi\right) \left[u(t) - u\left(t - \frac{T_c}{2}\right)\right] * \delta\left(t - \ell \cdot \frac{T_s}{2}\right) \\ &+ \sum_{k=1}^{m \cdot \text{impar}} \text{sen}\left(\omega_c t + \phi\right) \left[u\left(t - \frac{T_c}{2}\right) - u\left(t - \frac{3T_c}{2}\right)\right] * \delta\left(t - k \cdot \frac{T_s}{2}\right) \end{aligned} \quad \text{EC. (14)}$$

e $y(t)$ puede reescribirse como:

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{\ell=0}^{m \cdot \text{par}} \left[u\left(t - \frac{\ell T_s}{2}\right) - u\left(t - \frac{\ell T_s}{2} - \frac{T_c}{2}\right) \right] \cdot \text{sen}\left(\omega_c \left(t - \frac{\ell T_s}{2}\right) + \phi\right) \\ &+ \sum_{k=1}^{m \cdot \text{impar}} \left[u(t - kT_s) - u(t - kT_s) \right] \cdot \text{sen}\left(\omega_c \left(t - kT_s - \frac{T_c}{2}\right)\right) \text{sen}\left(\omega_c (t - kT_s) + \phi\right) \end{aligned} \quad \text{EC. (15)}$$

25 En general, habitualmente T_s está relacionado integralmente con T_c . Es decir, el intervalo de muestreo T_s dividido por T_c habitualmente da como resultado un número entero, lo que reduce adicionalmente la ecuación anterior. Las funciones de escalón unitario se emplean para modelar la porción de una función seno aplicable para impulsos positivos e impulso negativo, respectivamente. La cuestión es que una señal de potencia puede verse como una suma lineal infinita de señales de energía.

2.2 Descomposición de formas de onda sinusoidales

30 La figura 157 ilustra cómo se seleccionan porciones de una señal de portadora o forma de onda seno para su procesamiento de acuerdo con las realizaciones de la presente invención. Las realizaciones de la presente invención funcionan de manera recursiva, a una tasa sub-armónica, sobre una señal de portadora (es decir, forma de onda de

onda seno). La figura 157 muestra el caso en el que hay sincronismo en fase y la frecuencia entre el reloj de la presente invención y la señal de portadora. La presente sub-sección, así como las sub-secciones anteriores, ilustra el hecho de que cada segmento de semi-seno de una señal de portadora puede verse como una señal de energía, y puede dividirse con respecto a la portadora o señal de potencia mediante un procedimiento de control por puerta.

5 **3. Caracterización / realización de filtrado adaptado / correlación**

3.1 Descripción en el dominio del tiempo

Las realizaciones de la presente invención se interpretan como una implementación específica de un filtro adaptado y una transformada en seno y en coseno de Fourier restringida. El filtro adaptado de tales realizaciones no es una realización tradicional de un filtro adaptado diseñado para extraer información a la anchura de banda de datos. En su lugar, las propiedades de correlación del filtro de las realizaciones aprovechan atributos específicos de las formas de onda de paso de banda para realizar una conversión descendente de señales de manera eficiente a partir de RF. Se usa una apertura controlada diseñada de manera específica para la forma de onda de paso de banda. Además, la operación de filtro adaptado de las realizaciones de la presente invención se aplica de manera recursiva a la señal de paso de banda a una tasa relacionada de manera sub-armónica con la frecuencia de portadora. Cada resultado de filtro adaptado o correlación de las realizaciones de la presente invención se retiene y se acumula para proporcionar una condición inicial para repeticiones subsiguientes del correlador. Esta acumulación se aproxima como un filtro de retención de datos de orden cero.

Un atributo de las formas de onda de paso de banda es que estas poseen de manera inherente una estructura en el dominio del tiempo, lo que puede compararse con los procedimientos de muestreo. Por ejemplo, la figura 158 ilustra una forma de onda de AM de gran portadora de banda lateral doble 15802, con una referencia de trazo discontinuo 15804 y los puntos de muestra negros 15806. Cada onda de semi-seno por encima o por debajo de la referencia de trazo discontinuo 15804 puede representar un impulso de duración finita que posee información imprimida sobre la portadora mediante el procedimiento de modulación.

Los sistemas muestreados intentan extraer información en la envolvente, en los puntos de muestra negros 15806, si es posible. Los tiempos de muestra que se ilustran mediante los puntos de muestra negros 15806 se muestran en el presente caso en unos tiempos de muestreo óptimos.

Las dificultades surgen cuando la forma de onda de paso de banda se encuentra en RF. Entonces, el muestreo es difícil debido a la tasa de muestreo, la apertura de muestra, y la incertidumbre de apertura. Cuando el muestreador tradicional realiza una adquisición, la apertura y la incertidumbre de apertura han de minimizarse de tal modo que el número que está asociado con el valor de forma de onda adquirido posee una gran precisión en un instante particular en el tiempo con una varianza mínima. La tasa de muestreo puede reducirse mediante muestreo de manera sub-armónica. No obstante, controlar de manera precisa una apertura minimizada hace el procedimiento muy difícil, si no imposible, en RF.

En la figura 158, el área por debajo de un ciclo de semi-seno 15808 se ilustra con marcas rayadas. De acuerdo con las realizaciones de la presente invención, en lugar de obtener una muestra de un único valor de tensión de forma de onda, se adquiere una energía en el área rayada. Mediante la adquisición de energía en el área rayada, los efectos de la incertidumbre de apertura pueden minimizarse. Además, la propia forma de onda posee la información de muestreo entre los pasos por cero de semi-seno. Esto es cierto debido a que la energía total del área rayada es proporcional al pico del pico de semi-seno modulado. Esto se ilustra mediante la Ec. (16), en lo que sigue. Lo único que queda es extraer esa información latente. En las realizaciones, la teoría subyacente para unas extracciones óptimas de la energía es de hecho la teoría de filtros con adaptación.

$$E_A = \int_{-\infty}^{\infty} S_i(t)^2 dt = 2A^2 \int_0^{T_A/2} (\text{sen}(2\pi ft))^2 dt = \frac{A^2 T_A}{2} \quad \text{EC. (16)}$$

Históricamente, un factor de calidad de optimización es la relación de señal a ruido (SNR, *signal to noise ratio*) en la salida de sistema. La figura 159 ilustra un diagrama de bloques de un sistema de procesador óptimo a modo de ejemplo 15902, que considera el ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN, *additive white Gaussian noise*). La teoría general que se describe en el presente documento también puede extenderse a sistemas que operan en presencia de ruido de color.

A pesar de que una portadora de RF con información modulada por lo general es una señal de potencia, el análisis que sigue considera que la señal de potencia es una construcción por trozos de señales de energía secuenciales en la que cada forma de onda de energía es un impulso de semi-seno (apertura única) o múltiples impulsos de seno (véase la sub-sección 2 en lo que antecede). Por lo tanto, los teoremas en relación con observaciones de tiempo finito, las transformadas de Fourier, etc., pueden aplicarse a través de su totalidad.

El análisis comienza con la suposición de que un procedimiento de filtrado puede mejorar la SNR. No son necesarias otras suposiciones, con la excepción de que el sistema es casual y lineal. El análisis determina el procesador óptimo para la potenciación de SNR y una máxima transferencia de energía.

La salida del sistema se da por la integral de convolución que se ilustra en la Ec. (17):

$$S_o(t) = \int_0^{\infty} h(\tau) S_i(t - \tau) d\tau \quad \text{EC. (17)}$$

en la que $h(\tau)$ es la respuesta de impulsos desconocida del procesador óptimo.

La varianza de ruido de salida se halla a partir de la Ec. (18):

$$\sigma_o^2 = N_o \int_0^{\infty} h^2(\tau) d\tau \quad \text{EC. (18)}$$

La relación de señal a ruido en el tiempo t_0 se da por la Ec. (19):

$$\frac{S_o^2(t_0)}{\sigma_o^2} = \frac{\left[\int_0^{\infty} h(\tau) S_i(t_0 - \tau) d\tau \right]^2}{N_o \int_0^{\infty} h^2(\tau) d\tau} \quad \text{EC. (19)}$$

El teorema de desigualdad de Schwarz puede usarse para maximizar la relación anterior al reconocer, en la Ec. (20), que:

$$\frac{S_o^2(t_0)}{\sigma_o^2} \leq \frac{\int_0^{\infty} h^2(\tau) \int_0^{\infty} S_i^2(t_0 - \tau) d\tau}{N_o \int_0^{\infty} h^2(\tau) d\tau} \quad \text{EC. (20)}$$

La máxima SNR tiene lugar para el caso de igualdad en la Ec. 20, lo que produce la Ec. (21):

$$\left| \frac{S_o^2(t_0)}{\sigma_o^2} \right|_{\text{máx}} = \frac{1}{N_o} \int_0^{\infty} S_i^2(t_0 - \tau) d\tau \quad \text{EC. (21)}$$

Por lo tanto, en general:

$$h(\tau) = k S_i(t_0 - \tau) u(\tau) \quad \text{Ec. (22)}$$

en la que $u(r)$ se añade como una exposición de causalidad y k es una constante de ganancia arbitraria. Debido a que, en general, la forma de onda original $S_i(t)$ puede considerarse como una señal de energía (onda de semi-seno única para el presente caso), es importante añadir la consideración de t_0 , un tiempo de observación específico. Es decir, una respuesta de impulsos para un procesador óptimo puede no ser óptima para todo instante. Esto es debido al hecho de que una respuesta de impulsos para sistemas realizables que operan sobre señales de energía por lo general se desvanecería con el tiempo. Por lo tanto, se dice que la señal en t_0 posee la máxima SNR.

Esto puede verificarse mediante la maximización de la Ec. (21) en general.

$$\left(\frac{d}{dt} \right) \frac{S_o^2(t)}{\sigma_o^2} = 0 \quad \text{EC. (23)}$$

Es de un cierto interés reescribir la Ec. (21) mediante un cambio de variable, sustituyendo $t = t_0 - \tau$. Esto produce:

$$k \int_0^{\infty} S_i^2(t_0 - \tau) d\tau = k \int_{-\infty}^{t_0} S_i^2(t) dt \quad \text{EC. (24)}$$

Esta es la energía de la forma de onda hasta el tiempo t_0 . Después de t_0 , la energía decae de nuevo debido a la naturaleza de respuesta de impulso finito del procesador. La Ec. (24) es de gran importancia debido a que esta

revela una forma a menudo útil de un filtro adaptado que se conoce como un correlador. Es decir, el filtro adaptado puede implementarse mediante la multiplicación de la forma de onda objeto por sí misma a lo largo del intervalo de tiempo que se define para la forma de onda, y a continuación integrarse. En la presente realización, la salida máxima tiene lugar cuando la forma de onda y su apertura de procesador óptimo se solapan con exactitud para $t_0 = T_A$. También debería ser evidente a partir de la equivalencia de filtro adaptado que se expone en la Ec. (24) que la solución de máxima SNR también preserva la máxima transferencia de energía de la forma de onda deseada a través del procesador. Esto puede probarse usando los teoremas de la energía de Parseval y / o de Rayleigh. La Ec. (24) está relacionada directamente con el teorema de Parseval.

3.2 Descripción en el dominio de la frecuencia

La sub-sección anterior obtuvo un procesador óptimo desde el punto de vista del dominio del tiempo de acuerdo con las realizaciones de la invención. Como alternativa, las transformadas de Fourier pueden aplicarse a la obtención de una representación en el dominio de la frecuencia para $h(t)$. Este resultado se muestra en lo que sigue.

$$H(f) = kS_i^*(f) e^{-j2\pi ft_0} \quad \text{Ec. (25)}$$

Haciendo $j\omega = j2\pi f$ y $t_0 = T_A$, se puede escribir la siguiente EC. (26) para las figuras 160 y 161.

$$H(j\omega) = \frac{2}{T_A} e^{-j\omega T_A/2} \frac{\text{sen}(\omega T_A/2)}{\omega T_A/2} \quad \text{EC. (20)}$$

La representación en el dominio de la frecuencia en la figura 160 representa la respuesta de un procesador óptimo de acuerdo con las realizaciones. La figura 161 ilustra unas respuestas de procesadores que usan parámetros diferentes de T_A . Para $t_0 \ll T_A$, la respuesta en el dominio de la frecuencia posee una anchura de banda demasiado extensa que capta demasiado poco del lóbulo principal de la energía deseada con respecto a una potencia de ruido fuera de banda. A la inversa, cuando $t_0 \gg T_A$, la transferencia de energía a partir del lóbulo principal de la señal es muy poco eficiente. Por lo tanto, una selección apropiada de T_A es clave para la eficiencia de la implementación.

Otra observación simple pero útil se recoge de la Ec. (24) y el teorema de la energía de Rayleigh para las transformadas de Fourier:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |S_i(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \quad \text{EC. (27)}$$

La Ec. (27) verifica que la transformada del filtro óptimo de diversas realizaciones debería corresponderse de forma sustancial con la transformada del impulso específico, que se está procesando, para una transferencia de energía eficiente.

4. Caracterización / realización de integración de tiempo finito

No siempre es práctico diseñar el filtro adaptado con redes pasivas. A veces, la generación con exactitud de la correlación de formas de onda de $S_i(t)$ también es complicada. No obstante, una realización de apertura única de las realizaciones de la presente invención es práctica, incluso en CMOS, con determinadas concesiones.

Considérense las figuras 162 y 163, que ilustran una realización de apertura única óptima de las realizaciones de la presente invención usando muestreo sub-armónico (3er armónico) y un procesador 16310 de acuerdo con tales realizaciones. Idealmente, a lo largo de la apertura de interés, T_A , se usa una forma de onda o respuesta de impulsos de semi-seno para operar sobre la $S_i(t)$ con control por puerta original. Supóngase para facilitar la implementación, no obstante, que se usa una respuesta de impulsos rectangular, tal como se ilustra en las figuras 164A y 164B. La transformada de Fourier de este procesador aún se superpone a la transformada de Fourier para el impulso original $S_i(t)$ con exactamente los mismos valores nulos, tal como se muestra en la figura 164C. A pesar de que la correlación de Fourier no es perfecta, esta sigue siendo bastante buena. Además, esta puede implementarse usando un conmutador simple que deja pasar la onda de semi-seno con el fin de cargar un condensador, que adquiere la energía total de la onda de semi-seno en $t_0 \cong T_A$.

La aplicación de la EC. (26) para las realizaciones tanto de filtro adaptado como de filtro no adaptado produce:

$$E_{A0} = \int_0^{T_A} S_i^2(t) dt = \frac{A^2 T_A}{2} \quad \text{Resultado de realización de filtro adaptado óptimo;}$$

y

$$E_{AS0} = \left(\int_0^{T_A} A \cdot S(t) dt \right)^2 = \left(\frac{2T_A A}{\pi} \right)^2 \text{ Resultado de realización de integrador de tiempo finito;}$$

En la práctica, resulta que las aperturas realizables no son perfectamente rectangulares y de hecho poseen un tiempo de subida y de bajada finito. En particular, estas se vuelven triangulares o casi sinusoidales para implementaciones de muy alta frecuencia. Por lo tanto, el resultado del procesador de integración de tiempo finito tiende hacia el resultado del procesador de filtrado con adaptación / correlación cuando la apertura se vuelve de tipo seno, si el procesador posee una impedancia constante a través de la duración de apertura. Incluso a pesar de que la respuesta de filtro adaptado / correlador produce un valor de salida más bajo en T_A , esta produce una SNR más alta por un factor de 0,9 dB, tal como se ilustra adicionalmente en lo que sigue en la sub-sección 6.

5. Caracterización / realización de procesamiento de RC

A veces, un filtro adaptado preciso es difícil de construir, en particular si la forma de impulso es compleja. A menudo, tales complejidades se evitan en favor de aproximaciones adecuadas, que preservan las características esenciales. La realización de apertura única de las realizaciones de la presente invención se implementa habitualmente de manera conceptual como una aproximación de primer orden a un filtro adaptado en la que la forma de impulso que se está adaptando es un impulso de semi-seno. Tal como se ha mostrado en lo que antecede, en las realizaciones, el filtro adaptado se aplica de manera recursiva a una forma de onda de portadora. La correlación de salida de filtro adaptado variable en el tiempo contiene información modulada sobre la portadora. Si se extraen muchas de tales muestras de correlación de filtro adaptado, se recupera la información original modulada sobre la portadora.

Un filtro de banda de base, adaptado o de otro modo, puede aplicarse a la información recuperada para procesar de forma óptima la señal en la banda de base. La presente invención no debería confundirse con este procesamiento de banda de base óptimo. En su lugar, las realizaciones de la presente invención se aplican de forma microscópica en el tiempo con el orden de la escala de tiempos de un ciclo de portadora.

La figura 165 ilustra un circuito básico 16502 que puede usarse para describir un procesador de RC a modo de ejemplo de acuerdo con las realizaciones de la presente invención. El circuito 16502 comprende un conmutador 16504. El conmutador 16504 se cierra en función de T_A con el fin de muestrear $V_i(t)$. En el análisis que sigue, se obtienen la función de transferencia y la respuesta de impulsos para el circuito 16502.

El conmutador 16504 funciona como un muestreador, que posee atributos de multiplicador. El operador de Heviside se usa para modelar la función de conmutación. El operador se multiplica en la respuesta de impulsos, volviendo de este modo la misma esencial para el procedimiento de filtrado con adaptación / correlación.

En el análisis que sigue, se considera solo un evento de apertura. Es decir, se considera que la respuesta de impulsos del circuito está aislada de apertura a apertura, con la excepción del valor inicial heredado de la apertura previa.

Para el circuito 16502, que se muestra en la figura 165:

$$V_0(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt \tag{EC. (28)}$$

$$i(t) = \frac{V_i(t)[u(t) - u(t - T_A)] - V_0(t)}{R} \tag{EC. (29)}$$

$$V_0(t) = \int \frac{V_i(t)[u(t) - (t - T_A)] - V_0(t)}{RC} dt \tag{EC. (30)}$$

$$V_0(t) + \int \frac{V_0(t)}{RC} dt = \int \frac{V_i(t)[u(t) - u(t - T_A)]}{RC} dt \tag{EC. (31)}$$

La Ec. (31) representa la ecuación integral diferencial para el circuito 16502. El miembro derecho de la Ec. (31) representa la correlación entre la forma de onda de entrada $V_i(t)$ y una ventana rectangular a lo largo del periodo T_A .

La transformada de Laplace de la Ec. (31) es:

$$V_0(s) \left(1 + \frac{1}{sRC} \right) + \frac{V_0(0)}{sRC} = V_i(s) \left(\frac{1 - e^{-sT_A}}{s^2 RC} \right) + \frac{V_i(0)}{sRC} \quad \text{EC. (32)}$$

condición inicial
condición inicial

Considérese que la condición inicial es igual a cero, entonces:

$$H(s) = \frac{V_0(s)}{V_i(s)} = RC^{-1} \cdot \left(\frac{1 - e^{-sT_A}}{s} \right) \cdot \left(\frac{1}{s + (RC)^{-1}} \right) \quad \text{EC. (33)}$$

$$\therefore h(t) = \left[\frac{e^{-\frac{t}{RC}}}{RC} \right] [u(t) - u(t - T_A)] \quad \text{EC. (34)}$$

5 Supóngase que $V_i(t) = A \text{sen} \left(2\pi \frac{f_A}{2} t + \phi \right)$, tal como se ilustra en la figura 166, en la que $f_A = T_A^{-1}$ y ϕ es un desplazamiento de fase arbitrario (la figura 166 también muestra $h(t)$). Obsérvese en la figura 166 que $h(t)$ no es idealmente un impulso de seno. No obstante, la correlación cruzada de $h(t)$ y $V_i(t)$ puede seguir siendo bastante buena si RC se selecciona de forma apropiada. Esta es la optimización, que se requiere con el fin de aproximarse a un resultado de filtro adaptado (a saber, la optimización de SNR dadas $h(t)$ y $V_i(t)$).

$$10 \quad V_0(t) = V_i(t) * h(t) = A \text{sen}(\pi f_A t) * h(t) ; 0 \leq t \leq T_A \quad \text{EC. (35)}$$

$$V_0(t) = \int_0^\infty \text{sen}(\pi f_A (t - \tau)) \frac{e^{-\frac{\tau}{RC}}}{RC} d\tau \quad \text{EC. (36)}$$

Mediante un cambio de variables;

$$V_0(t) = \int_{-\infty}^t A \text{sen}(\pi f_A \tau + \phi) \cdot \frac{e^{-\frac{(t-\tau)}{RC}}}{RC} [u(t - \tau) - u(t - \tau - T_A)] d\tau \quad \text{EC. (37)}$$

en la que $f_A \Delta 2f = T_A^{-1}$

$$\therefore V_0(t) = \frac{A}{1 + (\pi f_A RC)^2} (-\pi f_A t + \phi) + \text{sen}(\pi f_A t + \phi) - A e^{-t/RC} \left(\text{sen} \phi - \frac{(\pi f_A RC)^2}{1 + (\pi f_A RC)^2} \cdot \text{sen} \phi - \frac{\pi f_A RC}{1 + (\pi f_A RC)^2} \cdot \cos \phi \right)$$

$0 \leq t \leq T_A$

$$V_0(t) = \left[\frac{1}{1 + (RC \pi f_A)^2} \right] \left(\text{sen}(\pi f_A t) - \pi f_A RC \cdot \cos(\pi f_A t) + \pi f_A RC \cdot e^{-t/RC} \right) ; 0 \leq t \leq T_A, \phi = 0$$

15 Obsérvese que la solución mediante ecuaciones diferenciales prevé la oblicuidad de fase de portadora, ϕ . No es necesario calcular la convolución más allá de T_A debido a que la función de control por puerta restringe la longitud de respuesta de impulsos.

La figura 167 ilustra la respuesta $V_0(t)$. La salida presenta un pico justo antes de T_A debido a que el procesador de RC a modo de ejemplo no es un procesador de filtrado con adaptación / correlación perfecto, sino, en su lugar, una aproximación. La figura 168 ilustra que el máximo de la función tiene lugar en $t \cong 0,75 T_A$, para una $\beta = 2,6$, lo que puede verificarse mediante la evaluación de:

$$\frac{\partial}{\partial t} V_0(t) = 0 \quad \text{EC. (38)}$$

Resolver la ecuación diferencial para $V_0(t)$ permite una optimización de $\beta = (RC)^{-1}$ para la maximización de V_0 .

La figura 169 ilustra un ensanchamiento de valores para beta. En las realizaciones, el pico β tiene lugar a aproximadamente $\beta \cong 2,6$. La figura 169 ilustra una familia de respuestas de salida para los procesadores de acuerdo con las realizaciones de la presente invención que tienen diferentes valores de beta. En las realizaciones, la definición que se usa para la optimalidad para obtener $\beta = 2,6$ es el valor más grande de señal que se obtiene en el instante de corte, T_A . Pueden aplicarse otros criterios, en particular para la acumulación de múltiples impulsos y la consideración de SNR.

En las realizaciones, podría tenerse la tentación de aumentar β y pasar a corte antes (es decir, de reducir de manera arbitraria T_A). No obstante, esto no siempre conduce necesariamente a una SNR potenciada, y reduce la transferencia de carga en el procedimiento. Esto también puede plantear problemas de adaptación de impedancias, y posiblemente hacer necesario tener una memoria intermedia de alta velocidad. Es decir, se muestra en lo que sigue que la reducción de T_A y C disminuye la SNR. Sin embargo, podría conseguirse algo de ganancia mediante la reducción de T_A a $0,75$ para $\beta = 2,6$, si el fin es la tensión máxima.

En las realizaciones, con el fin de maximizar la SNR, considérese lo que sigue. La potencia en el ruido blanco puede hallarse a partir de:

$$\sigma^2 = N_0 \int_0^{\infty} h^2(\lambda) d\lambda \quad \text{EC. (39)}$$

$$\sigma^2 = N_0 \int_0^{\infty} \left(\frac{e^{-\lambda/RC}}{RC} \right) (u(t) - u(\lambda - T_A)) d\lambda \quad \text{EC. (40)}$$

$$\sigma^2 = \frac{\beta N_0 (1 - e^{-2\beta N_0 T_A})}{2} \quad \text{en } T_A \quad \text{EC. (41)}$$

$$\beta = (RC)^{-1}$$

25 Obsérvese que σ^2 es una función de RC.

La potencia de señal se calcula a partir de:

$$(V_0(t))^2 = \left(\frac{1}{1 + (\beta^{-1} \pi f_A)^2} \right)^2 \left(\text{sen}(\pi f_A t) - \beta^{-1} \pi f_A \cdot \cos(\pi f_A t) + \beta^{-1} \pi f_A e^{-\beta t} \right)^2 \quad \text{EC. (42)}$$

Por lo tanto, la SNR en T_A se da por:

$$\frac{(V_0(t))^2}{\sigma^2} \Big|_{t=T_A} = \frac{2}{\beta N_0 (1 - e^{-2\beta N_0 T_A})} \left(\frac{1}{1 + (\beta^{-1} \pi f_A)^2} \right)^2 (\beta^{-1} \pi f_A + \beta^{-1} \pi f_A e^{-\beta T_A})^2 \quad \text{EC. (43)}$$

Maximizar la SNR requiere resolver:

$$\frac{\partial}{\partial \beta} \left(\frac{V_0(t)^2}{\sigma^2} \right) = 0 \quad \text{EC. (44)}$$

Resolver la $SNR_{\text{máx}}$ de forma numérica produce unos valores de β que son siempre decrecientes pero con una tasa de retorno decreciente.

- 5 Tal como puede verse en la figura 170, en las realizaciones, $\beta = 2,6$ para la respuesta de tensión máxima, que se corresponde con una SNR normalizada en relación con un filtro adaptado ideal de 0,431. No obstante, en las realizaciones, la selección de una β de 1 / 10 de la β , lo que optimiza la tensión, produce una SNR normalizada superior a 0,805 (una eficiencia de aproximadamente un 80,5 %) Esta es una ganancia en el rendimiento de SNR de aproximadamente 2,7 dB.
- 10 En determinadas realizaciones, resulta que para un filtro adaptado ideal el punto de muestreo óptimo que se corresponde con el pico de correlador es precisamente T_A . No obstante, en las realizaciones, para el procesador de RC, la salida de pico de tiene lugar a aproximadamente $0,75 T_A$ para una β grande (es decir, $\beta = 2,6$). Eso es debido a que la respuesta de impulsos no está perfectamente adaptada a la señal de portadora. No obstante, Debido a que β se reduce de manera significativa, la respuesta del procesador de RC se aproxima a la eficiencia de la respuesta del procesador de integración de tiempo finito en términos del rendimiento de SNR. A medida que β se baja, el punto de SNR óptima tiene lugar más cerca de T_A , lo que simplifica en gran medida el diseño. Las realizaciones de la presente invención proporcionan una acumulación de energía excelente a lo largo de T_A para una β baja, en particular cuando se valora la simplicidad.

5.1 Transferencia de carga y correlación

- 20 La ecuación básica para la transferencia de carga es:

$$\frac{dq}{dt} = C \frac{dv}{dt}, \text{ (suponiendo C constante con el tiempo)} \quad \text{EC. (45)}$$

$$q = CV$$

De forma similar, la energía u que se almacena por un condensador puede hallarse a partir de:

$$u = \int_0^q \frac{q_x}{C} dq_x = \frac{q^2}{2C} \quad \text{EC. (46)}$$

- 25 A partir de las Ecs. (45) y (46):

$$u = \frac{Cv^2}{2} \quad \text{EC. (47)}$$

- 30 Por lo tanto, la carga que se almacena por un condensador es proporcional a la tensión a través del condensador, y la energía que se almacena por el condensador es proporcional al cuadrado de la carga o la tensión. Por lo tanto, mediante la transferencia de carga, también se transfieren tensión y energía. Si se transfiere poca carga, se transfiere poca energía, y resulta una tensión proporcionalmente pequeña a menos que C se baje.

La ley de conservación de carga es una ampliación de la ley de la conservación de energía. La Ec. (45) ilustra que, si una cantidad finita de carga ha de transferirse en una cantidad infinitesimalmente corta de tiempo, entonces la tensión y, por lo tanto, la tensión al cuadrado, tiende hacia infinito. La situación se vuelve incluso más problemática cuando se añade la resistencia a la ecuación. Además,

35
$$V_c = \frac{1}{C} \int_0^{T_A} idt \quad \text{EC. (48)}$$

Esto implica que ha de suministrarse una cantidad infinita de intensidad para crear la tensión infinita si T_A es infinitesimalmente pequeño. Claramente, una situación de este tipo es poco práctica, en especial para un dispositivo sin ganancia.

En la mayor parte de sistemas de radio, la antena produce una pequeña cantidad de potencia disponible para la primera conversión, incluso con una amplificación a partir de un LNA. Por lo tanto, si una restricción de tensión y de intensidad finita son efectivamente de aplicación al extremo frontal de una radio entonces un dispositivo de conversión, que es un muestreador de impulsos, ha de poseer por definición una ganancia infinita. Esto no sería práctico para un conmutador. Lo que se aproxima habitualmente en la práctica es un tiempo de muestra rápido, cargando un pequeño condensador, reteniendo a continuación el valor que se adquiere por un amplificador de retención, lo que preserva la tensión de muestra a muestra.

El análisis que sigue muestra que dada una cantidad finita de tiempo para la transferencia de energía a través de un dispositivo de conversión, la respuesta de impulsos del procesador ideal, que transfiere energía a un condensador cuando la fuente de tensión de entrada es una portadora sinusoidal y posee una impedancia de fuente finita, se representa mediante las realizaciones de la presente invención. Si una cantidad significativa de energía puede transferirse en el procedimiento de muestreo entonces la tolerancia sobre el condensador en carga puede reducirse, y el requisito para un amplificador de retención se reduce de manera significativa o incluso se elimina.

En las realizaciones, la máxima cantidad de energía disponible a lo largo de un impulso de semi-seno puede hallarse a partir de:

$$u = \int_0^{T_A} S_i^2(t) dt = \frac{A^2 T_A}{2} \quad \text{EC. (49)}$$

Esto apunta a un procesador de correlación o procesador de filtro adaptado. Si la energía es de interés, entonces un procesador útil, que transfiere la totalidad de la energía de semi-seno, se revela en la Ec. (48), en la que T_A es una apertura equivalente al impulso de semi-seno. En las realizaciones, la Ec. (49) proporciona la clave para un procesador óptimo.

Considérese la siguiente secuencia de ecuaciones.

$$\int_0^{\infty} h(\tau) S_i(t - \tau) d\tau \Rightarrow \int_0^{T_A} k S_i^2(T_A - \tau) d\tau \Rightarrow \int_{-0}^{T_A} S_i^2(t) dt \quad \text{EC. (50)}$$

en la que $h(\vartheta) = S_i(T_A - \vartheta)$ y $t = T_A - \vartheta$.

Esta es la ecuación de filtro adaptado con el miembro más a la derecha que revela una implementación de correlador, que se obtiene mediante un cambio de variables tal como se indica. La prueba de filtro adaptado para $h(\tau) = S_i(T_A - \tau)$ se proporciona en la sub-sección 8.4 en lo que sigue. Obsérvese que la forma de correlador del filtro adaptado es exactamente una exposición de la energía de señal deseada. Por lo tanto, un filtro adaptado / correlador logra la adquisición de la totalidad de la energía disponible a través de una apertura de duración finita. Un filtro adaptado / correlador de este tipo puede implementarse tal como se muestra en la figura 171.

En las realizaciones, cuando está configurado de forma óptima, el filtro adaptado / correlador a modo de ejemplo de la figura 171 opera en sincronismo con el impulso de semi-seno $S_i(t)$ a lo largo de la apertura T_A . La oblicuidad de fase y la rotación de fase tendrán lugar para las frecuencias de reloj, que son imprecisos. Tal imprecisión puede compensarse mediante un lazo de recuperación de portadora, tal como un lazo de Costas. Un lazo de Costas puede desarrollar el control para el reloj de adquisición, que también sirve como una portadora sub-armónica. No obstante, la oblicuidad de fase y la falta de coherencia no invalida la forma óptima del procesador con la condición de que los errores de frecuencia o de fase sean pequeños, en relación con T_A^{-1} . Los procesadores no coherentes y diferencialmente coherentes pueden extraer energía tanto a partir de I como a partir de Q con una operación de correlación compleja seguida por un rectificador o calculador de fase. Se ha mostrado que la oblicuidad de fase no altera la formulación de procesador de SNR óptimo. La energía que no se transfiere a I se transfiere a Q, y viceversa, cuando existe oblicuidad de fase. Este es un procesador a modo de ejemplo para una ventana de muestra de duración finita con una función de muestreo de ganancia finita, en la que la energía o la carga es la salida deseada.

Una realización de filtro adaptado / correlador de acuerdo con la presente invención podría ser demasiado costosa y complicada de construir para algunas aplicaciones. En tales casos, no obstante, pueden usarse otros procedimientos y procesadores de acuerdo con las realizaciones de la invención. La aproximación a la realización de filtro adaptado / correlador que se muestra en la figura 172 es solo una realización que puede usarse en tales casos. La realización de integrador de tiempo finito de la figura 172 requiere solo un conmutador y un integrador. La sub-sección 6 en lo que sigue muestra que la presente realización de la presente invención tiene solo una diferencia de 0,91 dB en la SNR en comparación con la realización de filtro adaptado / correlador.

Otra realización de la presente invención de muy bajo coste y fácil de construir es el procesador de RC. La presente realización, que se muestra en la figura 173, utiliza un integrador o condensador de muy bajo coste como una memoria a través de la apertura. Si C se elige de forma adecuada para la presente realización, su rendimiento se aproxima al de la realización de filtro adaptado / correlador, que se muestra en la figura 171. Obsérvese la inclusión de la impedancia de fuente, R, junto con el conmutador y el condensador. Sin embargo, esta simple realización puede aproximarse a la transferencia de energía óptima de la realización de filtro adaptado / correlador si se diseña de forma apropiada.

5 Cuando se transfiere la carga máxima, la tensión a través del condensador 17304 en la figura 173 se maximiza a lo largo del periodo de apertura para una combinación de RC específica.

10 El uso de las Ecs. (45) y (48) produce:

$$q = C \cdot \frac{1}{C} \int_0^{T_A} i_c dt \quad \text{EC. (51)}$$

Si se acepta que un impulso de amplitud infinita con una duración de tiempo cero no se encuentra disponible o es práctico, debido a parámetros físicos de los condensadores como la ESR, la inductancia y las tensiones disruptivas, así como las intensidades, entonces la Ec. (51) revela las siguientes consideraciones importantes para las realizaciones de la invención:

- La carga transferida, q, se ve influenciada por la cantidad de tiempo disponible para transferir la carga;
- La carga transferida, q, es proporcional a la intensidad disponible para cargar el dispositivo de almacenamiento de energía; y
- La maximización de la carga, q, es una función de i_c , C, y T_A .

20 Por lo tanto, puede mostrarse que, para las realizaciones:

$$q_{\text{máx}} = C v_{\text{máx}} = C \left[\frac{1}{C} \int_0^{T_A} i_c dt \right]_{\text{máx}} \quad \text{EC. (52)}$$

En la sub-sección 5.2 en lo que sigue, se halló que la respuesta de impulsos para la red de procesamiento de RC es:

$$h(t) = \frac{e^{-\frac{t}{RC}}}{RC} [u(\tau) - u(\tau - T_A)] \quad \text{EC. (53)}$$

25 Supóngase que T_A está limitada para que sea menor que o igual a $\frac{1}{2}$ ciclo del periodo de portadora. Entonces, para una función forzante síncrona, la tensión a través de un condensador se da por la Ec. (54).

$$V_0(t) = \int_{-\infty}^t \text{sen}(\pi f_A \tau) \cdot \frac{e^{-\frac{-(t-\tau)}{RC}}}{RC} d\tau \quad \text{EC. (54)}$$

Maximizar la carga, q, requiere maximizar la Ec. (37) con respecto a t y β .

$$\frac{\partial^2 V_0(t)}{\partial t \partial \beta} = 0 \quad \text{EC. (55)}$$

Es más sencillo, no obstante, establecer $R = 1$, $T_A = 1$, $A = 1$, $f_A = T_A^{-1}$ y a continuación calcular $q = cV_0$ a partir de

30 las ecuaciones previas al reconocer que $q = \frac{\beta^{-1}}{R} V_0 = cV_0$, lo que produce una respuesta normalizada.

La figura 174 ilustra que, en las realizaciones de la invención, se prefiere aumentar C. Puede verse en la figura 174 que, a medida que C aumenta (es decir, a medida que β disminuye) la transferencia de carga también aumenta. Esto es lo que ha de esperarse en base a la solución de SNR óptima. Por lo tanto, para las realizaciones de la presente invención, un diseño de SNR óptimo da como resultado una transferencia de carga óptima. A medida que C se aumenta, las consideraciones de anchura de banda deberían tenerse en cuenta.

35

En las realizaciones, la Ec. (49) establece T_A como la totalidad de la onda de semi-seno para un procesador óptimo. No obstante, en las realizaciones, optimizar de manera conjunta para t y β revela que la respuesta del procesador de RC crea una salida a través del condensador de almacenamiento de energía que presenta un pico para $t_{\text{máx}} \cong 0,75 T_A$, y $\beta_{\text{máx}} \cong 2,6$, cuando la función forzante para la red es un impulso de semi-seno.

- 5 En las realizaciones, si el condensador de la realización de procesador de RC se sustituye por un integrador ideal, entonces $t_{\text{máx}} \rightarrow T_A$.

$$\beta T_A \approx 1,95 \quad \text{Ec. (56)}$$

en la que $3 = (RC)^{-1}$

- 10 Por ejemplo, para una señal de 2,45 GHz y una impedancia de fuente de 50Ω , la Ec. (56) en lo que antecede sugiere el uso de un condensador de $\cong 2$ pF. Este es el valor de condensador para la apertura seleccionada, que permite el pico de tensión óptimo para una acumulación de impulso único. Para la realización práctica de la presente invención, la capacidad calculada por la Ec. (56) es una capacidad mínima. La SNR no se considera optimizada a $\beta T_A \approx 1,95$. Tal como se ha mostrado anteriormente, una β más pequeña produce una mejor SNR y una mejor transferencia de carga. En las realizaciones, tal como se analiza en lo que sigue, resulta que la carga también puede optimizarse si se usan múltiples aperturas para captar la carga.

En las realizaciones, para la aproximación de filtro adaptado / correlador ideal, βT_A es constante y equivalente tanto para la consideración de SNR óptima como para una transferencia de carga óptima, y la carga se acumula a lo largo de muchas aperturas para unos diseños lo más prácticos.

- 20 Considérese el siguiente ejemplo, $\beta = 0,25$, y $T_A = 1$. Por lo tanto, $\beta T_A = 0,25$. A 2,45 GHz, con $R = 50 \Omega$, C puede calcularse a partir de:

$$C \geq \frac{T_A}{R(0,25)} \geq 16,3 \text{ pf} \quad \text{EC. (57)}$$

La carga se acumula a lo largo de varias aperturas, y la SNR se optimiza de forma simultánea fusionando la mejor de dos características de la presente invención. Comprobando CV para $\beta T_A = 1,95$ frente a $\beta T_A = 0,25$ confirma que la carga está optimizada para lo anterior.

25 **5.2 Consideración de resistencias de carga**

- Las formas generales de la ecuación diferencial y la función de transferencia, que se han descrito en lo que antecede, para las realizaciones de la presente invención son las mismas que para un caso que comporta una resistencia de carga, R_L , aplicada a través del condensador, C . La figura 175A ilustra una realización de procesador de RC a modo de ejemplo 17502 de la presente invención que tiene una resistencia de carga 17504 a través de una capacidad 17506.

Considérese la realización del procesamiento de RC 17502 (sin condiciones iniciales). La Ec. (33) se vuelve:

$$H(s) = \frac{1 - e^{-sT_A}}{s} \left(\frac{1}{sCR + k} \right) \quad \text{EC. (58)}$$

$$k = \left(\frac{R}{R_L} + 1 \right) \quad \text{EC. (59)}$$

$$h(t) = \left(\frac{e^{-\frac{t-k}{RC}}}{RC} \right) [u(t) - (t - T_A)] \quad \text{EC. (60)}$$

Debería ser obvio que R_L 17504 y, por lo tanto, k , aceleran el ciclo de decrecimiento exponencial.

$$V_0(t) = \int_{-\infty}^t \text{sen}(\pi f_A \tau) \cdot \frac{e^{-\frac{k(t-\tau)}{RC}}}{RC} d\tau \quad \text{EC. (61)}$$

$$V_0(t) = \left(\frac{1}{k^2 + (\pi f_A)^2} \right) \left[k \cdot \text{sen}(\pi f_A t) - \pi f_A RC \cdot \cos(\pi f_A t) + RC e^{-\frac{kt}{RC}} \right] \quad 0 \leq t \leq T_A \quad \text{EC. (62)}$$

Este resultado es válido solo a lo largo de la apertura de adquisición. Después de que se abra el conmutador, la tensión final que tuvo lugar en el caso de muestreo $t \cong T_A$ se vuelve una condición inicial para un ciclo de descarga a través de la R_L 17504. El ciclo de descarga posee la siguiente respuesta:

$$V_D = \frac{V_A \cdot e^{-\frac{t}{R_L C}}}{R_L C} u(t - T_A) \quad (\text{descarga de evento único})$$

EC. (63)

5 V_A se define como $V_0 (t \cong T_A)$. Por supuesto, si el condensador 17506 no se descarga por completo, hay una condición inicial presente para el siguiente ciclo de adquisición.

10 La figura 175B ilustra una implementación a modo de ejemplo de la invención, modelada como un conmutador S, un condensador C_S , y una resistencia de carga R. La figura 175D ilustra unos impulsos de transferencia de energía a modo de ejemplo, que tienen unas aperturas A, para controlar el conmutador S. La figura 175C ilustra un diagrama de sincronismo de carga / descarga a modo de ejemplo para el condensador C_S , en el que el condensador C_S se carga durante las aperturas A, y se descarga entre las aperturas A.

15 Las ecuaciones 63.1 a 63.15 obtienen una relación entre la capacidad del condensador C_S ($C_S(R)$), la resistencia de la resistencia R, la duración de la apertura A (anchura de apertura), y la frecuencia de los impulsos de transferencia de energía (frec LO). La ecuación 63.11 ilustra que una transferencia de energía óptima tiene lugar cuando $x = 0,841$. En base a la divulgación en el presente documento, un experto en la materia o materias relevantes comprenderá que pueden utilizarse unos valores que no sean 0,841.

$$\phi = \frac{1}{C} \int i(t) dt + Ri(t) \quad \text{EC. (63.1)}$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \phi = \frac{\partial}{\partial t} \left[\frac{1}{C} \int i(t) dt + Ri(t) \right] \quad \text{EC. (63.2)}$$

$$\phi = \frac{i(t)}{C_s} + \frac{R \partial i(t)}{\partial t} \quad \text{EC. (63.3)}$$

$$\phi = \frac{1}{C_s} + R \cdot s \quad \text{EC. (63.4)}$$

$$s = \frac{-1}{C_s \cdot R}, \text{ por definición: } i_{inic}(t) = \frac{V_{C_s} inic}{R} \quad \text{EC. (63.5)}$$

$$i(t) = \left(\frac{V_{C_s} inic}{R} \right) \cdot e^{\left(\frac{-t}{C_s \cdot R} \right)} \quad \text{EC. (63.6)}$$

20

$$V_{salida}(t) = R \cdot i(t) = V_{c, inic} \cdot e^{\left(\frac{-t}{C_s \cdot R}\right)} \quad \text{EC. (63.7)}$$

La máxima transferencia de potencia tiene lugar cuando:

$$Potencia_Final = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot Potencia_Pico \quad \text{EC. (63.8)}$$

$$Potencia_Pico = \frac{(V_{c, pico})^2}{R} \quad \text{EC. (63.9)}$$

$$Potencia_Final = \frac{(x \cdot V_{c, pico})^2}{R} \quad \text{EC. (63.10)}$$

5

$$\frac{(x \cdot V_{c, pico})^2}{R} = \frac{(V_{c, pico})^2}{R} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ produce } x = 0,841 \quad \text{EC. (63.11)}$$

Hágase $V_{c, inic} = 1$, entonces $V_{salida}(t) = 0,841$ cuando

$$t = \frac{1}{frecLO} - Anchura_Apertura. \quad \text{EC. (63.12)}$$

$$0,841 = 1 \cdot e^{\left(\frac{\frac{1}{frecLO} - Anchura_Apertura}{C_s \cdot R}\right)} \quad \text{EC. (63.13)}$$

$$\ln(0,841) = \left(\frac{\frac{1}{frecLO} - Anchura_Apertura}{C_s \cdot R}\right) \quad \text{EC. (63.14)}$$

10

$$C_s(R) = \left(\frac{\frac{1}{frecLO} - Anchura_Apertura}{-\ln(0,841) \cdot R}\right) \quad \text{EC. (63.15)}$$

6. Comparación de la relación de señal a ruido de las diversas realizaciones

Las sub-secciones anteriores describieron la definición de SNR básica y la SNR de un procesador de filtro adaptado / correlador óptimo de acuerdo con las realizaciones de la presente invención. La presente sección de sub-sección describe la SNR de realizaciones de procesador adicionales de la presente invención y compara su SNR con la SNR de una realización de filtro adaptado / correlador óptimo. La descripción en la presente sub-sección se basa en unos cálculos en relación con aperturas únicas y no en acumulaciones de promedios de múltiples aperturas. Debido a que SNR es una métrica relativa, este procedimiento es útil para comparar diferentes realizaciones de la presente invención.

La Ec. (65), que puede obtenerse a partir de la Ec. (64), representa la SNR de salida para una realización de apertura única suponiendo una entrada de onda seno de envolvente constante. Los resultados podrían modificarse de acuerdo con la función de auto-correlación del procedimiento de entrada, no obstante, a lo largo de un semiciclo de portadora único, esta relación es exacta.

$$SNR_{opc} \triangleq \frac{1}{N_0} \int_0^{\infty} S_i^2(t_0 - \tau) d\tau \quad \text{EC. (64)}$$

$$SNR_{opc} \triangleq \frac{T_A A^2}{2N_0} \quad (\text{caso de apertura \u00fanica}) \quad \text{EC. (65)}$$

La descripci\u00f3n que sigue ilustra la SNR para tres realizaciones de procesador de la presente invenci\u00f3n para una forma de onda de entrada dada. Estas realizaciones son:

- 5 • Una realizaci\u00f3n de procesador de filtro adaptado / correlador \u00f3ptimo a modo de ejemplo;
- una realizaci\u00f3n de procesador de integrador de tiempo finito a modo de ejemplo; y
- una realizaci\u00f3n de procesador de RC a modo de ejemplo

El valor relativo de la SNR de estas tres realizaciones es preciso para fines de comparaci\u00f3n de las realizaciones. La SNR absoluta puede ajustarse de acuerdo con la estad\u00edstica y la modulaci\u00f3n del procedimiento de entrada y su envolvente compleja.

Consid\u00e9rese un procesador de integrador de tiempo finito a modo de ejemplo, tal como el que se ilustra en la figura 164B. La respuesta de impulsos del procesador de integrador de tiempo finito se da por la Ec. (66):

$$h(t) = k, \quad 0 \leq t \leq T_A \quad \text{Ec. (66)}$$

en la que k se define como una constante arbitraria.

- 15 La salida del procesador de integrador de tiempo finito, $y(t)$, se halla a partir de la entrada, $x(t)$, usando:

$$y(t) = \int_{t-T_A}^t x(u) du \quad \text{EC. (67)}$$

Un cambio de variables produce la Ec. (68):

$$y(t - \tau) = \int_{t-\tau-T_A}^{t-\tau} x(v) dv \quad \text{EC. (68)}$$

La auto-correlaci\u00f3n de salida se vuelve entonces la que se muestra en la Ec. (69):

$$R_y(\tau) = \int_{t-T_A}^t du \int_{t-\tau-T_A}^{t-\tau} R_x(u-v) dv \quad \text{EC. (69)}$$

- 20 lo que conduce a:

$$R_x(u-v) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) e^{j\omega(u-v)} d\omega \quad \text{EC. (70)}$$

Esta transformada de Fourier puede sustituirse en la expresi\u00f3n para $R_y(\tau)$, en la Ec. (71), que se vuelve:

$$R_y(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) d\omega \int_{t-T_A}^t e^{j\omega u} du \int_{t-\tau-T_A}^{t-\tau} e^{-j\omega v} dv \quad \text{EC. (71)}$$

$$R_y(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) \left[\frac{e^{j\omega t} (1 - e^{-j\omega T_A})}{j\omega} \right] \left[\frac{e^{-j\omega(t-\tau)} (1 - e^{-j\omega T_A})}{j\omega} \right] d\omega \quad \text{EC. (72)}$$

$$\therefore S_y(\omega) = S_x(\omega) \frac{\text{sen}^2 \omega T_A / 2}{(\omega / 2)^2} \quad \text{EC. (73)}$$

$S_y(\omega)$ es la densidad de potencia espectral en la salida del integrador de tiempo finito a modo de ejemplo, cuya apertura de integración es T_A y cuyo espectro de potencia de entrada se define mediante $S_x(\omega)$. Para el caso de ruido de banda extensa:

$$S_{y_n}(\omega) = \frac{N_0 \text{sen}^2 \omega T_A / 2}{2\pi (\omega/2)^2} \quad \text{EC. (74)}$$

5 La potencia de ruido total a través de la banda puede hallarse a partir de la Ec. (75):

$$\int_{-\infty}^{\infty} S_{y_n}(\omega) d\omega = \frac{N_0}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\text{sen}^2(\omega T_A / 2)}{(\omega/2)^2} d\omega = T_A N_0 \quad \text{EC. (75)}$$

Este resultado puede verificarse por la Ec. (76):

$$\overline{Y^2} = N_0 \int_0^{\infty} h^2(\tau) d\tau \quad \text{EC. (76)}$$

La potencia de señal a lo largo de una apertura única se obtiene por la Ec. (77):

$$y(t)^2 = \left(2A \int_0^{T_A/2} \text{sen}(\omega t) dt \right)^2 \quad \text{EC. (77)}$$

10

Eligiendo $A = 1$, la SNR de salida de integrador de tiempo finito se vuelve:

$$SNR_{\text{int}} = \frac{4T_A}{\pi^2 N_0} \quad \text{EC. (78)}$$

Un filtro de RC a modo de ejemplo también puede usarse para modelar una realización de la presente invención. La salida cuadrática media de un sistema lineal puede hallarse a partir de la Ec. (79):

15

$$\overline{Y^2} = \int_0^{\infty} d\tau_1 \int_0^{\infty} R_x(\tau_A - \tau_1) h(\tau_1) h(\tau_2) d\tau_2 \quad \text{EC. (79)}$$

Para el caso de AWGN de entrada:

$$R_{x_n}(\tau) = N_0 \delta(\tau) \quad \text{EC. (80)}$$

$$\overline{Y^2} = N_0 \int_0^{\infty} d\tau_1 \int_0^{\infty} \delta(\tau_2 - \tau_1) h(\tau_1) h(\tau_2) d\tau_2 \quad \text{EC. (81)}$$

$$\overline{Y_n^2} = N_0 \int_0^{\infty} h^2(\tau) d\tau \quad \text{EC. (82)}$$

Esto conduce al resultado en la Ec. (83)

$$H(s) = \frac{1/RC}{s + 1/RC} * \left(\frac{1 - e^{-sT_A}}{s} \right) \quad \text{EC. (83)}$$

20

R es la resistencia que está asociada con la fuente de procesador, y C es el condensador de almacenamiento de energía. Por lo tanto;

$$h(t) = \frac{1}{RC} e^{-t/RC} (u(t) - u(t - T_A)) \quad \text{EC. (84)}$$

Y finalmente:

$$\overline{Y_n^2} = \frac{N_0}{2RC} \left(1 - e^{-\left(2N_0 T_A / RC\right)} \right) \quad \text{EC. (85)}$$

5 La deducción detallada para la tensión de señal en la salida para el filtro de RC se proporciona en la sub-sección 5 en lo que antecede. El uso del parámetro β también se describe en la sub-sección 5. Por lo tanto, la SNR_{RC} se da por:

$$SNR_{RC} = \frac{2(V_0(t_s))^2}{\beta N_0} \quad T_A = 1, \quad A = 1 \quad \text{EC. (86)}$$

En la tabla en lo que sigue se resumen valores de rendimiento de SNR ilustrativos de las tres realizaciones de procesador a modo de ejemplo de la presente invención:

| <u>Filtro adaptado a modo de ejemplo</u> | <u>Rendimiento en relación con el rendimiento de una realización de filtro adaptado óptimo</u> |
|---|--|
| $SNR_{MF} = \frac{T_A}{2N_0}$ | 0 dB |
| <u>Aproximación de integrador a modo de ejemplo</u> | |
| $SNR_{INT} = \frac{4T_A}{\pi^2 N_0}$ | -0,91 dB |

Aproximación de RC a modo de ejemplo (3 casos a modo de ejemplo para referencia)

$$SNR_{RC} = \frac{V_0(t)^2 \cdot 2}{\beta N_0} \cong \frac{0,2142}{N_0} \quad -3,7 \text{ dB, en } T_A = 1, \beta = 2,6$$

$$SNR_{RC} \cong \frac{0,377}{N_0} \quad -1,2 \text{ dB, en } T_A = 0,75, \beta = 2,6$$

$$SNR_{RC} \cong \frac{0,405}{N_0} \quad -0,91 \text{ dB en } T_A = 1, \beta \leq 0,25$$

10 Obsérvese que, a medida que el condensador se vuelve más grande, el procesador de RC se comporta como un integrador de tiempo finito y se aproxima a su rendimiento. Tal como se ha descrito en lo que antecede en la sub-sección 5, con una β de 0,25, una señal de portadora de 2450 MHz, y $R = 50 \Omega$, el valor para C se vuelve $C \geq 16,3 \mu F$.

15 La figura 176 ilustra las formas de onda de tensión de salida para todas las tres realizaciones de procesador. (Obsérvese que se muestran dos curvas para el procesador de correlador de RC, $\beta = 2,6$ y $\beta = 0,25$). La figura 177A ilustra las SNR relativas a lo largo de la apertura.

5.2 Características de desplazamiento de portadora y de oblicuidad de fase de las realizaciones de la presente invención

20 La figura 177B ilustra algunas formas de onda de filtro adaptado básicas que son comunes a algunas aplicaciones de comunicaciones. La primera forma de onda 17750 es una función rectangular de banda de base. Debido a que esta forma de onda es simétrica, es fácil visualizar la forma de onda invertida en el tiempo que se corresponde con la respuesta de impulsos de filtro adaptado ideal, $h(t)$, que también es una función rectangular:

$$h(t) * S_i(t - \tau) \int_{t_1}^{t_2} S_i(t - \tau) h(t) dt \quad \text{EC. (86.1)}$$

La segunda forma de onda 17760 ilustra la misma envolvente de función rectangular en paso de banda (RF) y su respuesta de impulsos de filtro. Obsérvese la inversión en fase de función seno que se corresponde con el giro de eje de tiempo requerido. La figura 177C muestra una forma de onda 17770. La forma de onda 17770 es un único impulso de semi-seno cuya representación invertida en el tiempo es idéntica. Esta última respuesta de impulsos sería óptima, pero tal como se ha señalado anteriormente puede ser difícil de implementar con exactitud. Afortunadamente, no se requiere una réplica exacta.

La figura 177D ilustra algunos enfoques ejemplares para un procesador de filtro adaptado / correlador complejo que se aplica a una diversidad de formas de onda. Tal como se muestra en la figura 177D, los enfoques 17780 y 17785 son formas clásicas de producir un procesador de filtro adaptado / correlador complejo. La figura 177E muestra el enfoque 17790. El enfoque 17790 muestra una realización de un procesador de filtro adaptado / correlador complejo que se implementa con el UFT como el procesador. La única diferencia en el enfoque de UFT 17790 es la duración de la envolvente de impulso. El hecho de que el impulso de control por puerta sea pequeño en comparación con otras aplicaciones para un correlador es de poca importancia para el procesador de bandas de base complejas. Cuando no hay oblicuidad de fase alguna, entonces la totalidad de la energía correlacionada se transfiere a la salida de I. Cuando hay una oblicuidad de fase entonces una porción de la energía a la que se ha aplicado conversión descendente con distorsión por repliegue del espectro se transfiere a la salida de I y el resto a la Q. La totalidad de la energía correlacionada sigue encontrándose disponible, en su forma filtrada de forma óptima, para el procesamiento final en el procesador de BB.

El hecho de que se use un procesador no coherente o se use un procesador de BB diferencialmente coherente en lugar de un lazo de Costas coherente no disminuye en modo alguno la contribución del efecto de correlador de UTF que se obtiene mediante la selección de la apertura óptima T_A en base a la teoría de filtros con adaptación.

Considérese la figura 177E, que ilustra una apertura con una función seno desplazada en fase. Además, se proporciona una deducción que indica que la apertura con la oblicuidad de fase, tal como hace referencia a la función de semi-seno, puede representarse mediante el núcleo de correlador fundamental multiplicado por una constante. Esto proporciona una percepción de las interesantes propiedades de SNR del UFT que se basan en los principios de filtro adaptado a lo largo de la apertura con independencia de la oblicuidad de fase ϕ .

Además, la Sección III, parte 5.1 en lo que antecede ilustra que un convertidor descendente de UFT complejo que utiliza un filtro de paso de banda se asemeja en realidad al núcleo de filtro adaptado / correlador óptimo en forma compleja con el resultado en fase ajustado a escala por $\cos \phi$ y la componente de fase en cuadratura ajustada a escala por $\sin \phi$. Este procedimiento preserva la totalidad de la energía de la envolvente de señal de convertidor descendente (menos pérdidas de sistema) con una parte de la energía en I y el resto en Q.

7. Realizaciones de apertura múltiple de la presente invención

Las sub-secciones anteriores describen realizaciones de apertura única de la presente invención. Es decir, las sub-secciones anteriores describen la adquisición de ondas de onda de semi-seno única de acuerdo con las realizaciones de la invención. Otras realizaciones de la presente invención también son posibles, no obstante, y la presente invención puede extenderse a otras divisiones de forma de onda que captan múltiples ondas de semi-seno. Por ejemplo, captar dos ondas de semi-seno proporciona dos veces la energía en comparación con captar solo una onda de semi-seno única. Captar n ondas de semi-seno proporciona n veces la energía, etcétera, hasta que el muestreo sub-armónico ya no pueda aplicarse. La invención también se dirige a otras realizaciones. Por supuesto, la forma de onda de filtro adaptado requiere una apertura de correlación diferente para cada nueva n. Este aspecto de la presente invención se ilustra en las figuras 178A y 178B.

En el ejemplo de la figura 178B, la ventana de apertura de muestra es de una longitud que duplica la de los ejemplos en las sub-secciones anteriores. La respuesta de impulsos de filtro adaptado en la figura 178B es bipolar para dar cabida a un ciclo de seno completo. La realización del presente ejemplo puede implementarse, por ejemplo, con un dispositivo de control por puerta de función bipolar rectangular (Ondícula de Haar).

La realización de la transformada de Fourier de las componentes para el procesador a modo de ejemplo produce los resultados que se muestran en la figura 179 y la Ec. (87).

$$S(f) \cong \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{Af_s T_A}{2} \left[\frac{\text{sen}(\pi(nf_s - Nf_s)T_A)}{(\pi(nf_s - Nf_s)T_A)} + \frac{\text{sen}(\pi(nf_s + Nf_s)T_A)}{(\pi(nf_s + Nf_s)T_A)} \right] \delta(f - nf_s)$$

EC. (87)

A la transformada de la señal periódica y muestreada se le da en primer lugar una representación en serie de Fourier (debido a que la transformada de Fourier de una señal de potencia no existe en un sentido matemático estricto) y cada término en la serie se transforma de forma secuencial para producir el resultado que se ilustra. Obsérvese que fuera de la respuesta de apertura de lóbulo principal deseada que determinados armónicos se

anulan por la respuesta de $(\sin x) / x$. Incluso aquellos armónicos que no se anulan por completo se reducen por la atenuación de lóbulo lateral. Algunos sub-armónicos y super-armónicos se eliminan o se atenúan por los nulos y lóbulos laterales en el dominio de la frecuencia del procesador de filtro adaptado / correlador bipolar, que es un resultado destacable.

5 En teoría, pueden construirse unas respuestas de impulso arbitrarias de la forma anterior, en particular si se aplica ponderación a través de la apertura o si se utilizan múltiples aperturas para crear una respuesta de Fourier específica. Pueden construirse filtros de FIR y convolucionadores al extenderse la apertura y la utilización de los factores de ponderación apropiados. De forma similar, unas aperturas inconexas o escalonadas pueden construirse para proporcionar una respuesta de impulsos deseada particular. Estas aperturas pueden reordenarse y sintonizarse 'sobre la marcha'.

10 La figura 180 (apertura bipolar de I / Q para aplicación de convertidor descendente de 3^{er} armónico de 2,4 - 2,5 GHz) y la figura 181 (Formas de onda de I / Q a las que se ha aplicado una conversión descendente - Ligero desplazamiento de portadora) ilustran los resultados a partir de un diseño y simulación de circuitos reales que están orientados a la banda de ISM de 2,4 - 2,5 GHz y que implementan una apertura ponderada bipolar. La figura 180 ilustra unos impulsos de control por puerta reales, que forman las aperturas para I-, I+, Q-, y Q+. La figura 181 ilustra las salidas I y Q de banda de base que se corresponden con el convertidor descendente. En las realizaciones, las aperturas I-, I+, Q- y Q+ en secuencia se repiten cada tres ciclos de portadora, nominalmente. Por lo tanto, de entre seis segmentos de portadora de seno, se captan cuatro. Unas pérdidas de conversión muy por debajo de 10 dB son posibles con la presente realización de la presente invención.

20 **8. Transformada matemática que describe realizaciones de la presente invención**

8.1 Visión de conjunto

El funcionamiento de la presente invención representa un nuevo paradigma de procesamiento de señales. Puede mostrarse que las realizaciones de la invención están relacionadas con transformadas en seno y en coseno de Fourier particulares. Por lo tanto, la nueva expresión transformada de UFT se utiliza para hacer referencia al procedimiento. Como ya se ha expuesto, en las realizaciones de la presente invención puede verse como una operación de filtro adaptado o de correlador, que en las realizaciones se aplica por lo general de manera recursiva a la señal de portadora a una tasa sub-armónica. Puede escribirse una ecuación de sistema para describir esta operación, suponiendo una apertura de muestra rectangular e integradores como operadores, tal como se muestra en la figura 182 y la Ec. (88). El procedimiento integra a través de una apertura de adquisición y a continuación almacena ese valor, o una porción significativa del mismo, para que se acumule con la siguiente apertura. Por lo tanto, la energía a partir de la entrada se adquiere durante T_A y se retiene durante $T_S - T_A$ hasta la siguiente adquisición.

$$D_n \triangleq \sum_{n=1}^k \int_{nT_S}^{nT_S+T_A} \left(u(t - nT_S) - u(t - (nT_S + T_A)) \right) \cdot A_n \sin(\omega t + \phi_{(n-\ell)}) dt$$

$$- \alpha \sum_{n=1}^k \int_{(n+\ell)T_S}^{(n+\ell)T_S+T_A} \left(u(t - (n-\ell)T_S) - u(t - (n - (1-\ell))T_S + T_A) \right) \cdot A_{(n-\ell)} S_i(\omega t + \phi_{(n-\ell)}) dt$$

EC. (88)

en la que:

- 35 T_A es la duración de apertura;
 T_S es el periodo de muestra sub-armónico;
 k es el número total de aperturas captadas;
 ℓ es la profundidad de memoria de muestra;
 V es el coeficiente de fuga de UFT;
40 A_n es la ponderación de amplitud sobre la n-ésima apertura debido a la modulación, el ruido, etc.; y
 v_n es el desplazamiento en el dominio de la fase de la n-ésima apertura debido a la modulación, el ruido, el desplazamiento de portadora, etc.

45 D_n representa la transformada de UFT aplicable a las realizaciones de la invención. El primer término define la integración a lo largo de un segmento rectangular de la señal de portadora de la duración de tiempo de T_A . k impulsos se suman para formar una memoria del núcleo aplicado de manera recursiva. El segundo término en la ecuación prevé el hecho de que las implementaciones prácticas poseen una memoria finita. Por lo tanto, se permite que las realizaciones de la presente invención presenten fugas en cierto modo mediante la selección de α y ℓ . Este fenómeno se refleja en la ecuación diferencial variable con el tiempo, la Ec. (31), que se obtuvo en la sub-sección 5. En las realizaciones, para una función de retención de datos de orden cero perfecta, $\alpha = 0$.

8.2 El núcleo para las realizaciones de la invención

El núcleo de UFT aplicable a las realizaciones de la invención se da por la Ec. (89):

$$D_1 = \int_0^{T_A} (u(t) - u(t - T_A)) \cdot A \text{sen}(\omega t + \phi) dt \quad \text{EC. (89)}$$

5 La Ec. 89 representa la integración a lo largo de una apertura única de la señal de portadora con una fase, ϕ , y una amplitud, A arbitrarias. A pesar de que A y ϕ se muestran como constantes en esta ecuación, estas en realidad pueden variar a lo largo de muchos (a menudo, cientos o miles) de los ciclos de portadora. En realidad, $\phi(t)$ y A(t) pueden contener la información modulada de interés en la banda de base. Sin embargo, a lo largo de la duración de un impulso, estas pueden considerarse como constantes.

8.3 Extracción de información de forma de onda

10 Desde que Nyquist desarrolló unas teorías generales en relación con el muestreo de formas de onda y la extracción de información, los investigadores y desarrolladores han perseguido unas técnicas y tecnologías de muestreo óptimas. En los últimos años, muchas arquitecturas de radio han adoptado estas tecnologías como un medio para un fin para radios cada vez más 'de tipo digital'. El submuestreo, el muestreo de IF, el muestreo sincopado, etc., son, todos ellos, unas técnicas que se emplean para operar sobre la portadora para extraer la información de interés. La totalidad de estas técnicas comparten una teoría común y un tema tecnológico común, es decir, la teoría de Nyquist y los muestreadores de impulsos ideales. Claramente, la teoría de Nyquist es verdaderamente ideal, desde una perspectiva teórica, mientras que los muestreadores de impulsos ideales se persiguen pero nunca se han conseguido.

20 Considérese el procedimiento de desarrollo de una muestra de impulsos usando unas funciones con unas aperturas decrecientes, tal como se ilustra en la figura 183. El procedimiento que se ilustra en la figura 183 utiliza una forma de impulso, por ejemplo una gaussiana normalizada, un seno cardinal modificado, o algún otro tipo adecuado, y permite que la anchura de impulso decrezca a medida que crece la amplitud de pico. A medida que decrece la anchura de impulso, el área del impulso se vuelve la unidad. Estos procedimientos de generación de impulsos se formulan usando técnicas matemáticas de distribución. Por lo general, tales formulaciones requieren la suposición de que la causalidad se infringe tal como se ilustra mediante los precursores en la figura 183. Por lo tanto, tales impulsos no son prácticos debido a que estos son no causales. Además, debido a que los muestreadores de impulsos se implementan para almacenar el valor de muestra en un punto de forma de onda instantáneo, estos utilizan por lo general un enfoque de muestreo y retención, que por lo general implica la carga de un condensador. Tal como sería conocido por los expertos en las materias relevantes dado el análisis en el presente documento, los elementos parásitos pueden presentar problemas de carga significativos para tales impulsos debido a las relaciones que se representan por la Ec. (90) y la Ec. (91).

$$\frac{dq}{dt} = C \frac{dv}{dt} \quad \text{(Carga diferencial)} \quad \text{EC. (90)}$$

$$u = \int_0^q \frac{q_x}{c} - dq_x = \frac{q^2}{2c} = \frac{Cv^2}{2} \quad \text{(Energía)} \quad \text{Ec. (91)}$$

35 Tal como sería evidente para los expertos en las materias relevantes dado el análisis en el presente documento, una capacidad arbitraria, c, no puede cargarse en un periodo de tiempo infinitesimalmente corto sin una cantidad infinita de energía. Incluso las aproximaciones a un impulso ideal puede imponer, por lo tanto, unas demandas poco realistas a los circuitos de interconexión de adquisición de muestras analógicas en términos de la capacidad parásita frente a la anchura de impulso, la amplitud, la fuente de potencia, etc. Por lo tanto, por lo general se realiza una compensación recíproca en relación con una cierta porción de la mezcla.

40 La labor de un circuito de muestreo y retención es aproximarse a un muestreador de impulsos ideal seguido por una memoria. Existen limitaciones en la práctica, no obstante. Ha de seleccionarse un condensador de retención de un valor significativo con el fin de almacenar la muestra sin caída entre muestras. Esto requiere una buena intensidad de carga y una memoria intermedia, que aisle el condensador entre muestras, por no mencionar un condensador, que no tenga 'fugas', y una memoria intermedia sin intensidades de fuga de entrada. En general, los muestreadores de impulsos ideales son muy difíciles de aproximar cuando estos han de operar sobre formas de onda de RF, en particular si se requieren implementaciones de CI y un consumo de potencia bajo.

El procedimiento de extracción de muestras ideal se representa matemáticamente en la Ec. (92) mediante la función de desplazamiento.

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(t)\delta\left(t - \frac{T_A}{2}\right) dt = x\left(\frac{T_A}{2}\right) \quad \text{Ec. (92)}$$

en la que: $\frac{T_A}{2} \triangleq$ Tiempo de muestra; $x(t) \triangleq$ Función muestreada; y $\delta(t) \triangleq$ Función de muestra de impulsos.

Supóngase a continuación que:

$$x(t) = A \text{ sen}(t + \phi) \quad \text{Ec. (93)}$$

5 entonces:

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} A \text{ sen}(t + \phi)\delta\left(t - \frac{T_A}{2}\right) dt &= A \text{ sen}\left(\frac{T_A}{2} + \phi\right) \\ &= A \cos(\phi) \int_{-\infty}^{\infty} \text{ sen}(t)\delta\left(t - \frac{T_A}{2}\right) dt + A \text{ sen}(\phi) \int_{-\infty}^{\infty} \cos(t)\delta\left(t - \frac{T_A}{2}\right) dt \\ &= A \cos(\phi) \text{ sen}\left(\frac{T_A}{2}\right) = A \cos(\phi); T_A = \pi \end{aligned} \quad \begin{array}{l} \text{Ec. (94)} \\ \text{Ec. (95)} \end{array}$$

10 Esto representa el valor de muestra que se adquiere por un muestreador de impulsos que opera sobre una señal de portadora con un desplazamiento de fase arbitrario ϕ . La Ec. (95) ilustra que la equivalencia de representar la salida del muestreador operando sobre una señal, $\tilde{X}(t)$, sin desplazamiento de fase, ϕ , ponderada por $\cos \phi$, y la muestreada original $X(t)$, que de hecho tiene un desplazamiento de fase. El requisito adicional es que una apertura de tiempo de T_A se corresponde con π radianes.

A continuación, considérese el núcleo de UFT:

$$D_1 \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} (u(t) - u(t - T_A)) \text{ sen}(t + \phi) dt \quad \text{Ec. (96)}$$

El uso de las identidades trigonométricas produce:

$$D_1 \triangleq A \cos(\phi) \int_{-\infty}^{\infty} (u(t) - u(t - T_A)) \text{ sen}(t) dt \quad \text{Ec. (97)}$$

15 En el presente caso el núcleo no posee un término de fase, y es obvio que la apertura se extiende a ambos lados del semiciclo de seno que se muestra en la figura 184. En la Ec. (97), $\cos \phi$ es un factor de ponderación sobre el resultado, que ilustraba originalmente la alineación no ideal del reloj y la señal de portadora de la presente invención. Las identidades trigonométricas proporcionan unos medios de realineación del reloj y la señal de portadora de la presente invención a la vez que representan el resultado de salida debido a la oblicuidad de fase.

20 Considérese la apertura ideal de las realizaciones de la invención que se muestran en la figura 185. Obsérvese que la apertura ideal se ilustra como que posee dos componentes de $\frac{1}{2}$ apertura iguales. Por lo tanto, el núcleo de UFT para las realizaciones de la invención puede reescribirse como:

$$D_1 \triangleq A \cos(\phi) \left[\int_{-\infty}^{\infty} \left(u(t) - u\left(\frac{T_A}{2}\right) \right) \text{ sen}(t) dt + \int_{-\infty}^{\infty} \left(u\left(t - \frac{T_A}{2}\right) - u(t - T_A) \right) \text{ sen}(t) dt \right] \quad \text{Ec. (98)}$$

También debería ser evidente para los expertos en las materias relevantes, dado el análisis en el presente documento, que la primera integral es equivalente a la segunda, de tal modo que;

$$D_1 = 2A \cos(\phi) \int_{-\infty}^{\infty} \left(u(t) - u\left(t - \frac{T_A}{2}\right) \right) \text{sen}(t) dt \quad \text{Ec. (99)}$$

5 Tal como se ilustra en la figura 186, una propiedad en relación con las funciones de escalón unitario y funciones delta es útil. En la figura 186, una función de escalón se crea mediante la integración de una función delta. Por lo tanto;

$$D_1 = 2A \cos(\phi) \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^t \delta(t') dt' - \int_{-\infty}^t \delta\left(t' - \frac{T_A}{2}\right) dt' \right] \text{sen}(t) dt \quad \text{Ec. (100)}$$

El uso del principio de integración por partes produce la Ec. (101).

$$\begin{aligned} D_1 &= 2A \cos(\phi) \int_{-\infty}^t \cos(t') \delta(t') dt' + 2A \cos(\phi) \int_{-\infty}^t \cos(t') \delta\left(t' - \frac{T_A}{2}\right) dt \\ &= 2A \cos \phi \int_{-\infty}^t \text{sen}(t') \delta\left(t' - \frac{T_A}{2}\right) dt' \\ &= 2A \cos(\phi), \text{ para } T_A = \pi \quad \text{Ec. (101)} \end{aligned}$$

10 Este es un resultado destacable debido a que el mismo revela la equivalencia de la salida de las realizaciones de la presente invención con el resultado que se ha presentado anteriormente para el muestreador de impulsos ideal con fase arbitraria, que se obtiene mediante desplazamiento en el tiempo. Es decir, en las realizaciones, la transformada de UFT calcula el resultado numérico que se obtiene por un muestreador ideal. El mismo logra esto mediante el cálculo de promedio a lo largo de una apertura especialmente construida. Por lo tanto, el valor de muestreador de

15 impulsos que se espera en $\frac{T_A}{2}$ se obtiene de manera implícita mediante la transformada de UFT que opera a lo largo de un intervalo, T_A . Esto conduce a las siguientes y muy importantes implicaciones para las realizaciones de la invención:

- La transformada de UFT es muy fácil de construir con el soporte físico de circuitería existente, y esta produce los resultados de un muestreador de impulsos ideal, indirectamente, sin requerir un muestreador de impulsos.
- 20 • Diversas realizaciones de procesador de la presente invención reducen la varianza de la muestra ideal esperada, frente a la que se obtiene mediante el muestreo de impulsos, debido al procedimiento de cálculo de promedio a lo largo de la apertura.

8.4 Exposición de prueba para la realización de convertidor descendente complejo de UFT de la presente invención

25 El siguiente análisis utiliza conceptos de la propiedad de convolución para la forma de onda de muestreo y las propiedades de la transformada de Fourier para analizar la forma de onda de reloj compleja para el UFT así como el procedimiento de correlación de conversión descendente. La figura 187 ilustra este procedimiento.

Además, $r(t)$ se considera filtrada por un filtro de paso de banda. En una realización ejemplar, los correladores sub-
 30 óptimos se aproximan al UFT. Este análisis ilustra que se recupera un cierto rendimiento cuando se usa el filtro de paso de banda de extremo frontal, de tal modo que el núcleo de correlador obtenido se asemeja a la forma óptima que se obtiene a partir de la teoría de filtros con adaptación. Además, el análisis ilustra que el desplazamiento de fase arbitrario de una portadora sobre la que opera el UFT, no alterara la optimalidad de la estructura de correlador la cual siempre puede modelarse como una constante multiplicada por el núcleo óptimo. Esto es debido al hecho de que UFT está, por definición, adaptado a una forma de impulso que se asemeja al semi-ciclo de portadora que
 35 permite que la oblicuidad de fase se vea como desplazamiento de portadora en lugar de distorsión de forma de impulso.

Usando las técnicas de impulso que se han descrito en lo que antecede, que describen trenes de impulsos, la señal de reloj para UFT puede escribirse como la ecuación 18802 de la figura 188.

$p_c(t)$ \triangle Una forma de impulso básica del reloj (forma de onda de control por puerta), definida en el presente caso para que tenga unas propiedades de correlación específicas en correspondencia con la onda de semi-seno de la forma de onda de portadora.

T_s \triangle Tiempo entre formas de onda de control por puerta que se aplican de manera recursiva.

T_A \triangle Anchura de forma de onda de control por puerta

En la figura 188, se considera que $C_i(t)$ en la ecuación 18804 y $C_Q(t)$ en la ecuación 18806 son relojes complejos desplazados en fase por $T_A/2$. La portadora recibida está relacionada con T_A mediante $f_c \approx (2 T_A)^{-1}$

- 10 A pesar de que se usa la aproximación, el seguimiento de portadora ideal para una desmodulación coherente producirá un signo igual después de la sincronización. No obstante, esto no se requiere para alcanzar el excelente beneficio a partir del procesamiento de UFT. Otras secciones en el presente documento proporcionan unas realizaciones que desarrollan expresiones para C_I y C_Q a partir del análisis en serie de Fourier para ilustrar las componentes de las formas de onda de control por puerta a la frecuencia de portadora que están relacionadas de manera armónica con T_s .
- 15

Por los procedimientos que se han descrito en lo que antecede, la transformada de Fourier del reloj se halla a partir de:

$$C_I(f) = \mathfrak{F} \left\{ \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(t - mT_s) \right\} P_c(f) \quad \text{Ec. (102)}$$

$$C_I(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{T_A}{T_s} \frac{\text{sen}(n\pi f_s T_A)}{n\pi f_s T_A} \cdot \delta(f - nf_s) \quad \text{Ec. (103)}$$

- 20 Por supuesto, C_Q posee la misma respuesta en cuanto a su magnitud pero está retardada o desviada en fase y, por lo tanto, puede escribirse como:

$$C_Q(f) = C_I(f) e^{-jn\pi T_A} \quad \text{EC. (104)}$$

Cuando T_A se corresponde con una anchura de semi-seno entonces el desplazamiento de fase anterior en relación con una oblicuidad de fase de $\frac{\pi}{2}$ radianes para C_Q en relación con C_I .

- 25 En una realización ejemplar, considérese entonces solo el procesador de UFT complejo operando sobre una portadora desplazada para una única repetición,

$$S_0(t) = \int_0^{T_A} r(t)C_I(t)dt + \int_{T_A/2}^{3T_A/2} r(t)C_Q(t)dt \quad \text{Ec. (105.1)}$$

$$S_0(t) = \int_0^{T_A} (A \text{sen}(\omega t + \phi) + n(t))C_I(t)dt + \int_{T_A/2}^{3T_A/2} (A \text{sen}(\omega t + \phi) + n(t))C_Q(t)dt \quad \text{Ec. (105.2)}$$

- 30 Este análisis supone que $r(t)$, la portadora de entrada más ruido, está limitada en banda por un filtro. Por lo tanto, en el presente caso el peine de función delta evidente en la transformada de C_I y C_Q se ignora con la excepción de las componentes en la portadora. Las realizaciones en otras secciones descomponen C_I y C_Q en una serie de Fourier. En esta serie, solo el armónico de interés se retendría cuando la forma de onda de entrada $r(t)$ está limitada por paso de banda debido a que todas las otras correlaciones cruzadas tienden a cero. Por lo tanto,

$$S_0(t) \approx K \int_0^{T_A} (A \sin(\omega t + \phi) + n(t)) \sin(\omega t) dt + K \int_{T_A/2}^{3T_A/2} (A \sin(\omega t + \phi) + n(t)) \cos(\omega t) dt \quad \text{Ec. (105.3)}$$

$$S_0(t) \approx K \int_0^{T_A} (A \sin(\omega t) \cos \phi + \cos(\omega t) \sin \phi + n(t)) \sin(\omega t) dt + K \int_{T_A/2}^{3T_A/2} (A \sin(\omega t) \cos \phi + \cos(\omega t) \sin \phi + n(t)) \cos(\omega t) dt \quad \text{Ec. (105.4)}$$

5 Las formas de onda de reloj se han sustituido por las componentes de seno y de coseno únicas a partir de la transformada de Fourier y la serie de Fourier, que producen el resultado deseado debido al hecho de que un filtro de extremo frontal filtra todas las otras componentes espectrales. Esto produce una miríada de correlaciones cruzadas para el procesador de UFT complejo. K se incluye como un factor de ajuste a escala evidente en la transformada.

$$S_0(t) = KA \cos \phi \overbrace{\int_0^{T_A} (\sin(\omega t))^2 dt}^{\text{correlador óptimo}} + K \int_0^{T_A} n(t) \sin \omega t dt + KA \sin \phi \overbrace{\int_{T_A/2}^{3T_A/2} (\cos(\omega t))^2 dt}^{\text{correlador óptimo}} + K \int_{T_A/2}^{3T_A/2} n(t) \cos \omega t dt \quad \text{Ec. (106.1)}$$

$$\therefore S_0(t) = \left(\frac{KA\pi}{2} \cos \phi + \bar{n}_I \right) \text{componente I} \quad \text{Ec. (106.2)}$$

$$+ \left(\frac{KA\pi}{2} \sin \phi + \bar{n}_Q \right) \text{componente Q} \quad \text{Ec. (106.2.1)}$$

en las que

$$K = \left(\frac{T_A}{T_s} \frac{\sin\left(n\pi \frac{T_A}{T_s}\right)}{\left(n\pi \frac{T_A}{T_s}\right)} \right) \quad \text{Ec. (106.3)}$$

10 A y ϕ son las componentes originales de la envolvente de modulación compleja (amplitud y fase) para la portadora y se supone que varían de manera imperceptible a lo largo de la duración para T_A . Lo que es muy interesante de observar es que las ecuaciones anteriores son exactamente la forma óptima para el correlador complejo cuya forma de impulso es una onda de semi-seno con unas componentes ponderadas por coseno para I, y por seno para Q.
 15 Además, cuando un filtro de paso de banda de entrada se considera como una parte del sistema entonces los núcleos aproximados que se usan a través de la totalidad de diversos análisis en base a la función de control por puerta quedan sustituidos por la analogía de filtro adaptado ideal. Por lo tanto, la aproximación en CMOS usando funciones de control por puerta rectangular, que se sabe que dan lugar solo a un impacto de 0,91 dB en el rendimiento si C se selecciona de forma correcta, probablemente puede considerarse pesimista si el extremo frontal de receptor se filtra.
 20

8.5 Realización de procesador de adquisición y retención

Tal como se ilustra en la figura 189, las realizaciones de la presente invención pueden modelarse aproximadamente como un caso particular de un sistema de muestreo. En el modelo a modo de ejemplo en la figura 189, se muestra tanto una fase de adquisición como una fase de retención para cada ciclo de T_s , en el que:

- 5 $r(t) \triangleq$ Portadora modulada de RF de forma de onda de entrada más ruido
- $C_A(t) \triangleq$ Tren de impulsos de forma de onda de apertura de la presente invención
- $\delta_H(t) \triangleq$ Tren de impulsos de fase de retención
- $h_A(t) \triangleq$ Respuesta de impulsos de integrador de la presente invención
- $h_H(t) \triangleq$ Porción de ZODH de la respuesta de impulsos de la presente invención

10 La realización en la figura 189 consiste en un dispositivo de control por puerta seguido por un integrador de tiempo finito, a continuación un muestreador ideal, y finalmente un filtro de retención, que acumula y almacena la energía a partir de la fase de adquisición. Este se denomina procesador de adquisición y retención. La fase de adquisición de la operación se describe mediante:

$$X(t) = C_T(t)r(t) * h_A(t) \quad \text{Ec. (107)}$$

$$X(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} (u(t - kT_s) - u(t - (kT_s + T_A))) A_k(\text{sen}(\omega_c t + \phi_k)) * h_A(t) \quad \text{Ec. (108)}$$

15 La salida definitiva incluye la fase de retención de la operación y se escribe como:

$$S_0(t) = (X(t) \delta_H(t)) * h_H(t) \quad \text{Ec. (109)}$$

$$S_0(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} (X(t) \delta_H(t - k(T_s))) * u(t - (kT_s + T_A)) - u(t - (k + 1)T_s) \quad \text{Ec. (110)}$$

$$T = T_s - T_A \quad \text{Ec. (111)}$$

20 La presente realización considera la operación de apertura como implementada con un integrador ideal y la operación de retención como implementada con el integrador ideal. Tal como se muestra en otra parte en el presente documento, esto puede aproximarse mediante el almacenamiento de energía en un condensador en determinadas circunstancias.

La porción de adquisición de la operación posee una transformada de Fourier dada por:

$$25 \quad X_0(\omega) = \mathfrak{F}\{X_0(t)\} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi T_s} \overbrace{\delta(\omega - k\omega_s)}^{\text{Elemento de desplazamiento armónico}} \overbrace{\left(\frac{T_A}{2} e^{j\omega T_A / 2} \frac{\text{sen}(\omega T_A / 2)}{\omega T_A / 2} \right)}^{\text{Integrador de tiempo finito}} \underbrace{S_i(\omega)}_{\text{Espectro de información original cortado por } C(j)}$$

$S_i(\omega) = \mathfrak{F}\{r(t)\}$ (Espectro de información modulada)

$S_0(\omega)$ puede hallarse de una forma similar.

$$\mathfrak{F}\{S_0(t)\} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi T_s} \overbrace{\delta(\omega - k\omega_s)}^{\text{Elemento de desplazamiento armónico}} \overbrace{\left(\frac{T}{2} e^{j\omega T / 2} \frac{\text{sen}(\omega T / 2)}{\omega T / 2} \right)}^{\text{Respuesta de ZODH}} X(\omega) \quad T = T_s - T_A$$

30 El ejemplo de la figura 190 ilustra las diversas componentes de la transformada anterior superpuestas sobre la misma gráfica, para un caso de conversión descendente, en el que T_A se elige como una realización de apertura única y el 3^{er} sub-armónico se usa para la conversión descendente. El análisis no considera el efecto del ruido, a pesar de que este es sencillo de lograr, en particular en el caso de AWGN. El espectro de paso bajo posee valores

nulos en $n f_{SA}$, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, en la que $f_s = (T_s - T_A)^{-1}$. Esta respuesta espectral de ZODH también se encuentra presente en cada armónico de f_s , a pesar de que esto no se indica por el gráfico.

La porción de adquisición de la transformada de Fourier produce la siguiente percepción importante:

$$X_o(\omega) = \frac{KT_A}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_s) \left(e^{j\omega T_s/2} \frac{\text{sen}\left(\omega \frac{T_A}{2}\right)}{\omega \frac{T_A}{2}} \right) \cdot S_i(\omega)_c$$

Ec. (112)

$$S_i(\omega)_c = A_k T_A e^{j\omega T_s/2} \frac{\text{sen}\left(\omega \left(\frac{T_A}{2}\right)\right)}{\omega \left(\frac{T_A}{2}\right)} (\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c))$$

Ec. (113)

5 Tal como debería ser evidente para los expertos en las materias relevantes dado el análisis en el presente documento, la conversión descendente tiene lugar siempre que $k\omega_s = \omega_c$. Es útil hallar T_A , que maximiza la componente del espectro en ω_c , que se somete a la conversión descendente y es la señal deseada. Esto se logra simplemente mediante el examen del núcleo.

$$\tilde{X} \Delta \left| \frac{T_A}{T_s} \frac{\text{sen}\left(\omega \left(\frac{T_A}{2}\right)\right)}{\omega \left(\frac{T_A}{2}\right)} \right|$$

Ec. (114)

10 Para $\omega = \omega_c$,

$$\tilde{X} = \left| \frac{T_A}{n \cdot T_c} \frac{\text{sen}\left(\pi \frac{T_A}{T_c}\right)}{\left(\pi \frac{T_A}{T_c}\right)} \right|, \quad nT_c = T_s \quad \text{para Conversión armónica}$$

$$\therefore \tilde{X} = \frac{1}{n\pi} \text{sen}\left(\pi \frac{T_A}{T_c}\right)$$

Ec. (115)

El núcleo se maximiza para los valores de $\frac{T_A}{T_c} = 1/2, 3/2, 5/2, \dots$

15 Los defensores de los muestreadores de impulsos podrían apresurarse a señalar que hacer $T_A \rightarrow 0$ maximiza la función de seno cardinal. Esto es cierto, pero la función de seno cardinal se multiplica por T_A en la fase de adquisición. Por lo tanto, una función delta que no tenga una amplitud infinita no adquirirá energía alguna durante la fase de adquisición del procedimiento de muestreador. Esta ha de poseer una amplitud infinita para cancelar el efecto de $T_A \rightarrow 0$ de tal modo que el multiplicador de la función de seno cardinal posee una ponderación unidad. Claramente, esto no es posible para los circuitos prácticos.

Por otro lado, en las realizaciones de la presente invención con $\frac{T_A}{T_c} = 1/2, 3/2, 5/2, \dots$ etc., pasa de hecho una energía calculable significativa durante la fase de adquisición. Esta energía se usa directamente para accionar el elemento de almacenamiento de energía de filtro de ZODH u otro filtro de interpolación, dando como resultado unos circuitos de impedancia de RF prácticos. Los casos para $\frac{T_A}{T_c}$ que no sean $1/2$ pueden representarse

5 mediante múltiples correladores, por ejemplo, operando en función de múltiples ondas de semi-seno.

Además, se ha mostrado que la apertura de control por puerta específica, $C(t)$, no destruye la información. Muy al contrario, el diseño de apertura para las realizaciones de la presente invención produce el resultado del muestreador de impulsos, ajustado a escala por una constante de ganancia, y que posee menos varianza. Por lo tanto, los criterios de desplazamiento delta, la optimización trigonométrica anterior, y los principios de correlador apuntan,

10 todos ellos, a una apertura de $\frac{T_A}{T_c} = \frac{1}{2}$ nominal.

Si se añaden otras respuestas de impulso alrededor de la presente invención (es decir, redes de almacenamiento de energía, redes de adaptación, etc.) o si la presente invención se implementa mediante circuitos simples (tal como el procesador de RC) entonces en las realizaciones la apertura óptima puede ajustarse ligeramente para reflejar la aparición de picos de estas otras realizaciones. También es de interés observar que el análisis de Fourier en lo que

15 antecede predice unos desplazamientos de CC más grandes para unas relaciones crecientes de $\frac{T_A}{T_c}$. Por lo tanto,

para diversas realizaciones, $\frac{T_A}{T_c} = \frac{1}{2}$ es probablemente el mejor parámetro de diseño para un sistema de desplazamiento de CC bajo.

9. Comparación de la transformada de UFT con las transformadas en seno y en coseno de Fourier

Las transformadas en seno y en coseno se definen tal como sigue:

20
$$F_c(\omega) \triangleq \int_0^{\infty} f(t) \sin \omega t dt \quad \omega \geq 0 \quad \text{(transformada de seno)} \quad \text{Ec. (116)}$$

$$F_s(\omega) \triangleq \int_0^{\infty} f(t) \cos \omega t dt \quad \omega \geq 0 \quad \text{(transformada de coseno)} \quad \text{Ec. (117)}$$

Obsérvese que cuando $f(t)$ se define por la Ec. (118):

$$f(t) = u(t) - u(u - T_A) \quad \text{Ec. (118)}$$

25 el núcleo de la transformada de UFT aparece como una transformada en seno o en coseno dependiendo de ϕ . Por lo tanto, muchas de las propiedades de transformada en seno y en coseno de Fourier pueden usarse junto con las realizaciones de la presente invención para resolver problemas de procesamiento de señales.

Las siguientes propiedades de transformada en seno y en coseno predicen los siguientes resultados de las realizaciones de la invención:

| | |
|---|---|
| Propiedad de transformada en seno y en coseno | Predicción de las realizaciones de la invención |
| Propiedad de desplazamiento en frecuencia | Modulación y Desmodulación a la vez que se preserva Información |
| Propiedad de desplazamiento en tiempo | Valores de apertura equivalentes a desplazamiento de tiempo de delta de tiempo constante. |
| Propiedad de escala de frecuencias | División y multiplicación de frecuencia |

30 Por supuesto, también son aplicables muchas otras propiedades. El sutil punto que se presenta en el presente caso es que, para las realizaciones, la transformada de UFT en efecto implementa de hecho la transformada y, por lo tanto, posee de manera inherente estas propiedades.

Considérese el siguiente ejemplo específico: hágase $f(t) = u(t) - u(t - T_A)$ y hágase $\omega = 2\pi f = \pi f_A = 1$.

$$\mathfrak{S}_c[f(t)] = \int_0^{T_A} \cos(\omega t) dt = \frac{1}{\omega} \operatorname{sen} \omega T_A = 0 \quad \text{Ec. (119)}$$

$$\mathfrak{S}_s[f(t)] = \frac{1}{\omega} - \frac{1}{\omega} \cos \omega T_A = 2 \quad \text{Ec. (120)}$$

Este es precisamente el resultado para D_{1c} y D_{1s} . El desplazamiento en el tiempo produce:

5
$$\mathfrak{S}_s[f_0(t+T_s) + f_0(t-T_s)] = 2F_s(\omega) \cos(T_s \omega) \quad (\text{Propiedad de desplazamiento en el tiempo})$$

Denótese el desplazamiento en el tiempo mediante T_s .

$$f(t) = u(t) - u(t - T_A) \quad \text{Ec. (121)}$$

$$f_0(t) \triangleq \frac{1}{2}(u(t+T_s) - u(t)) + \frac{1}{2}(u(t) - u(t-T_s)) \quad \text{Ec. (122)}$$

10 Obsérvese que $f_0(t)$ se ha formado debido a la naturaleza unilateral de las transformadas en seno y en coseno. Sin embargo, la amplitud se ajusta por $\frac{1}{2}$ para dar cabida al hecho de que la energía ha de normalizarse para reflejar la ampliación de función impar. Entonces, finalmente:

$$\mathfrak{S}_s[f_0(t+T_s) + f_0(t-T_s)] = \frac{2}{2} F_s(\omega) \cos(T_s \omega) = 2 \cos\left(\frac{\pi T_s}{T_A}\right) \quad \text{Ec. (123)}$$

que es la misma solución para el desplazamiento de fase que se ha obtenido anteriormente por otros medios.

15 Las implicaciones de esta transformada pueden ser de largo alcance cuando se considera que las transformadas en seno y en coseno de Fourier discretas se basan originalmente en las transformadas continuas tal como sigue:

Es decir, el núcleo original $\cos(\omega t)$ y la función $f(t)$ se muestrean de tal modo que:

$$\mathfrak{S}_c\{f(t)\} = \int_0^{\infty} f(t) \cos \omega t dt \quad \text{Ec. (124)}$$

$$\mathfrak{S}_{cc}\{f(t)\} \triangleq \mathfrak{S}\{f(n)\} = \sqrt{\frac{2}{N}} \sum_{m=0}^N \alpha_m \alpha_n \cos\left(\frac{mn\pi}{N}\right) f(n) \quad \text{Ec. (125)}$$

20 $f(n) \triangleq$ Versión muestreada de $f(t)$

$$\omega = 2 \pi_m \Delta f$$

$$t_n = n \Delta t$$

25 $\Delta f \triangleq$ Intervalo de muestreo de frecuencia

$\Delta t \triangleq$ Intervalo de muestreo de tiempo

Por lo tanto, el nuevo núcleo de transformada en coseno discreta es:

$$k_c(m, n) = \cos(2\pi mn \Delta f \Delta t) = \cos(\pi mn / n) \Delta f \Delta t = \frac{1}{2N} \quad \text{Ec. (126)}$$

N es el número total de muestras acumuladas para m, n , o la longitud de registro total.

En los últimos años, la transformada en coseno discreta (DCT) y la transformada en seno discreta (DST) han obtenido un gran reconocimiento debido a su eficiencia para la compresión de codificación de formas de onda, el análisis de espectro, etc. De hecho, puede mostrarse que estas transformadas pueden aproximarse a la eficiencia de las transformadas de Karhunen-Loeve (KLT), con una mínima complejidad de cálculo. La implicación es que los valores desplazados con respecto a D_1 podrían usarse como valores de muestra de DCT $f(n)$. Entonces, las propiedades de DCT y de DST serán de aplicación junto con sus arquitecturas de procesamiento. De esta forma, las señales de comunicaciones, como OFDM, podrían desmodularse de una forma eficiente en cuanto al cálculo. Son posibles muchas otras aplicaciones de procesamiento de señales usando la presente invención, y las posibilidades son ricas y variadas.

10 **10. Consideraciones de conversión, de transformada de Fourier y de reloj de muestreo**

Las sub-secciones anteriores describían cómo las realizaciones de la presente invención comportan unas funciones de control por puerta de duración controlada a lo largo de la cual puede tener lugar la integración. La presente sección aborda a continuación una cierta consideración para la forma de onda de control de las funciones de control por puerta.

15 Para el muestreo sub-armónico:

$$f_s = f_c / M$$

- $f_s \triangle$ Tasa de muestreo
- $f_c \triangle$ Frecuencia de portadora
- $M \triangle$ Como un número entero de tal modo que $0 < M < \infty$

20 El caso $M = 1$ representa un clásico escenario de conversión descendente debido a que $f_s = f_c$. En general, no obstante, M variará de 3 a 10 para las aplicaciones más prácticas. Por lo tanto, la operación de filtrado adaptado de las realizaciones de la presente invención se aplica de forma sucesiva a una tasa, f_s , usando el enfoque de las realizaciones de la presente invención. Cada operación de filtro adaptado / correlador representa una nueva muestra de la forma de onda de paso de banda.

25 Las ecuaciones subsiguientes ilustran el concepto del muestreo, con un análisis en base a unas aproximaciones que ignoran algunos fenómenos de los circuitos. Un análisis más riguroso requiere una transformación explícita de la respuesta de impulsos de circuito. Este problema también puede resolverse mediante convolución en el dominio del tiempo, tal como será evidente para los expertos en las materias relevantes dado el análisis en el presente documento. Los resultados serán los mismos. El análisis que se presenta en el presente documento es una versión abreviada de uno que se ha provisto en lo que antecede. Como en la sub-sección 8, la porción de adquisición de la respuesta de la presente invención se analiza por separado de la porción de retención de la respuesta para proporcionar una cierta percepción de cada una. La siguiente sub-sección usa una notación abreviada por conveniencia.

$$X_0(t) = S_i(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \tilde{C}(t - kT_s) \quad (\text{salida aproximada de adquisición})$$

Ec. (127)

- 35 $X_0(t) \triangle$ Salida de muestra
- $S_i(t) \triangle$ Forma de onda que se está muestreando

- $k \triangle$ Índice de muestreo
- $T_s \triangle$ Intervalo de muestreo = f_s^{-1}

40 $\tilde{C}(t - kT_s) \triangle$ Apertura de muestreo de filtro cuasi-adaptado / correlador, que incluye el cálculo de promedio a lo largo de la apertura.

La Ec. (127) puede reescribirse como:

$$X_0(t) \equiv \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_i(kT_s) * \tilde{C}(t - kT_s) \quad \text{Ec. (128)}$$

45 Si $C(t)$ posee una apertura muy pequeña con respecto a la anchura de banda de información inversa, $T_A \ll BW_i^{-1}$, entonces la apertura de muestreo ponderará los armónicos en el dominio de la frecuencia de f_s . La transformada de Fourier y la propiedad de modulación pueden aplicarse a la Ec. (128) para obtener la Ec. (129) (obsérvese que este problema se resolvió en lo que antecede mediante convolución en el dominio del tiempo).

$$X_0(\omega) = \left(S_i(\omega)_c \tilde{C}(\omega) \right) \quad \text{Ec. (129)}$$

$$\therefore X_0(\omega) \cong \frac{K}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta_i(\omega - k\omega_s) \left[\frac{T_A \cdot e^{j\omega T_A / 2} \text{sen}(\omega T_A / 2)}{2 \omega T_A / 2} \right] \cdot S_i(\omega)_c \quad \text{Ec. (130)}$$

$K\Delta$ Constante de ganancia Arbitraria, que incluye un factor $\frac{1}{2\pi} \omega\Delta 2\pi f$.

5 En esencia, a la escala de frecuencias macroscópica, se genera un peine de muestra de armónicos, que posee componentes en cada Nf_s para $N = 1, 2, 3 \dots \infty$, con valores nulos en cada $Z \cdot f_a$, en la que f_a se define como T_A^{-1} . La figura 191 ilustra este resultado.

10 El espesor de cada punta en la figura 191 ilustra la banda circundante que se produce a partir de $S_i(\omega)$. $S_i(\omega)$ es una transformada compleja que incluye la magnitud y la fase, a la que puede asignarse una representación vectorial en el dominio del tiempo (es decir, las componentes de I y Q). La acción natural de las realizaciones de la presente invención, en la porción de retención de la respuesta, actúa como un filtro de paso bajo en el caso de conversión descendente, reduciendo de ese modo los niveles de la totalidad de las bandas laterales de armónico. De forma similar, el convertidor ascendente utiliza un filtro adaptado de paso de banda para extraer la portadora deseada y rechazar las imágenes no deseadas.

15 Obsérvese que cada armónico que incluye la banda de base posee una réplica de $S_i(\omega)$ que es de hecho la señal deseada original. $\{S_i(\omega)$ es el espectro de información original y se muestra que sobrevive a la respuesta de adquisición de la presente invención (es decir, una integración independiente a lo largo de cada apertura)}. Lathi y muchos otros señalaron que $\tilde{C}(\omega)$ podría ser virtualmente cualquier función armónica y que la conversión a la banda de base o paso de banda resultará de tales operaciones sobre $S_i(t)$.

20 Cada espectro de armónicos discreto proporciona una fuente potencial de conversión descendente a la banda de base (en CC). Por supuesto, en teoría, no puede haber una conversión de $Z \cdot f_a$ debido a los valores nulos espectrales. La figura 191 ilustra las importantes relaciones entre f_s , f_a , y la eficiencia de conversión armónica relativa en relación con la ponderación de peine de armónicos de función de senc^2 , que resulta de una apertura de muestreo rectangular simple.

25 También debería observarse que en todos los casos prácticos, $f_s \gg 2 \cdot BW_i$, de tal modo que los criterios de Nyquist quedan de sobra satisfechos. La respuesta de paso bajo de las realizaciones de la presente invención puede modelarse idealmente como un filtro de retención de datos de orden cero, con una duración de respuesta de impulsos de integrador de tiempo finito de $T = T_s - T_A$. La transformada de Fourier de salida definitiva se da por la Ec. (131).

$$S_0(\omega) \cong \underbrace{\sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{K}{T_s} \delta(\omega - k\omega_s)}_{\text{Elemento de desplazamiento armónico}} \underbrace{\left(\frac{T}{2} e^{j\omega T / 2} \frac{\text{sen} \omega T / 2}{\omega T / 2} \right)}_{\text{Respuesta de ZODH}} \cdot \underbrace{X(\omega)}_{\text{Respuesta de adquisición}} \quad \text{Ec. (131)}$$

30 El ZODH es un tipo de filtro de paso bajo o interpolador de muestras que proporciona una memoria entre adquisiciones. Cada adquisición se logra mediante una correlación a lo largo de T_A , y el resultado se vuelve una condición inicial acumulada para la siguiente adquisición.

10.1 Multiplicación de ruido de fase

35 Por lo general, las realizaciones de procesador de la presente invención muestrean a una tasa sub-armónica. Por lo tanto, se aplica conversión descendente a la frecuencia de portadora y la señal de paso de banda asociada por un armónico de $M \cdot f_s$. La operación de generación de armónicos puede representarse con un fasor complejo.

$$S_{amp}(t) \Delta \left(e^{-j\omega_s t + \phi(t)} \right)^m \quad \text{Ec. (132)}$$

$S_{amp}(t)$ puede reescribirse como:

$$S_{amp}(t) = e^{-jM\omega t} \cdot e^{M\phi(t)} \quad \text{Ec. (133)}$$

$\phi(t)$ Ruido de fase en el reloj de conversión

Como indica la Ec. (133), no solo se multiplica por M el contenido en frecuencia del fasor sino que también se multiplica por M el ruido de fase. Esto da como resultado una convolución M-tupla del espectro de ruido de fase alrededor del armónico. El aumento de potencia del ruido de fase total se aproxima mediante la Ec. (134).

$$\phi = \Delta 20 \log_{10} M \text{ (Ruido de fase)} \quad \text{Ec. (134)}$$

Es decir, cualquiera que sea la componente de fluctuación de fase, $\phi(t)$, que exista en el reloj de muestreo original en Mf_s , esta posee un suelo de ruido de fase degradado de acuerdo con la Ec. (134).

10.2 Conversión AM-PM y ruido de fase

La presente sección describe qué es la constante de conversión y el ruido de salida para una conversión de AM a PM de acuerdo con las realizaciones de la presente invención, considerando la frecuencia de ruido de la operación de umbral. Tal como se ilustra en la figura 192, supóngase que la salida de una fuente de señal de seno ha de filtrarse y compararse, con el fin de obtener una señal de reloj adecuada. Para los casos en los que puede considerarse que la potencia de ruido de entrada equivalente del dispositivo de umbral es mucho menor que la onda seno de fuente de potencia de entrada, puede suponerse que tiene lugar un único paso por cero por ciclo de la onda seno. Para tales casos de ruido bajo, la operación de umbral puede verse como un dispositivo de conversión de AM a PM.

La pendiente en los pasos por cero de una onda seno pura, $s(t) = A \sin \omega t$, puede calcularse. Diferenciando $s(t)$ con respecto a t produce $s'(t) = \omega A \cos \omega t$. Para $\omega A \neq 0$, los pasos por cero tienen lugar en $\omega t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \frac{5\pi}{2}, \dots$

$$\therefore t = \frac{1}{4f}, \frac{3}{4f}, \frac{5}{4f} \dots \text{ {para } s(t) \text{ } } \quad \text{Ec. (135)}$$

Estos pasos por cero representan los puntos de mínima pendiente o crestas de la $s(t)$ original. La máxima pendiente se halla en los pasos por cero de $s(t)$ en $\omega t = 0, \pi, 2\pi, \dots$ etc. Introducir esos argumentos en $s'(t)$ da unas pendientes de: Pendiente = $\omega A, -\omega A, \omega A, -\omega A \dots$ etc. El tiempo en el que tienen lugar estos pasos por cero se da por: $\omega t = \pi, 2\pi, 3\pi \dots$

$$t = \frac{1}{2f}, \frac{1}{f}, \frac{3}{2f}, \dots \text{ {para } s(t) \text{ } }.$$

Es razonable que, para la suposición de potencia de ruido bajo, la cual implica un paso por cero por ciclo de portadora, la pendiente en el paso por cero se modificará de forma aleatoria si se suma un procedimiento gaussiano $(n(t))$ a la señal. Por supuesto, si el cambio en la pendiente de la señal es detectable, el tiempo delta del paso por cero es detectable y, por lo tanto, se produce ruido de fase. La adición de ruido a la señal tiene el efecto de mover la señal arriba y abajo sobre el eje de amplitud a la vez que se mantiene una media de cero. Esto puede escribirse de manera más formal como:

$$\left| \frac{\partial s(t)}{\partial t} \right| = \omega A = \text{para } \omega t = n\pi/2 \quad \text{Ec. (136)}$$

Si A se sustituye por $A - \Delta a$, en la que Δa representa la desviación de ruido, entonces no se observará siempre un paso por cero en el punto de máxima pendiente ωA . A veces, el paso por cero tendrá lugar en $\omega (A - \Delta a)$. Esto conduce a la aproximación de ruido bajo:

$$\omega (A - \Delta a) = \omega A \cos [\omega(t \pm \epsilon)] \quad \text{Ec. (137)}$$

$$\arccos \left(\frac{A - \Delta a}{A} \right) = t \pm \epsilon \quad \text{Ec. (138)}$$

La suposición de ruido bajo implica que la potencia de ruido bajo prohíbe que la función arcos transforme la función de distribución de probabilidad gaussiana del ruido. Es decir, $\pm \Delta a$ tiene lugar a lo largo de unos intervalos de minutos para el argumento del arcos y, por lo tanto, la relación es en esencia lineal. En segundo lugar, debido a que A es una desviación de pico en la onda seno, Δa se considerará como una desviación de pico del proceso de ruido aditivo. Tradicionalmente, se acepta esta como que es de 4σ , en la que σ es la desviación estándar del procedimiento y σ^2 es la varianza. Por lo tanto, se escribe que $K \arcsin(4\sigma / A) = t \pm \varepsilon$, en la que ε representa una desviación de tiempo de pico en la excursión de paso por cero, $K = 1/\omega$, y t es el tiempo de paso por cero medio dado previamente como: $t = 1/sf, 1/f, 3/2f, \dots$. Si solo se retiene la contribución de la desviación a la ecuación anterior, la ecuación se reduce a:

$$K \cos^{-1}\left(\frac{4\sigma}{A}\right) = \varepsilon = \Delta t \quad \text{Ec. (139)}$$

Debido a que, para $4\sigma / A \ll 0,01$, la función anterior es cuasi-lineal, se puede escribir la aproximación final como:

$$K \frac{4\sigma}{A} = \Delta t = \frac{4\sigma}{\omega A} \text{ segundos (pico)} \quad \text{Ec. (140)}$$

Una conversión apropiada en grados se vuelve,

$$360^\circ f_c = \frac{4\sigma_x}{\omega_c A} \quad \text{Ec. (141)}$$

- 15 f_c = frecuencia de portadora
- σ_x = ruido de fase en grados rms
- σ = desviación estándar del ruido de comparador de entrada equivalente

$$\therefore \sigma_x = \frac{(360)\sigma}{2\pi A} \text{ grados rms} \quad \text{Ec. (142)}$$

- 20 $\frac{\sigma_x}{57,3} = \text{radianes rms} = \sigma_\phi$
- $\sigma_\phi^2 = \text{varianza o potencia en dBc}$

En el presente caso un operador de umbral típico puede tener un factor de ruido en decibelios, NF, de aproximadamente 15 dB. Por lo tanto, se puede calcular σ_x (supóngase $\sigma_\phi^2 = 2,4 \times 10^{-8} \text{ rad}^2$ de ruido de fase de fuente):

$$-174 \text{ dBm / Hz} + 15 + 10 \log_{10} 100 \times 10^6 = -79 \text{ dBm} \quad \text{Ec. (143)}$$

- 25 en la que se supone una anchura de banda de entrada de 100 MHz.

$$\text{anti log} - 7,9 = 1,2 \times 10^{-8} \text{ milivatios} = 1,26 \times 10^{-11} \text{ vatios} \quad \text{EC. (144)}$$

$$\therefore \sigma = \sqrt{1,26 \times 10^{-11}} \cong 3,55 \times 10^{-6} \quad \text{Ec. (145)}$$

$$\sigma_x = \frac{(360)3,55 \times 10^{-6}}{2\pi(0,6)} \simeq 3,39 \times 10^{-4} \text{ grados rms}$$

$$\sigma_{\phi_i} \cong 5,92 \times 10^{-6} \text{ rad rms}$$

$$\sigma_{\phi_i}^2 = \sigma_{\theta}^2 + \sigma_{\phi_i}^2 \simeq 2,4 \times 10^{-8} + 3,5 \times 10^{-11} \cong 2,4 \times 10^{-8} \text{ rad}^2$$

σ_{θ}^2 = ruido de fase de fuente antes del dispositivo de umbral

5 Por lo tanto, el dispositivo de umbral tiene de poca a ninguna incidencia sobre la modulación de ruido de fase total sobre esta fuente particular debido a que predomina el ruido de fase de fuente original. Un resultado más general puede obtenerse para unas formas de onda conformadas de manera arbitraria (que no sean ondas de seno simples) mediante el uso de un desarrollo en serie de Fourier y la ponderación de cada componente de la serie de acuerdo con la aproximación que se ha descrito previamente. Para unas formas de onda simples como un impulso de triángulo, la pendiente es simplemente la amplitud dividida por el periodo de tiempo de tal modo que en la aproximación:

$$10 \quad \Delta t = \frac{k4\sigma T_r}{A_r} \quad \text{Ec. (146)}$$

k ; una constante de ajuste a escala arbitraria
 T_r ; periodo de tiempo para el flanco en rampa del triángulo

15 Por lo tanto, la relación de $\left(\frac{\sigma T_r}{A_r}\right)$ es importante y debería minimizarse. Como un ejemplo, supóngase que el tiempo de subida de impulso del triángulo es de 500 ns. Además, supóngase que la amplitud, AT, es de 35 milivoltios. Entonces, con una NF de 15 dB, el Δt se vuelve:

$$\Delta t = \frac{k \cdot 4 \cdot (3,55 \times 10^{-6}) \sqrt{500 \text{ ns}}}{0,035} \simeq 203 \text{ ps}$$

$\sigma \simeq 203 / 4 \cong 50,7 \text{ ps (1 } \Omega)$

Todo esto está normalizado para un sistema de 1 Ω . Si se supusiera un sistema de 50 Ω entonces: $\sigma \simeq 358,5 \text{ ps (50 } \Omega)$

20 Además, es sencillo extender estos resultados al caso de un desplazamiento de CC que se añade a la entrada del dispositivo de umbral junto con la onda seno. En esencia la pendiente de paso por cero se modifica debido al desplazamiento de fase virtual de la función seno de entrada en el umbral. El desplazamiento de CC aumentará la componente de ruido de fase en el reloj de la presente invención, y este podría dar lugar a un deterioro significativo para determinados balances de enlace y tipos de modulación.

25 **11. Acumulación de impulsos y constante de tiempo de sistema**

11.1 Acumulación de impulsos

Los ejemplos y deducciones que se han presentado en sub-secciones anteriores ilustran que, en las realizaciones, las adquisiciones de apertura única recuperan unas energías proporcionales a:

$$E_t = \int_0^{T_A} S_i^2(t) dt = \frac{A_n^2 T_A}{2} \text{ (apertura óptima)} \quad \text{Ec. (147)}$$

30 A_n como la ponderación de envolvente de portadora de la n -ésima muestra.

Además, la sub-sección 8 en lo que antecede, describe una transformada de UFT completa a lo largo de muchos impulsos aplicables a las realizaciones de la invención. Por lo tanto, la siguiente descripción es una descripción abreviada que se usa para ilustrar una consideración de constante en el tiempo a largo plazo para el sistema.

5 Tal como se describe en otra parte en el presente documento, la tasa de muestreo es mucho más grande que la anchura de banda de información de interés para la mayor parte de, si no todas, las aplicaciones prácticas.

$$f_s \gg BW_i \quad \text{EC. (148)}$$

Por lo tanto, muchas muestras pueden acumularse tal como se indica en sub-secciones anteriores, con la condición de que sea de aplicación la siguiente regla general:

$$\frac{f_s}{\ell} > BW_i \quad \text{Ec. (149)}$$

10 en la que ℓ representa el número total de muestras acumuladas. La Ec. (149) requiere una cuidadosa consideración de la información deseada en la banda de base, que ha de extraerse. Por ejemplo, si la forma de onda de banda de base consiste en características abruptas tales como ondas cuadradas entonces se requerirían necesariamente varios armónicos para reconstruir la onda cuadrada que podría requerir una BW_i de hasta siete veces la tasa de onda cuadrada. No obstante, en muchas aplicaciones la forma de onda de banda de base se ha filtrado previamente de forma óptima o la anchura de banda se ha limitado a priori (en un transmisor), permitiendo de este modo una
15 acumulación significativa. En tales circunstancias, f_s / ℓ se aproximará a BW_i .

Esta operación se conoce bien en el procesamiento de señales e históricamente se ha usado para imitar un promedio. De hecho, esta es un medio de cálculo de promedio ajustado a escala por una constante de ganancia. La siguiente ecuación está relacionada con la Ec. (127).

$$\sum_{n=1}^{\ell} E_n = \sum_{n=1}^{\ell} \frac{A_n^2 T_A}{2} \cong \frac{\ell A^2 T_A}{2} \quad \text{Ec. (150)}$$

20 Obsérvese que el n-ésimo índice se ha eliminado de la ponderación de muestra. De hecho, los criterios de anchura de banda que se definen en la Ec. (149) permiten la aproximación debido a que la información está contenida por la amplitud de impulso. Una descripción más precisa se da por la transformada de UFT completa, que permite de hecho la variación en A . A no puede variar de manera significativa de impulso a impulso a lo largo de un intervalo de impulsos ℓ de acumulaciones, no obstante. Si A varía de hecho de manera significativa, ℓ no se selecciona de forma apropiada. Ha de permitirse que A varíe de forma natural, no obstante, de acuerdo con la envolvente de información a una tasa proporcional a BW_i . Esto quiere decir que no puede permitirse que ℓ sea demasiado grande debido a que se perdería información debido al filtrado. Esta aproximación abreviada ilustra que hay una constante de tiempo de sistema a largo plazo que debería considerarse además del intervalo de integración de apertura a corto plazo.

30 En las realizaciones, habitualmente la constante de tiempo a largo plazo se controla mediante el valor de condensador de integración, la impedancia de fuente de la presente invención, la impedancia de salida de la presente invención, y la carga. Los modelos detallados que se presentan en otra parte en el presente documento consideran la totalidad de estos efectos. El análisis en la presente sección no incluye un término de fuga que se presentó en sub-secciones anteriores.

35 Las Ecs. (149) y (150) pueden considerarse una especificación para la tasa de deriva. Por ejemplo, supóngase que el requisito de anchura de banda puede especificarse en términos de una tasa de deriva tal como sigue:

$$SR = \times \frac{\text{voltios}}{\mu s} \quad \text{Ec. (151)}$$

El número de muestras por μs se da por:

$$\ell_s = f_s \times 1 \times 10^{-6} \quad (f_s \text{ se obtiene a partir de la tasa de reloj de la presente invención})$$

40 Si cada muestra produce una tensión proporcional a $A^2 T_A / 2$ entonces la tensión total acumulada por microsegundo es:

$$V_{\mu s} \cong \ell_s \frac{A^2 T_A}{2} \quad \text{Ec. (152)}$$

Las sub-secciones anteriores ilustran cómo la salida de la presente invención puede acumular tensión (proporcional a la energía) para adquirir la información modulada sobre una portadora. Para la conversión descendente, la totalidad de este procedimiento es afín al filtrado de paso bajo, que es consistente con las realizaciones de la presente invención que utilizan un condensador como un dispositivo de almacenamiento o unos medios para la integración.

11.2 Acumulación de impulsos por correlación

Las sub-secciones anteriores introdujeron la idea que en las realizaciones la anchura de banda de información es mucho menor que la anchura de banda que está asociada con la respuesta de impulsos de la presente invención para las aplicaciones prácticas. El concepto de acumulación de energía de apertura única se usó en lo que antecede para describir las ideas centrales de la presente invención. Tal como se muestra en la figura 193, la acumulación de múltiples aperturas permite la reconstrucción de formas de onda de banda de base. La figura 193 ilustra los resultados a partir de la simulación de circuitos reales de acuerdo con las realizaciones de la presente invención implementadas con CMOS y componentes pasivos.

La salida en escalera del ejemplo en la figura 193 sigue la envolvente de modulación compleja para la señal de entrada. La sub-sección 5 predice este resultado por medio de la ecuación diferencial lineal variable con el tiempo. La figura 193 ilustra la acumulación en escalera de la energía de semi-seno para tres aperturas en base a un muestreo de 3x. Tal como puede verse en la figura 193, la fuga entre acumulaciones es muy pequeña.

12. Consideraciones de balance energético

Considérese la siguiente ecuación para una apertura de correlador de ventana:

$$E_{ASO} = \int_0^{TA} A \cdot S_i(t) dt \quad \text{Ec. (153)}$$

En la Ec. (153), la función de correlación de apertura rectangular está ponderada por A. Por conveniencia, se supone a continuación que esta se pondera de tal modo que:

$$E_{ASO} = \int_0^{TA} kA \cdot S_i(t) dt = 2A \quad \text{(normalizada)} \quad \text{Ec. (154)}$$

Debido a que las realizaciones de la presente invención por lo general operan a una tasa sub-armónica, no toda la energía se encuentra directamente disponible debido al procedimiento de muestreo sub-armónico. Para el caso de una adquisición de apertura única, la energía transferida frente a la energía disponible se da por:

$$\frac{E_0}{E_i} = \frac{E_{ASO}}{2N} = \frac{A}{N} \quad \text{Ec. (155)}$$

N_{Δ} armónico de la operación

La pérdida de potencia debido al funcionamiento de armónico es:

$$E_{LN} = 10 \log_{10} (2N) \quad \text{Ec. (156)}$$

Hay una pérdida adicional debido a la apertura finita, T_A , que induce (sen x / x) como ponderación sobre el armónico de interés. Esta pérdida de energía es proporcional a:

$$E_{LSENC} = \left(\frac{\text{sen}(\pi N f_s T_A)}{\pi N f_s T_A} \right) \quad \text{(solo conversión ascendente)} \quad \text{Ec. (157)}$$

$N \cdot f_s \Delta$ frecuencia de portadora operativa

$f_s \Delta$ tasa de muestreo (directamente en relación con la tasa de reloj)

La Ec. (157) indica que el espectro de armónicos se atenúa con rapidez a medida que $N \cdot f_s$ se aproxima a T_A^{-1} . Por supuesto, hay algo de atenuación incluso si se evita ese escenario. La Ec. (157) también revela, no obstante, que en las realizaciones para una operación de apertura única, la pérdida de conversión debido a E_{LSENC} siempre se encontrará cerca de 3,92 dB. Esto es debido a que:

$$(2 \cdot N f_s)^{-1} = T_A \quad \text{(condición de } \sim 3,92 \text{ dB)} \quad \text{Ec. (158)}$$

Otra forma de expresar la condición es que T_A siempre es $\frac{1}{2}$ del periodo de portadora.

Considérese una implementación ideal de una realización de la presente invención, sin pérdida de circuito alguna, operando en función del 5º armónico. Sin ninguna otra consideración, la pérdida de energía a través del dispositivo se encuentra en un mínimo:

$$5 \quad E_L = E_{LN} + E_{LSENC} = 10 \text{ dB} + 3,92 \approx 14 \text{ dB (para la conversión ascendente)} \quad \text{Ec. (159)}$$

La conversión descendente no posee la pérdida de 3,92 dB de tal modo que la pérdida de referencia para la conversión descendente es la que se representa mediante la Ec. (156). Los elementos parásitos también afectarán a las pérdidas para los sistemas prácticos. Estos elementos parásitos han de examinarse con detalle para la tecnología de interés particular.

10 A continuación, supóngase que un número de impulsos puede acumularse usando la estrategia de múltiples aperturas y los medios de diversidad de una realización de la presente invención, tal como se ha descrito en lo que antecede. En el presente caso, puede recuperarse parte de la pérdida de energía calculada por la Ec. (159). Por ejemplo, si se usan cuatro aperturas entonces la ganancia de acumulación de energía de impulso es 6 dB. Para el ejemplo anterior, esto da como resultado una ganancia en conjunto de 6 dB - 14 dB, o -8 dB (en lugar de -14 dB).
 15 Esta ganancia de energía es significativa y se traducirá en mejoras de especificación a nivel de sistema en las áreas de la frecuencia de ruido, el punto de intercepción, el consumo de potencia, el tamaño, etc. Debería reconocerse, no obstante, que un sistema de diversidad con división activa o cadenas de amplificadores separadas usaría más potencia y se volvería más costoso. Además, en las realizaciones, pueden usarse redes de almacenamiento de energía acopladas con la circuitería de la presente invención para acumular energía entre aperturas de tal modo que
 20 cada apertura suministra una cierta porción significativa de la energía almacenada a partir de la red. De esta forma, pueden eliminarse algunas ineficiencias del procedimiento de muestreo sub-armónico al intercambiar adaptación de impedancias frente a complejidad, etc., tal como se describe adicionalmente en lo que sigue.

12.1 Redes de almacenamiento de energía

25 Se ha mostrado las realizaciones de la presente invención son un tipo de correlador, que se aplica a la portadora de manera armónica. También se ha mostrado en el presente documento que determinadas arquitecturas de acuerdo con las realizaciones de la invención se benefician de manera significativa de la adición de redes pasivas, particular cuando están acopladas con el extremo frontal de un procesador de acuerdo con la presente invención que se usa como un receptor. Este resultado puede explicarse usando la teoría de sistemas lineales.

30 Para entender esto, es útil considerar lo siguiente. Las realizaciones de la presente invención pueden modelarse como un dispositivo lineal y variable con el tiempo (LTV, *linear, time-variant*). Por lo tanto, son de aplicación los siguientes conceptos:

- Los circuitos de LTV pueden modelarse para que tengan una impedancia promedio; y
- Los circuitos de LTV pueden modelarse para que tengan una ganancia o transferencia de potencia promedio.

35 Estos son unos conceptos potentes debido a que los mismos permiten la aplicación del teorema de transferencia de potencia bilateral máxima a las realizaciones de la presente invención. Como resultado, en las realizaciones, los dispositivos / circuitos de almacenamiento de energía que realizan una estabilización de tipo volante entre aperturas para elevar la potencia entre muestras pueden verse en función de las muchas muestras (promedio a largo plazo) como que proporcionan una transferencia de potencia óptima a través de las propiedades de adaptación. El modelo entre muestras a la escala microscópica de tiempos se ve del mejor modo en función de ecuaciones diferenciales mientras que la vista macroscópica en el tiempo puede utilizar unas técnicas de análisis más simples tal como las ecuaciones de transferencia de potencia máxima para redes, la teoría de correladores, etc. El hecho de que las ecuaciones diferenciales puedan escribirse para todo instante unifica la teoría entre la vista a corto plazo (entre muestras) y la vista a largo plazo (acumulación de muchas muestras). Afortunadamente, los conceptos para la extracción de información a partir de la salida de la presente invención se formulan fácilmente sin análisis por
 45 ecuaciones diferenciales.

La teoría de redes puede usarse para explicar por qué determinadas redes de acuerdo con la presente invención proporcionan una ganancia de potencia óptima. Por ejemplo, la teoría de redes explica las realizaciones de la presente invención cuando se utilizan redes de almacenamiento de energía o redes de adaptación para 'realizar una estabilización de tipo volante' entre aperturas, de ese modo, como promedio, proporcionando una buena adaptación de impedancias. La teoría de redes no explica, no obstante, por qué T_A es óptimo. Por ejemplo, en algunas realizaciones, se puede utilizar de manera deliberada una apertura que es mucho menor que un semiciclo de portadora. Para una apertura de este tipo, sin embargo hay una red de adaptación óptima. Es decir, un procesador de acuerdo con una realización de la presente invención que utiliza una apertura no apropiada puede optimizarse, a pesar de que este no presentará un rendimiento tan bueno como el de un procesador de acuerdo con una
 50 realización de la presente invención que utiliza una apertura óptima acompañada por una red de adaptación óptima.

La idea tras la selección de una apertura óptima es la teoría de filtros con adaptación, que proporciona una directriz general para obtener las mejores propiedades de correlación entre la forma de onda entrante y la apertura

5 seleccionada. Cualquier correlador o filtro con adaptación práctico está limitado por las mismas leyes físicas, no obstante, que engendraron los teoremas de máxima transferencia de potencia para redes. No resulta en absoluto positivo diseñar la apertura de correlador óptima si el dispositivo posee unas faltas de adaptación de impedancias extraordinarias con su fuente y carga. Los teoremas de circuitos predicen de hecho la adaptación de impedancias óptima mientras que la teoría de filtros con adaptación no lo hace. Los dos colaboran estrechamente para permitir una explicación práctica para:

- Por qué T_A es óptimo; y
- Cómo los procesadores de acuerdo con las realizaciones de la presente invención se optimizan para el rendimiento en circuitos prácticos.

10 La siguiente sub-sección analiza la presente invención a una escala macroscópica usando las nociones de impedancia promedio y transferencia de potencia.

12.2 Adaptación de impedancias

15 Cuando una realización de procesador de acuerdo con la presente invención se encuentra ‘inactiva’, hay una impedancia, y cuando una realización de procesador de acuerdo con la presente invención se encuentra ‘activa’, hay otra impedancia debido a la arquitectura de la presente invención y su carga. En la práctica, la apertura afectará a la impedancia ‘en conducción’. Por lo tanto, como promedio, la impedancia de entrada examinando la circuitería de una realización de la presente invención (es decir, sus puertos) se modifica de acuerdo con el reloj de la presente invención y T_A . Las redes de adaptación de impedancias han de tener esto en cuenta.

$$Z_{prom} = \frac{V}{I_{prom}} \quad \text{Ec. (160)}$$

20 La Ec. (160) ilustra que la impedancia promedio, Z_{prom} , está relacionada con la tensión, V, dividida por el flujo de intensidad promedio, I_{av} , a un dispositivo, por ejemplo un procesador de acuerdo con una realización de la presente invención. La Ec. (160) indica que, para un procesador de acuerdo con una realización de la presente invención, cuanto más estrecho el T_A y menos frecuente la adquisición de una muestra, más grande se vuelve Z_{prom} .

25 Para entender esto, considérese el hecho de que un sistema de 10º armónico de acuerdo con una realización de la presente invención opera con la mitad de las muestras de una muestra de 5º armónico de acuerdo con la presente invención. Por lo tanto, de acuerdo con la Ec. (160), una muestra de 5º armónico de acuerdo con una realización de la presente invención por lo general poseería una impedancia de entrada / de salida más alta que la de un sistema de 10º armónico de acuerdo con la presente invención. Por supuesto, los elementos parásitos de circuito y de placa prácticos impondrán límites a cuánto controlan las propiedades de ajuste a escala de impedancia de las señales de reloj de procesador de la presente invención la impedancia de entrada / de salida en conjunto del procesador.

30 Tal como será evidente para los expertos en las materias relevantes dado el análisis en el presente documento, en las realizaciones, deberían incluirse redes de adaptación en los puertos de un procesador de acuerdo con la presente invención para dar cabida a Z_{prom} , tal como se mide mediante un analizador de red típico.

13. Análisis en el dominio del tiempo

35 Todas las señales pueden representarse mediante vectores en el plano de señal complejo. Las sub-secciones anteriores obtuvieron el resultado para la conversión descendente (o la conversión ascendente) de $S_i(t)$ en el dominio de la transformada por medio de $S_i(\omega)$. Una realización de módem de I / Q de la presente invención, no obstante, se desarrolló usando un análisis en el dominio del tiempo. Este análisis en el dominio del tiempo se repite en el presente caso y proporciona una vista complementaria a las sub-secciones anteriores.

40 La figura 19 ilustra una realización de la presente invención de implementación de una arquitectura de convertidor descendente complejo. El funcionamiento de la presente realización se describe dado por:

$$S_0(t_k) \cong \sum_{k=0}^{\infty} (S_i(t_k) + n(t_k)) (C_{Ik} + C_{Qk}) \quad \text{Ec. (161.1)}$$

45 en la que $S_i(t_k)$ se define como la k-ésima muestra a partir de la transformada de UFT de tal modo que $S_i(t_k)$ se filtra a lo largo del k-ésimo intervalo, $n(t_k)$ se define como la muestra de ruido en la salida del k-ésimo intervalo del núcleo de la presente invención de tal modo que se ha promediado mediante el procedimiento de la presente invención a lo largo del intervalo, C_{Ik} se define como la k-ésima forma de onda de control por puerta en fase (el reloj de la presente invención), y C_{Qk} se define como la k-ésima forma de onda de control por puerta de fase en cuadratura (el reloj de la presente invención).

La 'bondad' de $S_i(t_k)$ y $n_i(t_k)$ se ha mostrado previamente en el presente documento como relacionada con el tipo que se usa del procesador de la presente invención (por ejemplo, un procesador de filtrado con adaptación / correlación, un procesador de integración de tiempo finito o un procesador de RC). Cada instante t_k es el tic de tiempo que se corresponde con el cálculo de promedio de la energía de forma de onda de entrada a lo largo de una duración (de apertura) T_A . Se ha supuesto que C_{Ik} y C_{Qk} son de fase y envolvente constante para el análisis actual, a pesar de que en general esto no se requiere. Muchos procesadores diferentes e interesantes de acuerdo con las realizaciones de la presente invención pueden construirse mediante la manipulación de las amplitudes y las fases del reloj de la presente invención.

C_{Ik} y C_{Qk} pueden desarrollarse tal como sigue:

$$C_{Ik} = K \frac{T_A}{T_s} \left[1 + 2 \left[\begin{array}{l} \frac{\text{sen } \pi \frac{T_A}{T_s}}{\pi \frac{T_A}{T_s}} \cdot \cos 2\pi f_s t_k + \frac{\text{sen } 2\pi \frac{T_A}{T_s}}{\pi \frac{T_A}{T_s}} \cdot \cos 4\pi f_s t_k + \frac{\text{sen } 3\pi \frac{T_A}{T_s}}{3\pi \frac{T_A}{T_s}} \cdot \cos 6\pi f_s t_k \\ \dots \\ \frac{\text{sen } n\pi \frac{T_A}{T_s}}{n\pi \frac{T_A}{T_s}} \cdot \cos n \cdot 2\pi f_s t_k \end{array} \right] \right]$$

Ec. (161.2)

$$C_{Qk} = K \frac{T_A}{T_s} \left[1 + 2 \left[\begin{array}{l} \frac{\text{sen } \pi \frac{T_A}{T_s}}{\pi \frac{T_A}{T_s}} \cdot \text{sen } 2\pi f_s t_k - \frac{\text{sen } 2\pi \frac{T_A}{T_s}}{\pi \frac{T_A}{T_s}} \cdot \cos 4\pi f_s t_k - \\ \dots \\ \frac{\text{sen } 3\pi \frac{T_A}{T_s}}{3\pi \frac{T_A}{T_s}} \cdot \text{sen } 6\pi f_s t_k \dots - \frac{\text{sen } n\pi \frac{T_A}{T_s}}{n\pi \frac{T_A}{T_s}} \cdot \cos(n \cdot 2\pi f_s t_k + n\phi) \end{array} \right] \right]$$

Ec. (161.3)

El tratamiento anterior es un desarrollo en serie de Fourier de los relojes de la presente invención en el que:

$K \triangleq$ Constante de ganancia Arbitraria

$T_A \triangleq$ Tiempo de apertura = f_s^{-1}

$T_s \triangleq$ El intervalo de reloj o tiempo de muestra de la presente invención

$n \triangleq$ Orden de armónicos de espectro de armónicos

$\phi \triangleq$ Como ángulo de desplazamiento de fase seleccionado habitualmente como $90^\circ \left(\frac{\pi}{2}\right)$ para una señalización ortogonal. Cada término a partir de C_{Ik} , C_{Qk} realizará una conversión descendente (o realizará una conversión

ascendente). No obstante, solo los términos impares en la formulación anterior (para $\phi = \frac{\pi}{2}$) se convertirán en cuadratura. ϕ podría seleccionarse de otro modo para utilizar los armónicos pares, pero por lo general esto no se hace en la práctica.

Para el caso de conversión descendente, $r(t)$ puede escribirse como:

$$r(t_k) = \sqrt{2}A(\tilde{S}_{iI}(t_k) \cos(m \cdot 2\pi f_s t_k + \Theta) - \tilde{S}_{iQ}(t_k) \text{sen}(m \cdot 2\pi f_s t_k + \Theta) + n(t))$$

Ec. (162)

Después de aplicar (C_{Ik} , C_{Qk}) y el filtrado de paso bajo, que en las realizaciones es inherente al procedimiento de la presente invención, las componentes a las que se ha aplicado conversión descendente se vuelven:

$$S_0(t_k)_I = A S_{ii}(t_k) + \tilde{n}_{ik} \quad \text{Ec. (163)}$$

$$S_0(t_k)_Q = A S_{iQ}(t_k) + \tilde{n}_{Qk} \quad \text{Ec. (164)}$$

en las que:

- 5 $S_{ii}(t_k) \triangleq$ La componente en fase de la señal de banda de base deseada.
 $S_{iQ}(t_k) \triangleq$ La componente de fase en cuadratura de la señal de banda de base deseada.
 $n_i, n_Q \triangleq$ Muestras de ruido de fase en fase y cuadratura
 $m \triangleq$ Es el armónico de interés igual a uno de los números 'n', para una sincronización de portadoras perfecta.

En el presente caso m y n pueden seleccionarse de tal modo que, idealmente, la conversión descendente separa la portadora (mf_s), después del filtrado de paso bajo.

- 10 Si la portadora no es perfectamente coherente, un desplazamiento de fase tiene lugar tal como se ha descrito en sub-secciones anteriores. El resultado que se ha presentado en lo que antecede se modificaría a:

$$S_0(t) = (S_0(t)_I + j S_0(t)_Q) e^{j\phi} \quad \text{Ec. (165)}$$

- 15 en la que ϕ es el desplazamiento de fase. Este es el mismo efecto del desplazamiento de fase que se ha obtenido anteriormente como $\cos \phi$ en la transformada de la presente invención. Cuando hay un ligero desplazamiento de portadora, entonces ϕ puede escribirse como $\phi(t)$ y las salidas de I y de Q representan unos vectores ortogonales armónicamente oscilantes superpuestos sobre la salida de señal deseada con una frecuencia de batido proporcional a:

$$f_{error} \triangleq nf_s \pm m(f_s \pm f_\Delta) = f_s(n - m) + mf_\Delta \quad \text{Ec. (166)}$$

$f_\Delta \triangleq$ como un ligero desplazamiento de frecuencia entre la portadora y el reloj de la presente invención.

- 20 La totalidad de este análisis podría haberse logrado en el dominio de la frecuencia tal como se describe en el presente documento, o este podría haberse formulado a partir del núcleo de la presente invención como:

$$S_0(t) = D_{IQ}(S_i(t) + n(t)) \quad \text{Ec. (167)}$$

El núcleo recursivo D_{IQ} se define en la sub-sección 8 y la versión de I / Q se completa mediante superposición y desplazamiento en fase del núcleo de cuadratura.

- 25 La ecuación previa para $r(t)$ podría sustituirse con:

$$BB(t) = \tilde{S}_{ii} \pm \tilde{S}_{iQ} \text{ en la que } f = 0 \text{ y } \Theta = \pi/4 \text{ y } n(t) = 0 \quad \text{Ec. (168)}$$

Podría aplicarse conversión ascendente a $BB(t)$ mediante la aplicación de C_i, C_Q . Entonces, la portadora deseada es el armónico apropiado de C_i, C_Q cuya energía se extrae de forma óptima mediante una red adaptada a la portadora deseada.

- 30 **14. Generación de formas de onda de paso de banda complejas usando los núcleos de la presente invención**

- La presente sub-sección introduce el concepto de usar un núcleo de la presente invención para modular señales en RF de acuerdo con las realizaciones de la invención. A pesar de que son posibles muchas arquitecturas de modulator específicas, que estén orientadas a esquemas de señalización individuales tales como AM, FM, PM, etc., la arquitectura a modo de ejemplo que se presenta en el presente caso es un modulator de señales vectoriales. Un modulator de este tipo puede usarse para crear virtualmente cualquier forma de onda útil conocida para abarcar la totalidad de las aplicaciones de comunicaciones analógicas y digitales, para las "cableadas" o "inalámbricas", en radiofrecuencia o frecuencia intermedia. En esencia, un procedimiento de receptor, que utiliza la presente invención, puede invertirse para crear señales de interés en paso de banda. Usando formas de onda de I / Q en la banda de base, todos los puntos dentro de la constelación de señalización compleja bidimensional pueden sintetizarse cuando se excitan núcleos de acuerdo con la presente invención por unos relojes sub-armónicos ortogonales y se conectan en sus salidas con redes de combinación particulares. Una arquitectura básica que puede usarse se muestra en la figura 20.

- La figura 20 muestra una realización de un modulator basado en vectores de acuerdo con la presente invención. La figura 20 muestra unas entradas de I y de Q que pueden aceptar formas de onda analógicas o digitales equilibradas. Mediante la selección de I y Q de manera apropiada, puede sintetizarse AM, FM, BPSK, QPSK, MSK, QAM, OFDM, multi-tono, y una multitud de otras señales. En la presente realización de la presente invención, los núcleos de la

5 presente invención se accionan de manera diferencial en I y Q. C_I , $\overline{C_I}$, C_Q , $\overline{C_Q}$ son los relojes sub-armónicos en fase y en cuadratura, respectivamente, también con sus fases invertidas. C_I y C_Q pueden crearse en cuadratura para la operación de I Q si el combinador de potencia de salida es un combinador de 0° . Por otro lado, C_I y C_Q pueden encontrarse en fase cuando se utiliza un combinador de potencia de salida de 90° en RF. Esta última arquitectura puede usarse siempre que la anchura de banda de señalización sea muy pequeña con respecto a la frecuencia central de RF de la salida y pequeña con respecto a la respuesta de paso de banda de 1 dB del combinador. Si se suponen valores constantes en I e \overline{I} , pueden construirse los diagramas de forma de onda en la figura 196. Tal como se indica en la figura 20, el combinador de potencia y el filtro de reconstrucción de paso de banda son unos componentes opcionales.

10 En la figura 21, C_I y $\overline{C_I}$ están desfasadas en 180° si se vuelve a hacer referencia al reloj. En el presente caso, reloj hace referencia a la forma de onda sub-armónica que se usa para generar C_I y $\overline{C_I}$. C_I es coincidente con los flancos de bajada del reloj con una anchura de impulso de T_A mientras que $\overline{C_I}$ es coincidente con los flancos de bajada del reloj con una anchura de impulso de T_A . C_I y $\overline{C_I}$ activan dos de los procesadores de acuerdo con la presente invención, tal como se muestra en la figura 20, que se accionan mediante señales diferenciales. I_c se ilustra como si el sistema fuera ideal sin pérdidas, elementos parásitos o distorsiones. El eje de tiempo para I_c puede disponerse de una forma que represente la forma de onda como una función impar. Para una disposición de este tipo, la serie de Fourier se calcula para obtener la Ec. (169).

$$I_c(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{4 \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi T_A}{T_s}\right) \cdot \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{n\pi} \right) \cdot \operatorname{sen}\left(\frac{2n\pi t}{T_s}\right) \quad \text{Ec. (169)}$$

20 Para ilustrar esto, si ha de crearse una forma de onda de paso de banda a cinco veces la frecuencia del reloj sub-armónico, entonces puede calcularse una potencia de referencia para esa extracción de armónicos para $n = 5$. Para el caso de $n = 5$, se halla que el 5º armónico produce:

$$I_c(t)_{n=5} = \frac{4}{5\pi} (\operatorname{sen}(5\omega_s t)) \quad \text{Ec. (170)}$$

Este componente puede extraerse a partir de la serie de Fourier por medio de un filtro de paso de banda que está centrado alrededor de f_s . Este componente es una portadora a 5 veces la frecuencia de muestreo.

25 La presente ilustración puede extenderse para mostrar lo siguiente:

$$m(t) \cdot I_c(t)_{n=5}^{\phi(t)} = \frac{4 \cdot m(t)}{5\pi} (\operatorname{sen}(5\omega_s t + 5\phi(t))) \quad \text{Ec. (171)}$$

30 Esta ecuación ilustra que una señal de mensaje se puede haber superpuesto sobre I e \overline{I} de tal modo que tanto la amplitud como la fase se modulan, es decir, $m(t)$ para la amplitud y $\phi(t)$ para la fase. En tales casos, debería observarse que $\phi(t)$ se aumenta módulo n mientras que la modulación en amplitud $m(t)$ se ajusta a escala. El punto de la presente ilustración es que pueden reconstruirse formas de onda complejas a partir de su serie de Fourier con combinaciones de procesadores de múltiples aperturas, de acuerdo con la presente invención.

35 En un sistema práctico de acuerdo con una realización de la presente invención, los elementos parásitos, el filtrado, etc., pueden modificar $I_c(t)$. En muchas aplicaciones de acuerdo con la presente invención, las propiedades de inyección de carga de los procesadores desempeñan un papel significativo. No obstante, si los procesadores y los circuitos de accionamiento de reloj de acuerdo con las realizaciones de la presente invención están adaptados, entonces incluso los elementos parásitos pueden gestionarse, en particular debido a que las distorsiones no deseadas se eliminan por el filtro de paso de banda final, lo que tiende a reconstruir por completo la forma de onda en paso de banda.

40 Como las realizaciones de receptor de la presente invención, que poseen una respuesta de impulsos de extracción de energía y de extracción de información de paso bajo, diversas realizaciones de transmisor de la presente invención usan una red para crear una respuesta de impulsos de paso de banda adecuada para la transferencia de energía y la reconstrucción de formas de onda. En las realizaciones, la red de reconstrucción más simple es un tanque de L-C, que resuena a la frecuencia de portadora deseada $N \cdot f_s = f_c$.

IV. Realizaciones adicionales

1. Realización de receptor de modulación I / Q a modo de ejemplo

La figura 22 ilustra un receptor de modulación I / Q a modo de ejemplo 19700, de acuerdo con una realización de la presente invención. El receptor de modulación I / Q 19700 comprende un primer módulo de procesamiento 19702, un primer filtro opcional 19704, un segundo módulo de procesamiento 19706, un segundo filtro opcional 19708, un tercer módulo de procesamiento 19710, un tercer filtro opcional 19712, un cuarto módulo de procesamiento 19714, un cuarto filtro 19716, un LNA opcional 19718, un primer amplificador diferencial 19720, un segundo amplificador diferencial 19722, y una antena 19772.

El receptor de modulación I / Q 19700 recibe, aplica conversión descendente de, y desmodula una señal de entrada de RF modulada de I / Q 19782 para dar una señal de salida de banda de base I 19784, y una señal de salida de banda de base Q 19786. La señal de entrada de RF modulada de I / Q comprende una primera señal de información y una segunda señal de información que se modulan en I / Q sobre una señal de portadora de RF. La señal de salida de banda de base I 19784 comprende la primera señal de información de banda de base. La señal de salida de banda de base Q 19786 comprende la segunda señal de información de banda de base.

La antena 19772 recibe la señal de entrada de RF modulada de I / Q 19782. La señal de entrada de RF modulada de I / Q 19782 se emite por la antena 19772 y se recibe por el LNA opcional 19718. Cuando se encuentra presente, el LNA 19718 amplifica la señal de entrada de RF modulada de I / Q 19782, y emite la señal de I / Q amplificada 19788.

El primer módulo de procesamiento 19702 recibe la señal de I / Q amplificada 19788. El primer módulo de procesamiento 19702 realiza una conversión descendente de la porción de señal de fase I de la señal de I / Q de entrada amplificada 19788 de acuerdo con una señal de control I 19790. El primer módulo de procesamiento 19702 emite una señal de salida de I 19798.

En una realización, el primer módulo de procesamiento 19702 comprende un primer módulo de almacenamiento 19724, un primer módulo de UFT 19726, y una primera referencia de tensión 19728. En una realización, un conmutador que está contenido en el interior del primer módulo de UFT 19726 se abre y se cierra como una función de la señal de control I 19790. Como resultado de la apertura y el cierre de este conmutador, que acopla y desacopla, respectivamente, el primer módulo de almacenamiento 19724 con y con respecto a la primera referencia de tensión 19728, resulta una señal a la que se ha aplicado conversión descendente, a la que se hace referencia como la señal de salida de I 19798. La primera referencia de tensión 19728 puede ser cualquier tensión de referencia, y es masa en algunas realizaciones. La señal de salida de I 19798 se almacena por el primer módulo de almacenamiento 19724.

En una realización, el primer módulo de almacenamiento 19724 comprende un primer condensador 19774. Además de almacenar la señal de salida de I 19798, el primer condensador 19774 reduce o evita que una tensión de desplazamiento de CC que resulta de la inyección de carga aparezca en la señal de salida de I 19798.

La señal de salida de I 19798 se recibe por el primer filtro opcional 19704. Cuando se encuentra presente, el primer filtro 19704 es un filtro de paso alto para por lo menos filtrar la señal de salida de I 19798 para eliminar cualquier señal de portadora que haya "traspasado". En una realización, cuando se encuentra presente, el primer filtro 19704 comprende una primera resistencia 19730, un primer condensador de filtro 19732, y una primera referencia de tensión de filtro 19734. Preferentemente, la primera resistencia 19730 está acoplada entre la señal de salida de I 19798 y una señal de salida de I filtrada 19707, y el primer condensador de filtro 19732 está acoplado entre la señal de salida de I filtrada 19707 y la primera referencia de tensión de filtro 19734. Como alternativa, el primer filtro 19704 puede comprender cualquier otra configuración de filtro aplicable tal como se entendería por los expertos en las materias relevantes. El primer filtro 19704 emite la señal de salida de I filtrada 19707.

El segundo módulo de procesamiento 19706 recibe la señal de I / Q amplificada 19788. El segundo módulo de procesamiento 19706 realiza una conversión descendente de la porción de señal de fase I invertida de la señal de I / Q de entrada amplificada 19788 de acuerdo con una señal de control I invertida 19792. El segundo módulo de procesamiento 19706 emite una señal de salida de I invertida 19701.

En una realización, el segundo módulo de procesamiento 19706 comprende un segundo módulo de almacenamiento 19736, un segundo módulo de UFT 19738, y una segunda referencia de tensión 19740. En una realización, un conmutador que está contenido en el interior del segundo módulo de UFT 19738 se abre y se cierra como una función de la señal de control I invertida 19792. Como resultado de la apertura y el cierre de este conmutador, que acopla y desacopla, respectivamente, el segundo módulo de almacenamiento 19736 con y con respecto a la segunda referencia de tensión 19740, resulta una señal a la que se ha aplicado conversión descendente, a la que se hace referencia como la señal de salida de I invertida 19701. La segunda referencia de tensión 19740 puede ser cualquier tensión de referencia, y es preferentemente masa. La señal de salida de I invertida 19701 se almacena por el segundo módulo de almacenamiento 19736.

En una realización, el segundo módulo de almacenamiento 19736 comprende un segundo condensador 19776. Además de almacenar la señal de salida de I invertida 19701, el segundo condensador 19776 reduce o evita que

una tensión de desplazamiento de CC que resulta de la inyección de carga que se ha descrito en lo que antecede aparezca en la señal de salida de I invertida 19701.

La señal de salida de I invertida 19701 se recibe por el segundo filtro opcional 19708. Cuando se encuentra presente, el segundo filtro 19708 es un filtro de paso alto para por lo menos filtrar la señal de salida de I invertida 19701 para eliminar cualquier señal de portadora que haya "traspasado". En una realización, cuando se encuentra presente, el segundo filtro 19708 comprende una segunda resistencia 19742, un segundo condensador de filtro 19744, y una segunda referencia de tensión de filtro 19746. En una realización, la segunda resistencia 19742 está acoplada entre la señal de salida de I invertida 19701 y una señal de salida de I invertida filtrada 19709, y el segundo condensador de filtro 19744 está acoplado entre la señal de salida de I invertida filtrada 19709 y la segunda referencia de tensión de filtro 19746. Como alternativa, el segundo filtro 19708 puede comprender cualquier otra configuración de filtro aplicable tal como se entendería por los expertos en las materias relevantes. El segundo filtro 19708 emite la señal de salida de I invertida filtrada 19709.

El primer amplificador diferencial 19720 recibe la señal de salida de I filtrada 19707 en su entrada no inversora y recibe la señal de salida de I invertida filtrada 19709 en su entrada inversora. El primer amplificador diferencial 19720 sustrae la señal de salida de I invertida filtrada 19709 con respecto a la señal de salida de I filtrada 19707, amplifica el resultado, y emite la señal de salida de banda de base I 19784. El primer amplificador diferencial 19720 puede sustituirse por otros módulos de sustractor adecuados, y el segundo amplificador diferencial 19722, tal como se entendería por los expertos en las materias relevantes a partir de las enseñanzas en el presente documento. Debido a que la señal de salida de I invertida filtrada 19709 es sustancialmente igual a una versión invertida de la señal de salida de I filtrada 19707, la señal de salida de banda de base I 19784 es sustancialmente igual a la señal de salida de I filtrada 19709, con su amplitud duplicada. Además, la señal de salida de I filtrada 19707 y la señal de salida de I invertida filtrada 19709 pueden comprender unas contribuciones de desplazamiento de CC y de ruido sustancialmente iguales de la misma polaridad a partir de la circuitería de conversión descendente anterior, incluyendo el primer módulo de procesamiento 19702 y el segundo módulo de procesamiento 19706, respectivamente. Cuando el primer amplificador diferencial 19720 sustrae la señal de salida de I invertida filtrada 19709 con respecto a la señal de salida de I filtrada 19707, estas contribuciones de desplazamiento de CC y de ruido se cancelan de forma sustancial una a otra.

El tercer módulo de procesamiento 19710 recibe la señal de I/Q amplificada 19788. El tercer módulo de procesamiento 19710 realiza una conversión descendente de la porción de señal de fase Q de la señal de I/Q de entrada amplificada 19788 de acuerdo con una señal de control Q 19794. El tercer módulo de procesamiento 19710 emite una señal de salida de Q 19703.

En una realización, el tercer módulo de procesamiento 19710 comprende un tercer módulo de almacenamiento 19748, un tercer módulo de UFT 19750, y una tercera referencia de tensión 19752. En una realización, un conmutador que está contenido en el interior del tercer módulo de UFT 19750 se abre y se cierra como una función de la señal de control Q 19794. Como resultado de la apertura y el cierre de este conmutador, que acopla y desacopla, respectivamente, el tercer módulo de almacenamiento 19748 con y con respecto a la tercera referencia de tensión 19752, resulta una señal a la que se ha aplicado conversión descendente, a la que se hace referencia como la señal de salida de Q 19703. La tercera referencia de tensión 19752 puede ser cualquier tensión de referencia, y es preferentemente masa. La señal de salida de Q 19703 se almacena por el tercer módulo de almacenamiento 19748.

En una realización, el tercer módulo de almacenamiento 19748 comprende un tercer condensador 19778. Además de almacenar la señal de salida de Q 19703, el tercer condensador 19778 reduce o evita que una tensión de desplazamiento de CC que resulta de la inyección de carga que se ha descrito en lo que antecede aparezca en la señal de salida de Q 19703.

La señal de salida de Q 19703 se recibe por el tercer filtro opcional 19716. Cuando se encuentra presente, el tercer filtro 19716 es un filtro de paso alto para por lo menos filtrar la señal de salida de Q 19703 para eliminar cualquier señal de portadora que haya "traspasado". En una realización, cuando se encuentra presente, el tercer filtro 19712 comprende una tercera resistencia 19754, un tercer condensador de filtro 19758, y una tercera referencia de tensión de filtro 19758. En una realización, la tercera resistencia 19754 está acoplada entre la señal de salida de Q 19703 y una señal de salida de Q filtrada 19711, y el tercer condensador de filtro 19756 está acoplado entre la señal de salida de Q filtrada 19711 y la tercera referencia de tensión de filtro 19758. Como alternativa, el tercer filtro 19712 puede comprender cualquier otra configuración de filtro aplicable tal como se entendería por los expertos en las materias relevantes. El tercer filtro 19712 emite la señal de salida de Q filtrada 19711.

El cuarto módulo de procesamiento 19714 recibe la señal de I/Q amplificada 19788. El cuarto módulo de procesamiento 19714 realiza una conversión descendente de la porción de señal de fase Q invertida de la señal de I/Q de entrada amplificada 19788 de acuerdo con una señal de control Q invertida 19796. El cuarto módulo de procesamiento 19714 emite una señal de salida de Q invertida 19705.

En una realización, el cuarto módulo de procesamiento 19714 comprende un cuarto módulo de almacenamiento 19760, un cuarto módulo de UFT 19762, y una cuarta referencia de tensión 19764. En una realización, un

conmutador que está contenido en el interior del cuarto módulo de UFT 19762 se abre y se cierra como una función de la señal de control Q invertida 19796. Como resultado de la apertura y el cierre de este conmutador, que acopla y desacopla, respectivamente, el cuarto módulo de almacenamiento 19760 con y con respecto a la cuarta referencia de tensión 19764, resulta una señal a la que se ha aplicado conversión descendente, a la que se hace referencia como la señal de salida de Q invertida 19705. La cuarta referencia de tensión 19764 puede ser cualquier tensión de referencia, y es preferentemente masa. La señal de salida de Q invertida 19705 se almacena por el cuarto módulo de almacenamiento 19760.

En una realización, el cuarto módulo de almacenamiento 19760 comprende un cuarto condensador 19780. Además de almacenar la señal de salida de Q invertida 19705, el cuarto condensador 19780 reduce o evita que una tensión de desplazamiento de CC que resulta de la inyección de carga que se ha descrito en lo que antecede aparezca en la señal de salida de Q invertida 19705.

La señal de salida de Q invertida 19705 se recibe por el cuarto filtro opcional 19716. Cuando se encuentra presente, el cuarto filtro 19716 es un filtro de paso alto para por lo menos filtrar la señal de salida de Q invertida 19705 para eliminar cualquier señal de portadora que haya "traspasado". En una realización, cuando se encuentra presente, el cuarto filtro 19716 comprende una cuarta resistencia 19766, un cuarto condensador de filtro 19768, y una cuarta referencia de tensión de filtro 19770. En una realización, la cuarta resistencia 19766 está acoplada entre la señal de salida de Q invertida 19705 y una señal de salida de Q invertida filtrada 19713, y el cuarto condensador de filtro 19768 está acoplado entre la señal de salida de Q invertida filtrada 19713 y la cuarta referencia de tensión de filtro 19770. Como alternativa, el cuarto filtro 19716 puede comprender cualquier otra configuración de filtro aplicable tal como se entendería por los expertos en las materias relevantes. El cuarto filtro 19716 emite la señal de salida de Q invertida filtrada 19713.

El segundo amplificador diferencial 19722 recibe la señal de salida de Q filtrada 19711 en su entrada no inversora y recibe la señal de salida de Q invertida filtrada 19713 en su entrada inversora. El segundo amplificador diferencial 19722 sustrae la señal de salida de Q invertida filtrada 19713 con respecto a la señal de salida de Q filtrada 19711, amplifica el resultado, y emite la señal de salida de banda de base Q 19786. Debido a que la señal de salida de Q invertida filtrada 19713 es sustancialmente igual a una versión invertida de la señal de salida de Q filtrada 19711, la señal de salida de banda de base Q 19786 es sustancialmente igual a la señal de salida de Q filtrada 19713, con su amplitud duplicada. Además, la señal de salida de Q filtrada 19711 y la señal de salida de Q invertida filtrada 19713 pueden comprender unas contribuciones de desplazamiento de CC y de ruido sustancialmente iguales de la misma polaridad a partir de la circuitería de conversión descendente anterior, incluyendo el tercer módulo de procesamiento 19710 y el cuarto módulo de procesamiento 19714, respectivamente. Cuando el segundo amplificador diferencial 19722 sustrae la señal de salida de Q invertida filtrada 19713 con respecto a la señal de salida de Q filtrada 19711, estas contribuciones de desplazamiento de CC y de ruido se cancelan de forma sustancial una a otra.

2. Realizaciones de generador de señales de control de modulación I / Q a modo de ejemplo

La figura 23 ilustra un diagrama de bloques ejemplar para un generador de señales de control de modulación I / Q a modo de ejemplo 19800, de acuerdo con una realización de la presente invención. El generador de señales de control de modulación I / Q 19800 genera la señal de control I 19790, la señal de control I invertida 19792, la señal de control Q 19794, y la señal de control Q invertida 19796 que se usa por el receptor de modulación I / Q 19700 de la figura 22. La señal de control I 19790 y la señal de control I invertida 19792 operan para realizar una conversión descendente de la porción de fase I de una señal de RF modulada de I / Q de entrada. La señal de control Q 19794 y la señal de control Q invertida 19796 actúan para realizar una conversión descendente de la porción de fase Q de la señal de RF modulada de I / Q de entrada. Además, el generador de señales de control de modulación I / Q 19800 tiene la ventaja de generar señales de control de una forma tal que la re-radiación de circuito colectiva resultante se radia a una o más frecuencias fuera de la gama de frecuencias de interés. Por ejemplo, la re-radiación de circuito potencial se radia a una frecuencia sustancialmente más grande que la de la frecuencia de señal de portadora de RF de entrada.

El generador de señales de control de modulación I / Q 19800 comprende un oscilador local 19802, un primer módulo de división por dos 19804, un elemento de desplazamiento de fase de 180 grados 19806, un segundo módulo de división por dos 19808, un primer generador de impulsos 19810, un segundo generador de impulsos 19812, un tercer generador de impulsos 19814, y un cuarto generador de impulsos 19816.

El oscilador local 19802 emite una señal oscilante 19818. La figura 24 muestra una señal oscilante ejemplar 19818.

El primer módulo de división por dos 19804 recibe la señal oscilante 19818, divide la señal oscilante 19818 por dos, y emite una señal de LO de media frecuencia 19820 y una señal de LO invertida de media frecuencia 19826. La figura 24 muestra una señal de LO de media frecuencia ejemplar 19820. La señal de LO invertida de media frecuencia 19826 es una versión invertida de la señal de LO de media frecuencia 19820. El primer módulo de división por dos 19804 puede implementarse en lógica de circuitos, soporte físico, soporte lógico, o cualquier combinación de los mismos, tal como sería conocido por los expertos en las materias relevantes.

- El elemento de desplazamiento de fase de 180 grados 19806 recibe la señal oscilante 19818, desplaza 180 grados la fase de la señal oscilante 19818, y emite la señal de LO desplazada en fase 19822. El elemento de desplazamiento de fase de 180 grados 19806 puede implementarse en lógica de circuitos, soporte físico, soporte lógico, o cualquier combinación de los mismos, tal como sería conocido por los expertos en las materias relevantes.
- 5 En unas realizaciones alternativas, pueden usarse otras cantidades de desplazamiento de fase.
- El segundo módulo de división por dos 19808 recibe la señal de LO desplazada en fase 19822, divide la señal de LO desplazada en fase 19822 por dos, y emite una señal de LO desplazada en fase de media frecuencia 19824 y una señal de LO desplazada en fase invertida de media frecuencia 19828. La figura 24 muestra una señal de LO desplazada en fase de media frecuencia ejemplar 19824. La señal de LO desplazada en fase invertida de media frecuencia 19828 es una versión invertida de la señal de LO desplazada en fase de media frecuencia 19824. El segundo módulo de división por dos 19808 puede implementarse en lógica de circuitos, soporte físico, soporte lógico, o cualquier combinación de los mismos, tal como sería conocido por los expertos en las materias relevantes.
- 10 El primer generador de impulsos 19810 recibe la señal de LO de media frecuencia 19820, genera un impulso de salida siempre que se recibe un flanco de subida sobre la señal de LO de media frecuencia 19820, y emite la señal de control I 19790. La figura 24 muestra una señal de control I ejemplar 19790.
- 15 El segundo generador de impulsos 19812 recibe la señal de LO invertida de media frecuencia 19826, genera un impulso de salida siempre que se recibe un flanco de subida sobre la señal de LO invertida de media frecuencia 19826, y emite la señal de control I invertida 19792. La figura 24 muestra una señal de control I invertida ejemplar 19792.
- 20 El tercer generador de impulsos 19814 recibe la señal de LO desplazada en fase de media frecuencia 19824, genera un impulso de salida siempre que se recibe un flanco de subida sobre la señal de LO desplazada en fase de media frecuencia 19824, y emite la señal de control Q 19794. La figura 24 muestra una señal de control Q ejemplar 19794.
- El cuarto generador de impulsos 19816 recibe la señal de LO desplazada en fase invertida de media frecuencia 19828, genera un impulso de salida siempre que se recibe un flanco de subida sobre la señal de LO desplazada en fase invertida de media frecuencia 19828, y emite la señal de control Q invertida 19796. La figura 24 muestra una señal de control Q invertida ejemplar 19796.
- 25 En una realización, las señales de control 19790, 19792, 19794 y 19796 emite unos impulsos que tienen una anchura igual a la mitad de un periodo de la señal de entrada de RF modulada de I/Q 19782. La invención, no obstante, no se limita a estas anchuras de impulso, y las señales de control 19790, 19792, 19794, y 19796 pueden comprender unas anchuras de impulso de cualquier fracción de, o múltiplos y fracción de, un periodo de la señal de entrada de RF modulada de I/Q 19782. Así mismo, otros circuitos para generar las señales de control 19790, 19792, 19794, y 19796 serán evidentes para los expertos en las materias relevantes en base a las enseñanzas en el presente documento.
- 30 Los generadores de impulsos primero, segundo, tercero y cuarto 19810, 19812, 19814, y 19816 pueden implementarse en lógica de circuitos, soporte físico, soporte lógico, o cualquier combinación de los mismos, tal como sería conocido por los expertos en las materias relevantes.
- 35 Tal como se muestra en la figura 24, en las realizaciones las señales de control 19790, 19792, 19794, y 19796 comprenden unos impulsos que no se solapan. Además, en el presente ejemplo, los impulsos aparecen en estas señales en el siguiente orden: la señal de control I 19790, la señal de control Q 19794, la señal de control I invertida 19792, y la señal de control Q invertida 19796. La re-radiación de circuito potencial a partir del receptor de modulación I/Q 19700 puede comprender componentes de frecuencia a partir de una combinación de estas señales de control.
- 40 Por ejemplo, la figura 25 muestra una superposición de impulsos a partir de la señal de control I 19790, la señal de control Q 19794, la señal de control I invertida 19792, y la señal de control Q invertida 19796. Cuando se fugan impulsos de estas señales de control a través de los módulos de procesamiento primero, segundo, tercero y cuarto 19702, 19706, 19710, y 19714 a la antena 19782 (que se muestra en la figura 22), estas pueden radiarse a partir del receptor de modulación I/Q 19700, con una forma de onda combinada que parece tener una frecuencia primaria igual a cuatro veces la frecuencia de una única cualquiera de las señales de control 19790, 19792, 19794, y 19796. La figura 24 muestra una señal de control combinada 19902 a modo de ejemplo.
- 45 La figura 25 también muestra una señal de entrada de RF de modulación de I/Q a modo de ejemplo 19782 que está superpuesta sobre las señales de control 19790, 19792, 19794, y 19796. Tal como se muestra en la figura 25, los impulsos sobre la señal de control I 19790 se superponen y actúan para realizar una conversión descendente de una porción de fase I positiva de la señal de entrada de RF de modulación de I/Q 19782. Los impulsos sobre la señal de control I invertida 19792 se superponen y actúan para realizar una conversión descendente de una porción de fase I negativa de la señal de entrada de RF de modulación de I/Q 19782. Los impulsos sobre la señal de control Q 19794 se superponen y actúan para realizar una conversión descendente de una porción de fase Q de subida de la señal de entrada de RF de modulación de I/Q 19782. Los impulsos sobre la señal de control Q
- 55

invertida 19796 se superponen y actúan para realizar una conversión descendente de una porción de fase Q de bajada de la señal de entrada de RF de modulación de I / Q 19782.

5 Tal como muestra la figura 25 adicionalmente en el presente ejemplo, la relación de frecuencias entre la combinación de las señales de control 19790, 19792, 19794, y 19796 y la señal de entrada de RF de modulación de I / Q 19782 es 4:3. Debido a que la frecuencia de la señal potencialmente re-radiada, la señal de control combinada 19902, es sustancialmente diferente de la de la señal a la que se está aplicando conversión descendente, la señal de entrada de RF de modulación de I / Q 19782, esta no interfiere con la conversión descendente de señales debido a que esta se encuentra fuera de la banda de frecuencias de interés y, por lo tanto, puede eliminarse por filtrado. De esta forma, el receptor de modulación I / Q 19700 reduce los problemas debido a la re-radiación de circuito. Tal como se entenderá por los expertos en las materias relevantes a partir de las enseñanzas en el presente documento, unas relaciones de frecuencias que no sean 4:3 pueden implementarse para conseguir una reducción similar de los problemas de re-radiación de circuito.

15 Debería entenderse que el circuito de generador de señales de control anterior a modo de ejemplo se proporciona solo para fines ilustrativos. La invención no se limita a estas realizaciones. Realizaciones alternativas (incluyendo equivalentes, ampliaciones, variaciones, desviaciones, etc., de las realizaciones que se describen en el presente documento) para el generador de señales de control de modulación I / Q 19800 serán evidentes para los expertos en las materias relevantes a partir de las enseñanzas en el presente documento, y se encuentran dentro del alcance de la presente invención.

3. Realización del receptor de modulación I / Q a modo de ejemplo detallada con formas de onda ejemplares

20 La figura 26 ilustra una implementación de circuito a modo de ejemplo más detallada del receptor de modulación I / Q 19700, de acuerdo con una realización de la presente invención. Las figuras 27-37 muestran unas formas de onda en relación con una implementación a modo de ejemplo del receptor de modulación I / Q 19700 de la figura 26.

25 Las figuras 27 y 28 muestran unas señales de datos de entrada primera y segunda 20102 y 20104 que van a modularse en I / Q con una frecuencia de señal de portadora de RF como las señales de información de fase I y de fase Q, respectivamente.

Las figuras 30 y 31 muestran las señales de la figura 27 y 28 después de la modulación con una frecuencia de señal de portadora de RF, respectivamente, como la señal modulada en I 20106 y la señal modulada en Q 20108.

La figura 29 muestra una señal de entrada de RF de modulación de I / Q 19782 formada a partir de la señal modulada en I 20106 y la señal modulada en Q 20108 de las figuras 30 y 31, respectivamente.

30 La figura 36 muestra una vista superpuesta de la señal de salida de I filtrada 21102 y la señal de salida de I invertida filtrada 21104.

La figura 37 muestra una vista superpuesta de la señal de salida de Q filtrada 21202 y la señal de salida de Q invertida filtrada 21204.

35 Las figuras 32 y 33 muestran la señal de salida de banda de base I 19784 y la señal de salida de banda de base Q 19786, respectivamente. Una transición de datos 20402 se indica tanto en la señal de salida de banda de base I 19784 como en la señal de salida de banda de base Q 19786. La transición de datos 20402 correspondiente se indica en la señal modulada en I 20106 de la figura 30, la señal modulada en Q 20108 de la figura 31, y la señal de entrada de RF de modulación de I / Q 19782 de la figura 29.

40 Las figuras 34 y 35 muestran la señal de salida de banda de base I 19784 y la señal de salida de banda de base Q 19786 a lo largo de un intervalo de tiempo más extenso.

4. Realización de receptor de único canal a modo de ejemplo

45 La figura 38 ilustra un receptor de único canal a modo de ejemplo 21300, que se corresponde con el canal o bien I o bien Q del receptor de modulación I / Q 19700, de acuerdo con una realización de la presente invención. El receptor de único canal 21300 puede realizar una conversión descendente de una señal de RF de entrada 21306 que se ha modulado de acuerdo con AM, PM, FM, y otros esquemas de modulación. Consúltese la sección en lo que antecede para una descripción adicional acerca del funcionamiento del receptor de único canal 21300.

5. Realización de control de ganancia automático (AGC) a modo de ejemplo

50 De acuerdo con las realizaciones de la invención, el nivel de amplitud de la señal a la que se ha aplicado conversión descendente puede controlarse mediante la modificación de la apertura de la señal de control que controla el módulo de conmutación. Considérese la figura 15, que ilustra una ecuación que representa el cambio en la carga en el dispositivo de almacenamiento de las realizaciones del módulo de UFT, tal como un condensador. Esta ecuación es una función de T, que es la apertura de la señal de control. Por lo tanto, mediante la modificación de la apertura T de la señal de control, es posible modificar el nivel de amplitud de la señal a la que se ha aplicado conversión descendente.

Algunas realizaciones pueden incluir un mecanismo de control para posibilitar un control manual de la apertura T y, por lo tanto, un control manual del nivel de amplitud de la señal a la que se ha aplicado conversión descendente. Otras realizaciones pueden incluir unos módulos de control automáticos o semi-automáticos para posibilitar un control automático o semi-automático de la apertura T y, por lo tanto, un control automático o semi-automático del nivel de amplitud de la señal a la que se ha aplicado conversión descendente. Se hace referencia a tales realizaciones en el presente documento (sin limitación) como realizaciones de control de ganancia automático (AGC). Otras realizaciones incluyen una combinación de control manual y automático de la apertura T.

6. Otras realizaciones a modo de ejemplo

En la presente sección se consideran aspectos / realizaciones adicionales de la invención.

En una realización de la presente invención se proporciona un procedimiento de transmisión de información entre un transmisor y un receptor que comprende las etapas de transmitir una primera serie de señales, teniendo cada una un periodo conocido a partir del transmisor a una primera tasa de repetición conocida; muestrear mediante el receptor cada señal en la primera serie de señales una única vez y durante un intervalo de tiempo conocido el muestreo de la primera serie de señales que se encuentra a una segunda tasa de repetición que es una tasa diferente de la primera tasa de repetición por una cantidad conocida; y generar mediante el receptor una señal de salida indicativa de los niveles de señal muestreados en la etapa B y que tiene un periodo más prolongado que el periodo conocido de una señal transmitida.

En otra realización de la invención se proporciona un sistema de comunicación que comprende unos medios de transmisor para transmitir una primera serie de señales de periodo conocido a una primera tasa de repetición conocida, unos medios de receptor para recibir la primera serie de señales, incluyendo los medios de receptor unos medios de muestreo para muestrear el nivel de señal de cada primera serie de señales durante un intervalo de tiempo conocido a una segunda tasa de repetición conocida, siendo la segunda tasa de repetición diferente de la primera tasa de repetición por una cantidad conocida según se establece por los medios de receptor. Los medios de receptor incluyen unos primeros medios de circuito para generar una primera señal de salida de receptor indicativa de los niveles de señal muestreados y que tiene un periodo más prolongado que una señal de la primera serie de señales. Los medios de transmisor incluyen un oscilador para generar una señal de salida de oscilador a la primera tasa de repetición, unos medios de conmutación para recibir la señal de salida de oscilador y para pasar de forma selectiva la señal de salida de oscilador, unos medios de generación de formas de onda para recibir la señal de salida de oscilador para generar una señal de salida de generador de formas de onda que tiene un dominio del tiempo y un dominio de la frecuencia que se establecen por los medios de generación de formas de onda.

La realización de la invención que se describe en el presente documento comporta un sistema de comunicaciones de usuario único o múltiple que utiliza señales coherentes para potenciar el rendimiento del sistema con respecto a los esquemas de radiofrecuencia convencionales a la vez que se reduce el coste y la complejidad. El diseño permite la conversión directa de radiofrecuencias en componentes de banda de base para su procesamiento y proporciona un alto nivel de rechazo para las señales que no están relacionadas con una tasa de deriva conocida o controlada entre los osciladores de sincronismo de transmisor y de receptor. El sistema puede diseñarse para sacar partido de las técnicas de banda ancha que aumentan adicionalmente su fiabilidad y permiten una densidad de usuarios elevada dentro de un área dada. La técnica que se emplea permite que el sistema se configure como un par de transmisor-receptor separado o un transceptor.

Un objetivo del presente sistema es la provisión de una nueva técnica de comunicación que pueda aplicarse a sistemas de banda tanto estrecha como extensa. En su forma más robusta, la totalidad de las ventajas de las comunicaciones de banda extensa son una parte inherente del sistema y la invención no requiere una circuitería complicada y costosa tal como se encuentra en los diseños de banda extensa convencionales. El sistema de comunicaciones utiliza señales coherentes para enviar y recibir información y consiste en un transmisor y un receptor en su forma más simple. El receptor contiene una circuitería para encender y apagar su entrada de radiofrecuencia en una relación conocida en el tiempo para la señal transmitida. Esto se logra al permitir que el oscilador de sincronismo de transmisor y el oscilador de sincronismo de receptor operen a unas frecuencias diferentes pero conocidas para crear una tasa de deriva conocida entre los osciladores. Si la tasa de deriva es pequeña en comparación con las frecuencias de oscilador de sincronismo, la forma de onda transmitida parecerá estable en el tiempo, es decir, coherente (moviéndose a la tasa de deriva conocida) con la entrada conmutada del receptor. La forma de onda transmitida es la única forma de onda que parecerá estable en el tiempo para el receptor y, por lo tanto, la entrada del receptor puede promediarse para conseguir el filtrado de nivel deseado de las señales no deseadas. Esta metodología hace el sistema extremadamente selectivo sin filtros complicados y esquemas complejos de codificación y de decodificación y permite la conversión directa de la energía de radiofrecuencia a partir de una antena o cable a las frecuencias de banda de base con un número mínimo de componentes convencionales reduciendo adicionalmente el coste y la complejidad. La forma de onda transmitida puede ser una portadora constante (banda estrecha), un impulso controlado (banda extensa y banda ultra-extensa) o una combinación de ambos tal como una onda sinusoidal amortiguada y o cualquier forma de onda periódica arbitraria por lo tanto el sistema puede diseñarse para cumplir virtualmente cualquier requisito de anchura de banda. Pueden

aplicarse fácilmente al sistema técnicas de modulación y de desmodulación convencionales simples tales como la modulación por anchura de impulsos y de AM.

Dependiendo de los requisitos de sistema tal como la tasa de transferencia de información, la ganancia del procedimiento, y el uso previsto, existen múltiples realizaciones preferidas de la invención. La realización que se analiza en el presente documento será el sistema modulado por anchura de impulsos o por amplitud. Esta es una de las implementaciones más simples de la tecnología y tiene muchos componentes comunes con los sistemas subsiguientes. Un transmisor de amplitud modulada consiste en un oscilador de sincronismo de transmisor, un multiplicador, un generador de formas de onda, y un amplificador opcional. La frecuencia de oscilador de sincronismo de transmisor puede determinarse mediante un número de circuitos resonantes que incluyen una inductancia y un condensador, un resonador de cerámica, un resonador de SAW, o un cristal. La forma de onda de salida es sinusoidal, a pesar de que un oscilador de onda cuadrada produciría un rendimiento del sistema idéntico.

La componente de multiplicador multiplica la señal de salida del oscilador de sincronismo de transmisor por 0 o 1 u otras constantes, K1 y K2, para conmutar la salida de oscilador a encendido y apagado para el generador de formas de onda. En la presente realización, la entrada de información pueden ser datos digitales o datos analógicos en forma de modulación por anchura de impulsos. El multiplicador permite que la salida de oscilador de sincronismo de transmisor se encuentre presente en la entrada de generador de formas de onda cuando la entrada de información se encuentra por encima de un valor predeterminado. En este estado, el transmisor producirá una forma de onda de salida. Cuando la entrada de información se encuentra por debajo de un valor predeterminado, no hay entrada alguna al generador de formas de onda y, por lo tanto, no habrá forma de onda de salida de transmisor alguna. La salida del generador de formas de onda determina la anchura de banda del sistema en el dominio de la frecuencia y en consecuencia el número de usuarios, la inmunidad de la ganancia del procedimiento a la interferencia y la fiabilidad en conjunto), el nivel de emisiones en cualquier frecuencia dada, y los requisitos de antena o de cable. El generador de formas de onda en el presente ejemplo crea una salida de impulsos de ciclo que produce una señal de banda ultra-extensa en el dominio de la frecuencia. Una fase de amplificador de potencia opcional refuerza la salida del generador de formas de onda hasta un nivel de potencia deseado.

A continuación, con referencia a los dibujos, el transmisor modulado por anchura de impulsos o por amplitud de acuerdo con la presente invención se muestra en el número 13000 en las figuras 130 y 131. El oscilador de sincronismo de transmisor 13002 es un oscilador controlado por cristal operando a una frecuencia de 25 MHz. El multiplicador 13004 incluye una puerta NAND de dos entradas 13102 que controla el control por puerta del oscilador 13002 enviado al generador de formas de onda 13006. El generador de formas de onda 13006 produce una salida de impulsos tal como se muestra en 13208 en las figuras 132 y 133, lo que produce un espectro de frecuencia 13402 en la figura 134. El amplificador 13008 es opcional. La salida del transmisor 13000 se aplica a la antena o cable 13010, que tal como se entiende en la técnica, puede ser de diversos diseños según sea apropiado en las circunstancias.

Las figuras 132-134 ilustran las diversas señales presentes en el transmisor 13000. La salida del transmisor 13000 en "A" puede ser una señal o bien sinusoidal o bien de onda cuadrada 13202 que se proporciona como una entrada a la puerta NAND 13102. La puerta 13102 también recibe una señal de información 13204 en "B" que, en la realización que se muestra, es de forma digital. La salida 13206 del multiplicador 13004 puede ser o bien sinusoidal o bien de onda cuadrada dependiendo de la señal original 13202. El generador de formas de onda 13006 proporciona una salida de una señal de impulso de ciclo único 13208. El impulso de ciclo único 13210 varía en cuanto a su tensión alrededor de un nivel estático 13212 y se crea a intervalos de 40 nanosegundos. En la realización que se ilustra, la frecuencia del transmisor 13002 es de 25 MHz y por consiguiente, unos impulsos de un ciclo de 1,0 GHz se transmiten cada 40 nanosegundos durante el intervalo de tiempo total que la puerta 13102 se encuentra "activa" y pasa la salida del oscilador de transmisor 13002.

La figura 135 muestra el diagrama de bloques de receptor de la realización preferida para recuperar la información modulada por anchura de impulsos o por amplitud y consiste en un oscilador de sincronismo de receptor 13510, el generador de formas de onda 13508, el integrador variable o fijo de conmutación de RF 13506, el circuito de decodificación 13514, dos fases de amplificador / filtro opcionales 13504 y 13512, la entrada de cable o antena 13502, y la salida de información 13516. La frecuencia del oscilador de sincronismo de receptor 13510 puede determinarse mediante un número de circuitos resonantes que incluyen una inductancia y un condensador, un resonador de cerámica, un resonador de SAW, o un cristal. Como en el caso del transmisor, el oscilador 13510 que se muestra en el presente caso es un oscilador de cristal. La forma de onda de salida es una onda cuadrada, a pesar de que un oscilador de onda seno produciría un rendimiento del sistema idéntico. La salida de oscilador de sincronismo de onda cuadrada 13602 se muestra como A en la figura 136. El oscilador de sincronismo de receptor 13510 se diseña para operar dentro de una gama de frecuencias que crea un intervalo conocido de tasas de deriva en relación con el oscilador de sincronismo de transmisor 13002. En la presente realización, la frecuencia del oscilador de sincronismo de transmisor 13002 es de 25 MHz y el oscilador de sincronismo de receptor 13510 emite entre 25,0003 MHz y 25,0012 MHz lo que crea una tasa de deriva de +300 a +1200 Hz.

El oscilador de sincronismo de receptor 13510 está conectado con el generador de formas de onda 13508 que conforma la señal de oscilador para dar la salida apropiada para controlar la cantidad del tiempo que el conmutador de RF 13506 se encuentra en conducción y en corte. El tiempo en estado de conducción del conmutador de RF

13506 debería ser menor que 1/2 ciclo (se prefiere 1 / 10 de ciclo) o en el caso de un único impulso, no se reducirá una anchura mayor que la anchura de impulso de la forma de onda transmitida o la ganancia de señal del sistema. Se ilustran ejemplos en la tabla A1. Por lo tanto, la salida del generador de formas de onda 13508 es un impulso de la anchura apropiada que tiene lugar una vez por ciclo del oscilador de sincronismo de receptor 13510. La salida 13604 del generador de formas de onda se muestra como B en la figura 136.

Tabla A1

| Forma de onda transmitida | Tiempo en estado de conducción de límite de ganancia | Tiempo en estado de conducción preferido |
|--|--|--|
| Único impulso de 1 nanosegundo | 1 nanosegundo | 100 picosegundos |
| Salida de 1, 2, 3 ..., etc. ciclos de 1 gigahercio | 500 picosegundos | 50 picosegundos |
| Salida de 1, 2, 3 ..., etc. ciclos de 10 gigahercios | 50 picosegundos | 5 picosegundos |

El integrador / conmutador de RF 13506 muestrea una señal de RF 13606 que se muestra como "C" en la figura 136 cuando la salida de generador de formas de onda 13604 se encuentra por debajo de un valor predeterminado. Cuando la salida de generador de formas de onda 13604 se encuentra por encima de un valor predeterminado, el conmutador de RF 13506 se vuelve un nodo de impedancia alta y permite que el integrador retenga la última muestra de señal de RF 13606 hasta el siguiente ciclo de la salida del generador de formas de onda 13508. La sección de integrador de 13506 se diseña para cargar el integrador con rapidez (ataque rápido) y descargar el integrador a una tasa controlada (decrecimiento lento). La presente realización proporciona rechazo de señales no deseadas y es un factor en la determinación de la respuesta en frecuencia de banda de base del sistema. El sentido del control de conmutador es arbitrario dependiendo de la implementación de soporte físico real.

En una realización de la presente invención, la tasa de muestreo o control por puerta del receptor 13500 es 300 Hz más alta que la tasa de transmisión de 25 MHz a partir del transmisor 13000. Como alternativa, la tasa de muestreo podría ser menor que la tasa de transmisión. La diferencia en las tasas de repetición entre el transmisor 13000 y el receptor 13500, la "tasa de deriva", es de 300 Hz y da como resultado una deriva controlada de los impulsos de muestreo a lo largo del impulso transmitido que por lo tanto parece "estable" en el tiempo para el receptor 13500. A continuación, con referencia a las figuras 132 y 136, se ilustra un ejemplo para un caso simple de una señal de salida 13608 (la figura 136, "D") que se construye de cuatro muestras a partir de cuatro impulsos de entrada de RF 13606 para facilitar la explicación. Tal como puede verse con claridad, mediante el muestreo de los impulsos de RF 13606 que se pasan cuando la señal de información de transmisor 13204 (la figura 132) se encuentra por encima de un umbral predeterminado, la señal 13608 es una réplica de una señal 13606 en correspondencia con una base de tiempos diferente. En el caso del presente ejemplo, la nueva base de tiempos tiene un periodo cuatro veces más prolongado que la señal en tiempo real. El uso de un amplificador / filtro opcional 13512 da como resultado un refinamiento adicional de la señal 13608 que se encuentra presente en "E" como la señal 13610.

La circuitería de descodificación 13514 extrae la información que está contenida en la señal transmitida e incluye un rectificador que rectifica la señal 13608 o 13610 para proporcionar la señal 13612 en "G" en la figura 136. La circuitería de generador de umbral variable en el circuito 13514 proporciona un nivel de señal de umbral de CC 13614 para la señal 13610 que se usa para determinar un valor alto (salida de transmisor activa) o un valor bajo (salida de transmisor no activa) y se muestra en "H". La señal de salida final 13616 en "F" se crea por un comparador de tensión de salida en el circuito 13514 que combina las señales 13612 y 13614 de tal modo que, cuando la señal 13612 es una tensión más alta que la señal 13614, la señal de salida de información pasa a valor alto. Por consiguiente, la señal 13616 representa, por ejemplo, un "1" digital que en el presente caso está basado en el tiempo para una expansión de 1 : 4 del periodo de una señal original 13606. A pesar de que la presente ilustración proporciona una reducción de 4 : 1 en la frecuencia, a veces se desea proporcionar una reducción de más de 50.000 : 1; en la realización preferida, se consigue 100.000 : 1 o más grande. Esto da como resultado un desplazamiento directamente de la frecuencia de entrada de RF a una banda de base de baja frecuencia sin el requisito de una circuitería intermedia costosa que hubiera sido necesario usar si solo se usara una conversión 4 : 1 como una primera fase. La tabla A2 proporciona información en lo que respecta a la conversión de base de tiempos e incluye ejemplos.

Unidades
 $s = 1 \text{ ps} = 1 \cdot 10^{12} \text{ ns} = 1 \cdot 10^{-9} \text{ us} = 1 \cdot 10^{-6} \text{ MHz} = 1 \cdot 10^6 \text{ KHz} = 1 \cdot 10^3$
 Frecuencia de oscilador de sincronismo de receptor = 25,0003 MHz
 Frecuencia de oscilador de sincronismo de transmisor = 25 MHz

$$\text{Periodo} = \frac{1}{\text{Frecuencia de oscilador de sincronismo de transmisor}}$$

periodo = 40 ns

$$\text{tasa de deriva} = \frac{1}{\text{Frecuencia de oscilador de sincronismo de receptor} - \text{Frecuencia de oscilador de sincronismo de transmisor}} \text{ tasa de deriva}$$

$$= 0,003 \text{ s}$$

$$\text{multiplicador de base de tiempos} = \frac{\text{tasa de deriva}}{\text{periodo}} \text{ segundos por nanosegundo}$$

$$\text{multiplicador de base de tiempos} = 8,333 \cdot 10^4$$

Tabla A2

Ejemplo 1:

1 nanosegundo se traduce en 83,33 microsegundos
 base de tiempos = (1 ns)_ multiplicador de base de tiempos
 base de tiempos = 83,333 us

Ejemplo 2:

2 gigahercios se traducen en 24 kilohercios 2 gigahercios = 500 picosegundos de periodo
 base de tiempos = (500 ps)_ multiplicador de base de tiempos
 base de tiempos = 41,667 us

$$\text{frecuencia} = \frac{1}{\text{base de tiempos}}$$

$$\text{frecuencia} = 24 \text{ KHz}$$

5 En la realización que se ilustra, la señal 13616 en "F" tiene un periodo de 83,33 us, una frecuencia de 12 KHz y esta se produce una vez cada 3,3 ms para una tasa de deriva de 300 Hz. Expresado de otra forma, el sistema está convirtiendo una señal transmitida de 1 gigahercio en una señal de 83,33 microsegundos.

10 Por consiguiente, las series de los impulsos de RF 13210 que se transmiten durante la presencia de una señal de "activo" en la puerta de entrada de información 13102 se usan para reconstruir la señal de entrada de información 13204 mediante el muestreo de las series de impulsos en el receptor 13500. El sistema se diseña para proporcionar un número adecuado de entradas de RF 13606 para prever la reconstrucción de señales.

15 Una fase o fases de amplificador / filtro opcionales 13504 y 13512 pueden incluirse para proporcionar una sensibilidad de receptor adicional, control de anchura de banda o acondicionamiento de señales para la circuitería de descodificación 13514. Elegir un multiplicador de base de tiempos apropiado dará como resultado una señal en la salida del integrador 13506 que puede amplificarse y filtrarse con amplificadores operacionales en lugar de amplificadores de RF con una simplificación resultante del procedimiento de diseño. La señal 13610 en "E" ilustra el uso del amplificador / filtro 13512 (la figura 137). El amplificador de RF opcional 13504 que se muestra como la primera fase del receptor debería incluirse en el diseño cuando se requiere una sensibilidad aumentada y / o un filtrado adicional. En las figuras 137-139 se muestran diagramas esquemáticos de receptor a modo de ejemplo.

20 Las figuras 140-143 ilustran diferentes señales de salida de impulsos 14002 y 14202 y su dominio de la frecuencia respectivo en 14102 y 14302. Tal como puede verse a partir de las figuras 140 y 141, la señal de semi-ciclo 14002 genera un espectro menos sujeto a interferencia que el ciclo único de la figura 133 y el impulso de 10 ciclos de la figura 142. Las diversas salidas determinan la inmunidad del sistema a la interferencia, el número de usuarios en un área dada, y los requisitos de cable y de antena. Las figuras 133 y 134 ilustran unas salidas de impulsos a modo de ejemplo.

25 Las figuras 144 y 145 muestran unos diseños de receptor diferencial a modo de ejemplo. La teoría de funcionamiento es similar al receptor no diferencial de la figura 135 con la excepción de que la técnica diferencial proporciona una relación de señal a ruido aumentada por medio del rechazo de modo común. Cualquier señal que se imprima en fase en ambas entradas sobre el receptor diferencial se atenuará por el amplificador diferencial que se muestra en las figuras 144 y 145 y, a la inversa, cualquier señal que produzca una diferencia de fase entre las entradas de receptor se amplificará.

30 Las figuras 146 y 147 ilustran los dominios del tiempo y de la frecuencia de una banda estrecha / señal de portadora constante en contraste con las señales de banda ultra-extensa que se usan en la realización que se ilustra.

IV. Características adicionales de la invención

1. Características de arquitectura de la invención

La presente invención proporciona, entre otras cosas, las siguientes características de arquitectura:

- 5 relación de señal a ruido de banda de base óptima con independencia de la modulación (filtro con adaptación de RF programable);
- una linealidad excepcional por milivatio consumido;
- se integra fácilmente en C-MOS a granel (pequeño tamaño / bajo coste, alto nivel de integración);
- operación fundamental o sub-armónica (no cambia la eficiencia de conversión);
- 10 la función de transmisión proporciona multiplicación de frecuencia y ganancia de señal; y
- una transferencia de potencia óptima a una impedancia de salida escalonable (independiente de la intensidad o la tensión del dispositivo);

La presente invención proporciona soluciones simultáneas para dos dominios: muestreo de potencia y filtrado con adaptación. Un muestreador convencional es un dispositivo de muestreo de tensión, y no afecta de forma sustancial a la señal de entrada. Un muestreador de potencia de acuerdo con la presente invención intenta captar tanta potencia a partir de la entrada como para construir la salida, y no preserva necesariamente la señal de entrada.

2. Beneficios adicionales de la invención

2.1 En comparación con un muestreador de impulsos

La presente invención supera el rendimiento de un muestreador de impulsos teóricamente perfecto. El rendimiento de una implementación práctica de la presente invención supera el rendimiento de una implementación práctica de un muestreador de impulsos. La presente invención se implementa fácilmente (no requiere una circuitería de impulsos).

2.2 Linealidad

La presente invención proporciona una linealidad excepcional por milivatio. Por ejemplo, un intervalo dinámico de rail a rail es posible con un aumento mínimo en la potencia. En una realización de circuito integrado a modo de ejemplo, la presente invención proporciona +55 dmb IP2, +15 dbm IP3, @ 3,3 V, 4,4 mA, -15 dmb LO. Los requisitos de sistema de GSM son +22 dbm IP2, -10,5 dmb IP3. Los requisitos de sistema de CDMA son +50 dmb IP2, +10 dbm IP3.

2.3 Transferencia de potencia óptima a una impedancia de salida escalonable

En una realización de la presente invención, la impedancia de salida es escalonable para facilitar un factor de ruido en decibelios de sistema bajo. En una realización, los cambios en la impedancia de salida no afectan al consumo de potencia.

2.4 Integración de sistema

En una realización, la presente invención habilita un alto nivel de integración en C-MOS a granel. Otras características incluyen:

- 35 huella pequeña;
- sin circuitos multiplicadores (sin transistores de equilibrado o adaptación de dispositivos);
- filtros de transmisión y de recepción en la banda de base;
- sintetizadores de baja frecuencia;
- soluciones de desplazamiento de CC;

40 Haciendo referencia a la figura 18A, se muestra un amplificador de entrada diferencial y de salida diferencial de único conmutador 21800, de acuerdo con una realización de la presente invención. Si se está recibiendo una señal de I/Q, el receptor 21800 podría implementarse para cada una de las señales de fase I y Q. No se requiere transistor equilibrado alguno en el receptor 21800. Cualquier inyección de carga que cree una tensión de desplazamiento de CC sobre una primera entrada de conmutador 21802 crea una tensión de desplazamiento de CC sustancialmente igual sobre una segunda entrada de conmutador 21804, de tal modo que cualquier desplazamiento de CC resultante debido a la inyección de carga se cancela sustancialmente.

En una realización, la señal de LO 21806 se hace funcionar a un sub-armónico. Las células de Gilbert pierden eficiencia cuando se hacen funcionar a un sub-armónico, en comparación con el receptor de la presente invención.

La figura 18A muestra una configuración de linealidad sustancialmente máxima. Las tensiones de drenador y de fuente son virtualmente fijas en relación con la V_{gs} . La tensión de CC a través de la primera entrada de conmutador 21802 y la segunda entrada de conmutador 21804 permanece sustancialmente constante.

En otra parte en el presente documento se analizan con detalle adicionales realizaciones del amplificador de entrada diferencial y de salida diferencial de único conmutador de acuerdo con la presente invención. reduce, en cuanto a la arquitectura, la re-radiación;

5 Haciendo referencia a la figura 18A, la re-radiación es sustancialmente toda de modo común. Con un divisor perfecto, la re-radiación se eliminará de forma sustancial.

Haciendo referencia a la figura 18B, un primer conmutador 21810 y un segundo conmutador 21812 se implementan en un receptor 21814, de acuerdo con una realización de la presente invención. El receptor 21814 aleja la re-radiación de la frecuencia hasta la siguiente frecuencia de armónico par más alta. Haciendo referencia a la figura 18D, la re-radiación se desplazó de forma sustancial de 2,49 GHz (véase la punta de re-radiación 21818) a 3,29 GHz (véase la punta de re-radiación más grande 21820).

Se analizan con detalle adicional en otra parte en el presente documento, realizaciones de receptor, de acuerdo con la presente invención, para reducir o eliminar la re-radiación de circuito, tal como el receptor 21814; rechazo de ruido inherente; y coste más bajo.

15 **2.5 Operación fundamental o sub-armónica**

La operación sub-armónica se prefiere para muchas implementaciones de conversión descendente directa debido a que esta tiende a evitar los osciladores y / o señales cerca de la frecuencia operativa deseada.

La eficiencia de conversión es, en general, constante con independencia del sub-armónico. La operación sub-armónica habilita unos micro-diseños de receptor de potencia.

20 **2.6 Multiplicación de frecuencia y ganancia de señal**

Una función de transmisión de acuerdo con la presente invención proporciona multiplicación de frecuencia y ganancia de señal. Por ejemplo, una realización de ejemplo de diseño de 900 MHz (0,35 μ CMOS) presenta un LO de 180 MHz-15 dbm, salida de E / S de 900 MHz 0 dbm, 5 VCC, 5 mA. Una realización de ejemplo de diseño de 2400 MHz (0,35 μ CMOS) presenta un LO de 800 MHz -15 dbm, salida de E / S de 2,4 GHz -6 dbm, 5 VCC, 16 mA.

25 Una función de transmisión de acuerdo con la presente invención también proporciona una conversión ascendente directa (IF cero verdadera).

3. Características de filtro adaptado sub-armónico de apertura controlada

3.1 Apertura no despreciable

30 Una apertura no despreciable, tal como se enseña en el presente documento, preserva de forma sustancial la información de amplitud y de fase, pero no necesariamente la señal de portadora. Un concepto general es submuestrear la portadora mientras que se sobremuestra la información.

La presente invención transfiere la energía óptima. En el presente documento se han presentado unas realizaciones a modo de ejemplo, incluyendo ejemplos de CC y ejemplos de semiciclo de portadora.

3.2 Anchura de banda

35 En lo que respecta a la anchura de banda de entrada, una transferencia de energía óptima en general tiene lugar cada $n + \frac{1}{2}$ ciclo. La anchura de banda de salida es, en general, una función del LO.

3.3 Ventajas de arquitectura de un convertidor descendente de frecuencia universal

Un convertidor descendente de frecuencia universal (UDF, *universal frequency down-converter*), de acuerdo con la invención, puede diseñarse para proporcionar, entre otras cosas, las siguientes características:

- 40 Q de filtro de 100.000+;
- filtros con ganancia;
- integración de filtro en CMOS;
- anchura de banda y frecuencia central modificadas eléctricamente;
- parámetros de filtro estables en presencia de señales de alto nivel; y
- 45 los UDF pueden producirse en masa sin sintonización.

3.4 Ventajas del conmutador de FET complementario

Las implementaciones del conmutador de FET complementario de la invención proporcionan, entre otras cosas, un intervalo dinámico aumentado ($R_{ds\text{conducción}}$ más baja - eficiencia de conversión aumentada, IIP2, IIP3 más altos,

aumento de intensidad mínimo (+ inversor de CMOS), y re-radiación más baja (cancelación de carga). Por ejemplo, consúltense las figuras 39 y 40.

3.5 Características de la configuración diferencial

5 Las implementaciones de configuración diferencial de la invención proporcionan, entre otras cosas, ventajas de desplazamiento de CC, re-radiación más baja, rechazo de modo común de entrada y de salida, y aumento de intensidad mínimo. Por ejemplo, consúltense la figura 41.

3.6 Características de ensanchamiento de reloj

Los aspectos de ensanchamiento de reloj de la invención proporcionan, entre otras cosas, re-radiación más baja, ventajas de desplazamiento de CC, y ventajas de ruido de parpadeo. Por ejemplo, consúltense las figuras 42-44.

10 **3.7 Principios de filtro adaptado sub-armónico de apertura controlada**

La invención proporciona, entre otras cosas, la optimización de la relación de señal a ruido sujeta a una máxima transferencia de energía dada una apertura controlada, y una máxima transferencia de energía a la vez que se preserva información. La invención también proporciona automuestreo de forma de onda de paso de banda y acumulación de energía de impulsos

15 **3.8 Efectos de la variación en la anchura de impulso**

La anchura de impulso puede optimizarse para una frecuencia de interés. En general, la anchura de impulso es n más ½ ciclos de una frecuencia de entrada deseada. En general, en las implementaciones de CMOS de la invención, la variación en la anchura de impulso a través de las variaciones del procedimiento y la temperatura de interés es menor que un + / - 16 por ciento.

20 **4. Sistemas convencionales**

4.1 Sistemas heterodinos

25 Los sistemas heterodinos convencionales, en contraste con la presente invención, son relativamente complejos, requieren múltiples sintetizadores de RF, requieren la gestión de diversos modos electromagnéticos (pantalla, etc.), requieren una gestión inter-modulación significativa, y requieren una mirada de tecnologías que no se integran fácilmente sobre circuitos integrados.

4.2 Dispositivos inalámbricos móviles

30 Los dispositivos inalámbricos móviles de alta calidad no se han implementado por medio de IF cero debido a los elevados requisitos de potencia para la primera conversión con el fin de obtener un intervalo dinámico necesario, el alto nivel de LO que se requiere (re-radiación de LO), filtrado de rechazo de interferencia de canal adyacente, filtrado de modulación de transmisor, fuga de LO de transmisor, y las limitaciones sobre el rendimiento y la tecnología del sintetizador de RF.

5. Cancelación de ruido de fase

La notación en fasores complejos de una señal armónica se conoce a partir de la ecuación de Euler, que se muestra en el presente caso como la ecuación 172.

35
$$S(t) = e^{-j(\omega_c t + \varphi)} \quad \text{Ec. (172)}$$

Supóngase que φ también es una cierta función del tiempo $\varphi(t)$. $\varphi(t)$ representa el ruido de fase o alguna otra perturbación de fase de la forma de onda. Además, supóngase que $\varphi(t)$ y $-\varphi(t)$ pueden derivarse y manipularse. Entonces, de lo anterior se deduce que la multiplicación de $S_1(t)$ y $S_2(t)$ producirá la ecuación 173.

$$S(t) = S_1(t) \bullet S_2(t) = e^{-j(\omega_c t + \varphi(t))} \bullet e^{-j(\omega_c t - \varphi(t))} = e^{-j2\omega_c t}$$

Ec. (173)

40 Por lo tanto, el ruido de fase $\varphi(t)$ puede cancelarse. Las identidades trigonométricas verifican el mismo resultado con la excepción de un término adicional en CC. Esto puede implementarse con, por ejemplo, una versión de cuatro cuadrantes de la invención. La figura 45 ilustra una implementación para un duplicador (2 x la frecuencia de reloj y

los armónicos de la misma). La figura 46 ilustra otra implementación (armónicos con cancelación de ruido de fase de orden impar).

5 En una realización, se utilizan dos relojes para la cancelación de ruido de fase de armónicos de orden impar y par mediante la disposición en cascada de fases. Una implementación de cuatro cuadrantes de la invención puede utilizarse para eliminar el multiplicador que se ilustra en la figura 46.

6. UFD multiplexado

En una realización, se implementan receptores y transmisores en paralelo usando implementaciones de único polo, de doble polo, de triple polo, etc., de la invención.

10 También puede utilizarse una implementación de polo múltiple de la invención. En la presente realización, muchas opciones de conversión en frecuencia a múltiples tasas pueden realizarse en paralelo o en serie. Esto puede implementarse para funciones de recepción múltiples, radios de banda múltiple, filtros de tasa múltiple, etc.

7. Aperturas de muestreo

15 Pueden utilizarse múltiples aperturas para lograr una diversidad de efectos. Por ejemplo, la figura 47 ilustra una apertura de muestra bipolar y una onda seno correspondiente que se está muestreando. La apertura de muestra bipolar se opera a un sub-armónico de la onda seno que se está muestreando. Mediante el cálculo de la transformada de Fourier de cada componente dentro de la serie de Fourier, puede mostrarse que el espectro de potencia de muestreo tiende a cero en los sub-armónicos y super-armónicos. Como resultado, el espectro de peine se elimina sustancialmente excepto a la frecuencia de conversión.

20 De forma similar, el número de aperturas puede extenderse con una ponderación bipolar asociada para formar una diversidad de respuestas de impulso y para realizar un filtrado en RF.

8. Recepción de diversidad e igualadores

La presente invención puede utilizarse para implementar combinadores de máxima relación post-detección, combinadores de igual ganancia post-detección y selectores.

25 La figura 48 ilustra un receptor de diversidad a modo de ejemplo que se implementa de acuerdo con la presente invención.

La figura 49 ilustra un igualador a modo de ejemplo que se implementa de acuerdo con la presente invención.

30 La presente invención puede servir como un convertidor descendente de cuadratura y como una función de retardo unitario. En un ejemplo de una implementación de este tipo, la función de retardo unitario se implementa con un reloj de diezmo en la banda de base.

V. Conclusiones

35 En el presente documento se han descrito realizaciones a modo de ejemplo de los procedimientos, los sistemas y los componentes de la presente invención. Tal como se hace notar en otra parte, estas realizaciones a modo de ejemplo se han descrito solo para fines ilustrativos, y no son limitantes. Otras realizaciones son posibles y están cubiertas por la invención. Tales otras realizaciones incluyen pero no se limitan a soporte físico, soporte lógico, e implementaciones de soporte lógico / soporte físico de los procedimientos, los sistemas y los componentes de la invención. Tales otras realizaciones serán evidentes para los expertos en la materia o materias relevantes en base a las enseñanzas que están contenidas en el presente documento. Por lo tanto, la amplitud y el alcance de la presente invención no deberían estar limitados por ninguna de las realizaciones ejemplares que se han descrito en lo que
40 antecede, sino que deberían definirse solo de acuerdo con las siguientes reivindicaciones y sus equivalentes.

VI. Glosario de Términos

| | |
|-------|---|
| A. M. | Modulación en amplitud |
| A / D | Analógico / Digital |
| AWGN | gaussiano blanco aditivo |
| C | Condensador |
| CMOS | Semiconductor complementario de óxido-metal |
| dB | Decibelio |
| dBm | Decibelios con respecto a un milivatio |
| CC | Corriente continua |

ES 2 482 696 T3

| | |
|-------|---|
| DCT | Transformada en coseno discreta |
| DST | Transformada en seno discreta |
| FIR | Respuesta de impulso finito |
| GHz | Gigahercio |
| I / Q | En fase / Fase en cuadratura |
| CI | Circuitos integrados, Condiciones iniciales |
| IF | Frecuencia intermedia |
| ISM | Banda industrial, científica y médica |
| L-C | Inductancia-Condensador |
| LO | Oscilador local |
| NF | Frecuencia de ruido |
| OFDM | Multiplexador de división de frecuencia ortogonal |
| R | Resistencia |
| RF | Radiofrecuencia |
| Rms | Valor cuadrático medio |
| SNR | Relación de señal a ruido |
| WLAN | Red de área local inalámbrica |
| UFT | Traslación de frecuencia universal |

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento de conversión descendente de una señal electromagnética, **caracterizado por:**

5 una primera etapa de adquirir (14810) una energía de un semiciclo de una señal de portadora mediante la realización de una operación de filtrado con adaptación / correlación mediante la multiplicación de dicha señal electromagnética con una representación de sí misma y el control por puerta de esta mediante un módulo de conmutación (14904) controlado mediante una función de división en ventanas, siendo la longitud de la apertura de la cual igual a un semiciclo de la señal de portadora, y mediante el suministro del resultado del control por puerta a un módulo de integración (14906);
 10 una segunda etapa de acumular (14820), por medio de un dispositivo de almacenamiento de energía (15306), un resultado de la adquisición de la primera etapa; y
 una tercera etapa de repetir las etapas primera y segunda para porciones adicionales de la señal de portadora, mediante lo cual los resultados de la acumulación forman (14830) una señal a la que se ha aplicado conversión descendente.

15 2. El procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1, en el que la primera etapa comprende una etapa de convolución del semiciclo de la señal de portadora con una representación de sí misma.

3. El procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1, en el que la primera etapa comprende una etapa de multiplicar el semiciclo de la señal de portadora por sí mismo a lo largo de un intervalo de tiempo predeterminado e integrar a lo largo del intervalo de tiempo predeterminado.

20 4. El procedimiento de acuerdo con cualquier reivindicación anterior, en el que $S_0(t_0)$ es una salida de la primera etapa, k es una constante, $S_i(t)$ es el semiciclo de la señal de portadora, y $t_0 - 0$ es el intervalo de tiempo predeterminado, y en el que la primera etapa comprende la etapa de procesar el semiciclo de la señal de portadora de acuerdo con:

$$S_0(t_0) = k \int_0^{t_0} S_i^2(t) dt.$$

25 5. El procedimiento de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en el que $S_0(t)$ es una salida de la primera etapa, k es una constante, $kS_i(t_0 - \tau)$ es una respuesta de impulsos de un procedimiento de filtrado, t_0 es un tiempo de observación predeterminado, $u(\tau)$ es una función de escalón, y $S_i(t - \tau)$ es el semiciclo de la señal de portadora, y en el que la primera etapa comprende la etapa de procesar el semiciclo de la señal de portadora de acuerdo con:

$$S_0(t) = \int_0^{\infty} (kS_i(t_0 - \tau)u(\tau))S_i(t - \tau) d\tau.$$

30 6. El procedimiento de acuerdo con cualquier reivindicación anterior, en el que la segunda etapa comprende una etapa de transferir una porción de la energía que está contenida en el semiciclo de la señal de portadora al dispositivo de almacenamiento de energía.

35 7. El procedimiento de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, en el que la segunda etapa comprende la etapa de transferir la porción de la energía que está contenida en el semiciclo de la señal de portadora a un dispositivo de almacenamiento capacitivo.

8. El procedimiento de acuerdo con cualquier reivindicación anterior, que comprende además la etapa de:

pasar un resultado de la segunda etapa a un filtro de reconstrucción.

9. El procedimiento de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7, que comprende además la etapa de:

40 pasar un resultado de la segunda etapa a un filtro de interpolación.

10. El procedimiento de acuerdo con cualquier reivindicación anterior, en el que la tercera etapa comprende una etapa de repetir las etapas primera y segunda a una tasa sub-armónica de la señal de portadora.

45 11. El procedimiento de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 9, en el que la tercera etapa comprende la etapa de repetir las etapas primera y segunda a un desplazamiento de la tasa sub-armónica de la señal de portadora.

12. El procedimiento de acuerdo con cualquier reivindicación anterior, que comprende además la etapa de:

realizar las etapas primera, segunda y tercera para semiciclos positivos de la señal de portadora y para semiciclos negativos invertidos de la señal de portadora.

13. Un sistema de implementación del procedimiento reivindicado en la reivindicación 1 para la conversión descendente de una señal electromagnética, **caracterizado por**:

- 5 un módulo de conmutación (14904) que tiene una entrada que recibe energía de un semiciclo de una señal de portadora sobre la que una operación de filtrado con adaptación / correlación se ha realizado mediante la multiplicación de dicha señal electromagnética con una representación de sí misma, teniendo el módulo de conmutación (14902) su control por puerta controlado mediante una función de división en ventanas, siendo la longitud de la apertura de la cual igual a un semiciclo de la señal de portadora;
- 10 un módulo de integración (14906) configurado para recibir a partir del módulo de conmutación (14904) los resultados del control por puerta; y
- un dispositivo de almacenamiento de energía (15306) configurado para acumular resultados a partir del módulo de integración (14906);
- 15 mediante lo cual los resultados acumulados emitidos a partir del dispositivo de almacenamiento de energía (15306) forman una señal a la que se ha aplicado conversión descendente.

14. El sistema de acuerdo con la reivindicación 13, en el que el módulo de conmutación (14904) está dispuesto para realizar la convolución de un semiciclo de la señal de portadora con una representación de sí misma.

15. El sistema de acuerdo con la reivindicación 13, en el que el módulo de conmutación (14904) está dispuesto para multiplicar un semiciclo de la señal de portadora por sí mismo a lo largo de un intervalo de tiempo predeterminado y para integrar a lo largo del intervalo de tiempo predeterminado.

16. El sistema de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 13 a 15, en el que $S_0(t_0)$ es una salida del módulo de integración (14906), k es una constante, $S_i(t)$ es el semiciclo de la señal de portadora, y $t_0 - 0$ es un intervalo de tiempo predeterminado, y el módulo de integración (14906) está dispuesto para procesar el semiciclo de la señal de portadora de acuerdo con:

$$S_0(t_0) = k \int_0^{t_0} S_i^2(t) dt.$$

17. El sistema de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 13 a 15, en el que $S_0(t)$ es una salida del módulo de integración (14906), k es una constante, $kS_i(t_0 - \tau)$ es una respuesta de impulsos de un procedimiento de filtrado, t_0 es un tiempo de observación predeterminado, $u(\tau)$ es una función de escalón, y $S_i(t - \tau)$ es el semiciclo de la señal de portadora, y el módulo de integración (14906) está dispuesto para procesar el semiciclo de la señal de portadora de acuerdo con:

$$S_0(t) = \int_0^{\infty} (kS_i(t_0 - \tau)u(\tau))S_i(t - \tau) d\tau .$$

18. El sistema de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 13 a 17, en el que el módulo de integración (14906) está dispuesto para transferir una porción de la energía que está contenida en el semiciclo de la señal de portadora al dispositivo de almacenamiento de energía.

19. El sistema de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 13 a 17, en el que el módulo de integración (14906) está dispuesto para transferir la porción de la energía que está contenida en el semiciclo de la señal de portadora a un dispositivo de almacenamiento capacitivo.

20. El sistema de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 13 a 19, que comprende además unos medios para pasar una salida del dispositivo de almacenamiento de energía (15306) a un filtro de reconstrucción.

21. El sistema de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 13 a 19, que comprende además unos medios para pasar una salida del dispositivo de almacenamiento de energía (15306) a un filtro de interpolación.

22. El sistema de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 13 a 21, en el que el módulo de conmutación (14904) está configurado para operar a una tasa sub-armónica de la señal de portadora.

23. El sistema de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 13 a 21, en el que el módulo de conmutación (14904) está configurado para operar a un desplazamiento de la tasa sub-armónica de la señal de portadora.

24. El sistema de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 13 a 23, en el que el módulo de conmutación (14904), el módulo de integración (14906) y el dispositivo de almacenamiento de energía (15306) están configurados

para adquirir y para acumular la energía para semiciclos positivos de la señal de portadora y para semiciclos negativos invertidos de la señal de portadora.

FIG. 1 A

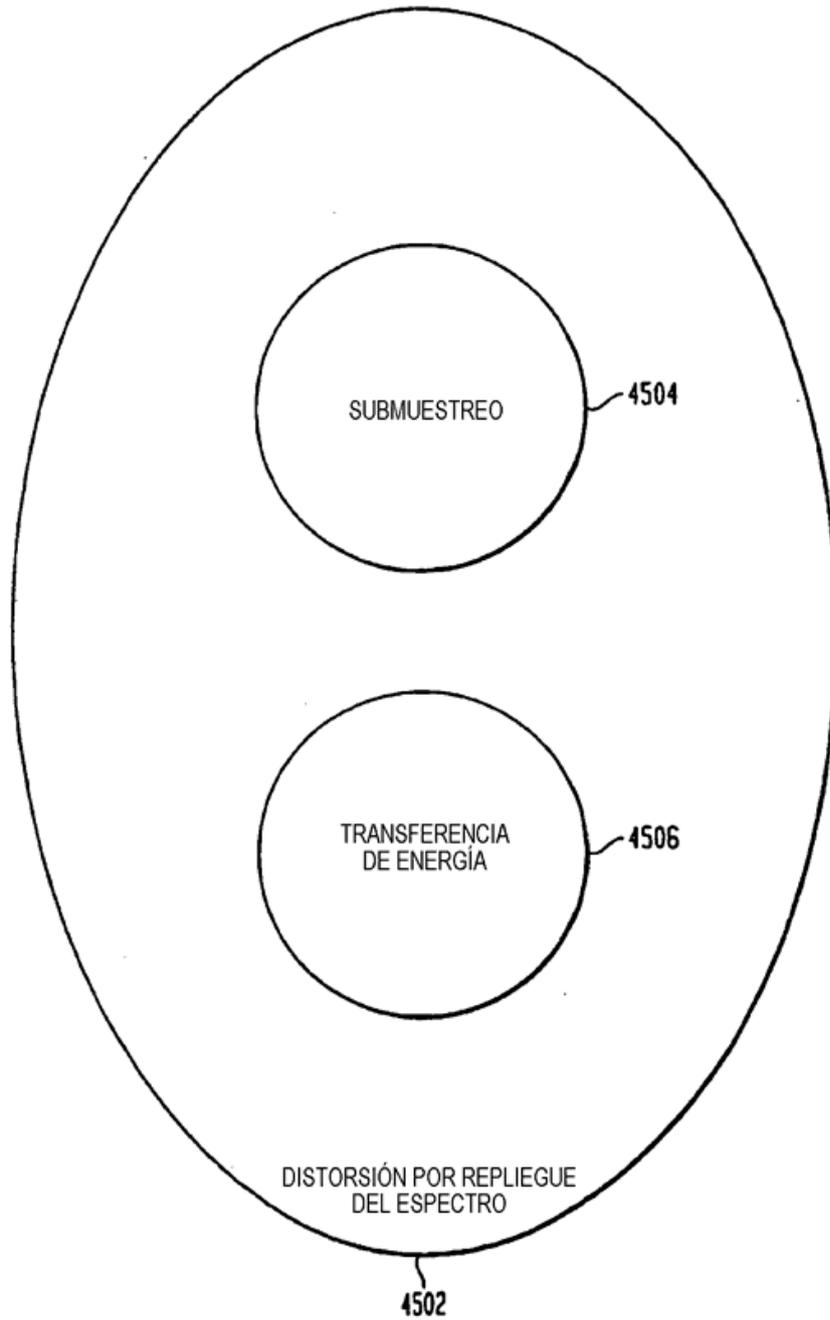


FIG. 1B

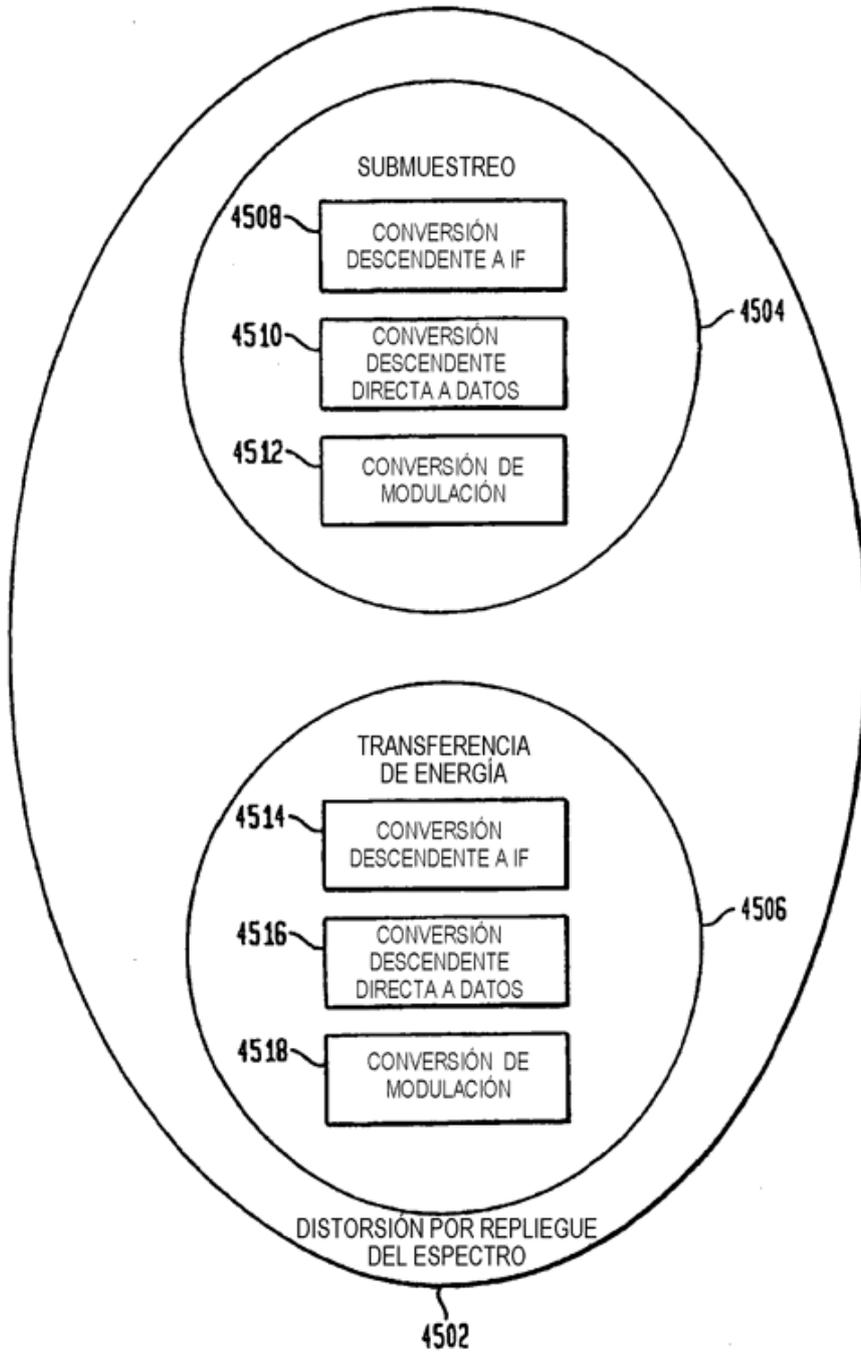


FIG. 2A

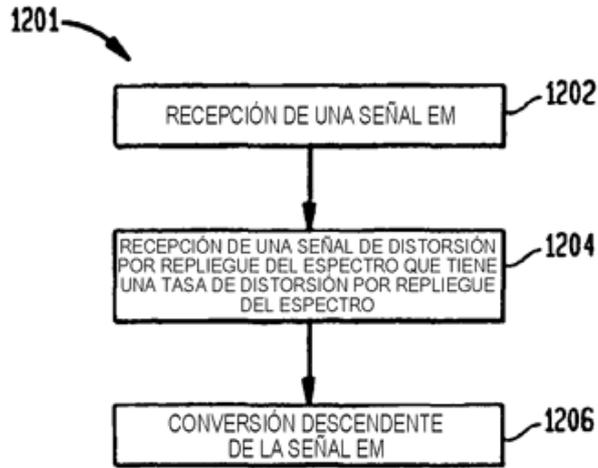
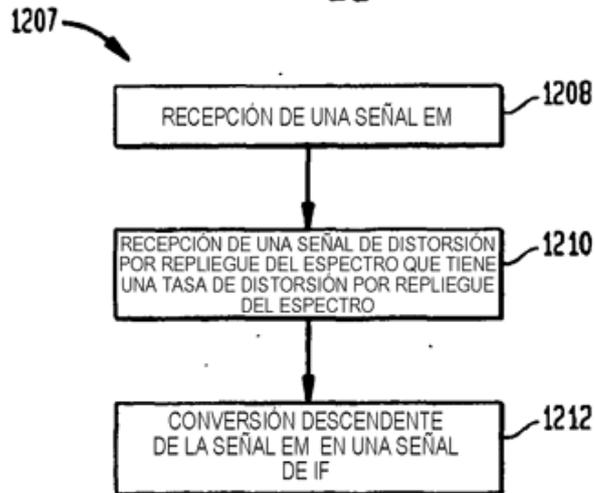


DIAGRAMA DE FLUJO DE CONVERSIÓN DESCENDENTE GENÉRICA

FIG. 2B



CONVERSIÓN DESCENDENTE DE UNA SEÑAL EM EN UNA SEÑAL DE IF

FIG. 2C

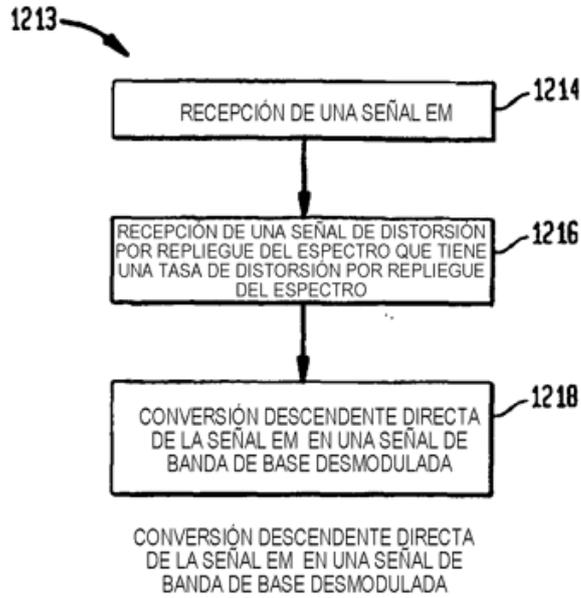
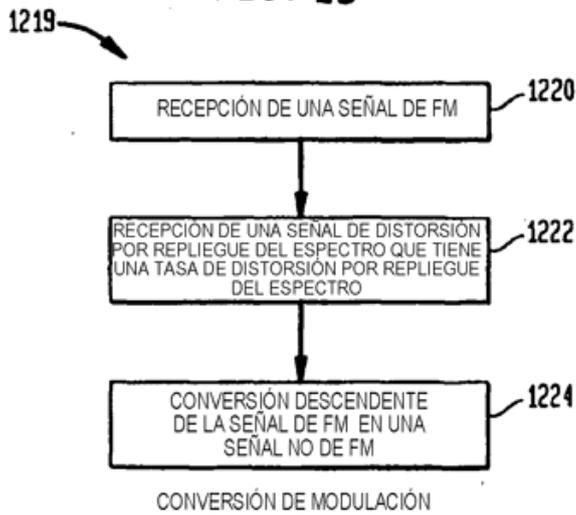


FIG. 2D



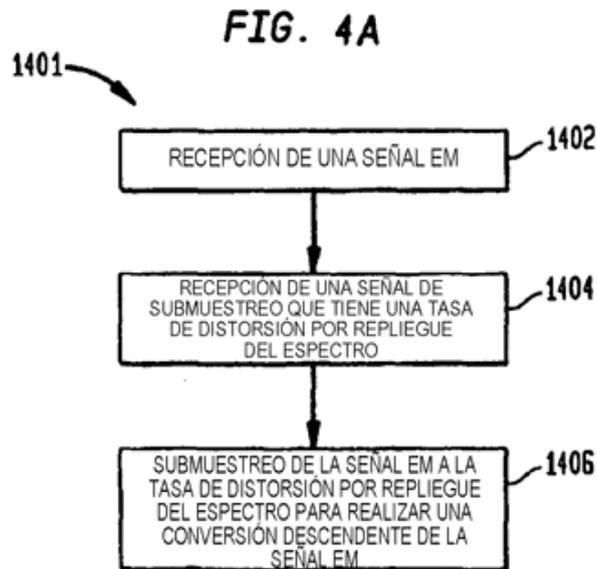
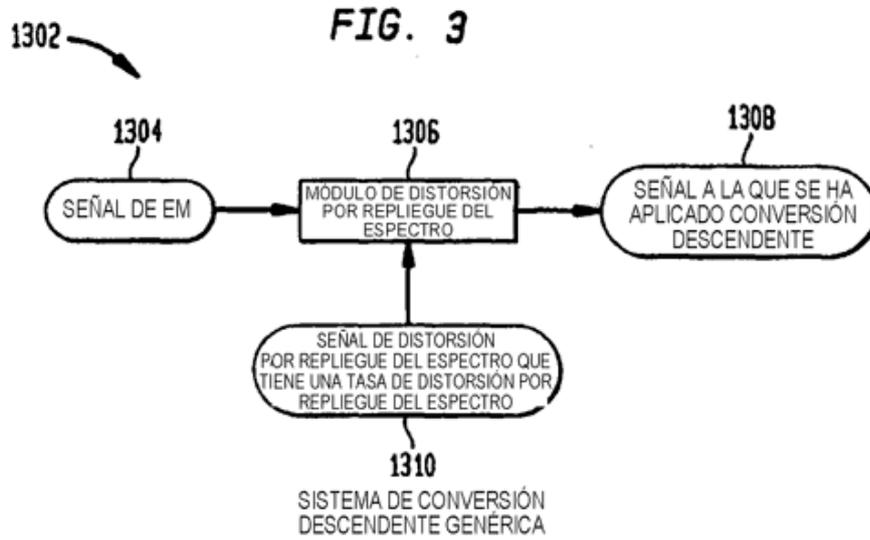


FIG. 4B

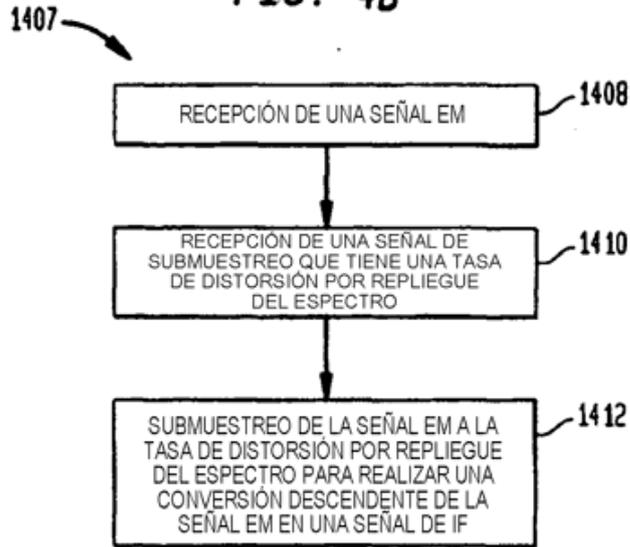
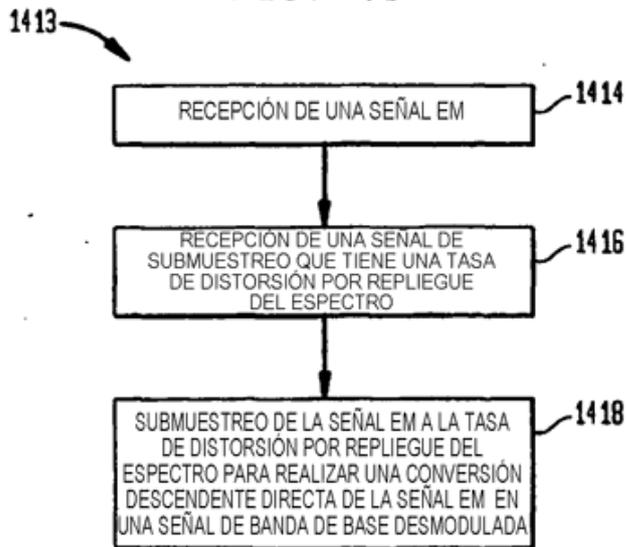


FIG. 4C



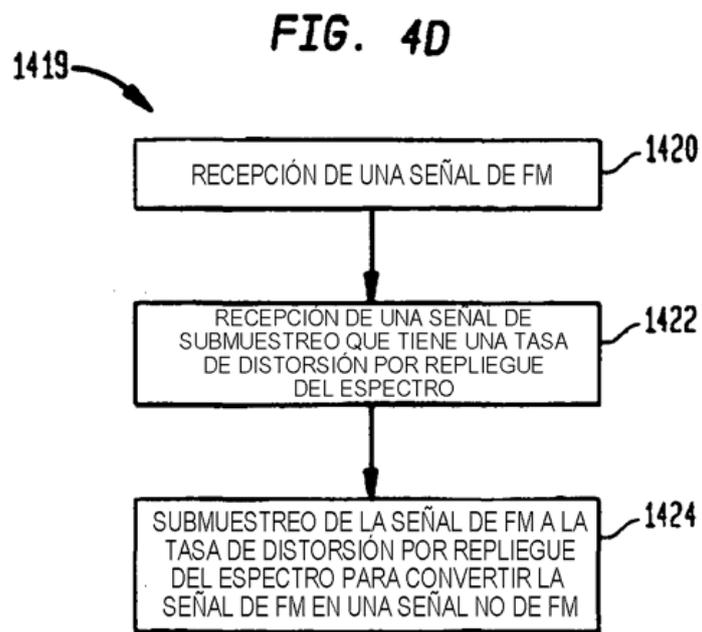


FIG. 5A

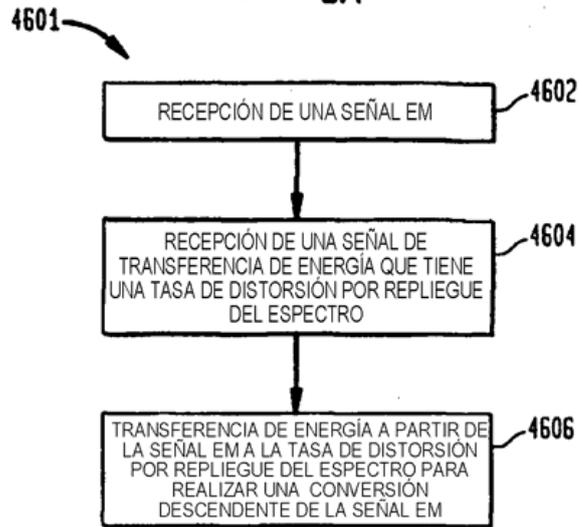


FIG. 5B

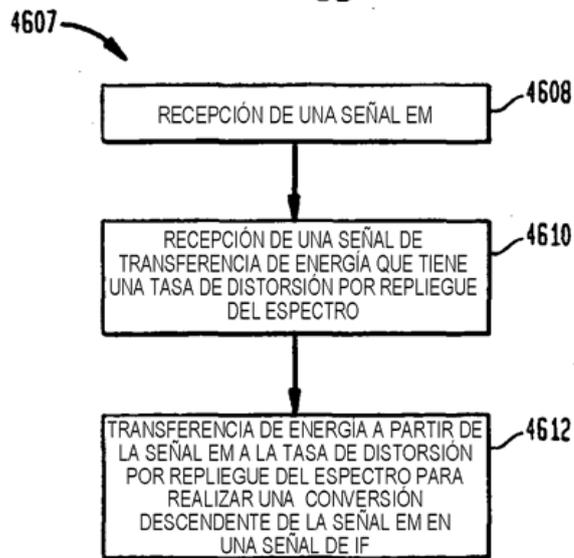


FIG. 5C

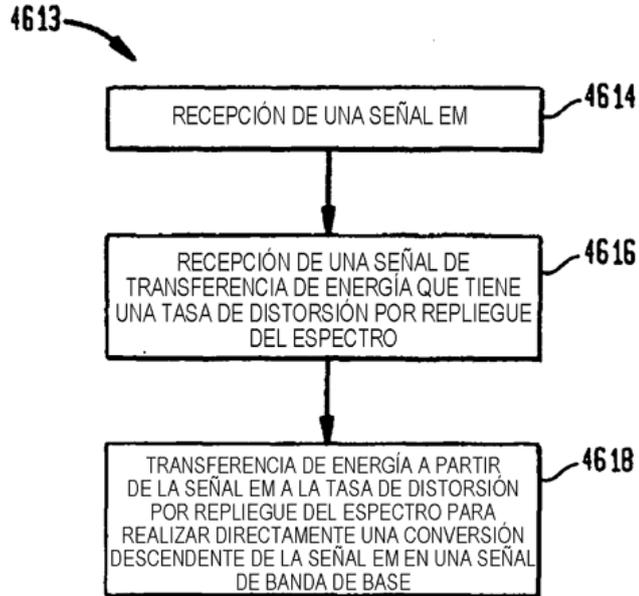
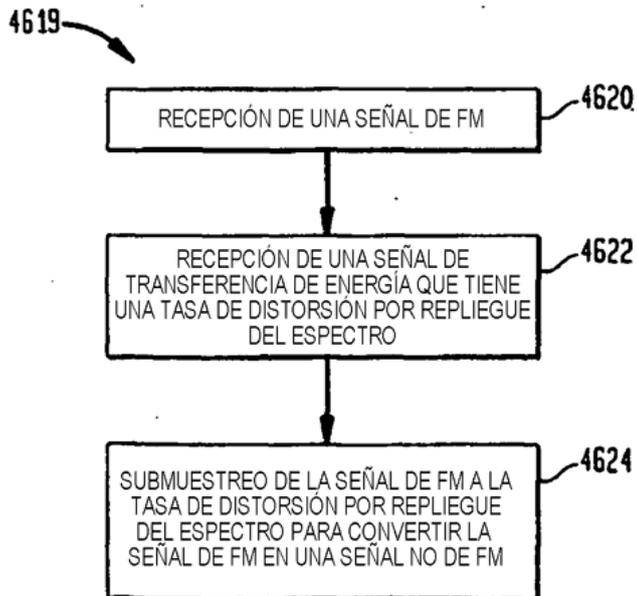
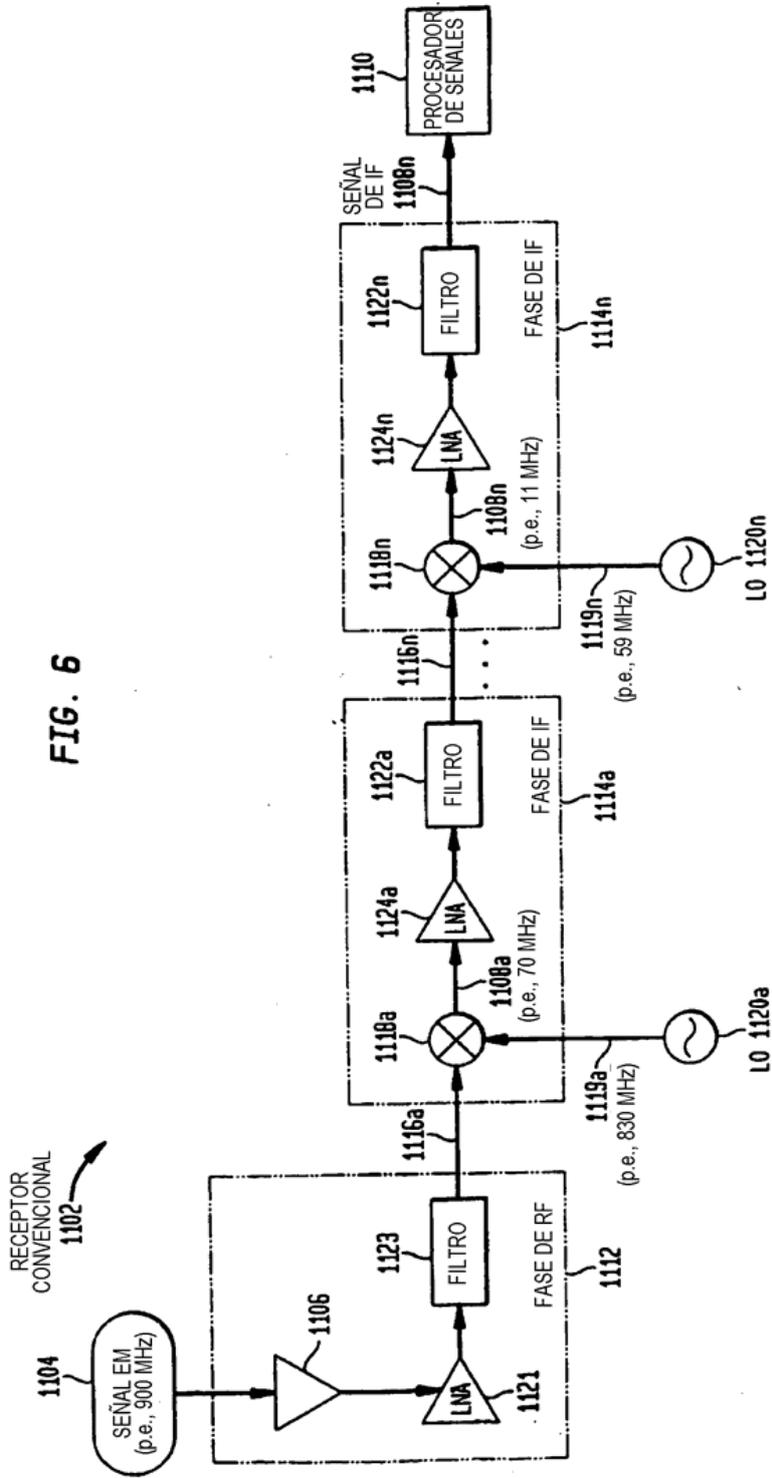


FIG. 5D

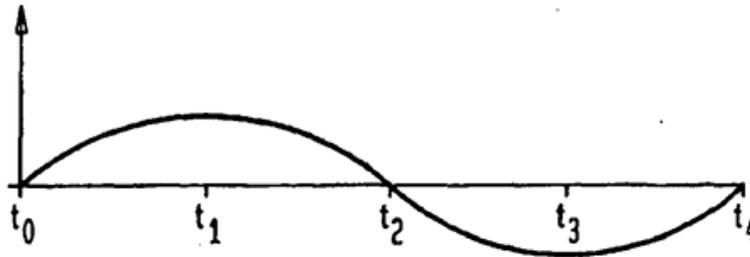




SEÑAL DE BANDA DE
BASE ANALÓGICA

210

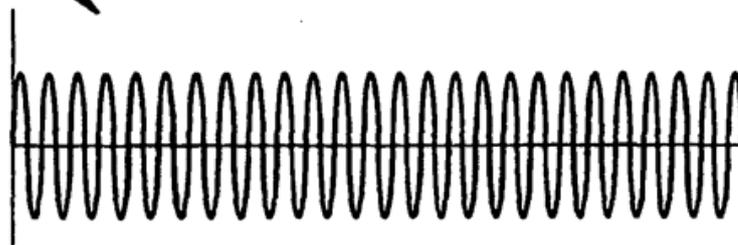
FIG. 7A



SEÑAL DE PORTADORA

410

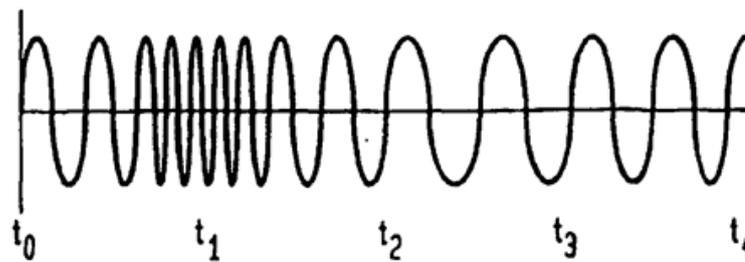
FIG. 7B



SEÑAL DE PORTADORA DE FM

716

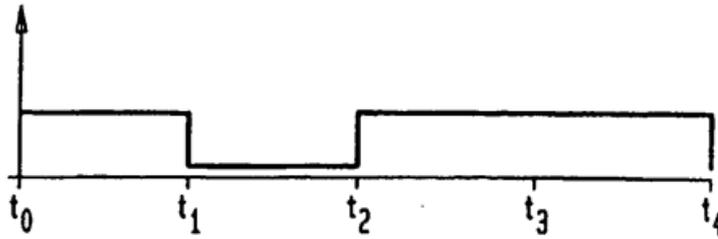
FIG. 7C



SEÑAL DE BANDA DE
BASE DIGITAL

310

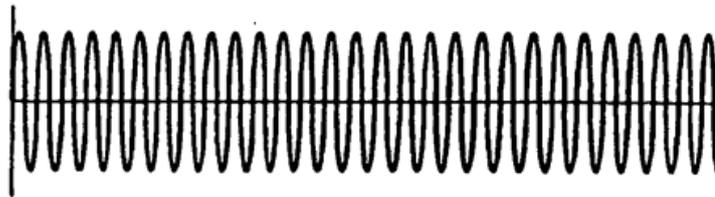
FIG. 8A



SEÑAL DE PORTADORA

410

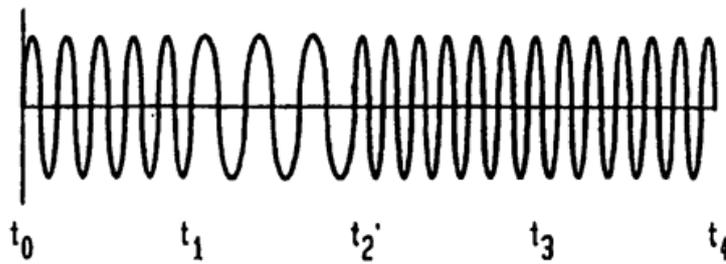
FIG. 8B



SEÑAL DE PORTADORA DE FM

816

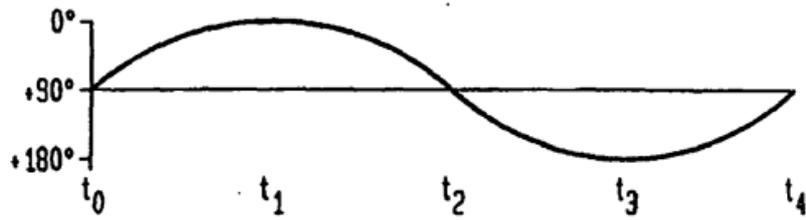
FIG. 8C



SEÑAL DE BANDA DE
BASE ANALÓGICA

210

FIG. 9A



SEÑAL DE PORTADORA

410

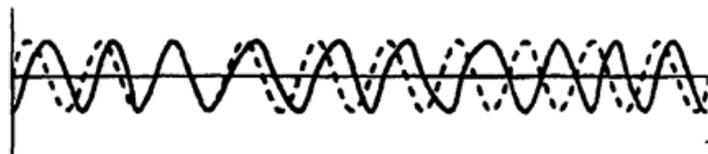
FIG. 9B



SEÑAL DE PORTADORA
MODULADA EN FASE

916

FIG. 9C



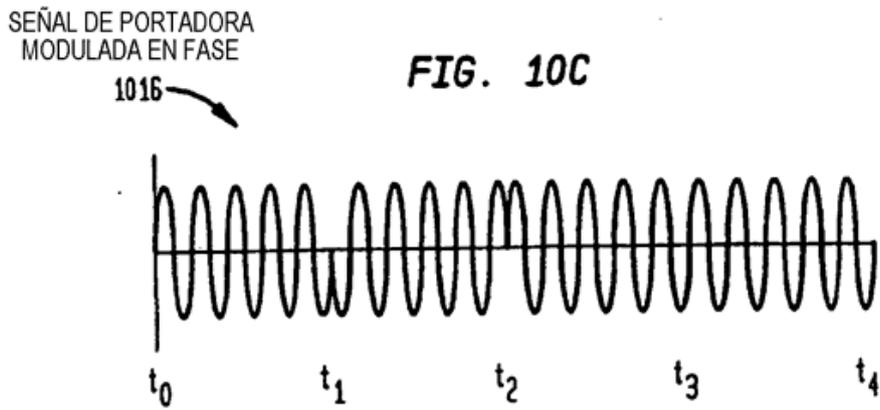
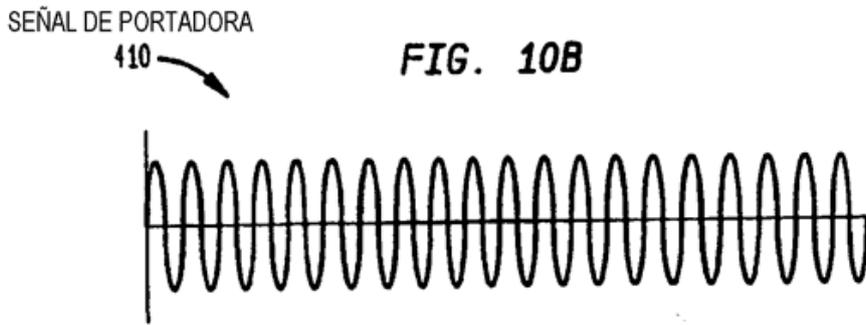
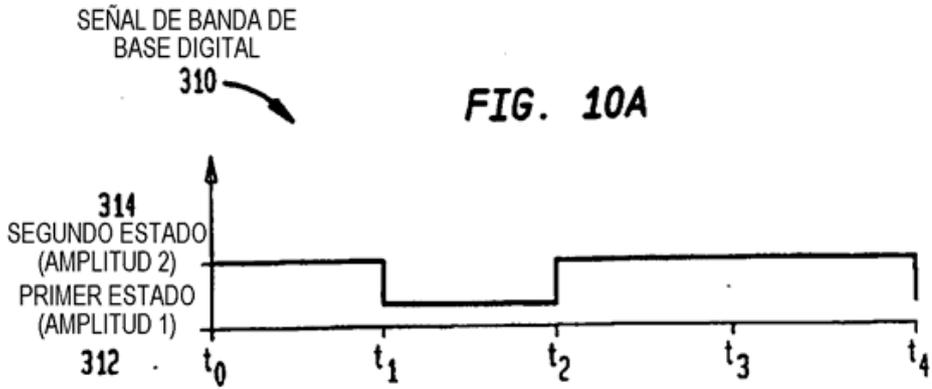


FIG. 11

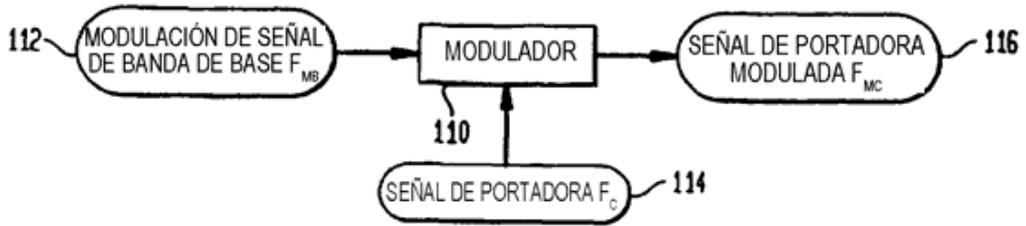
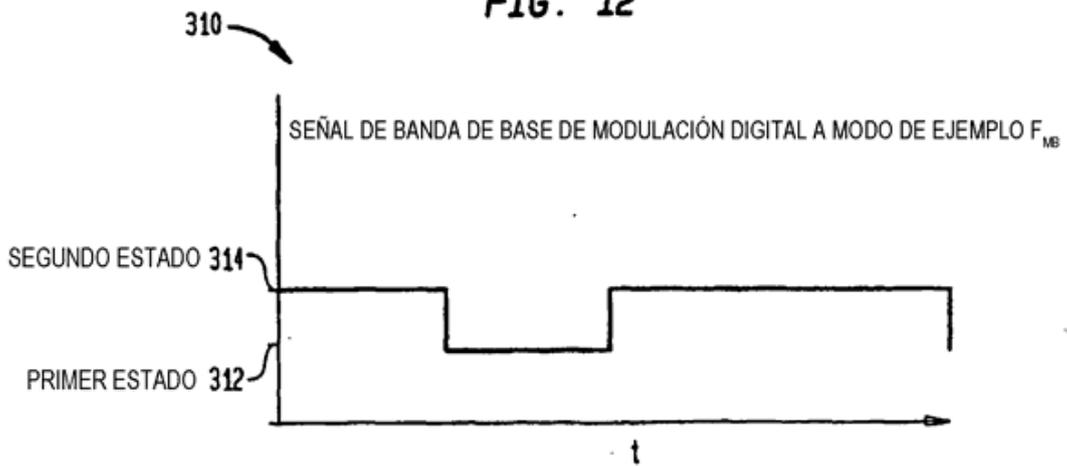


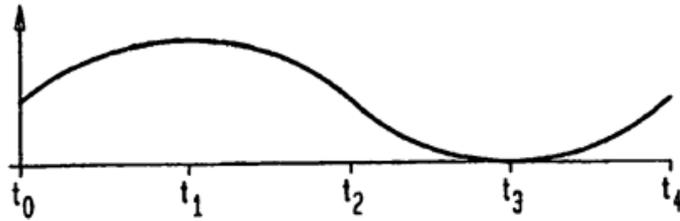
FIG. 12



SEÑAL DE BANDA DE
BASE ANALÓGICA

210

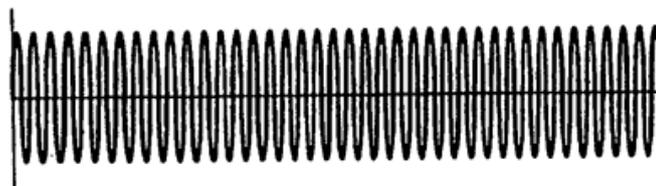
FIG. 13A



SEÑAL DE PORTADORA

410

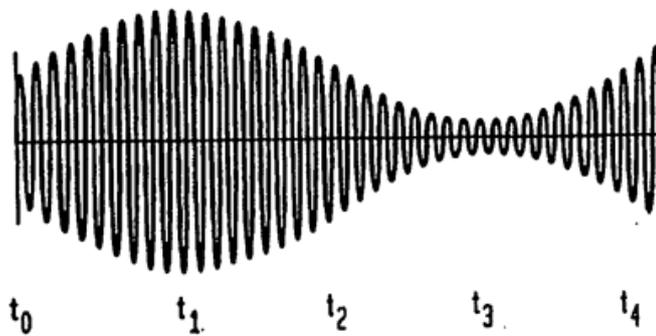
FIG. 13B



SEÑAL DE PORTADORA DE AM

516

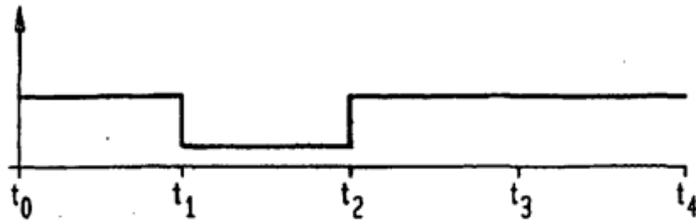
FIG. 13C



SEÑAL DE BANDA DE
BASE DIGITAL

310

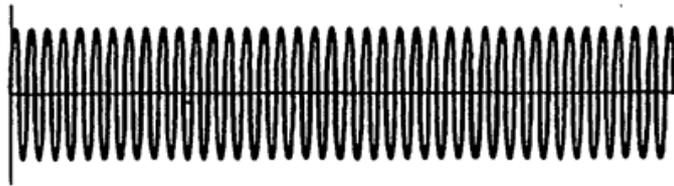
FIG. 14A



SEÑAL DE PORTADORA

410

FIG. 14B



SEÑAL DE PORTADORA DE AM

616

FIG. 14C

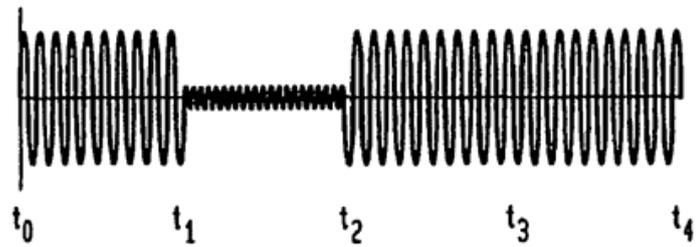
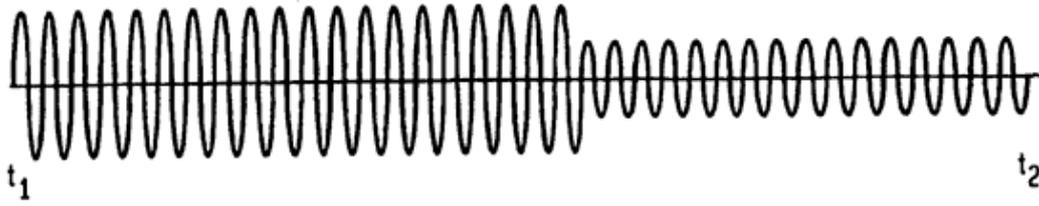


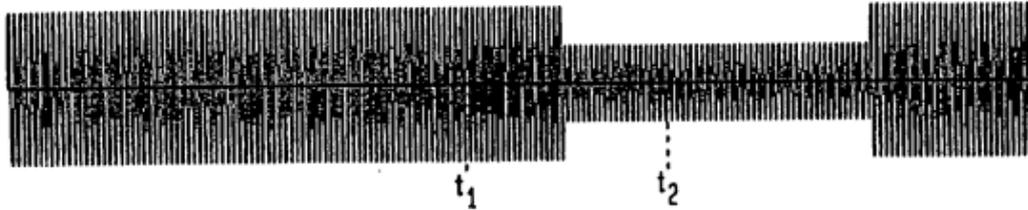
FIG. 15

$$\Delta q(t) = 2 \cdot C \cdot A \cdot \text{sen}(1/2 \cdot T) \cdot \cos(t - 1/2 \cdot T)$$

FIG. 16E



616 → FIG. 16A



4702 → 4704 → FIG. 16B → 4701



FIG. 16C

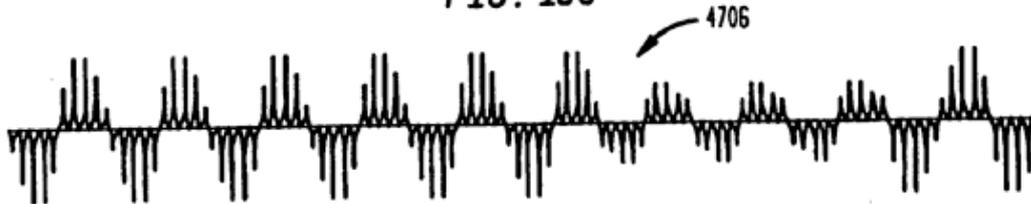


FIG. 16D

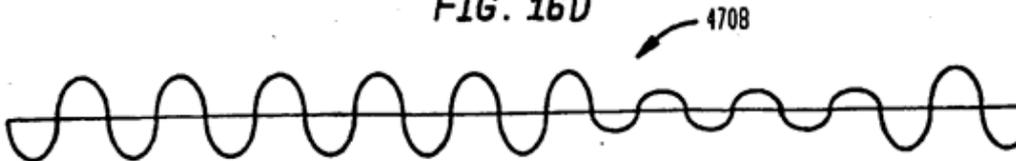


FIG. 17

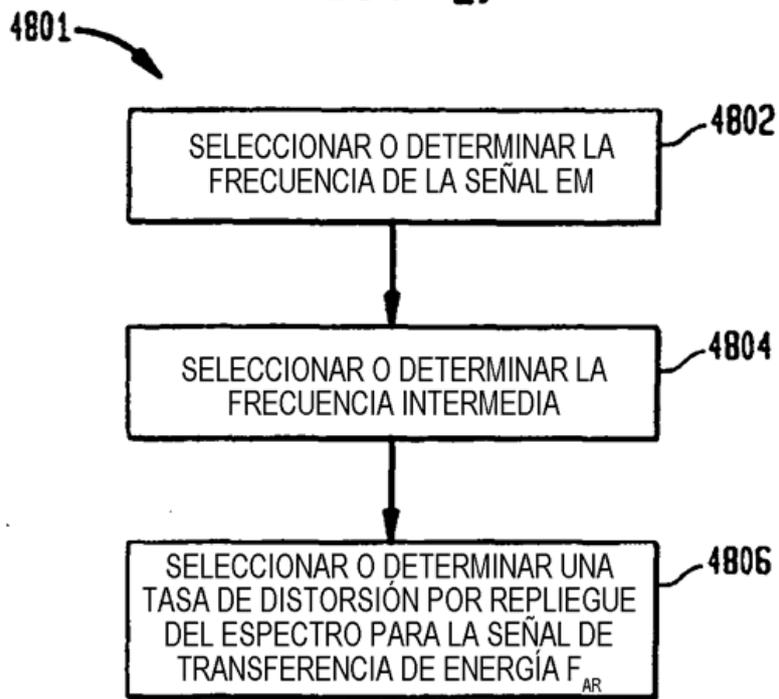


FIG. 18A

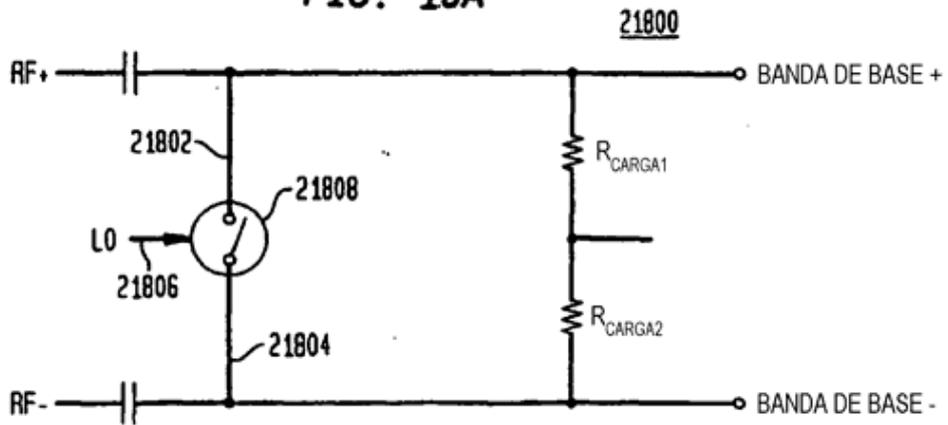


FIG. 18B

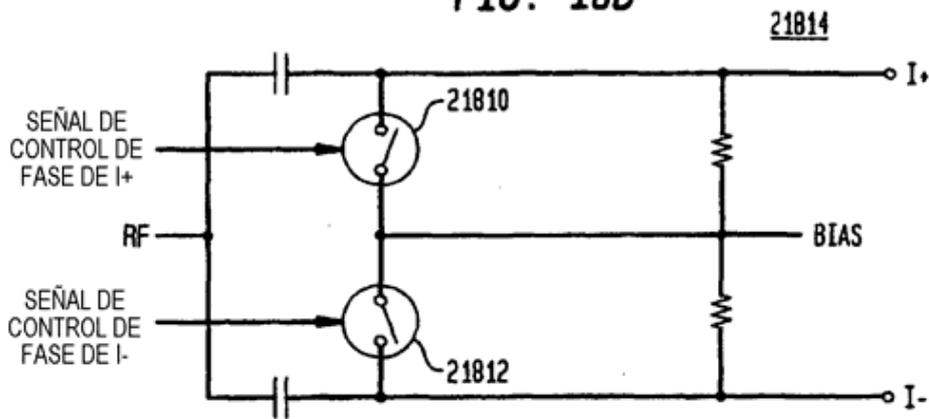


FIG. 18C

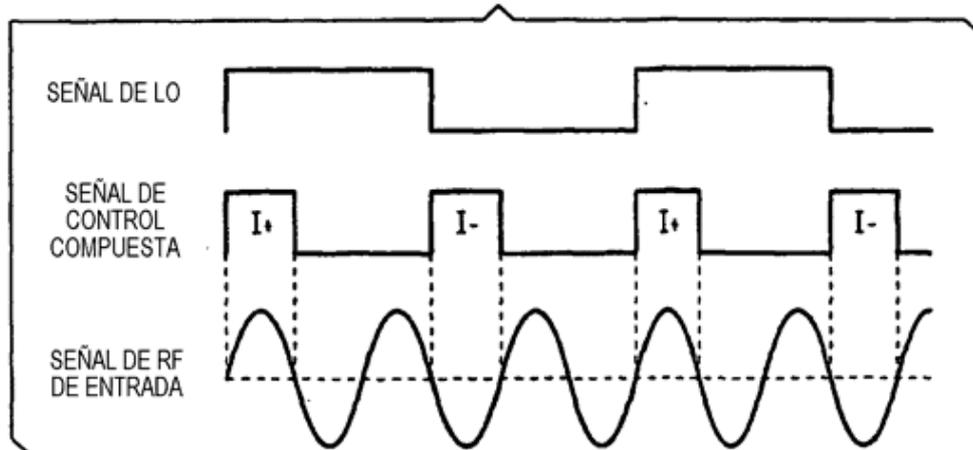


FIG. 18D

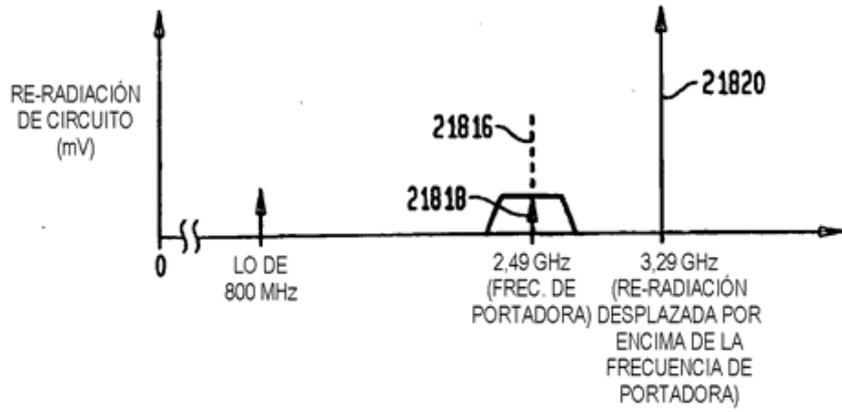


FIG. 18F

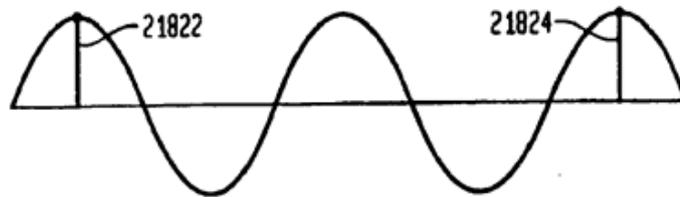


FIG. 18G

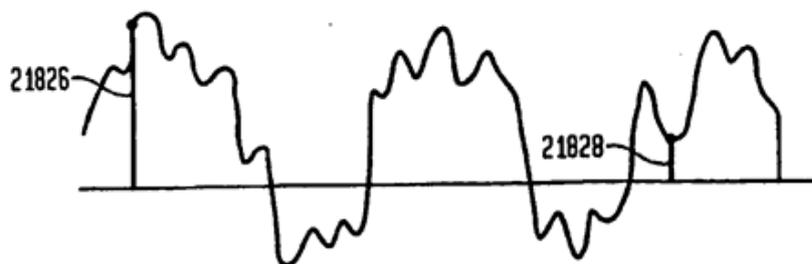


FIG. 18E

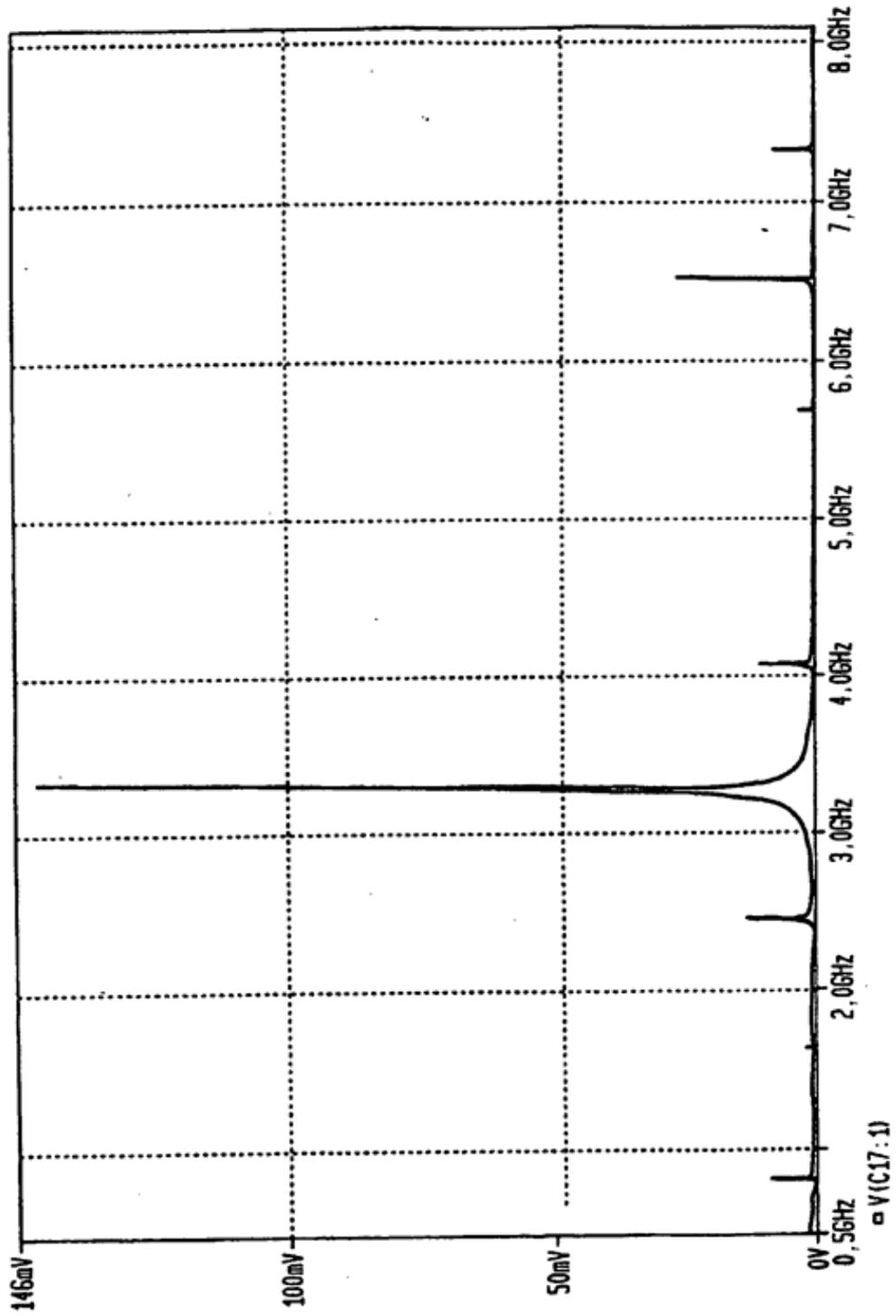


FIG. 19

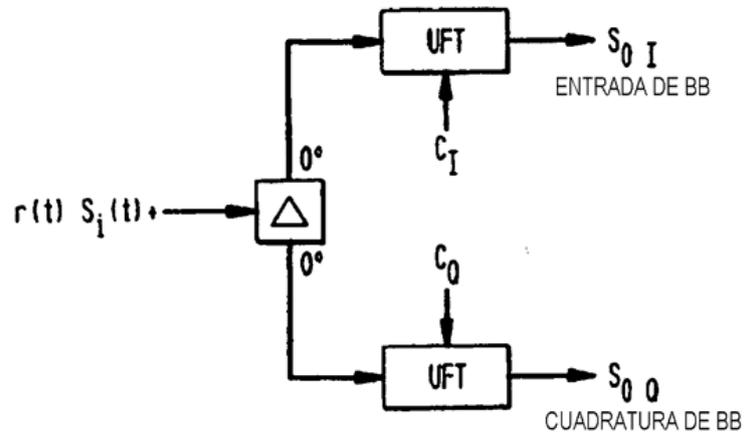


FIG. 20

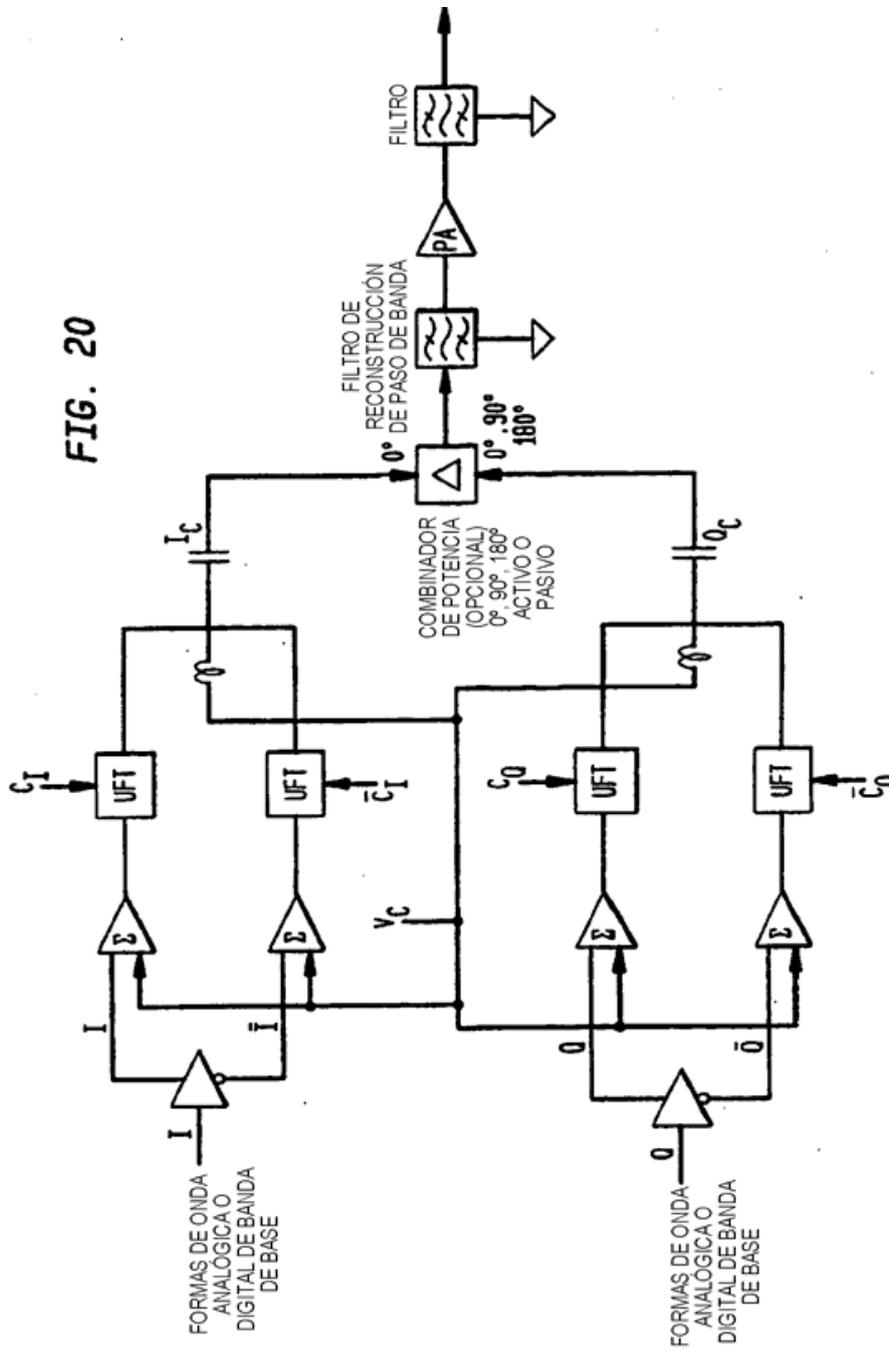
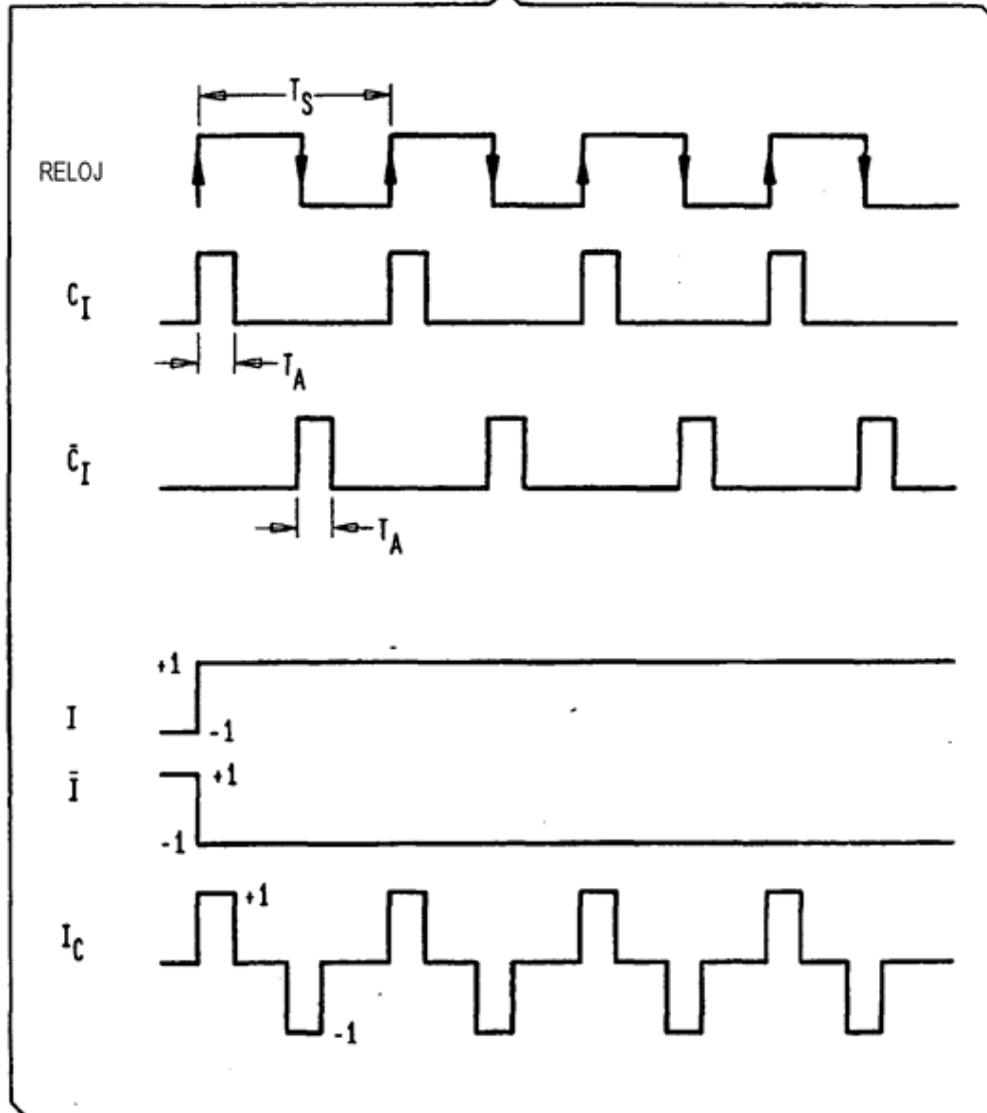


FIG. 21



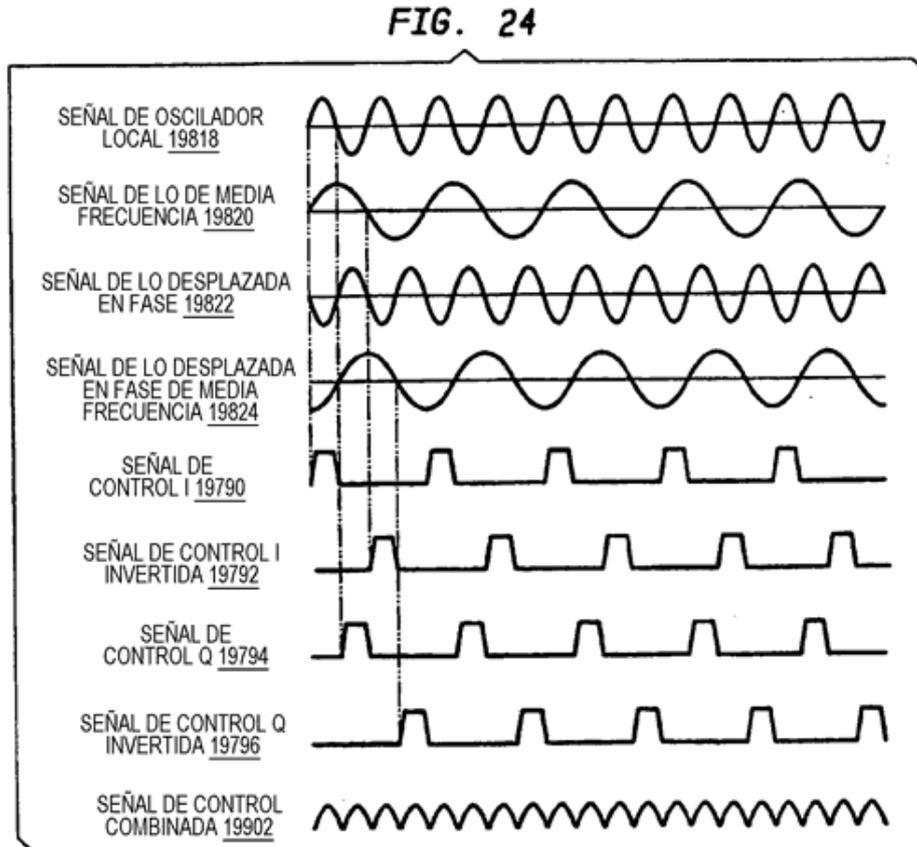
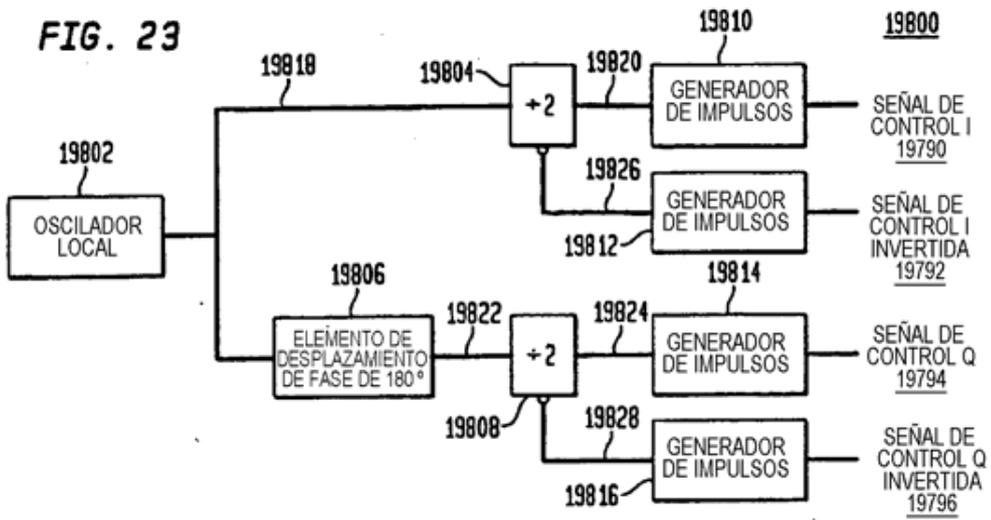


FIG. 25

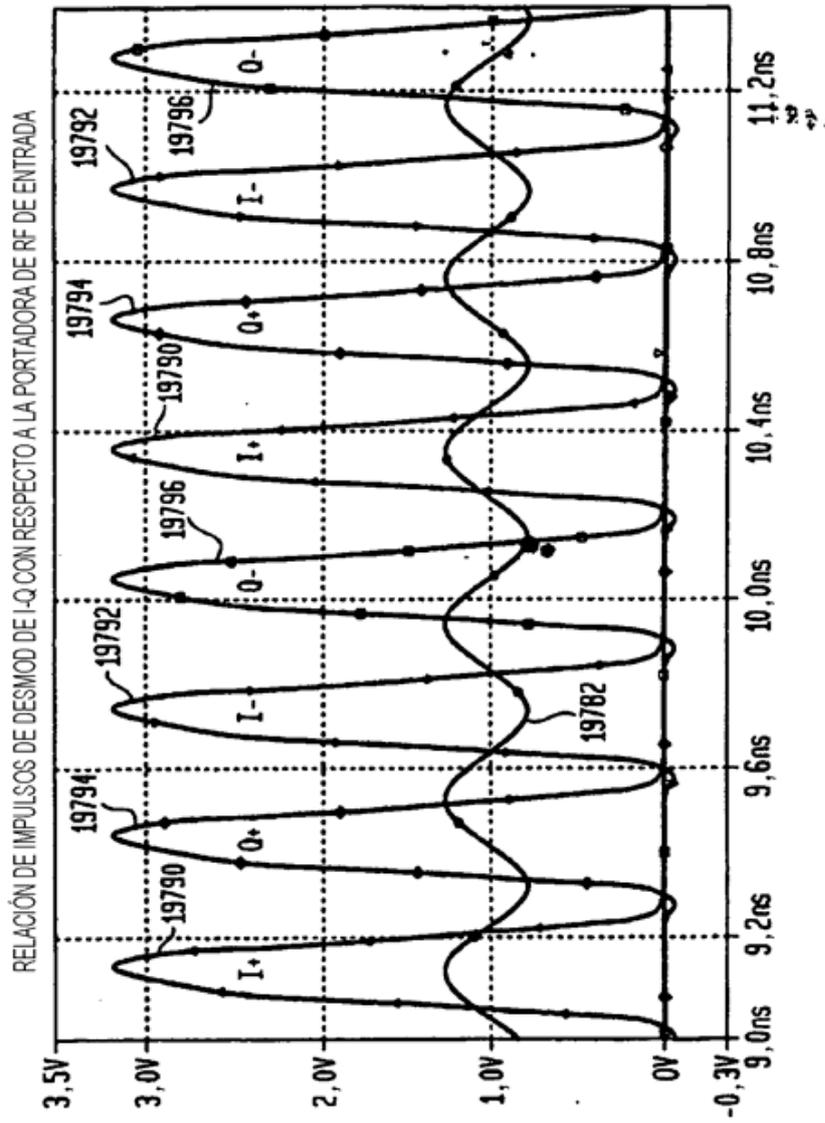


FIG. 26

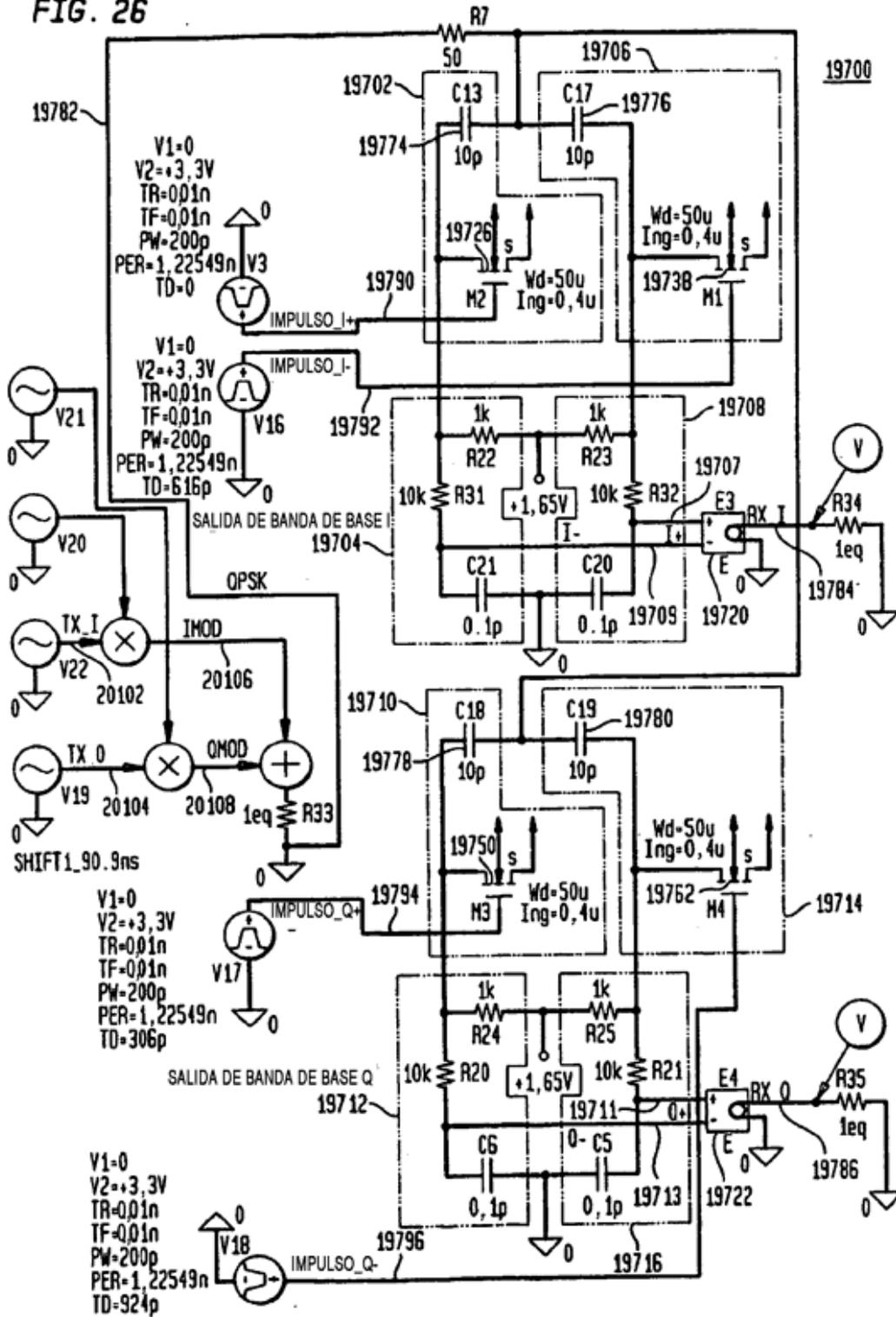


FIG. 27
DESMOD DE I-Q QUE MUESTRA LA RELACIÓN DE TIEMPOS DE DATOS DE TX_J

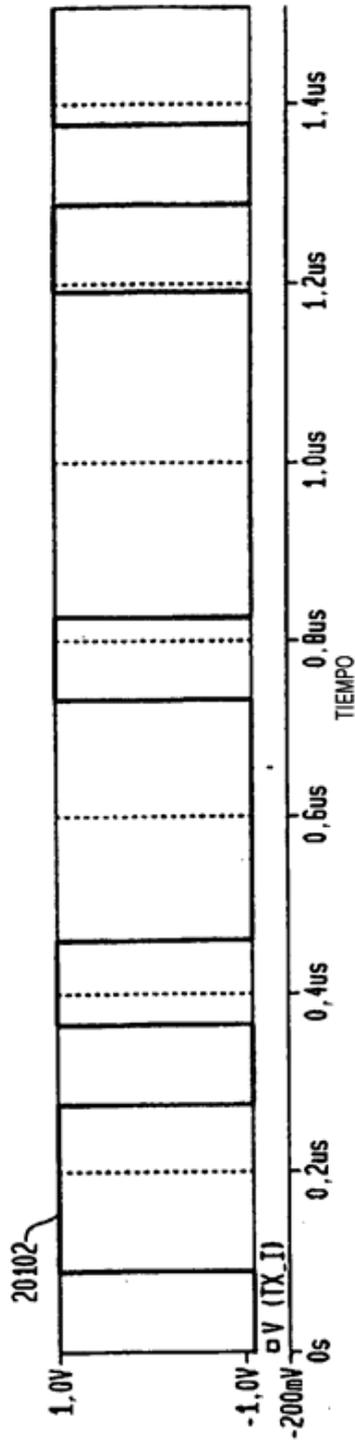
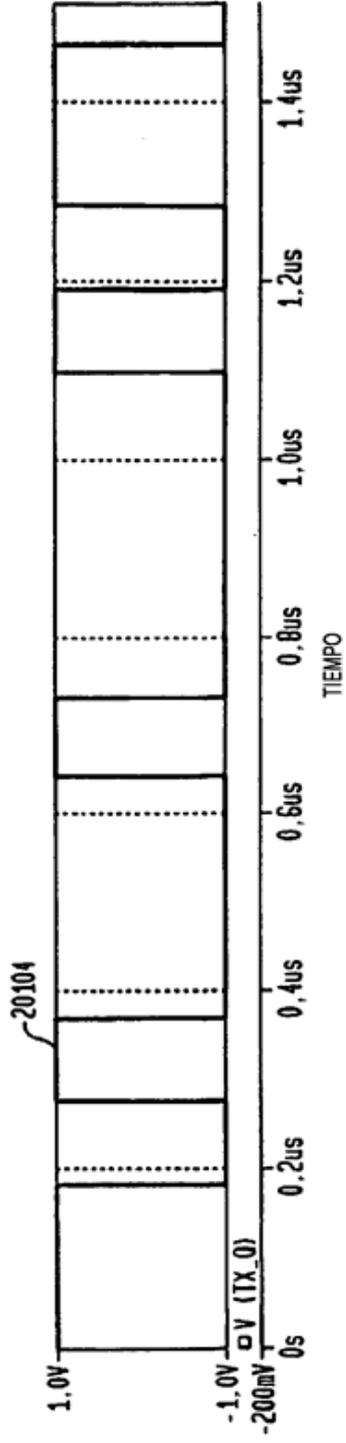
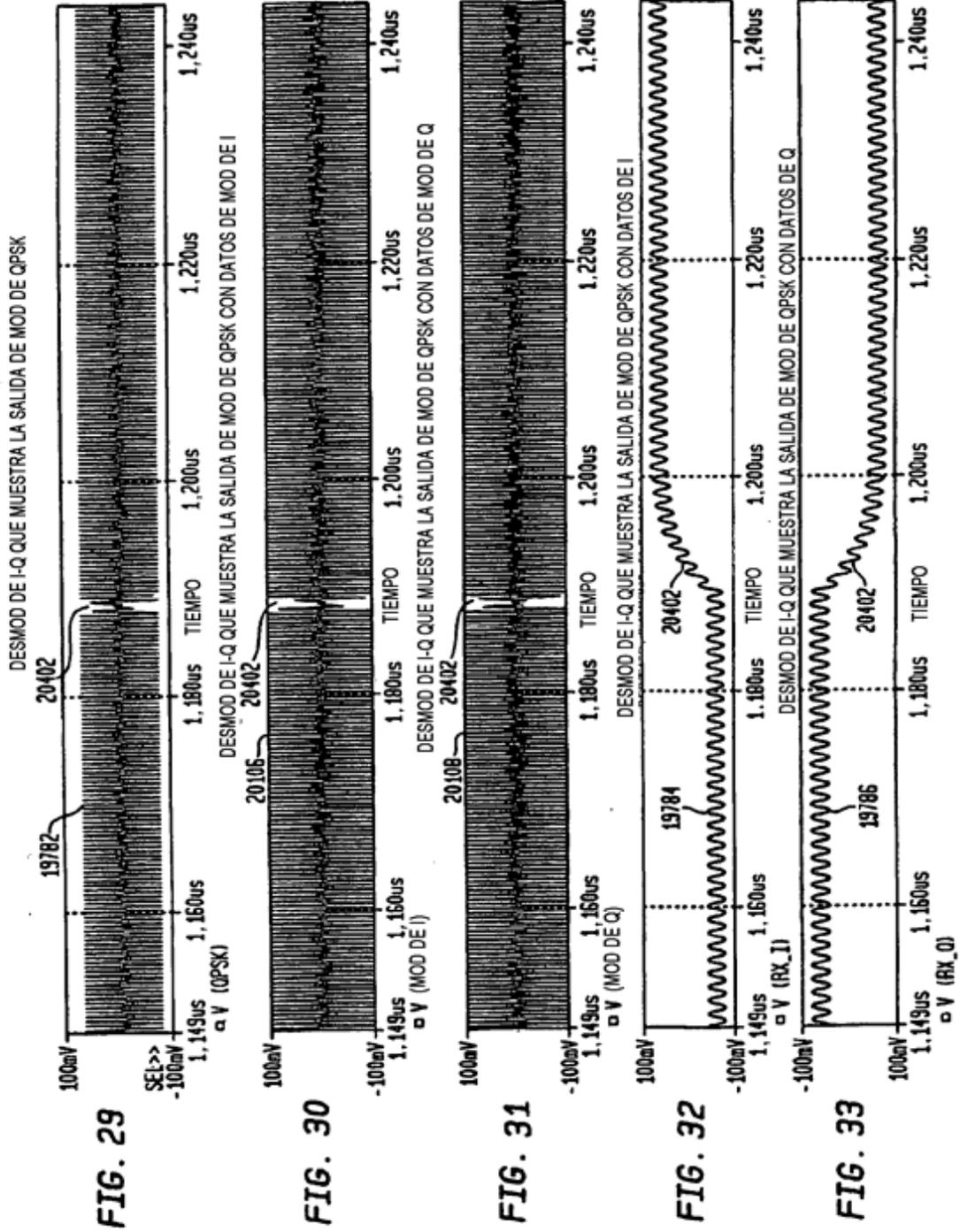


FIG. 28
DESMOD DE I-Q QUE MUESTRA LA RELACIÓN DE TIEMPOS DE DATOS DE TX_Q





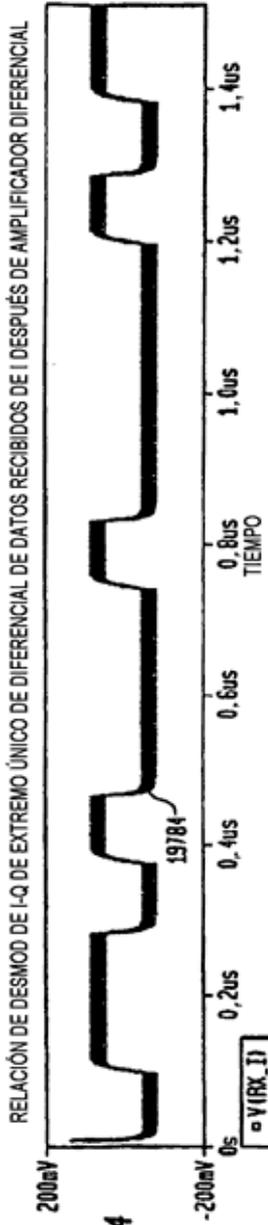


FIG. 34

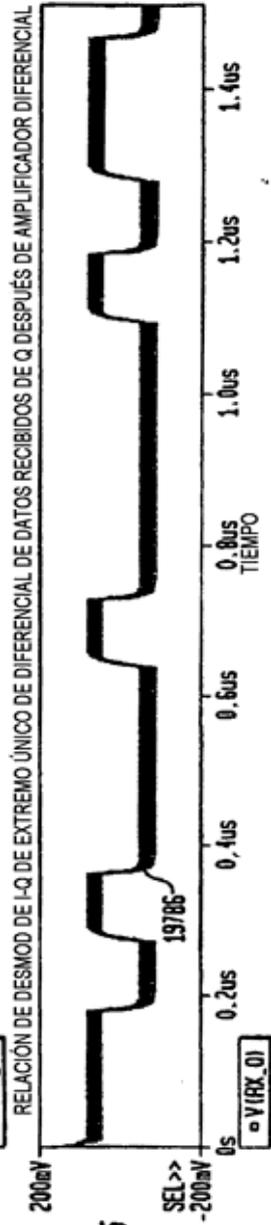


FIG. 35

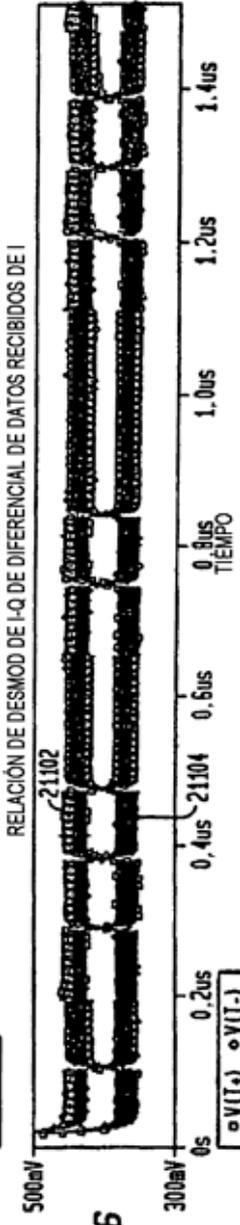


FIG. 36

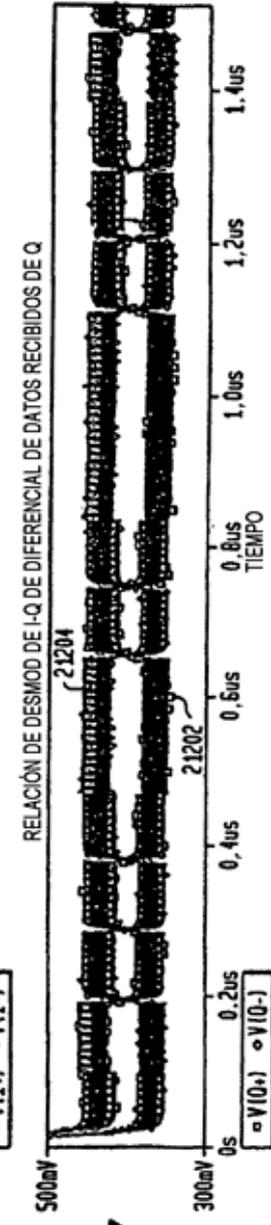


FIG. 37

FIG. 38

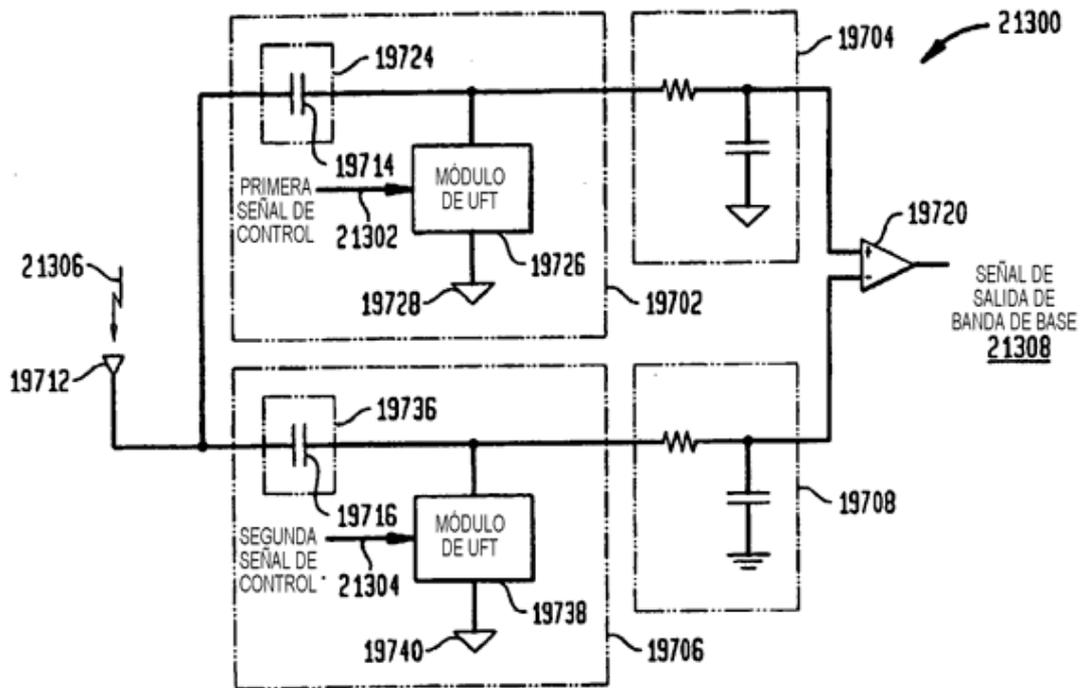


FIG. 39

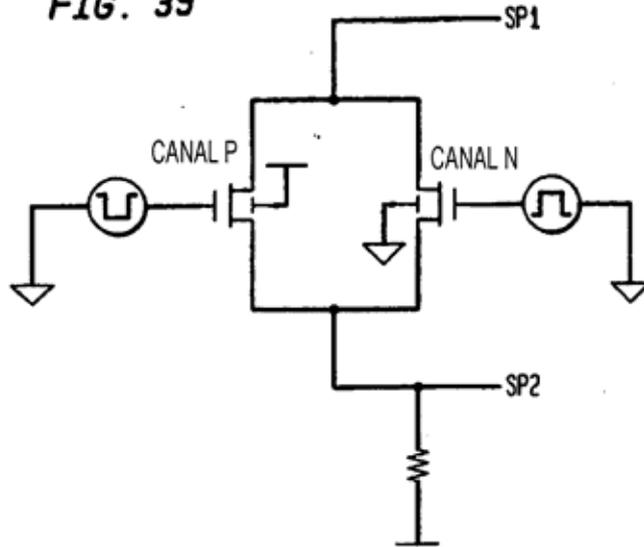


FIG. 40

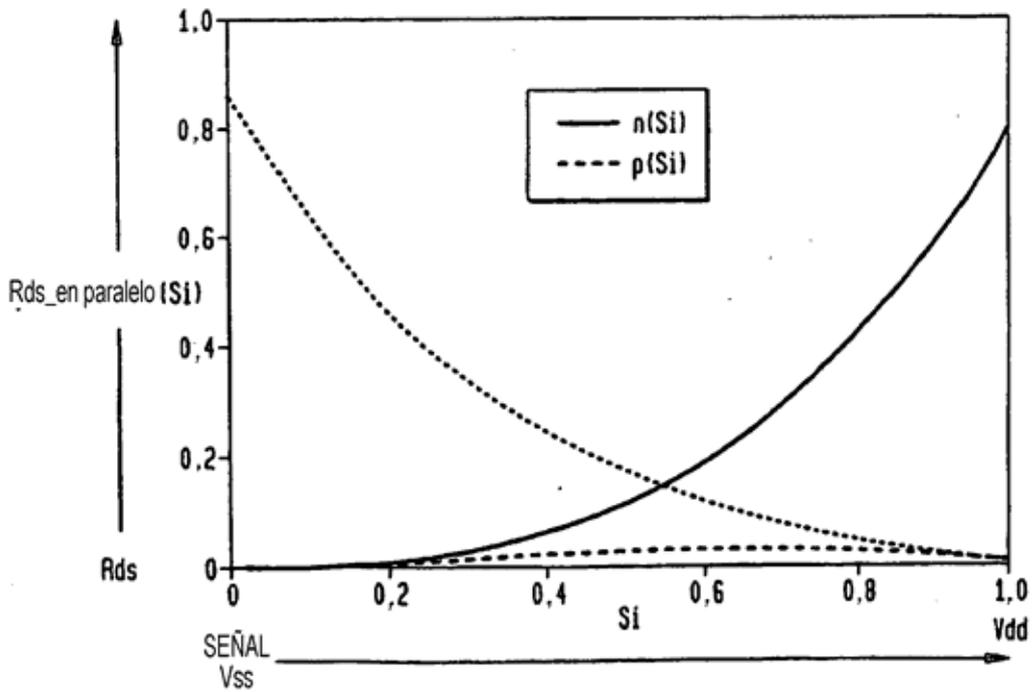


FIG. 41
CONFIGURACIÓN DIFERENCIAL

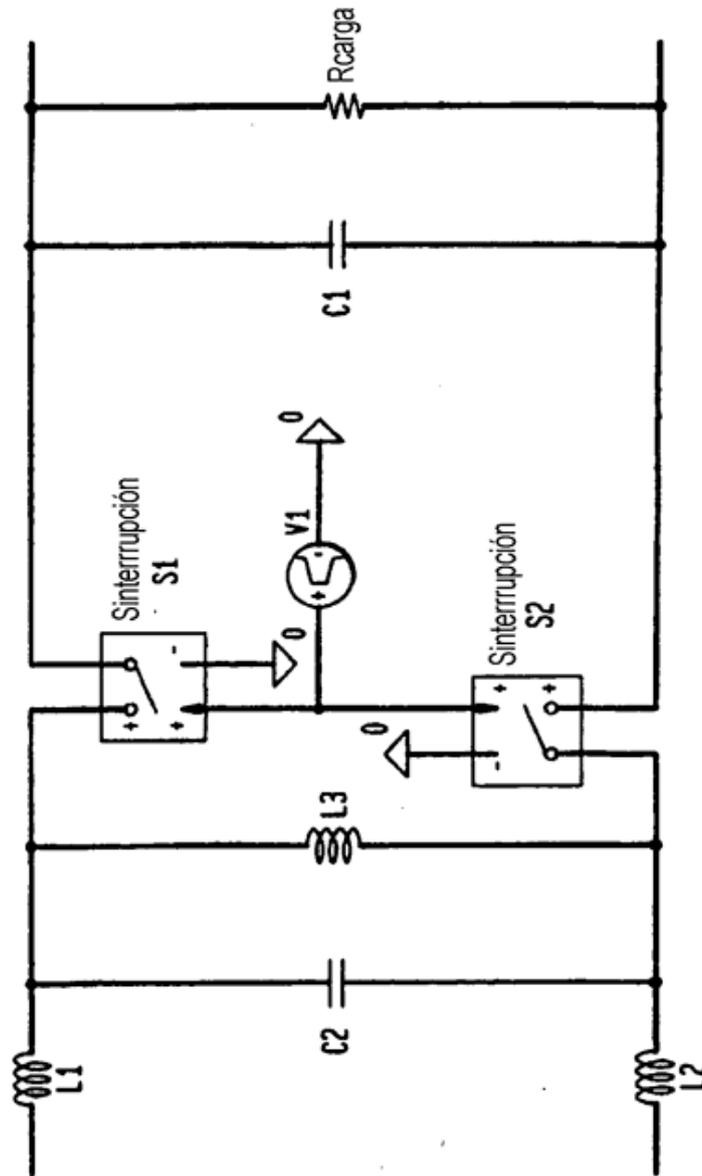


FIG. 42
ENSANCHAMIENTO DE RELOJ DE UFD

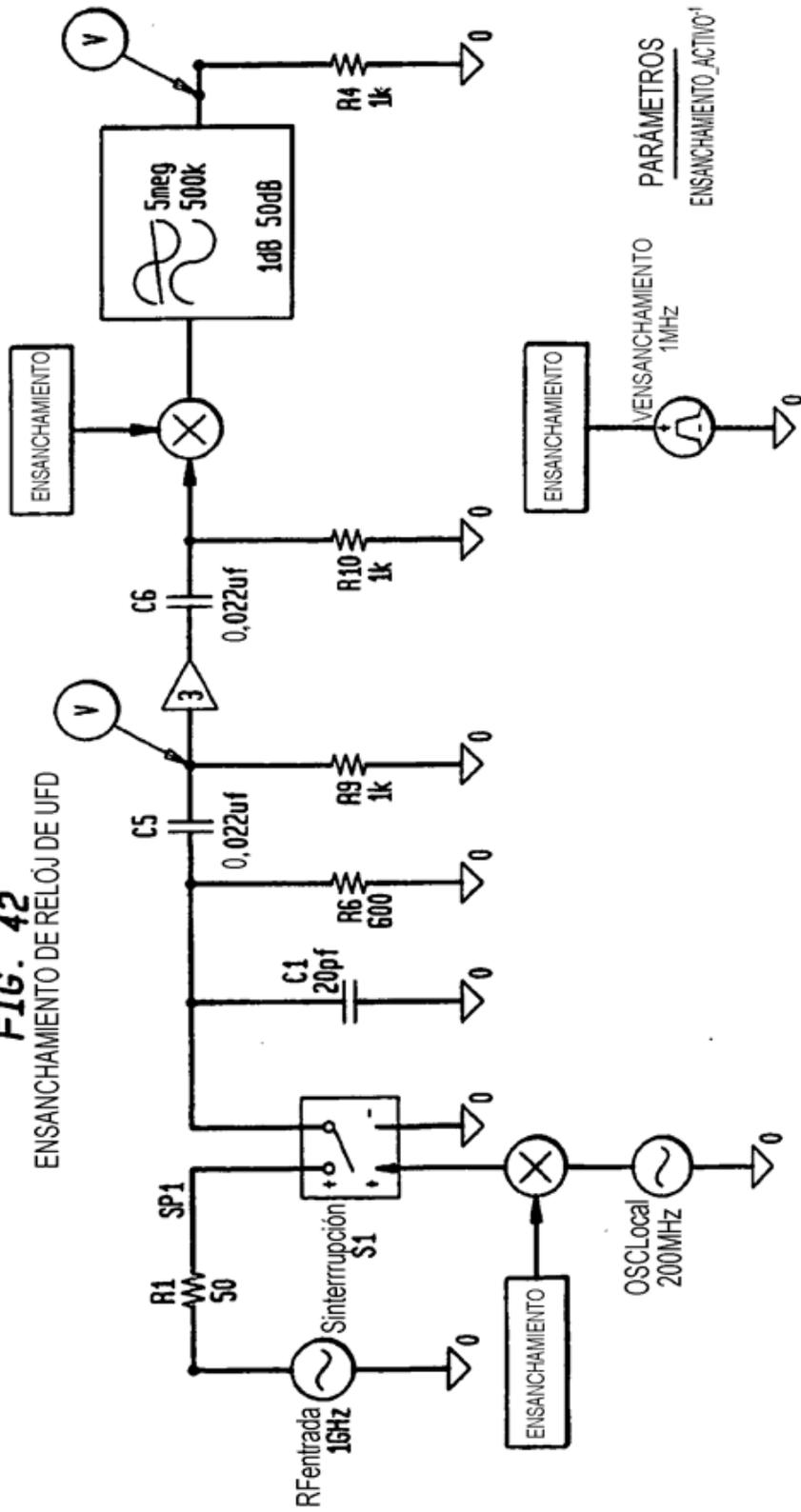


FIG. 43

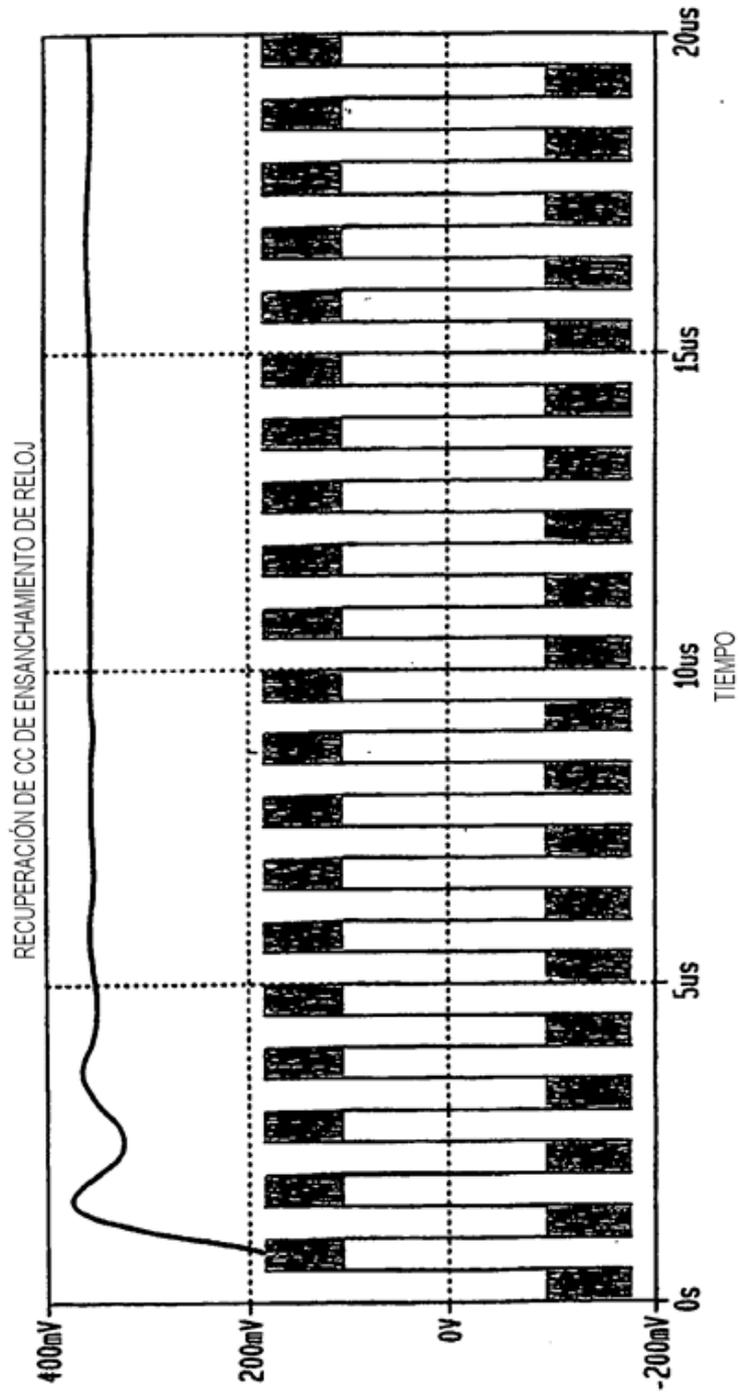


FIG. 44

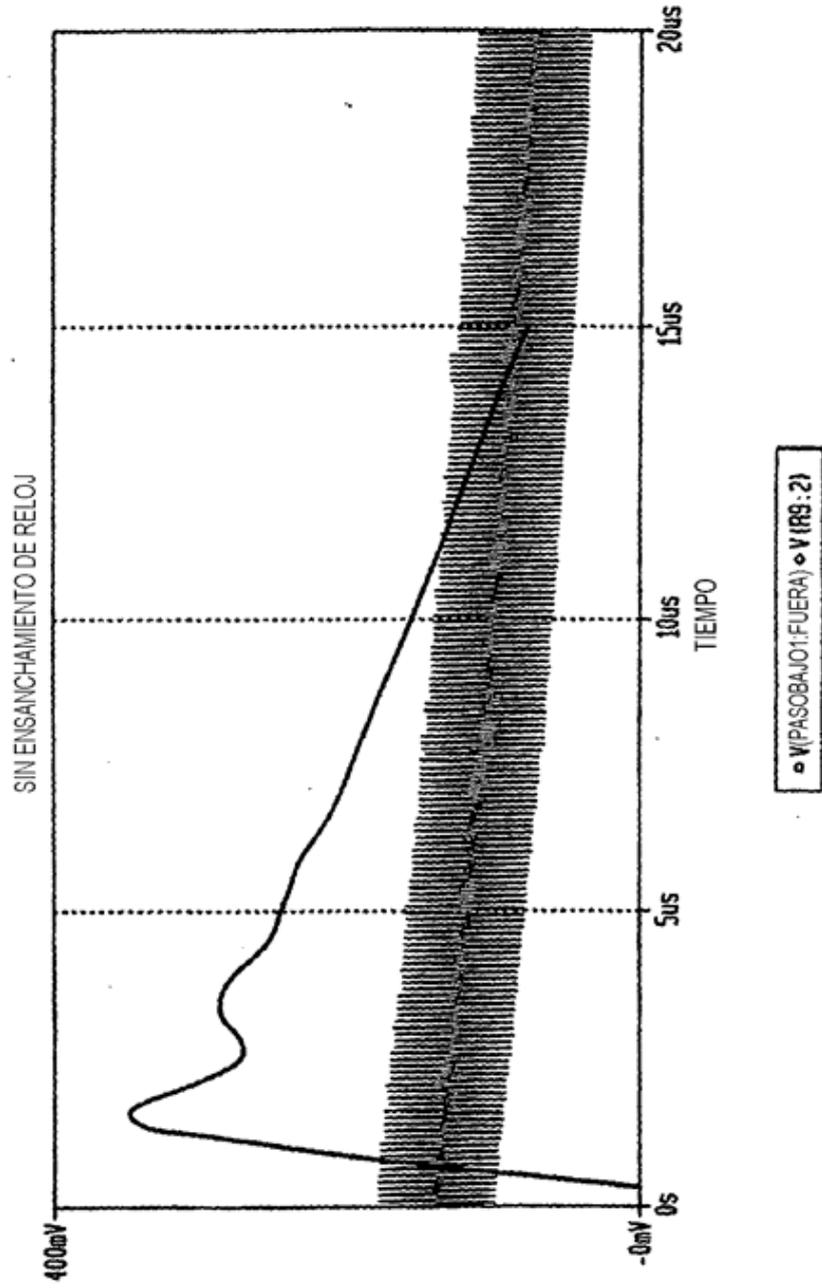


FIG. 45

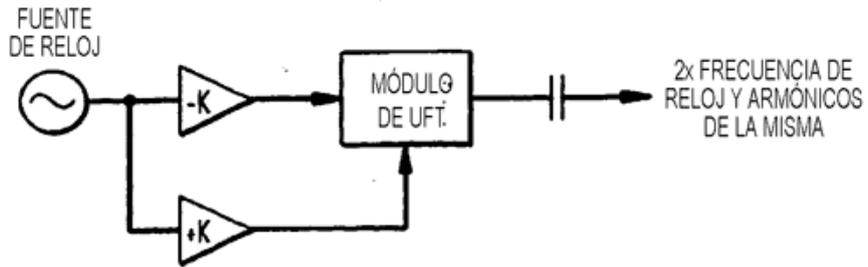


FIG. 46

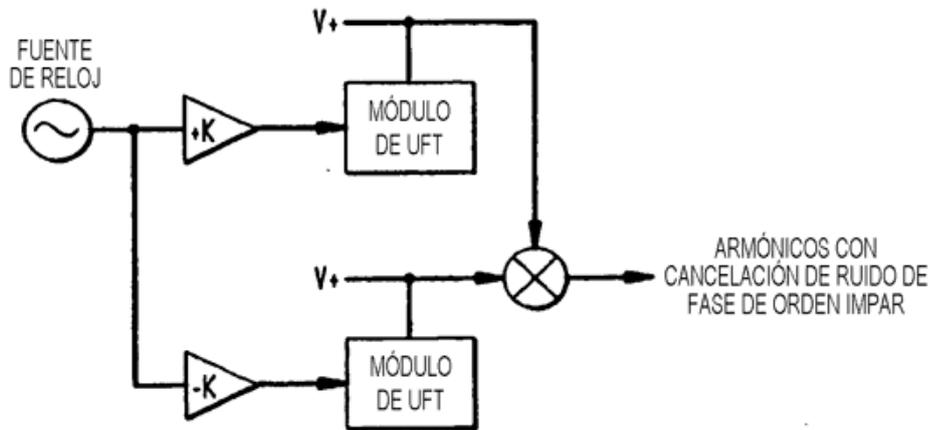


FIG. 47

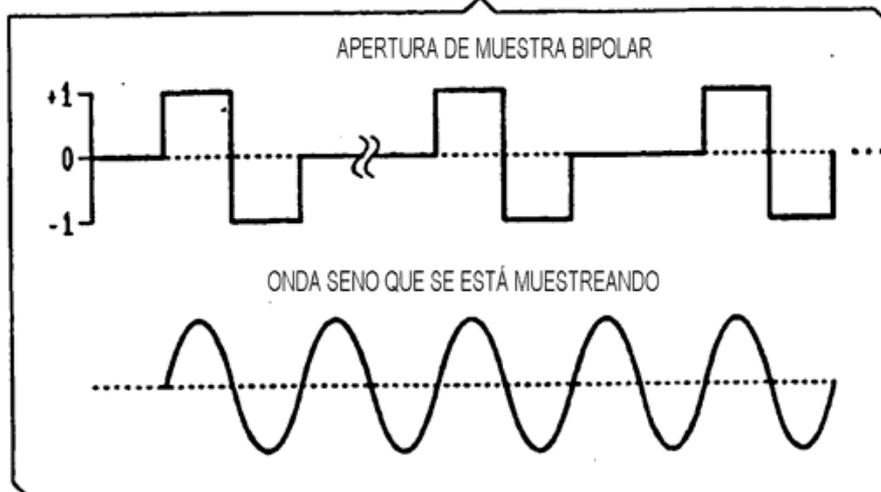


FIG. 48

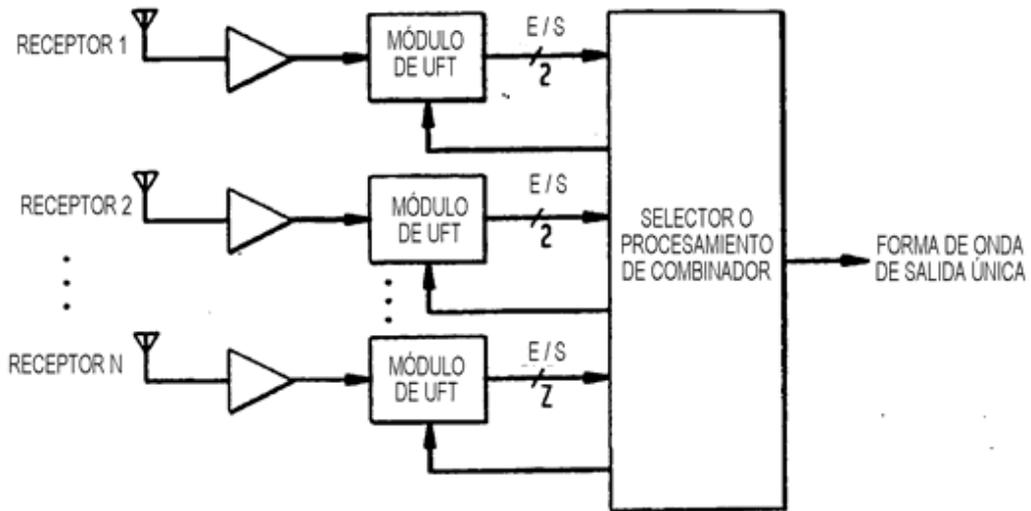
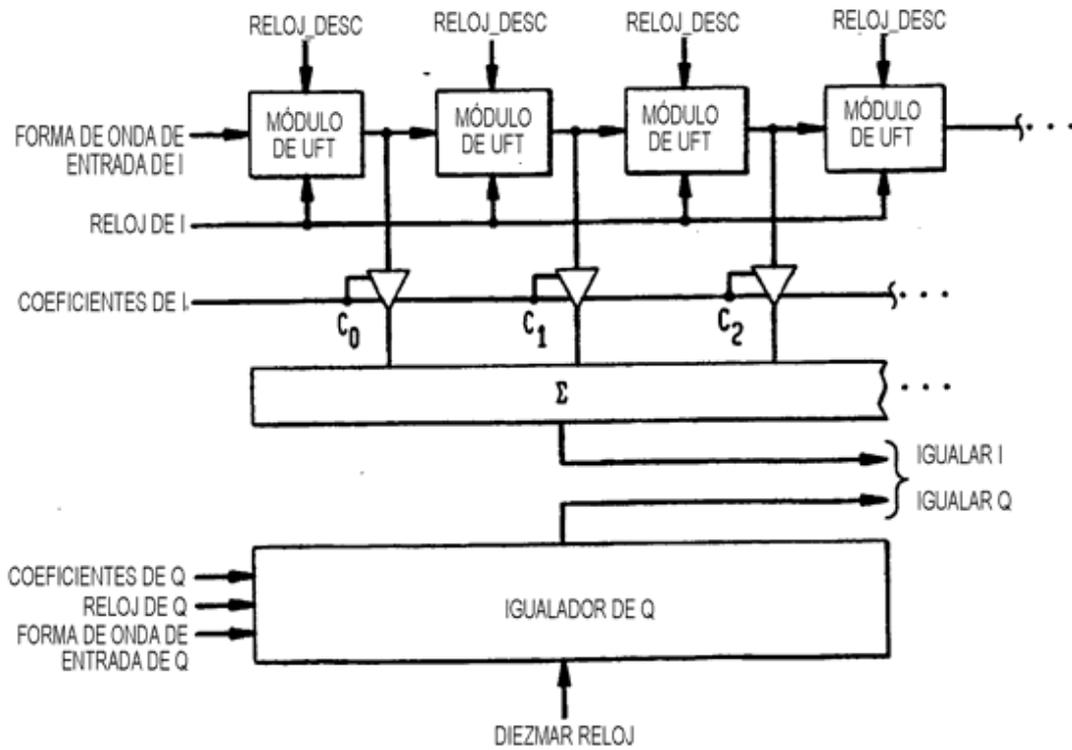
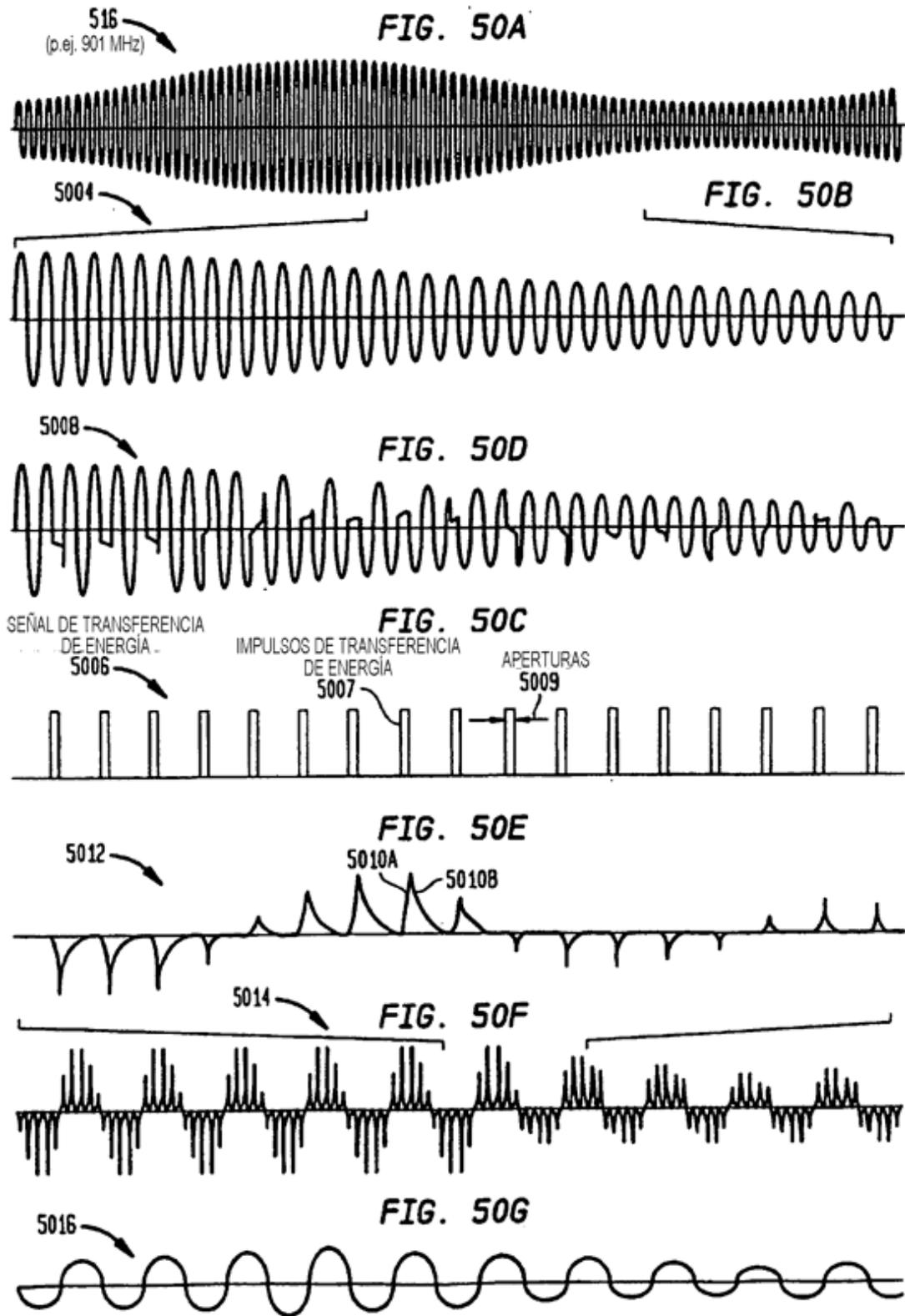
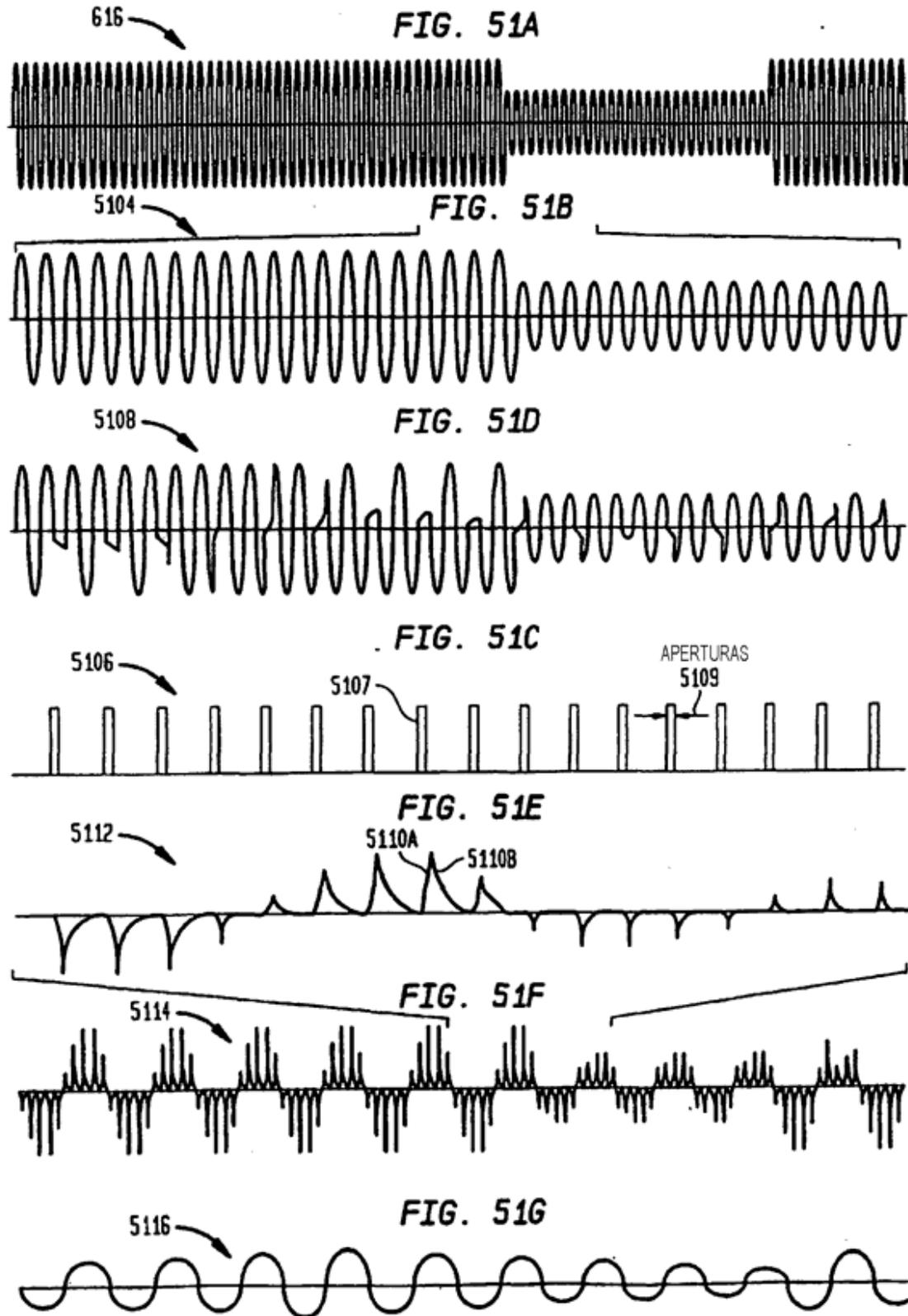
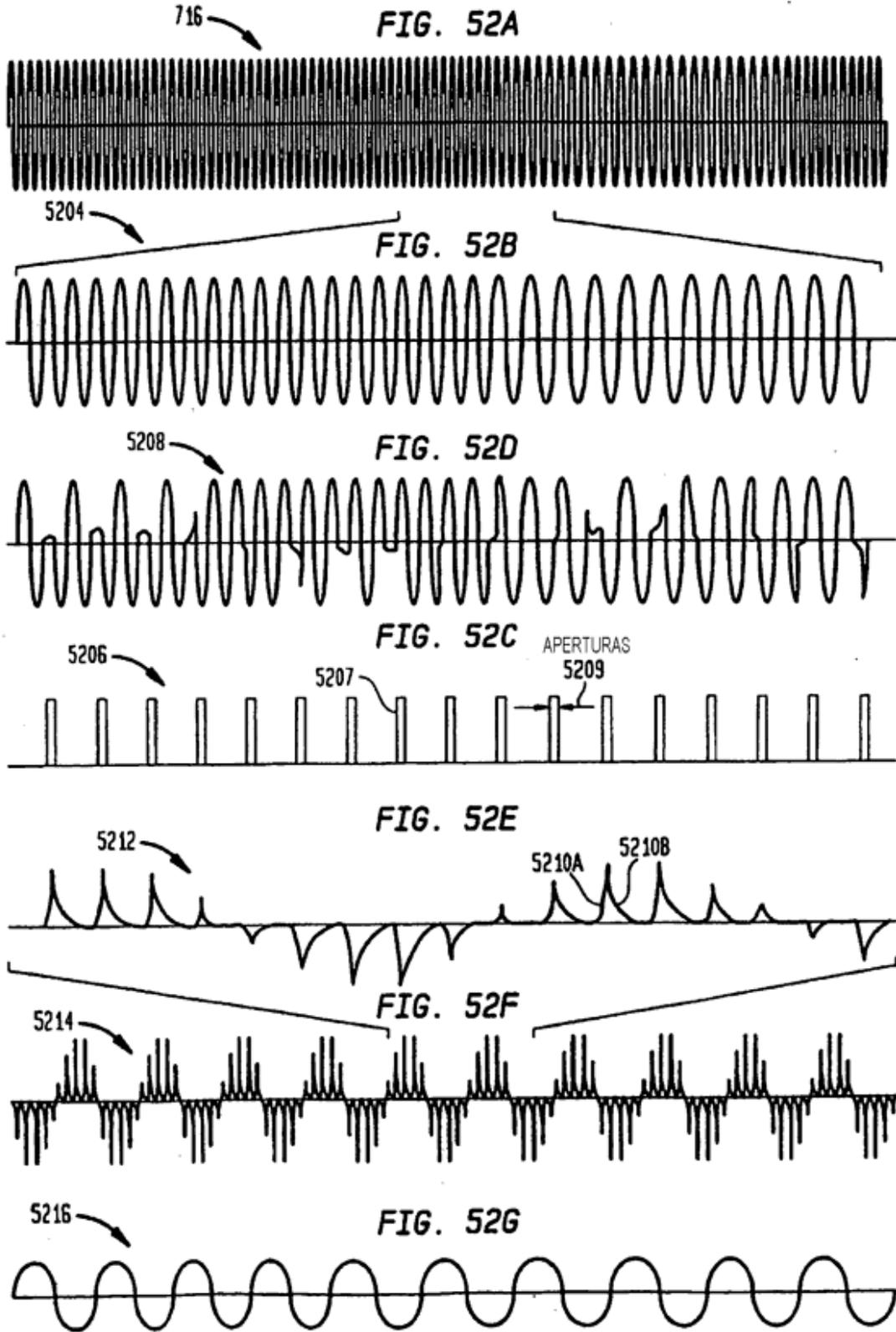


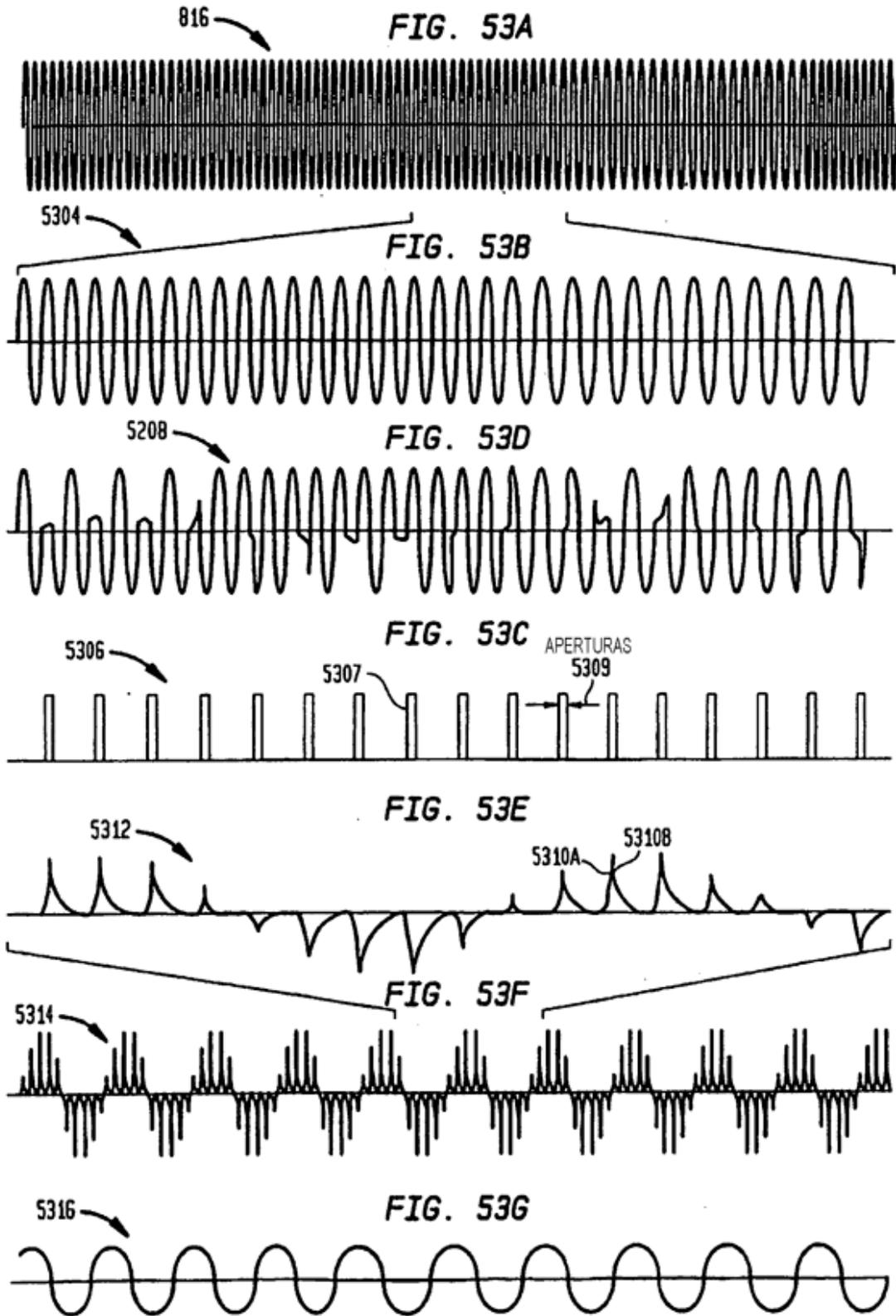
FIG. 49

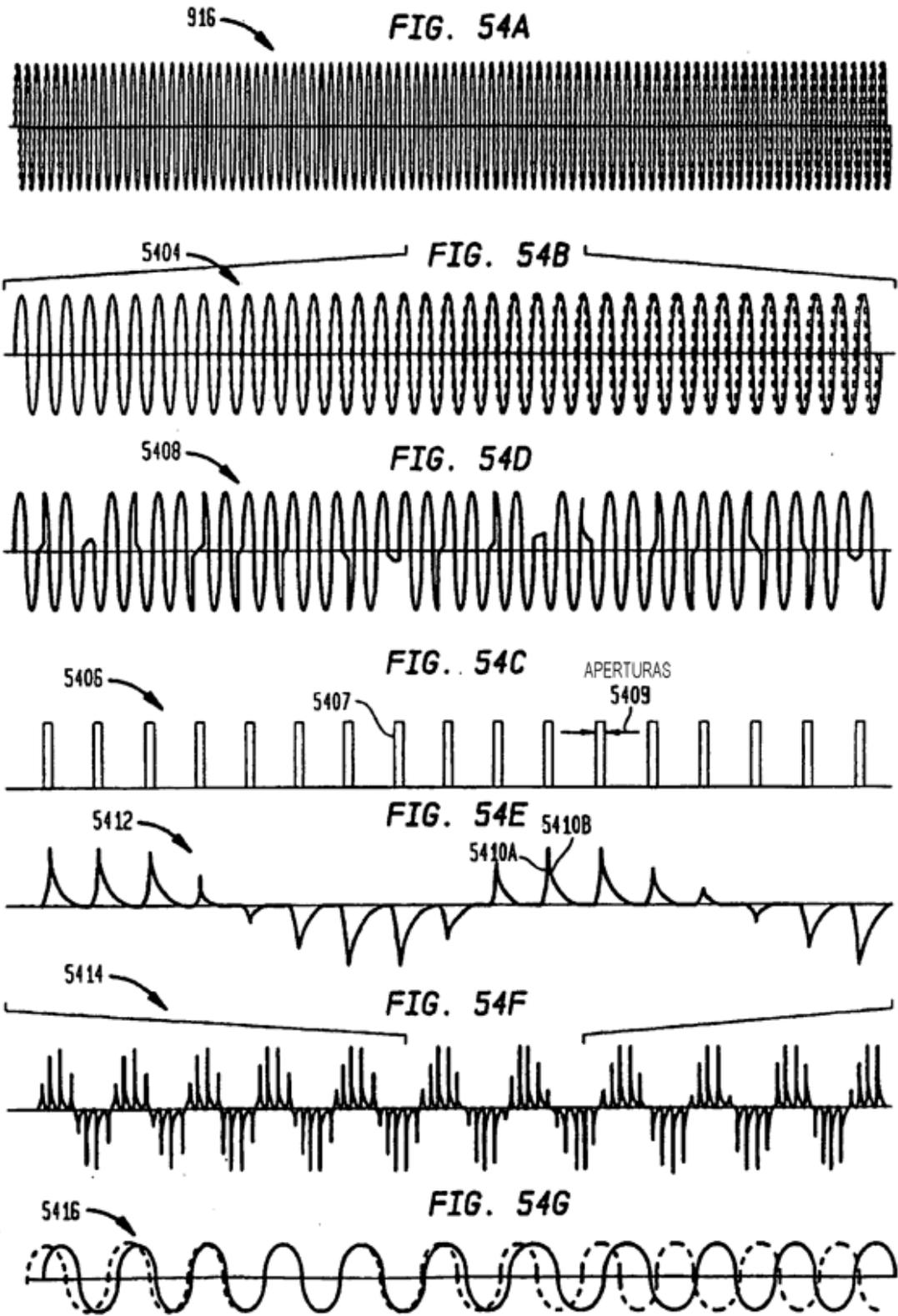












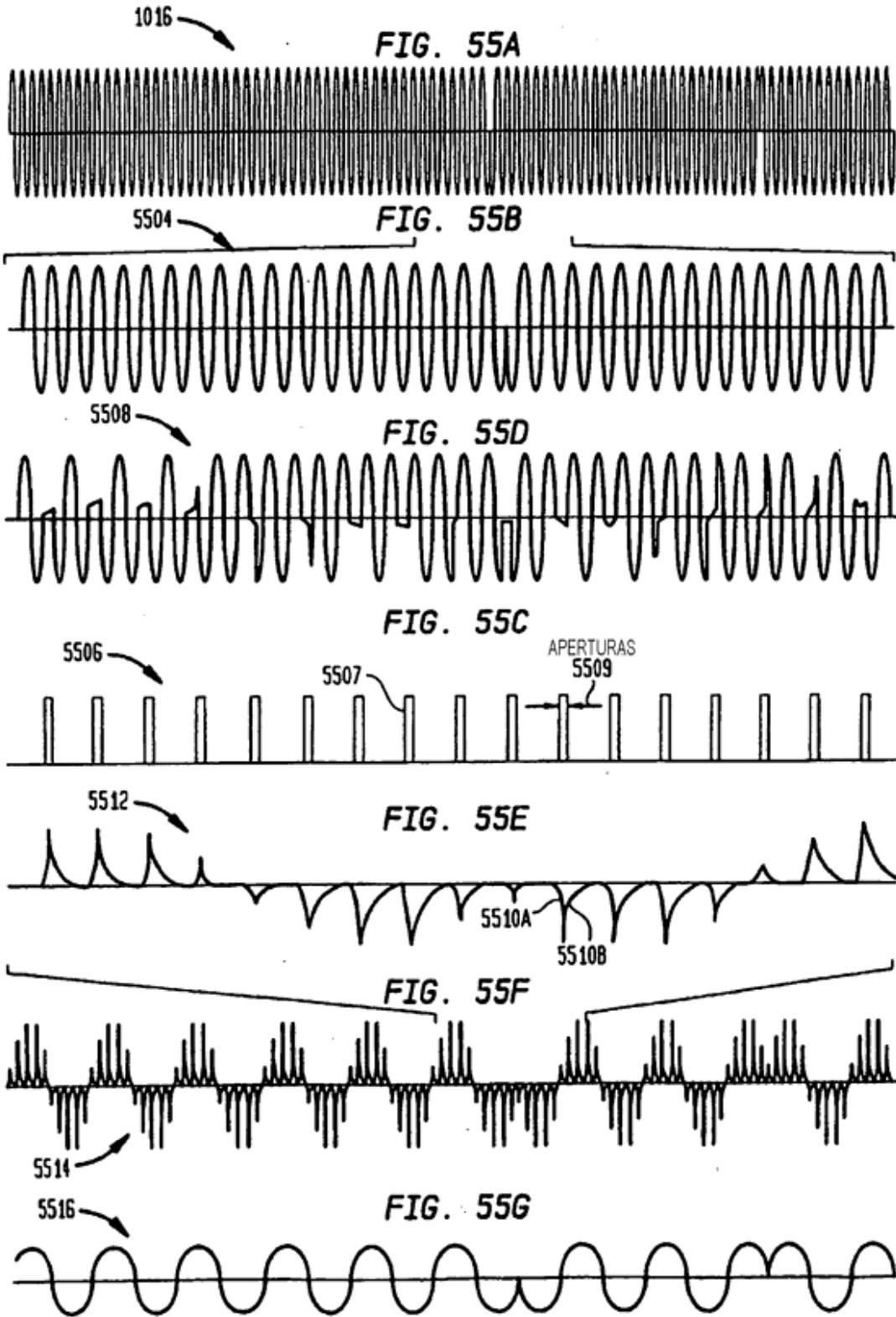


FIG. 56A

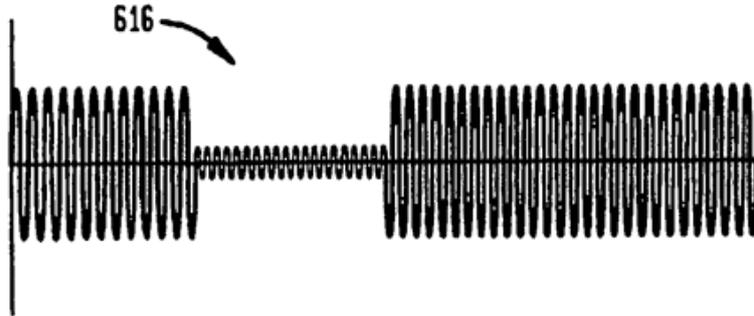


FIG. 56B

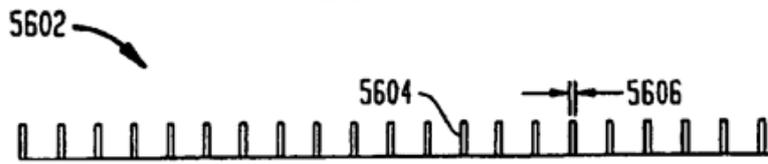


FIG. 56C

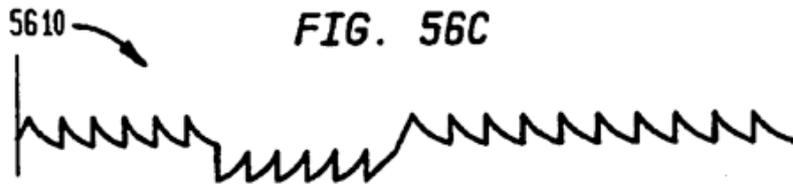
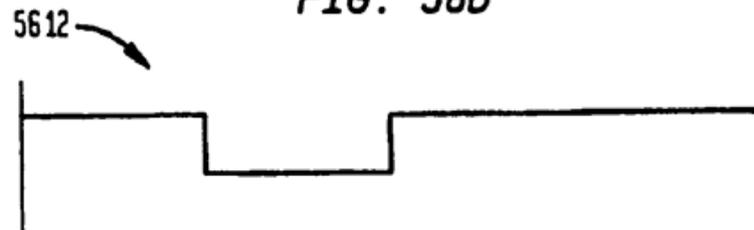
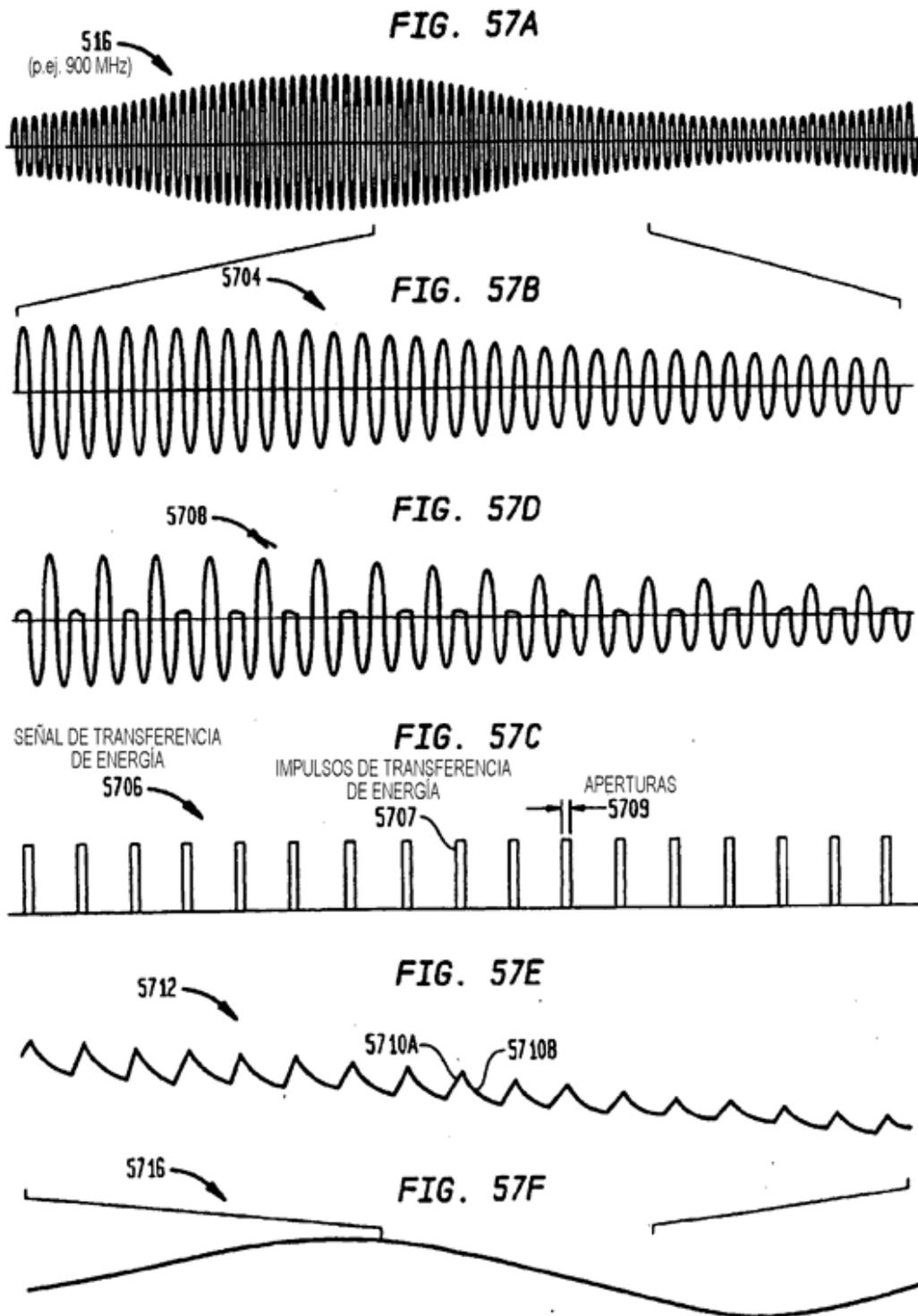
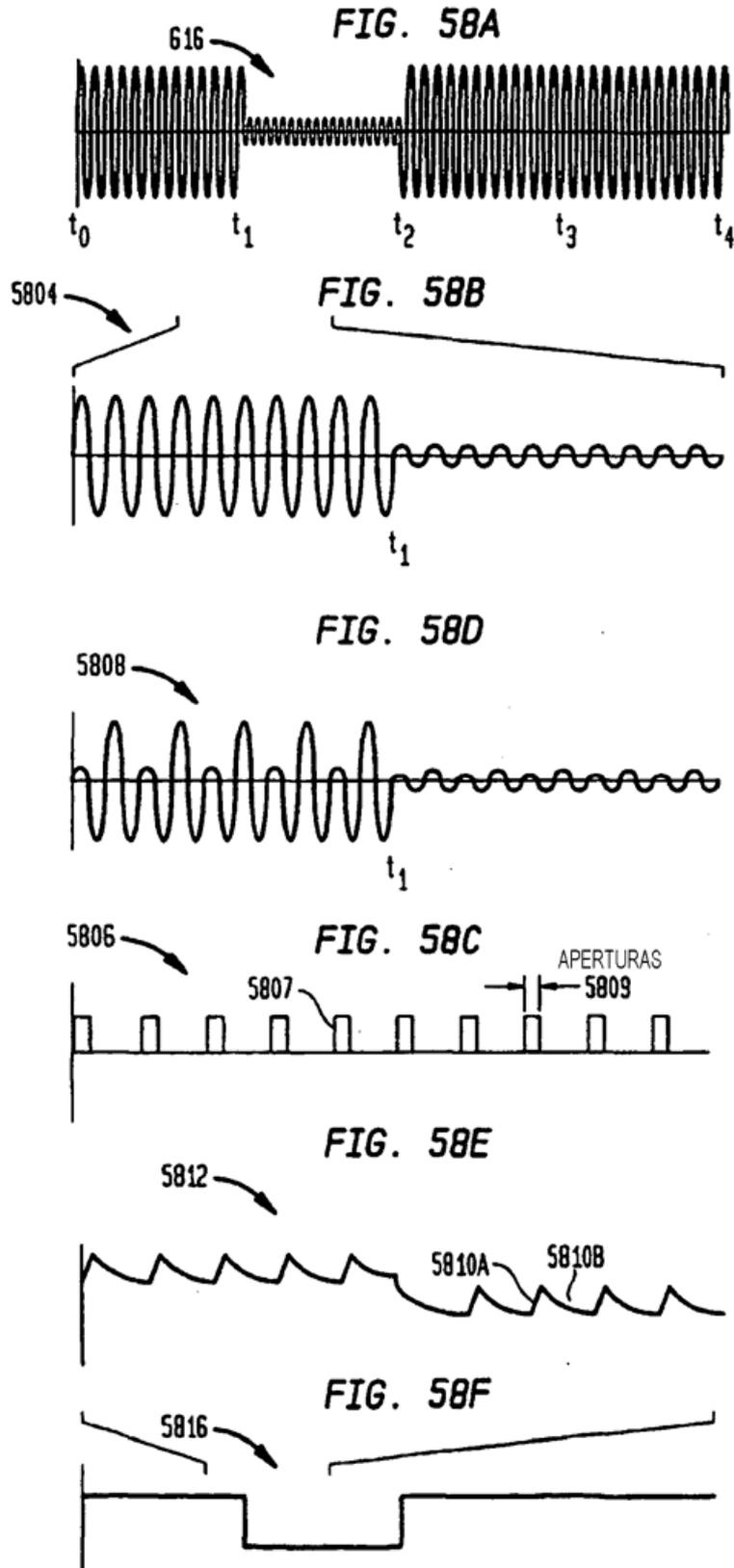
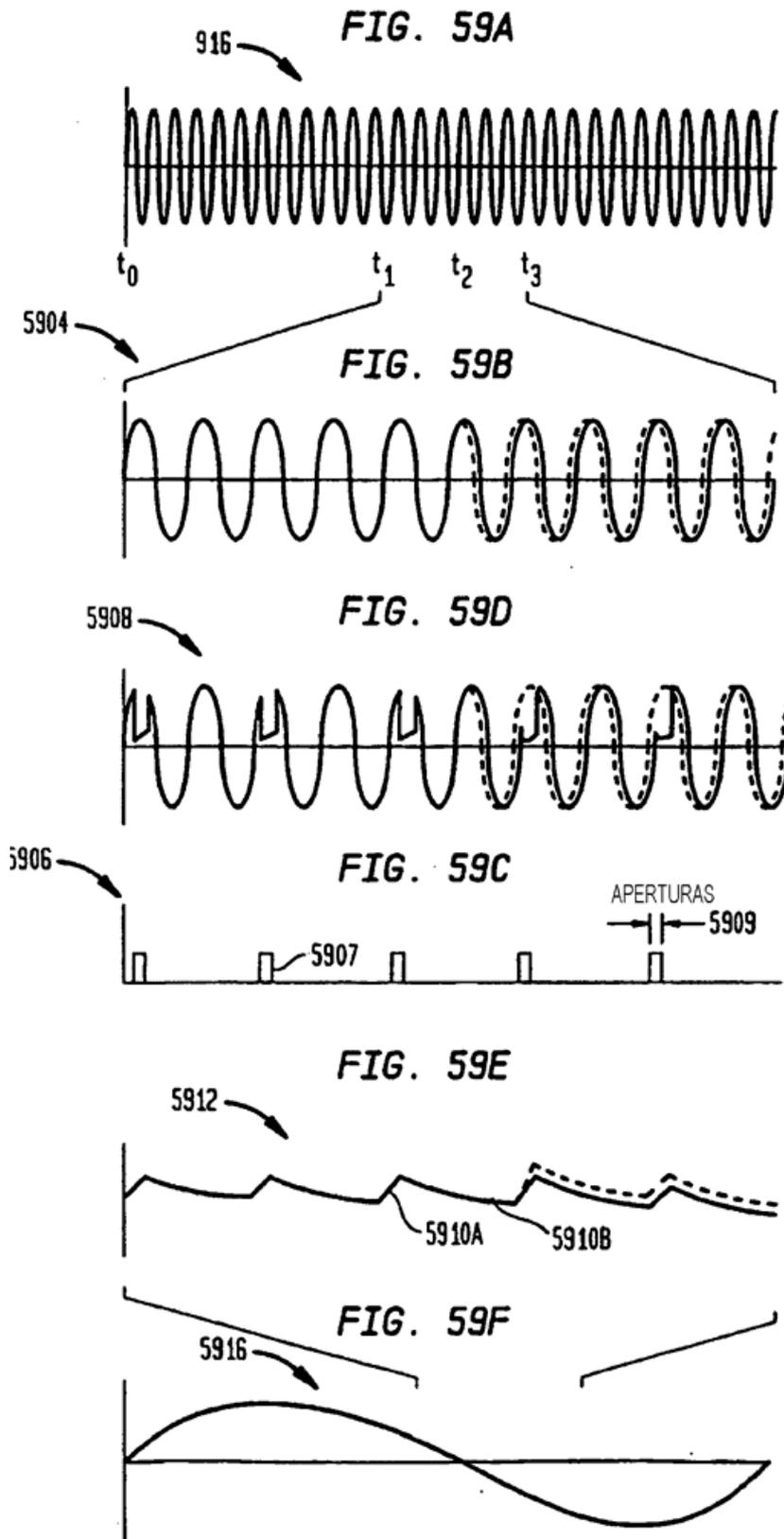


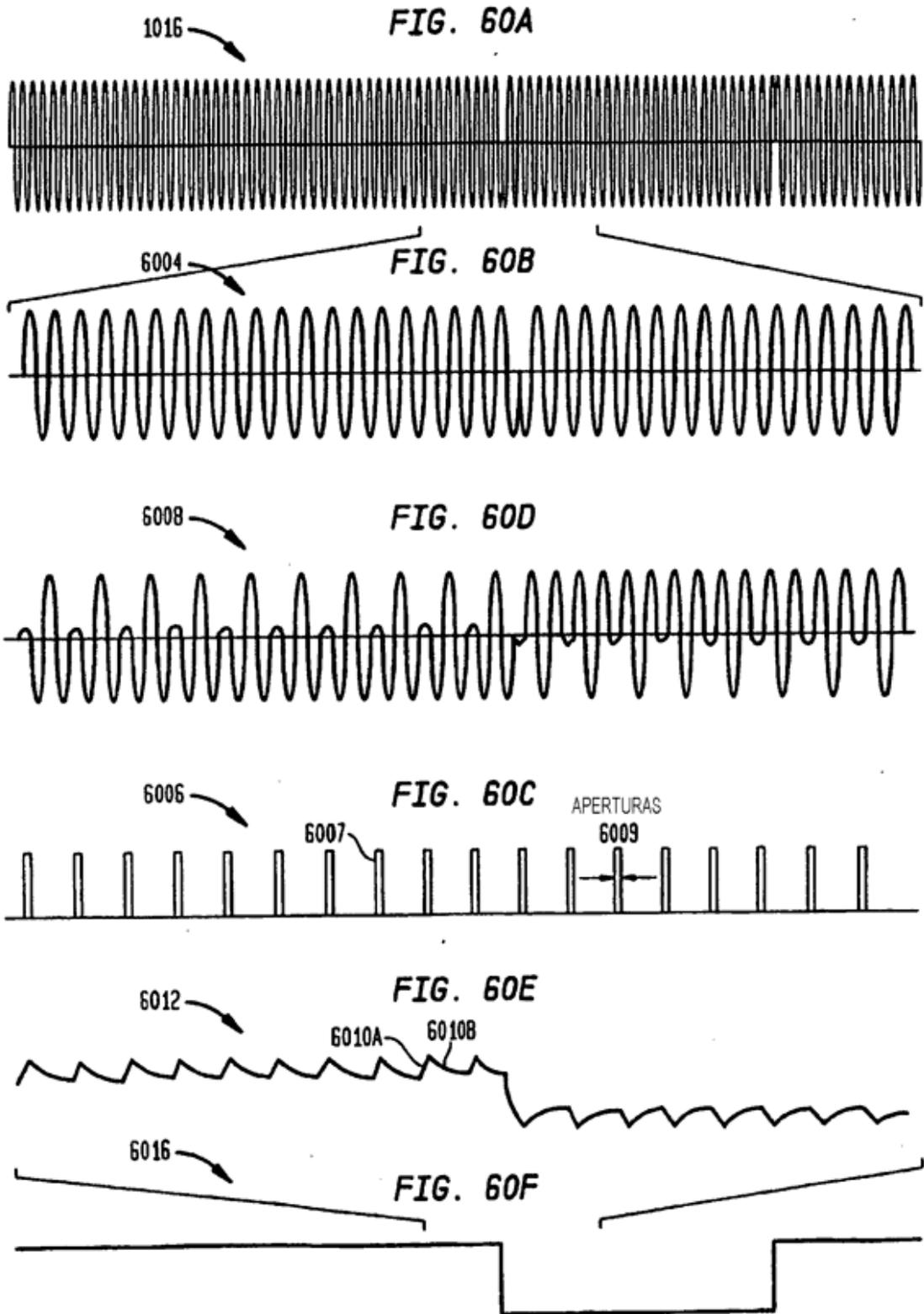
FIG. 56D

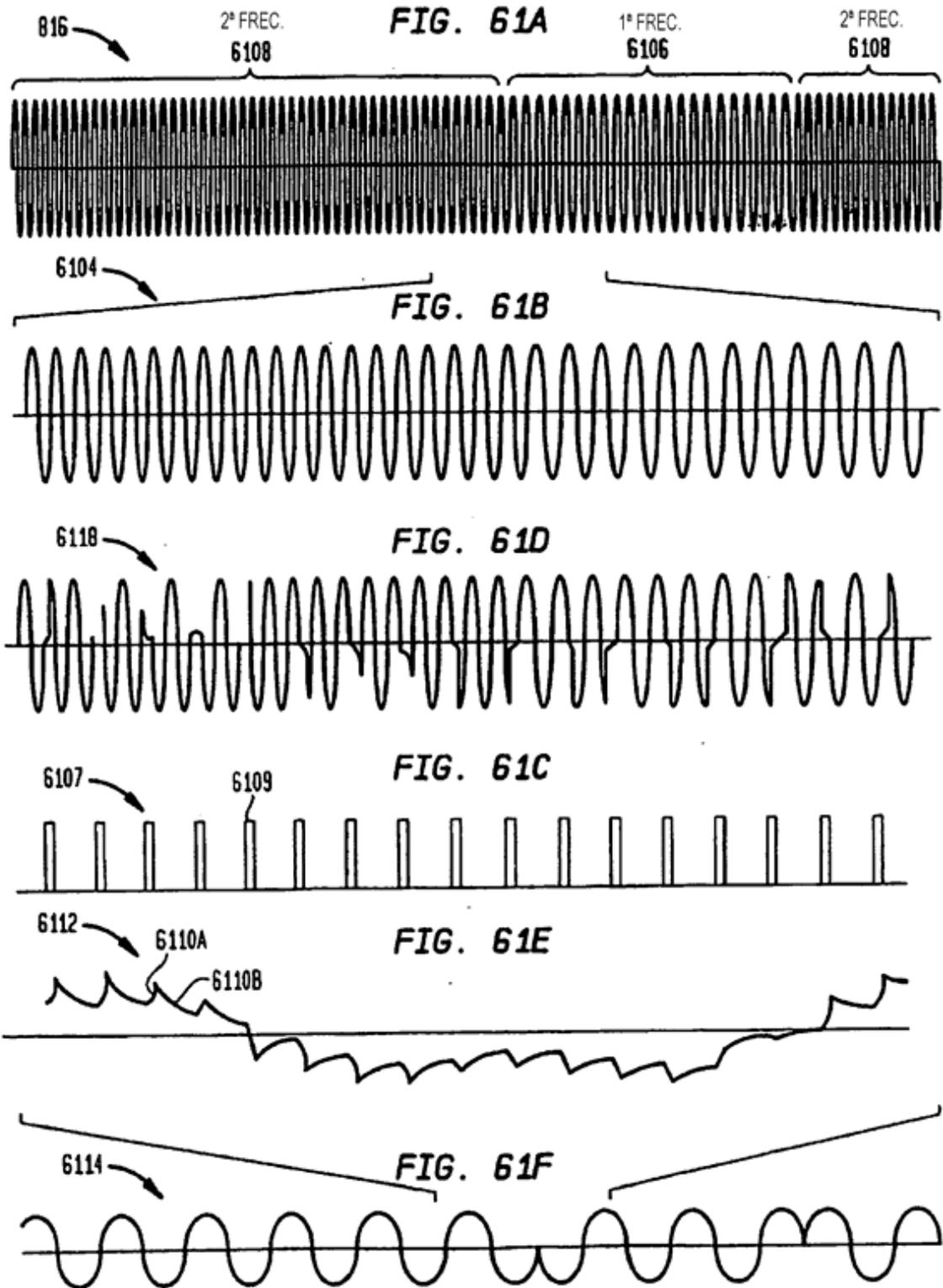


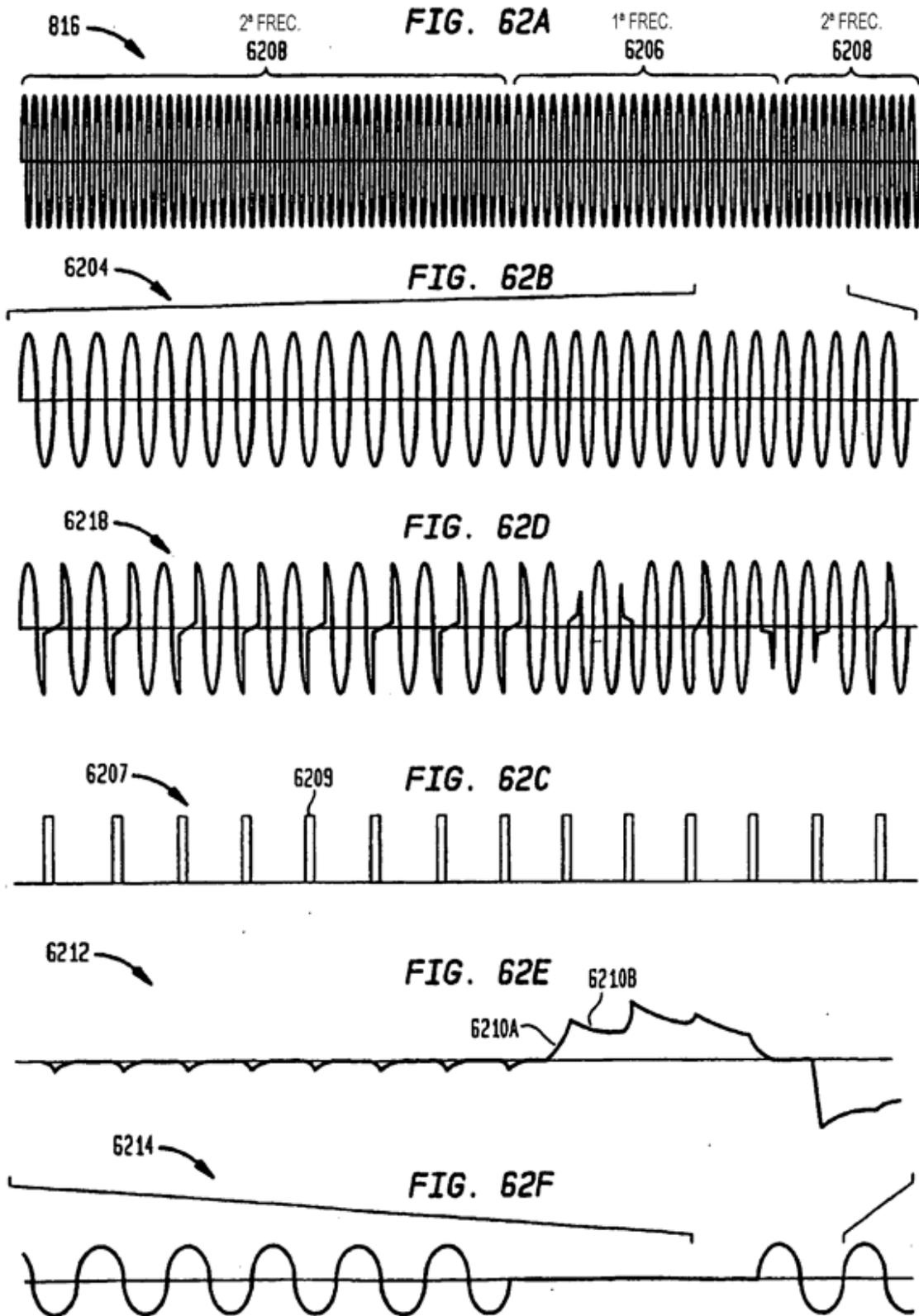












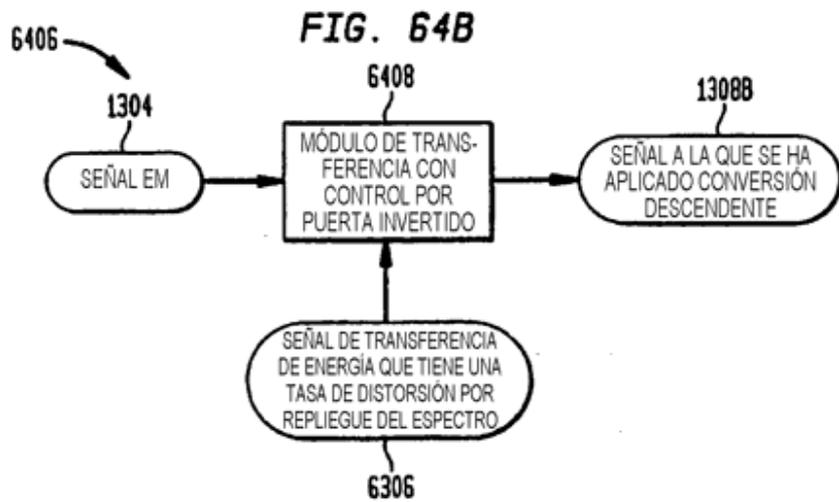
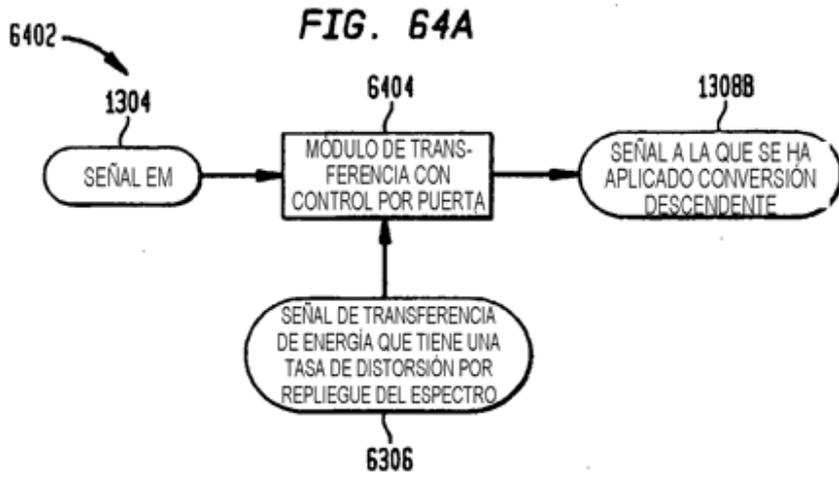
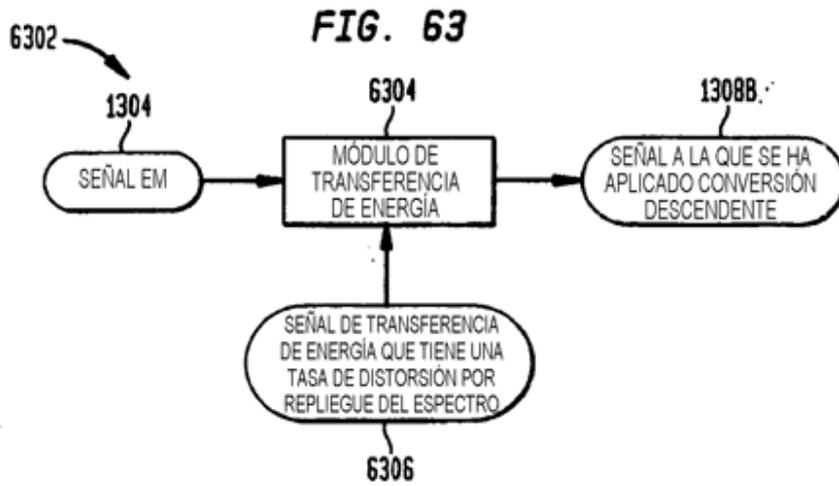


FIG. 65

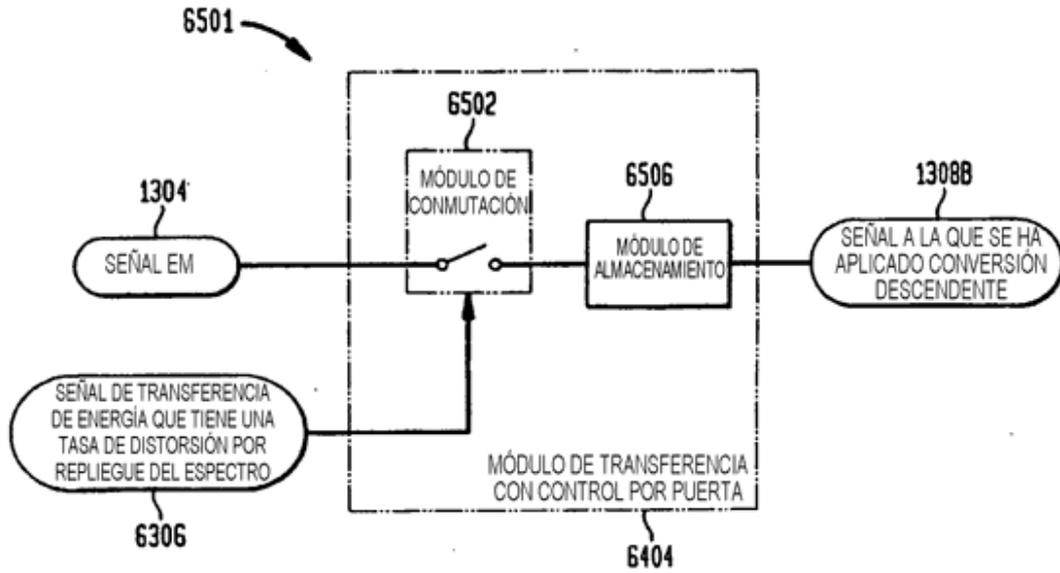


FIG. 66A

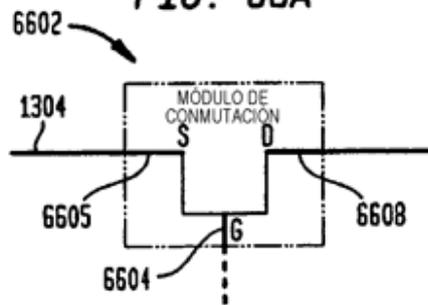


FIG. 66B

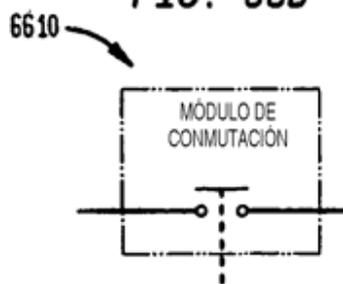


FIG. 66C

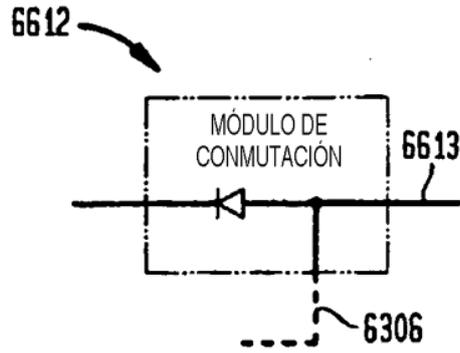
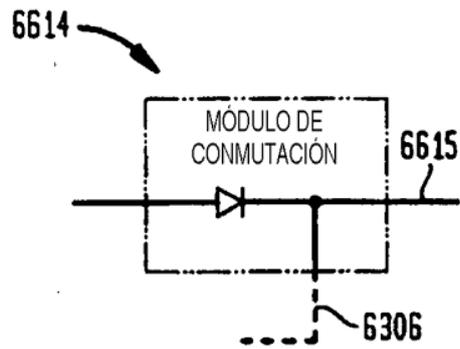


FIG. 66D



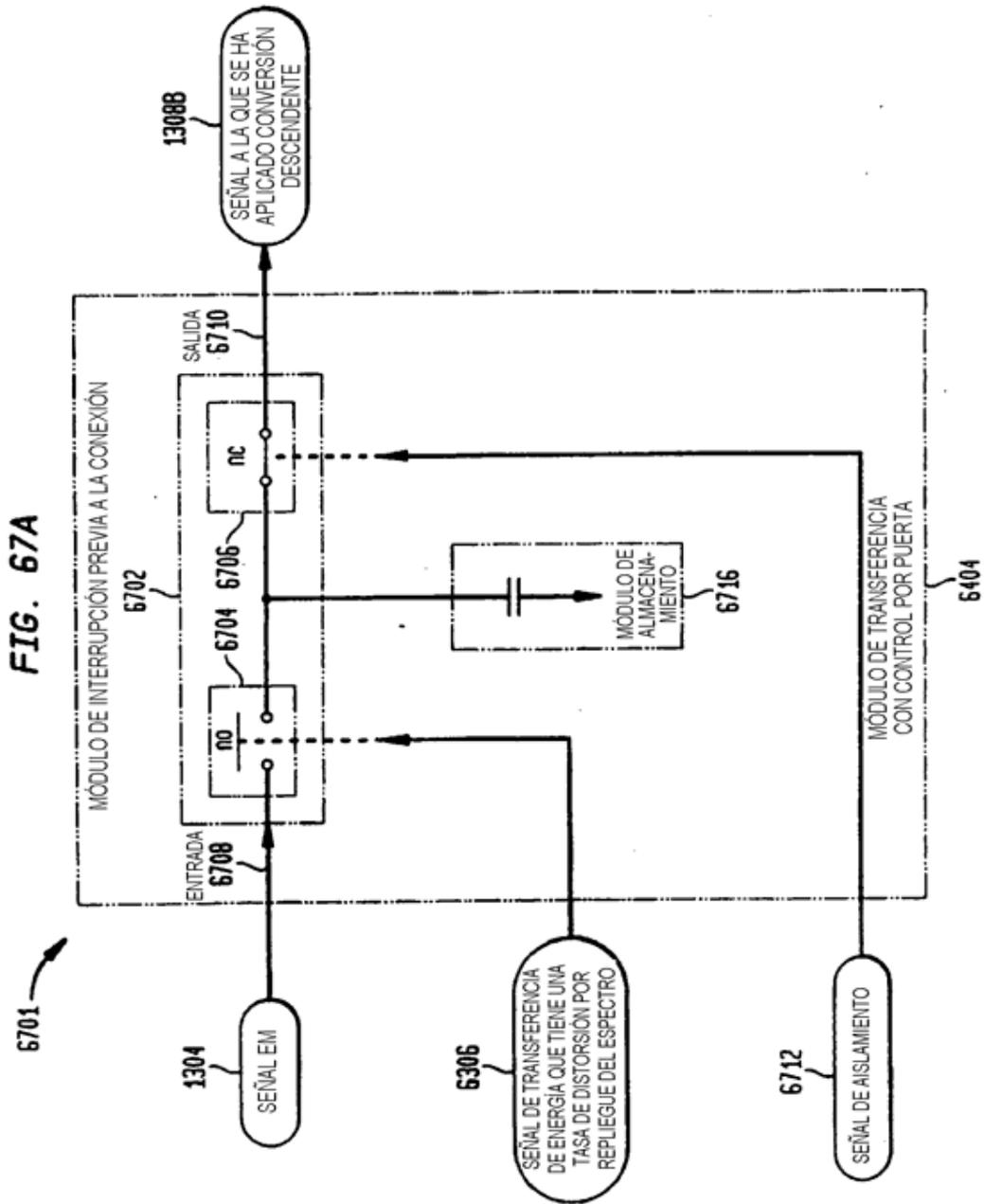


FIG. 67B

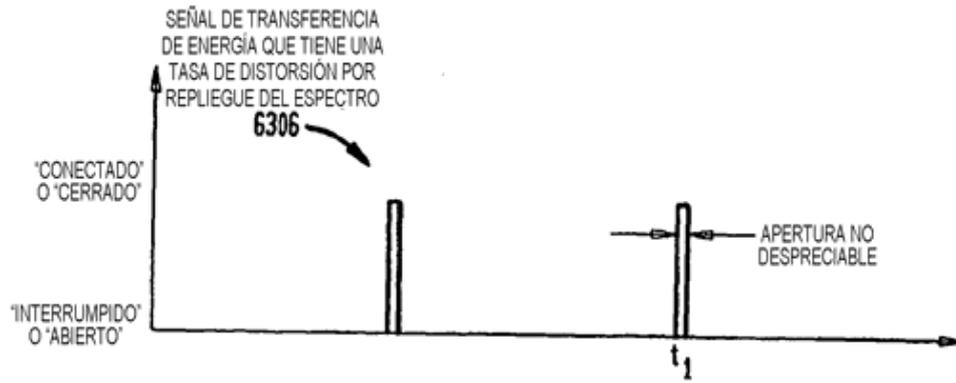


FIG. 67C

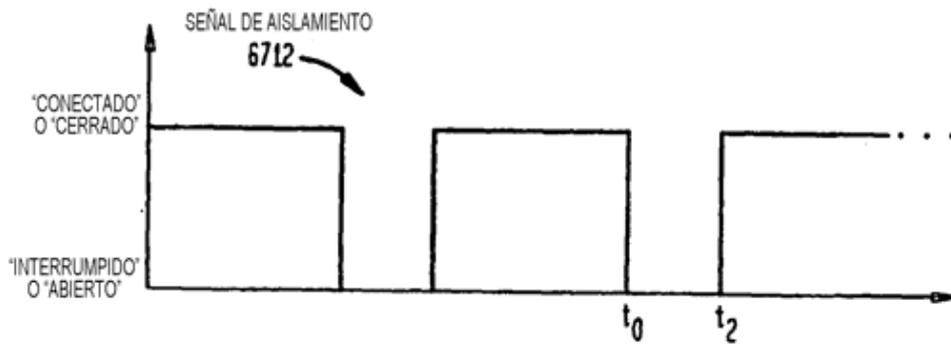


FIG. 68A

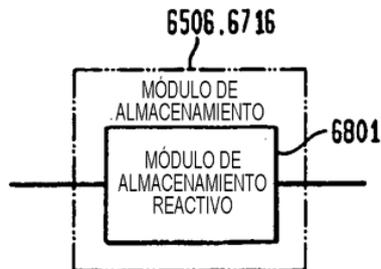


FIG. 68B

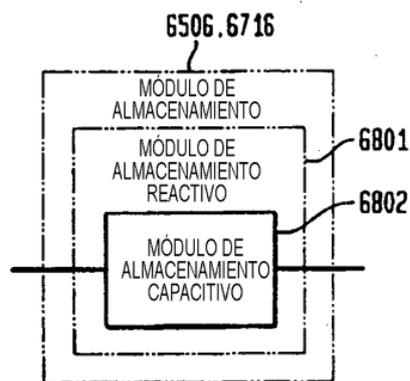


FIG. 68C

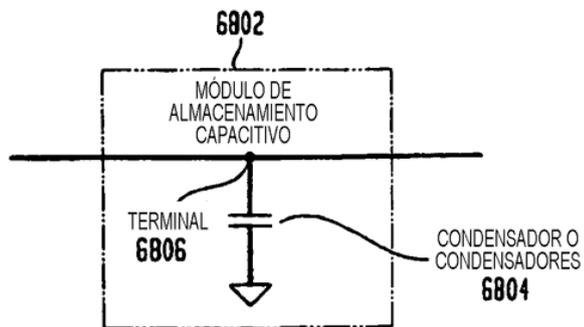


FIG. 68D

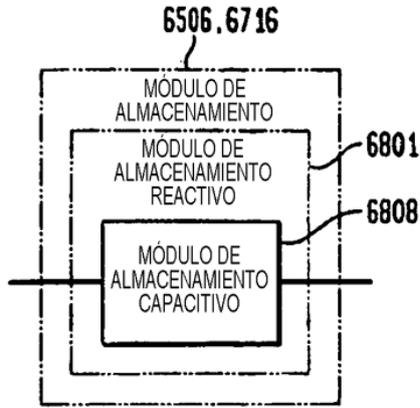


FIG. 68E

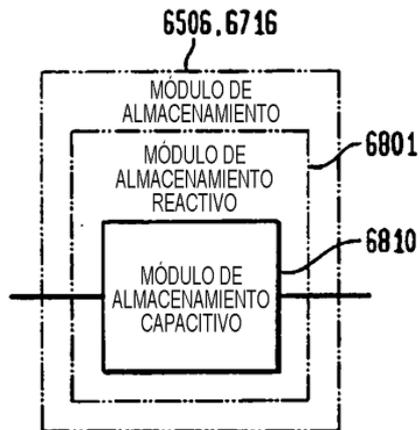


FIG. 68F

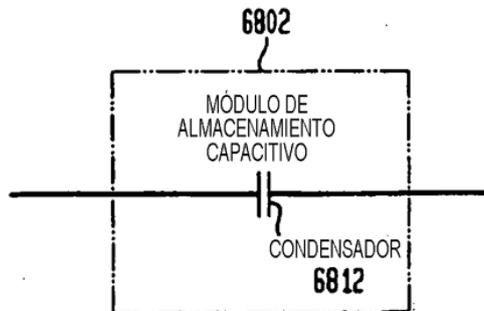


FIG. 68G

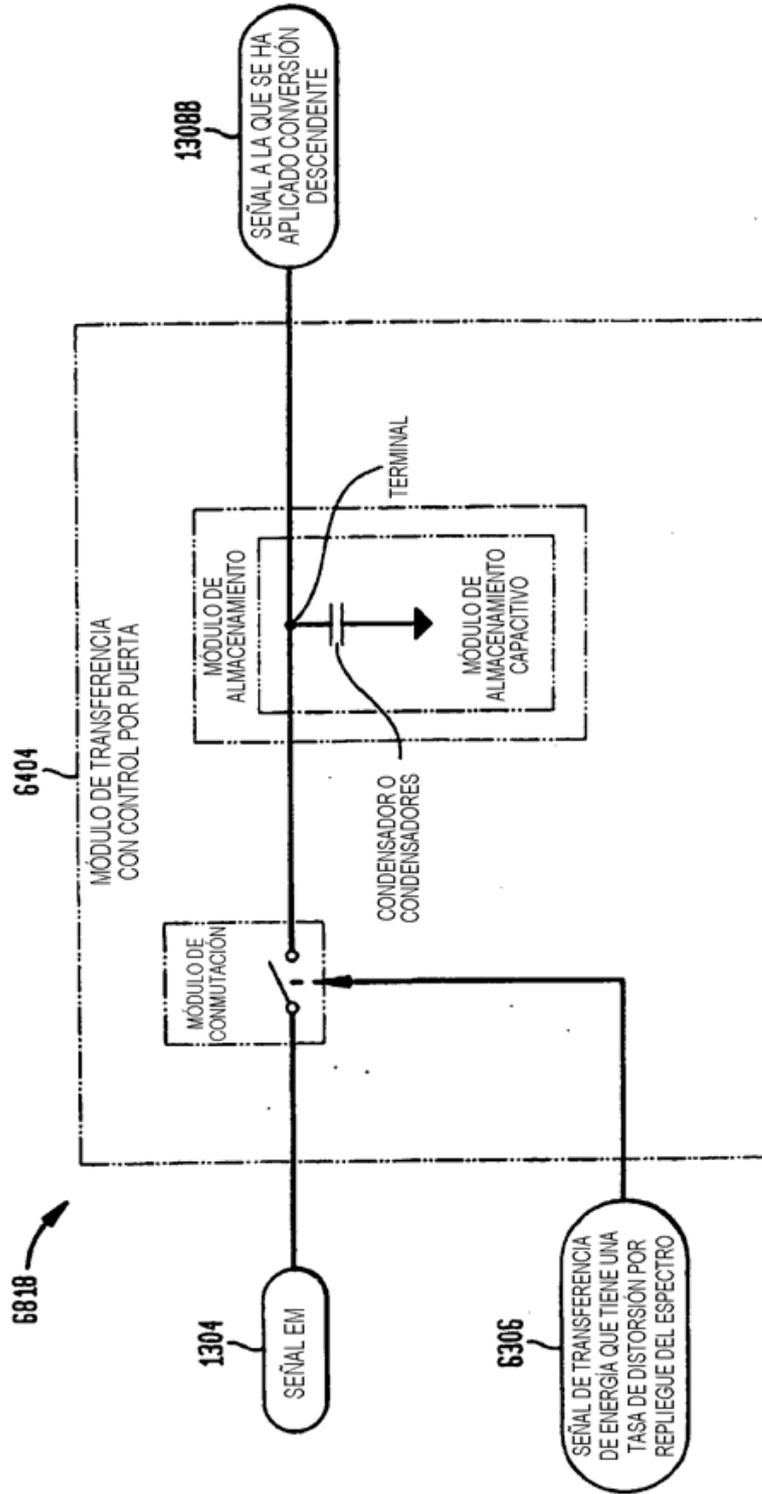


FIG. 68H

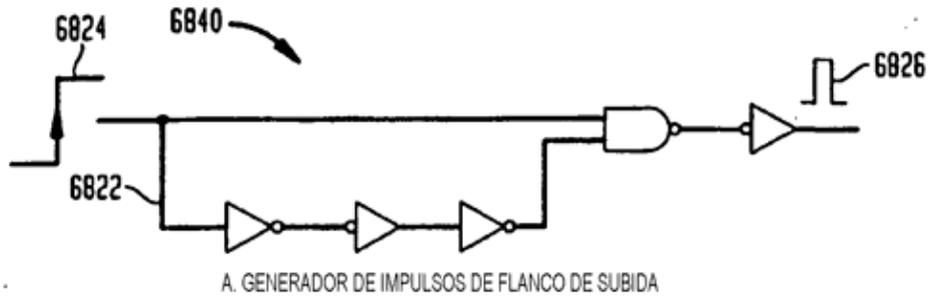


FIG. 68I

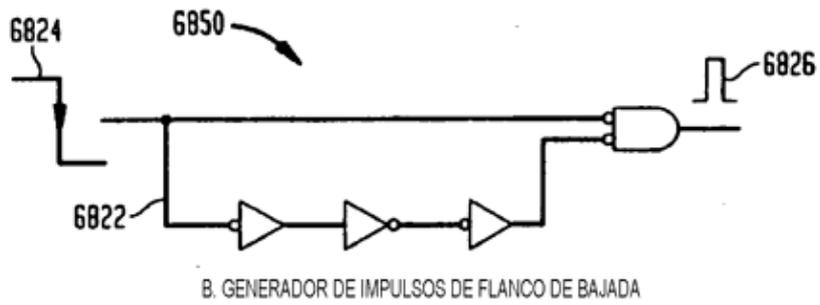


FIG. 68J

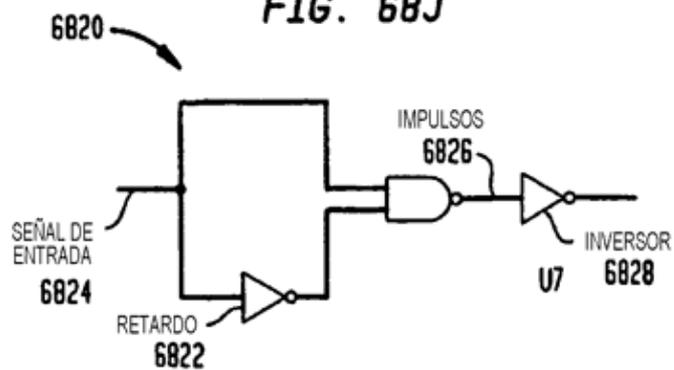


FIG. 68K

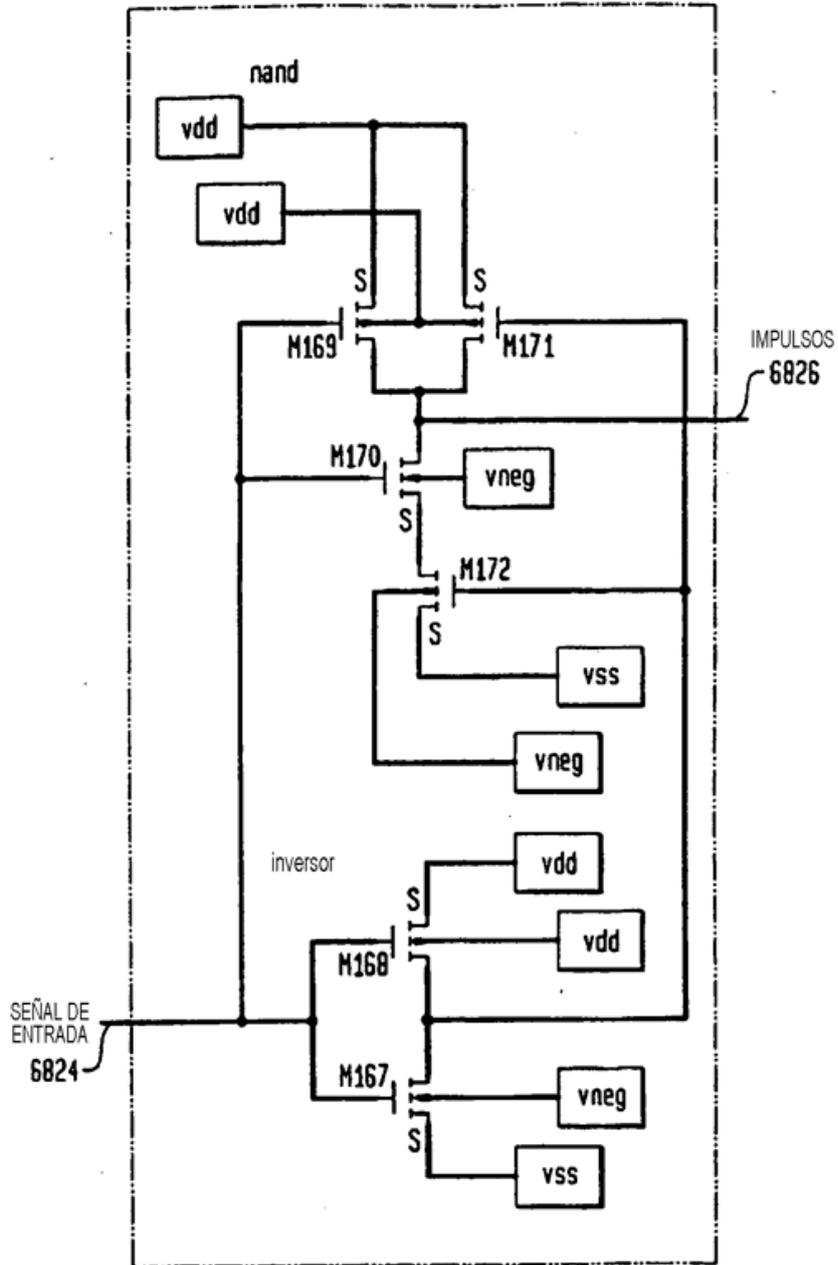
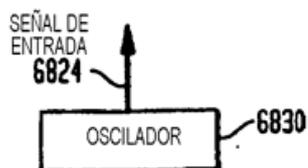


FIG. 68L



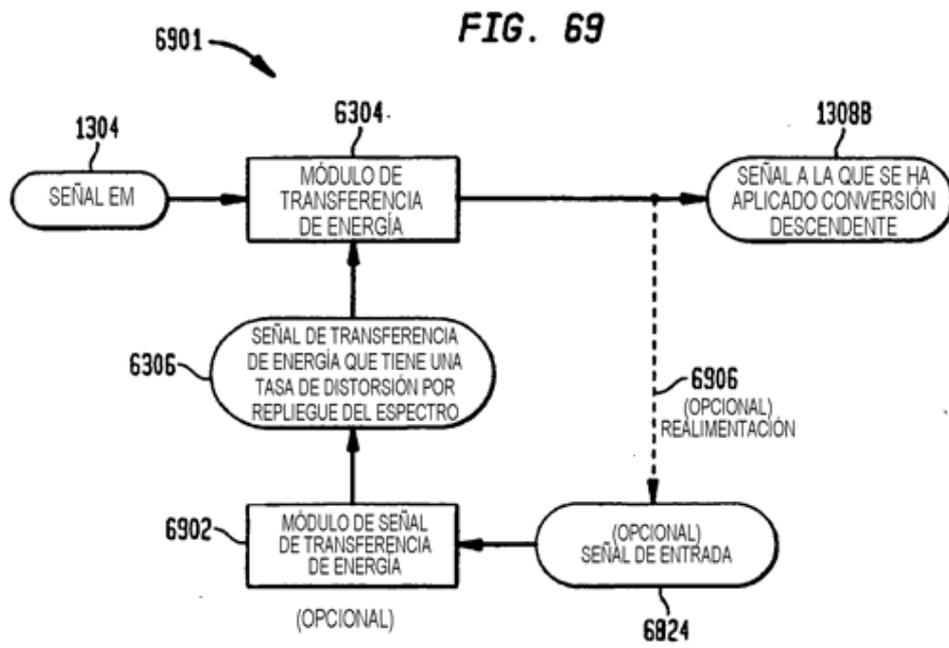


FIG. 70

MÓDULO DE DISTORSIÓN POR REPLIEGUE DEL ESPECTRO CON ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS

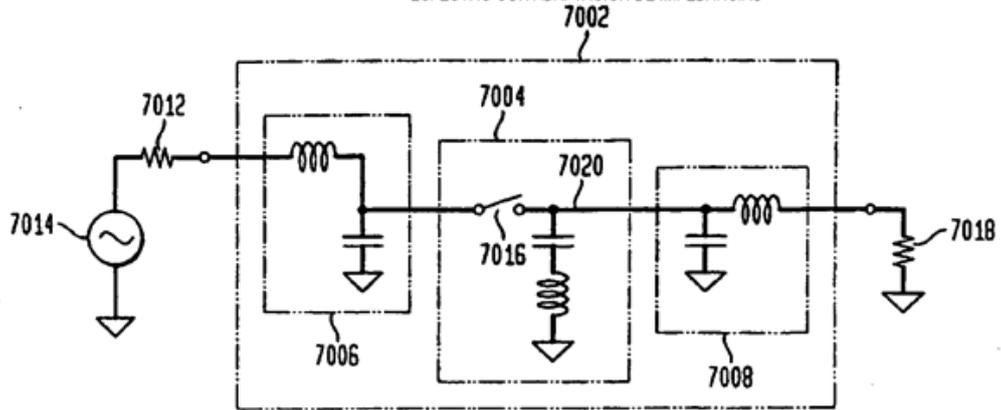


FIG. 71A

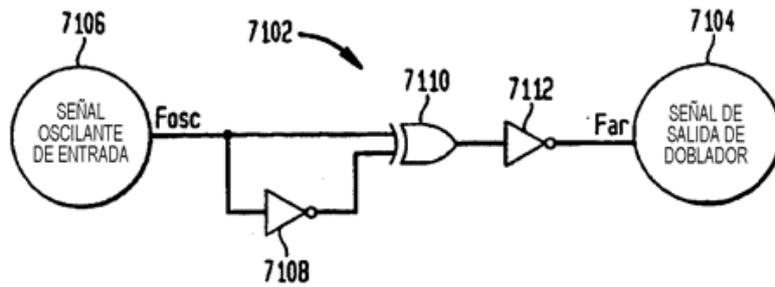


FIG. 71B

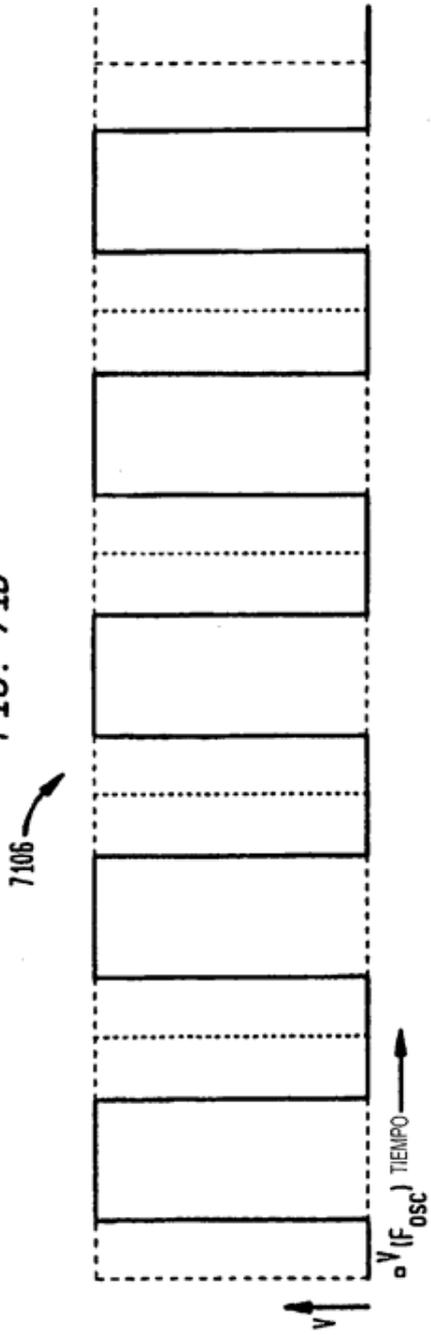


FIG. 71C

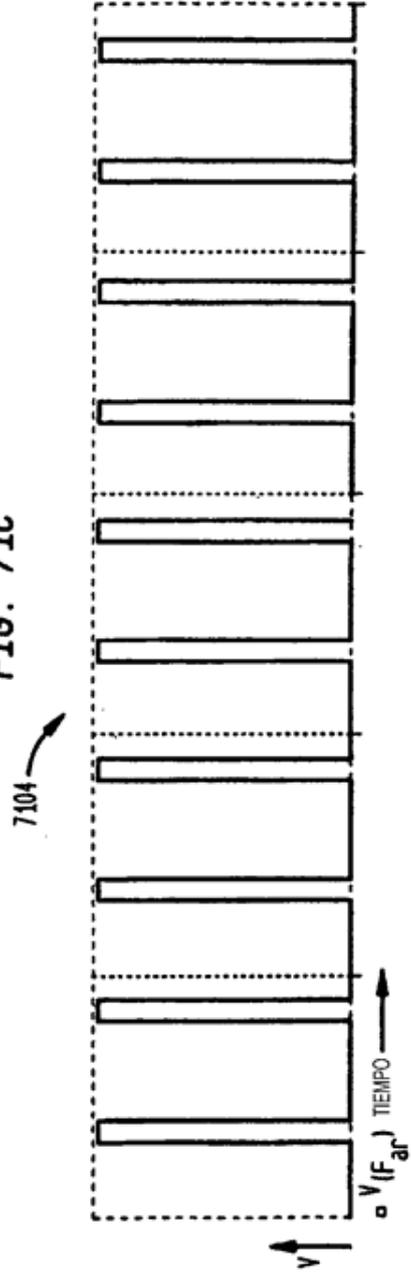


FIG. 72

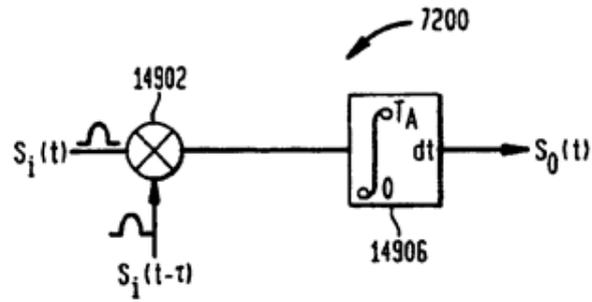


FIG. 73

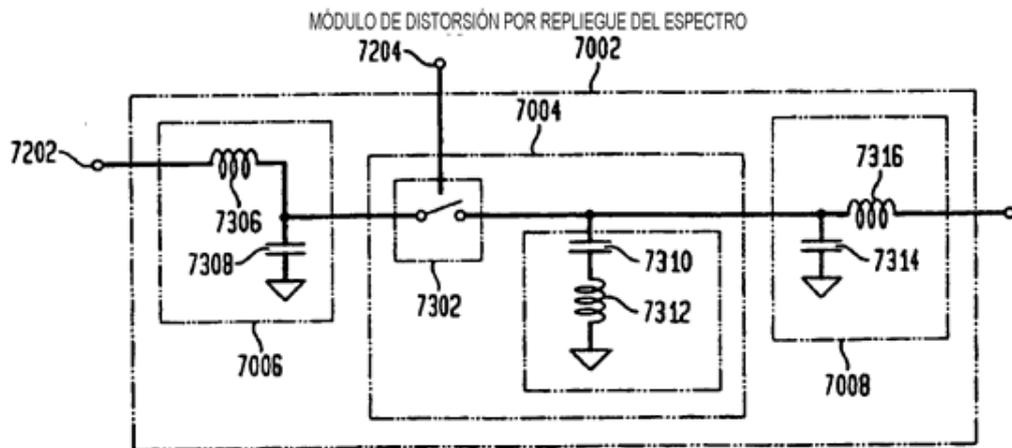


FIG. 74

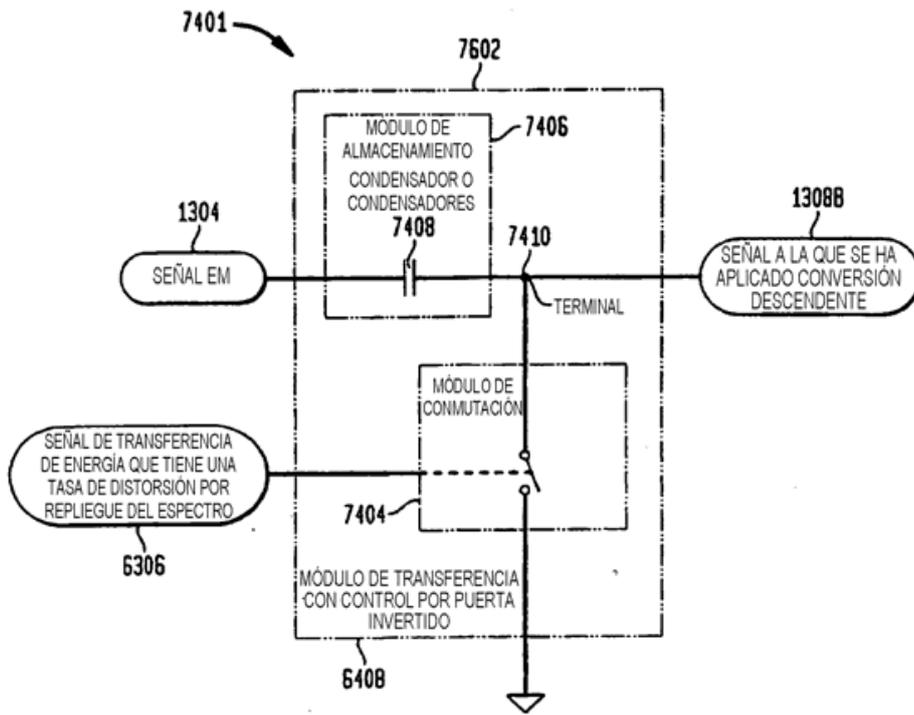


FIG. 75A



FIG. 75B



FIG. 75C

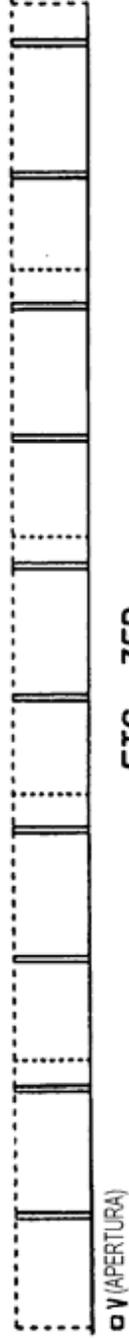


FIG. 75D

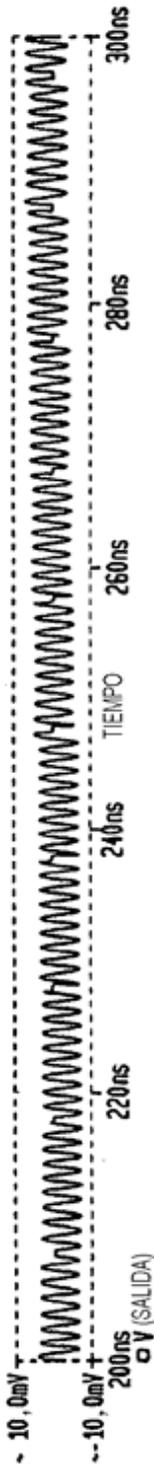


FIG. 75E

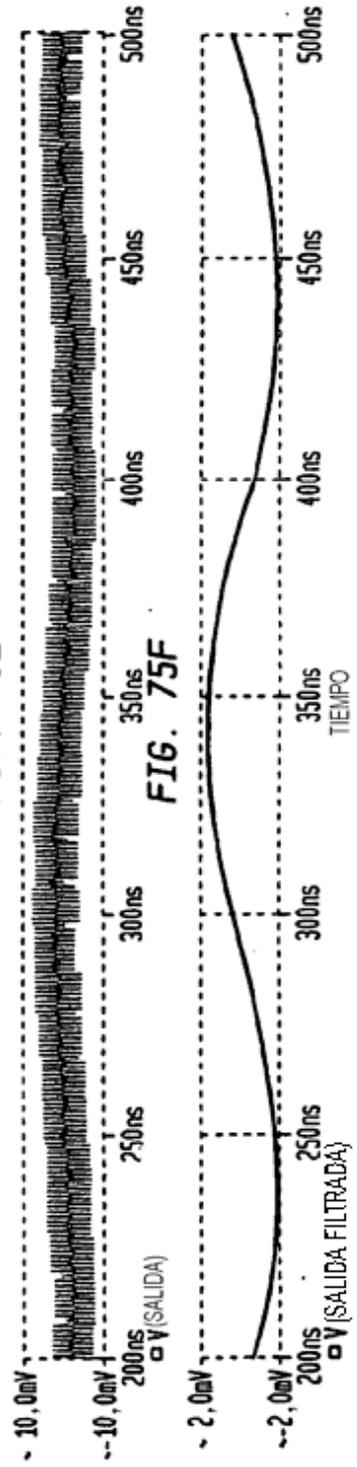


FIG. 75F

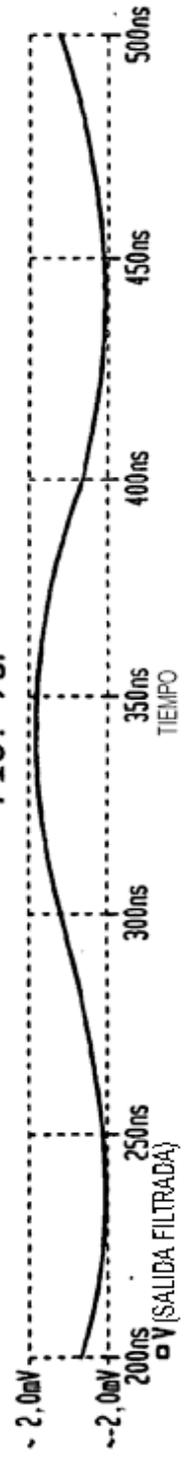


FIG. 76A

CONFIGURACIÓN DE TRANSFERENCIA DE ENERGÍA DIFERENCIAL

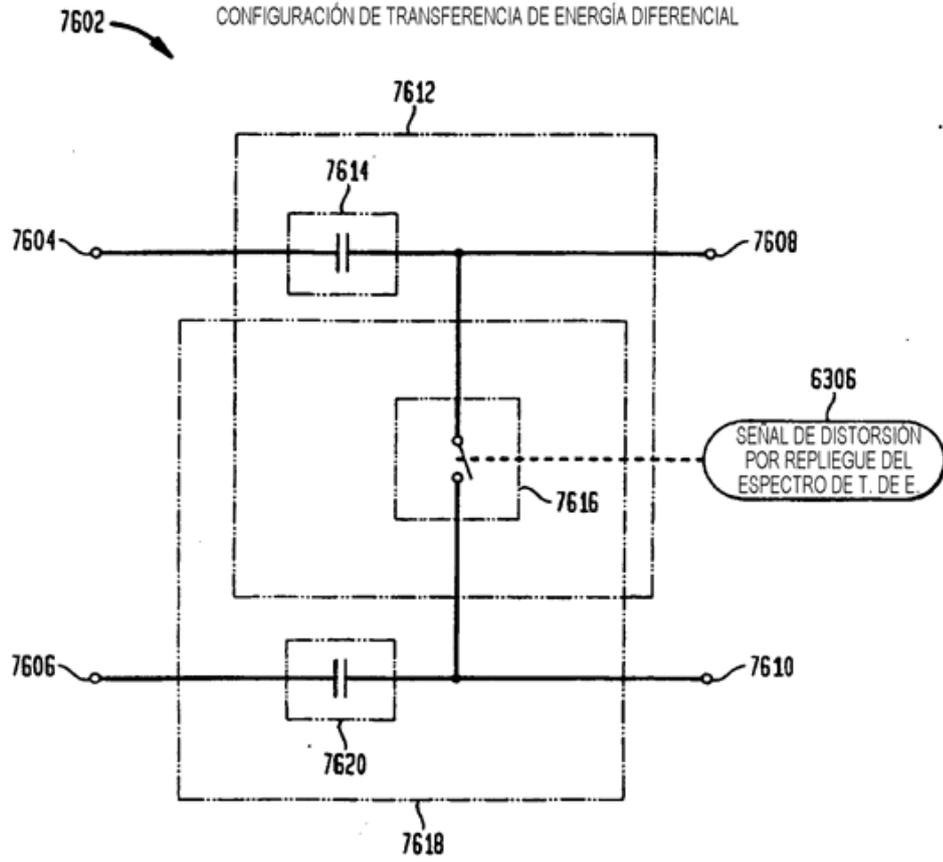


FIG. 76B

ENTRADA DIFERENCIAL A SALIDA DIFERENCIAL

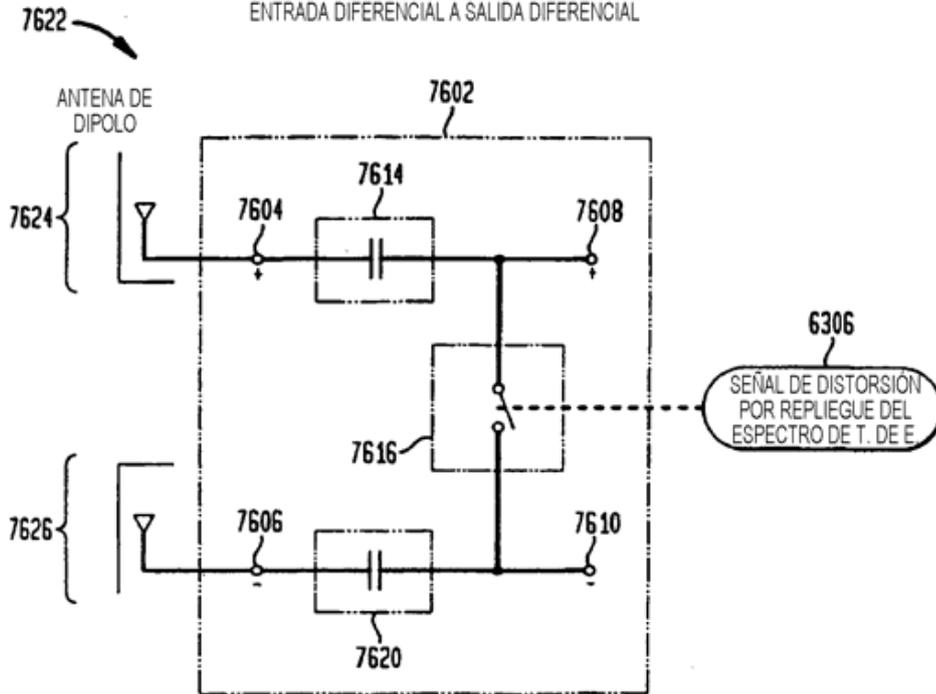


FIG. 76C

ÚNICA ENTRADA A SALIDA DIFERENCIAL

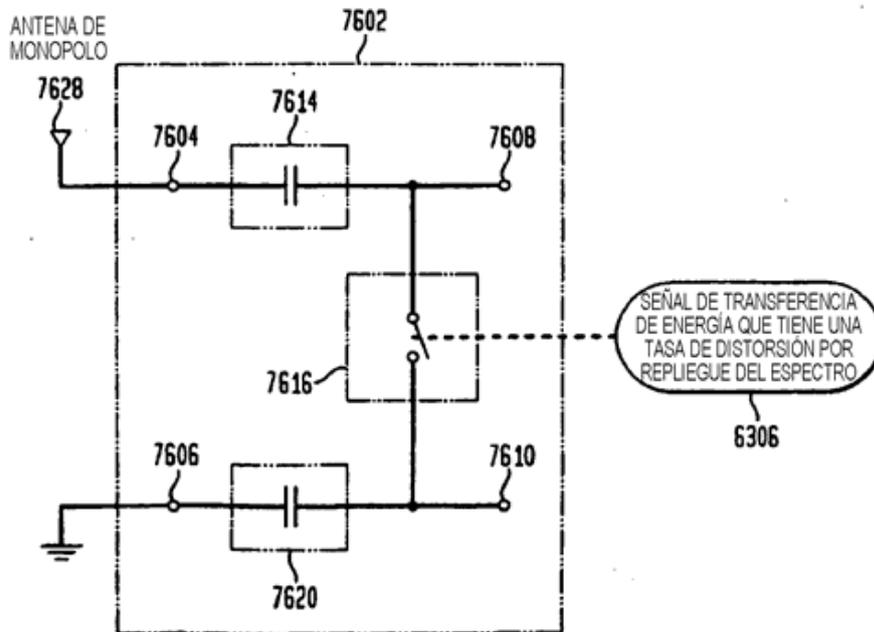


FIG. 76D

ENTRADA DIFERENCIAL A ÚNICA SALIDA

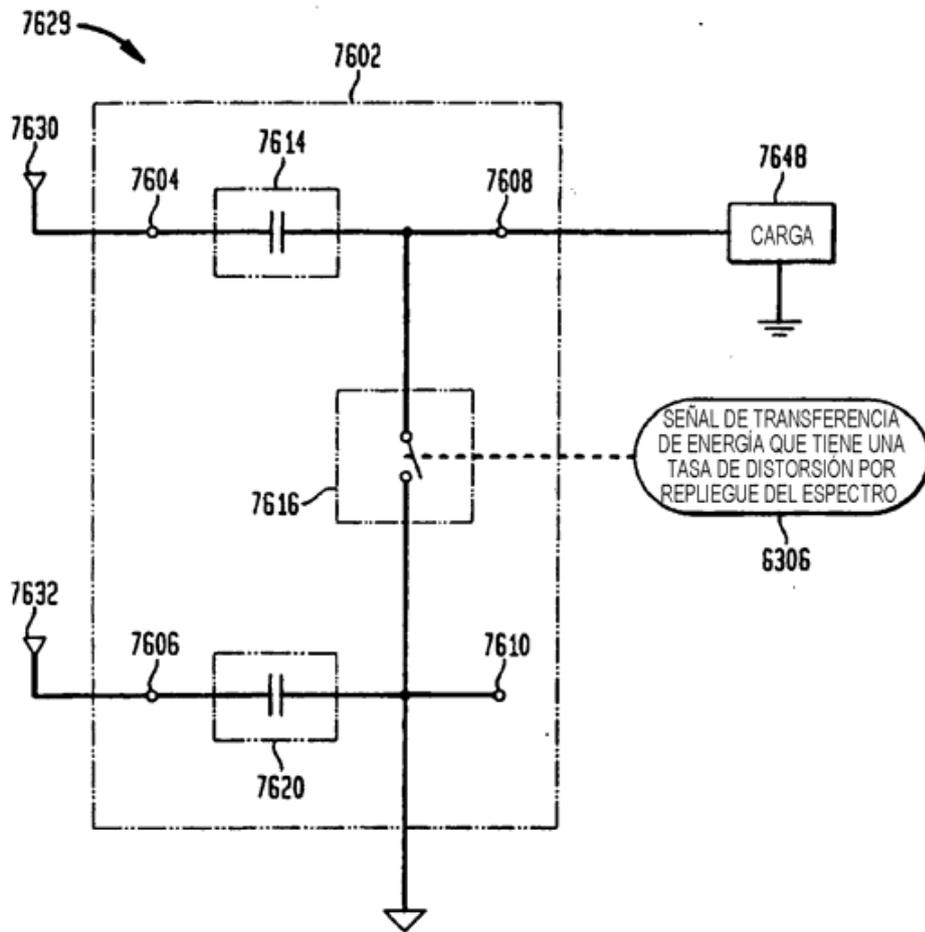
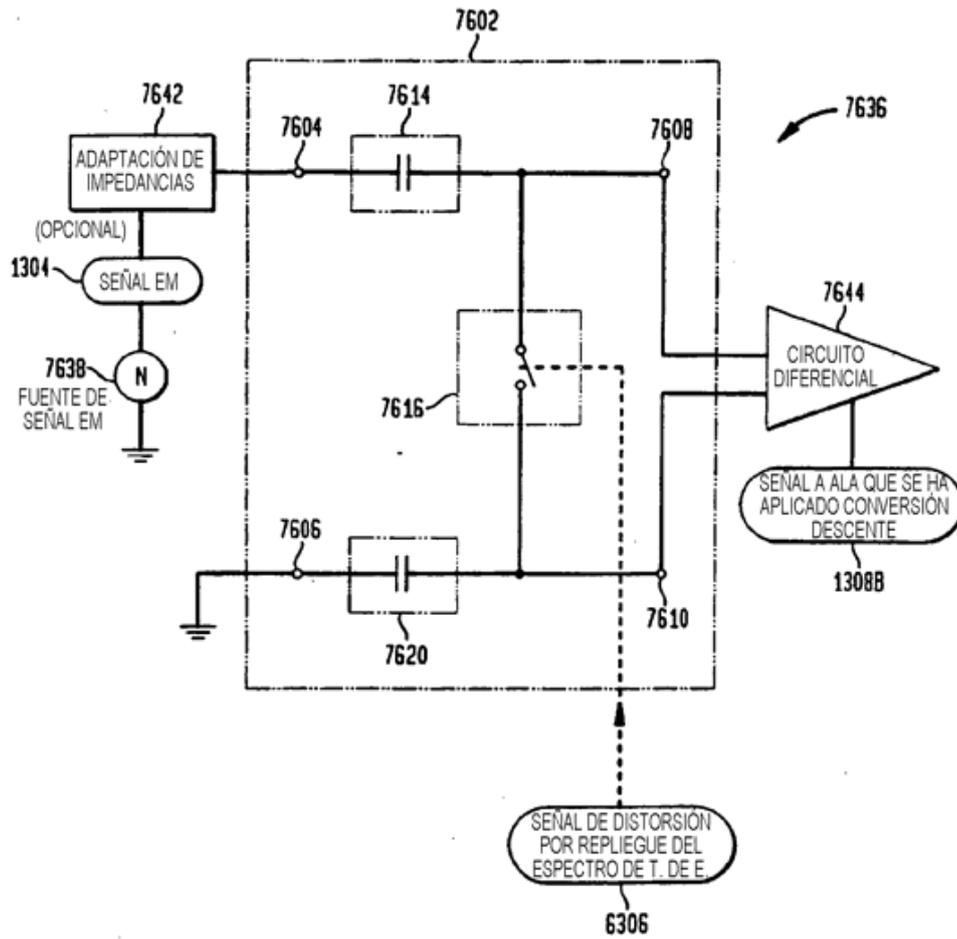
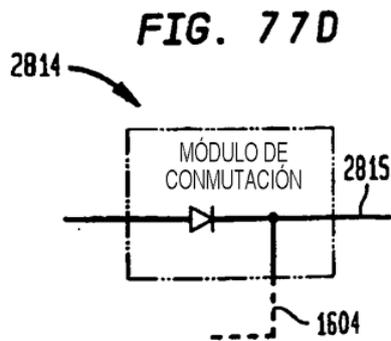
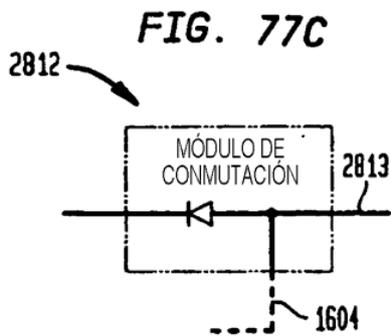
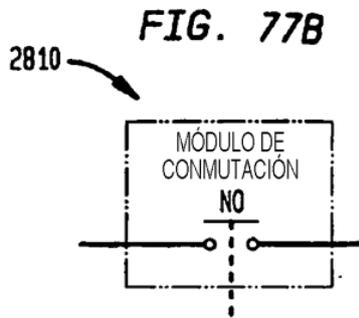
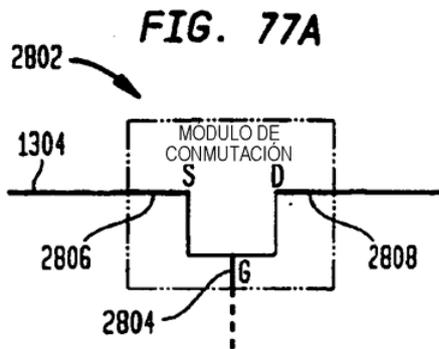
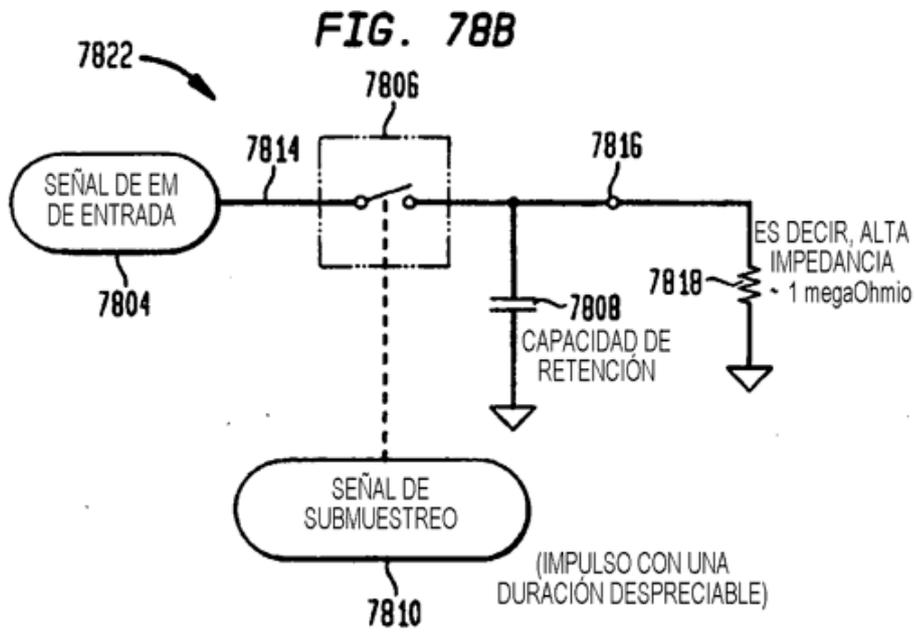
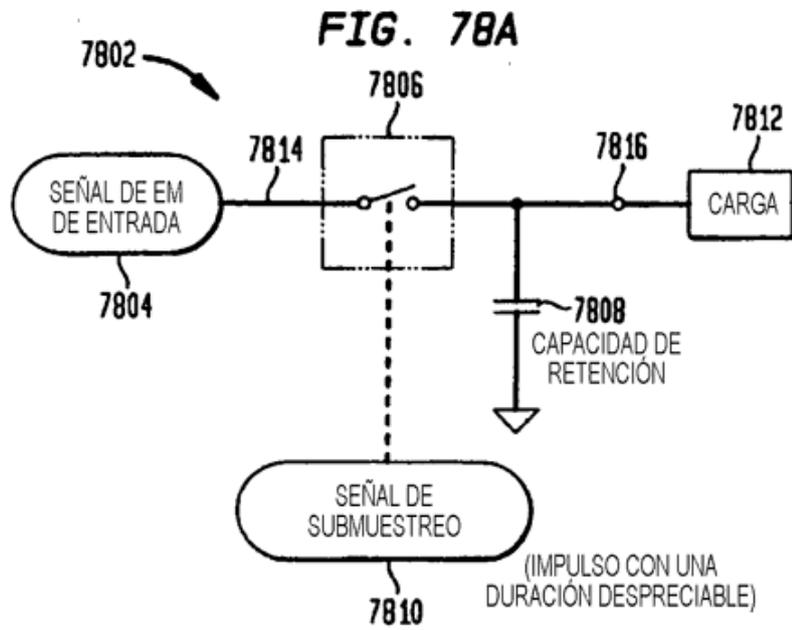


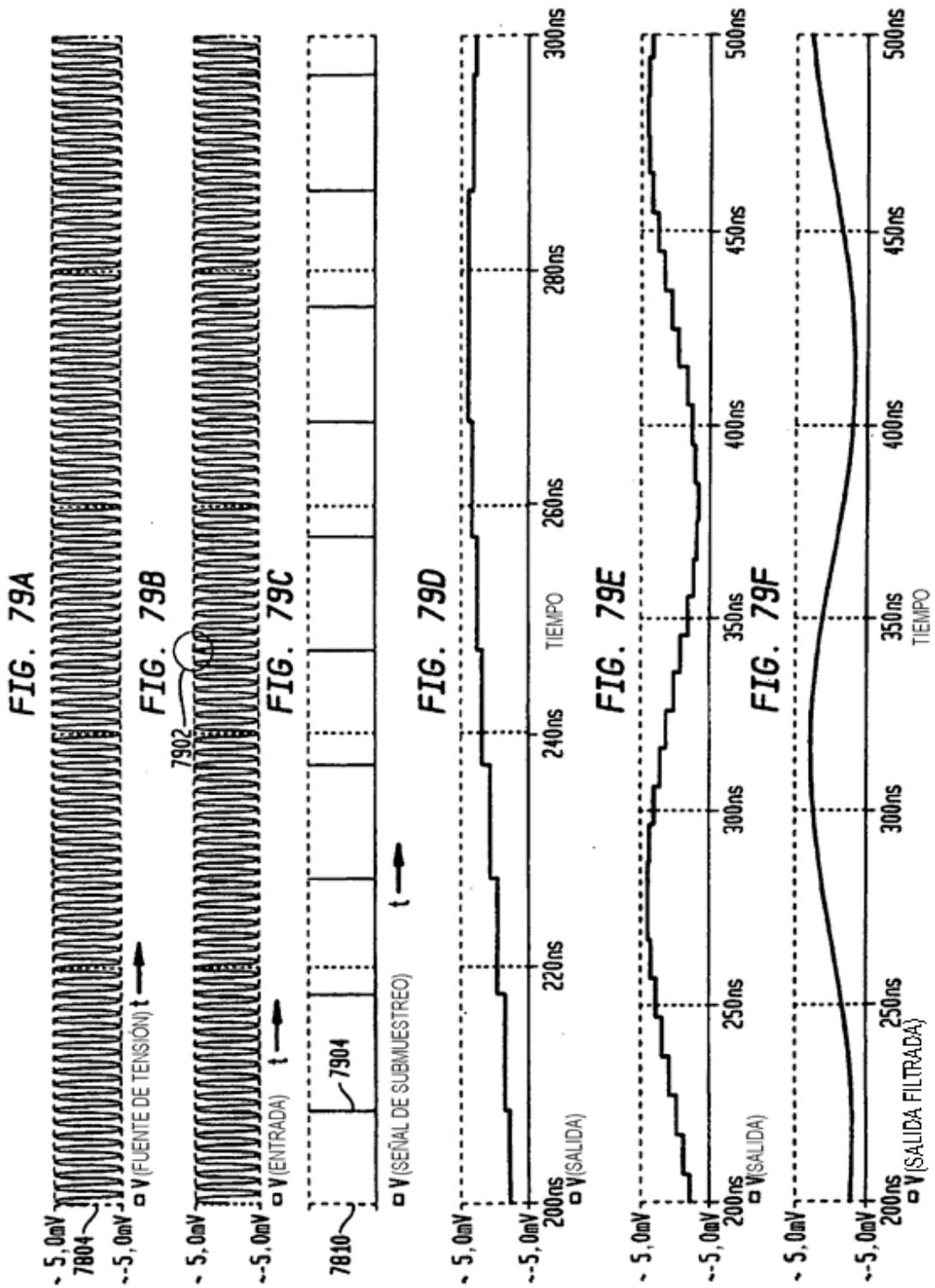
FIG. 76E

CIRCUITERÍA DE ENTRADA / SALIDA A MODO DE EJEMPLO









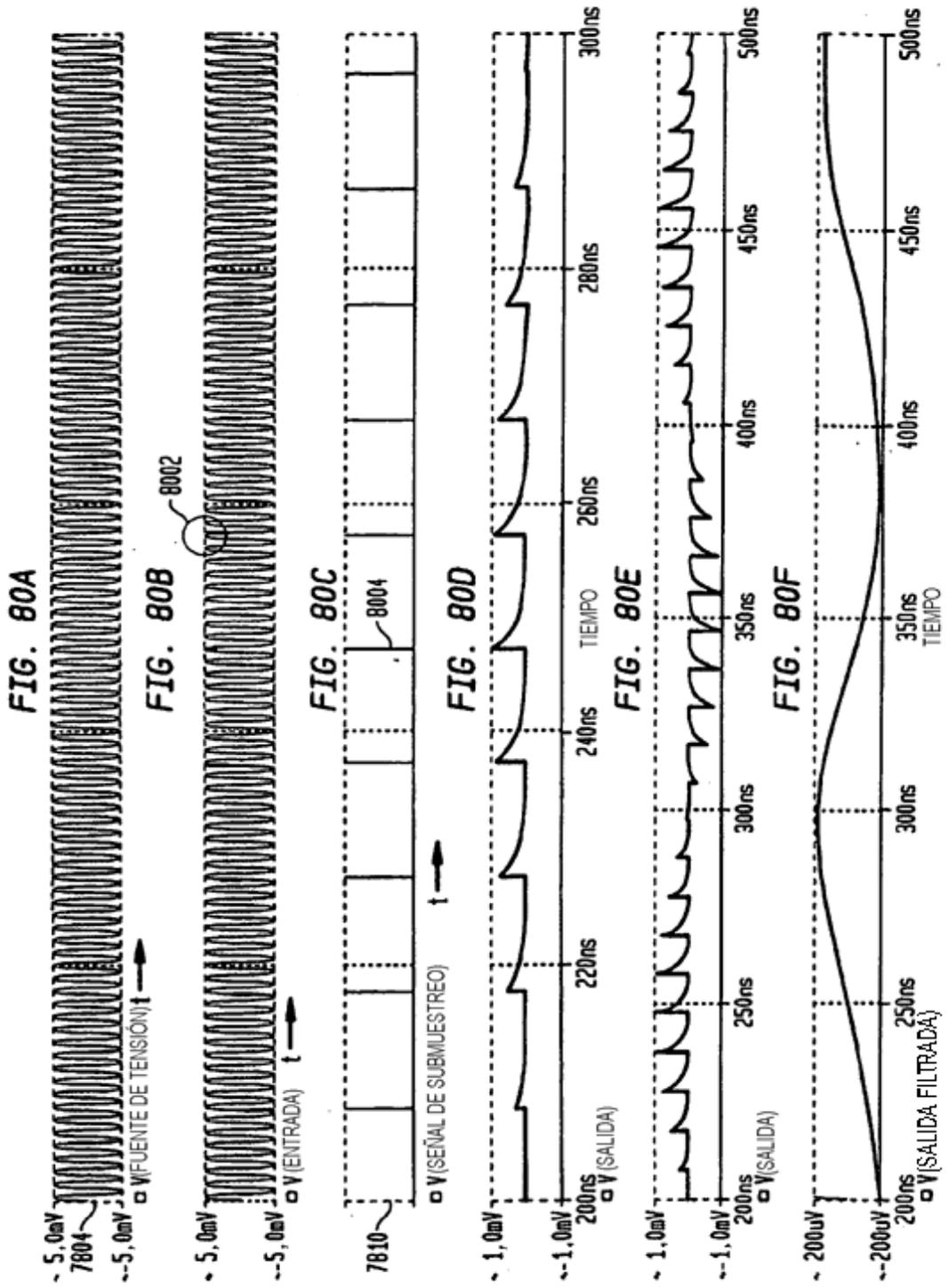


FIG. 81A

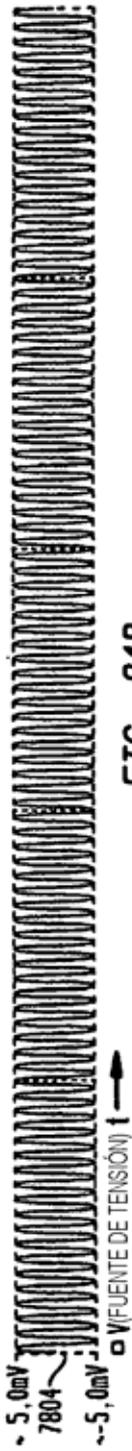


FIG. 81B



FIG. 81C

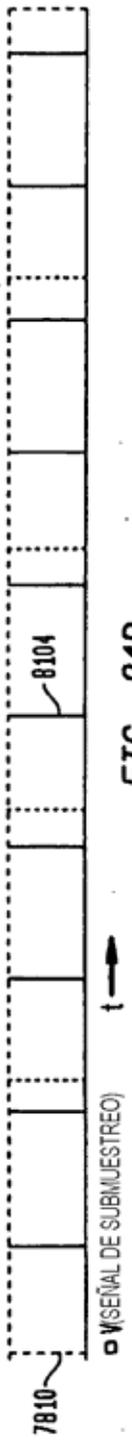


FIG. 81D

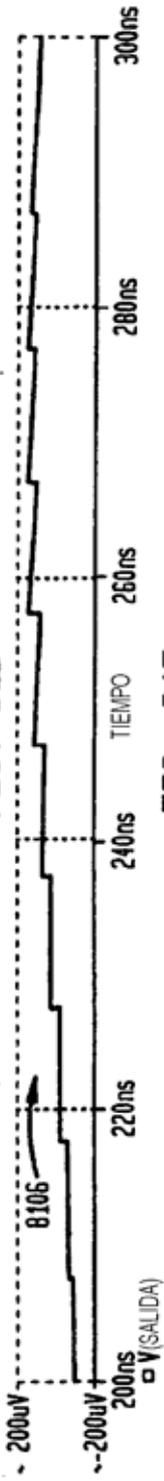


FIG. 81E

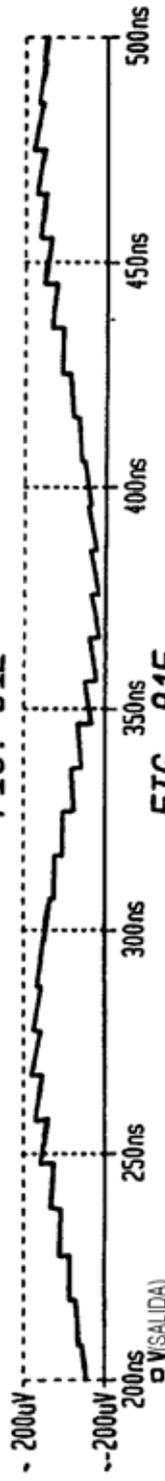
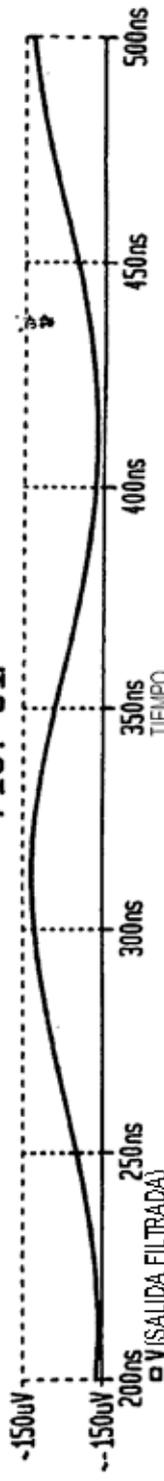


FIG. 81F



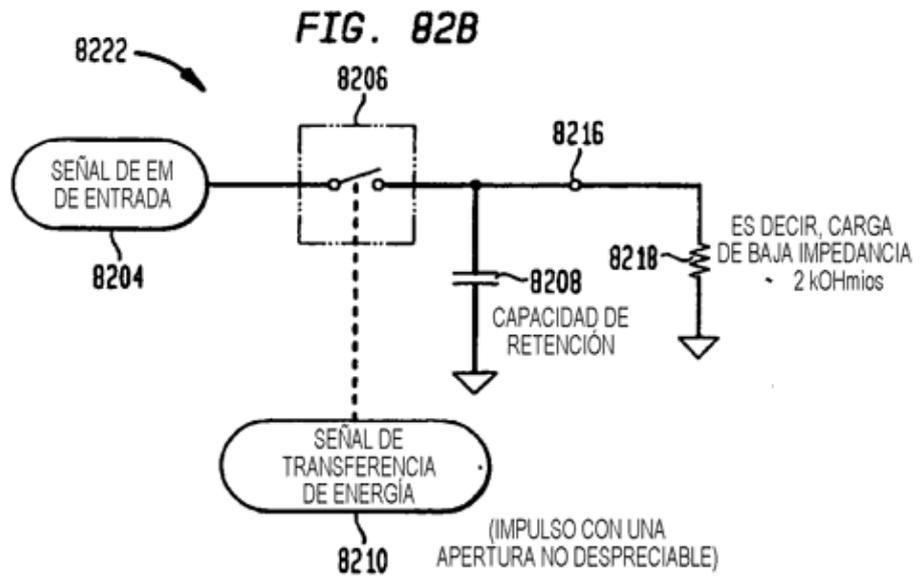
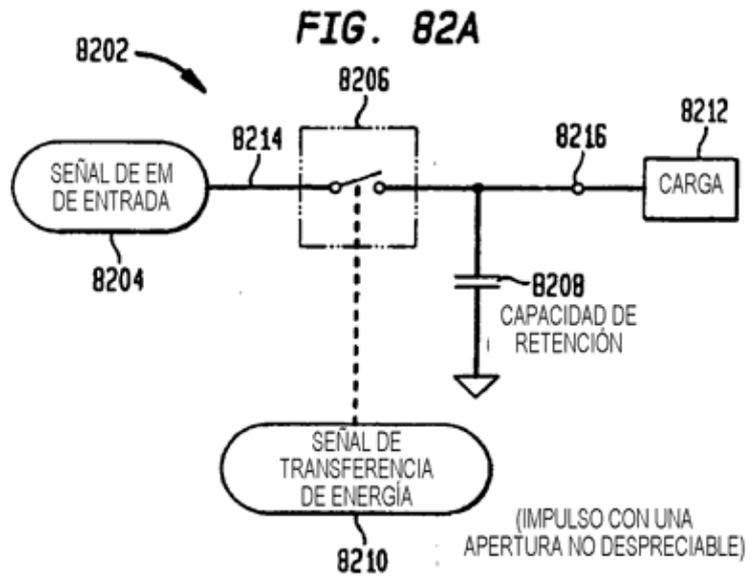


FIG. 83A

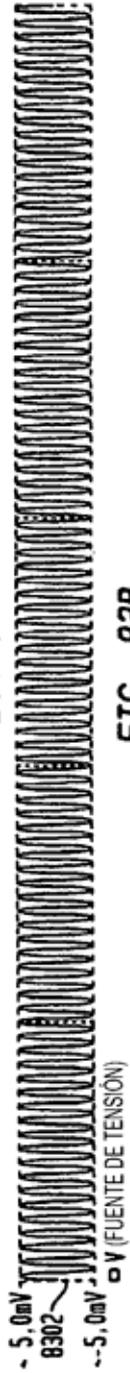


FIG. 83B



FIG. 83C

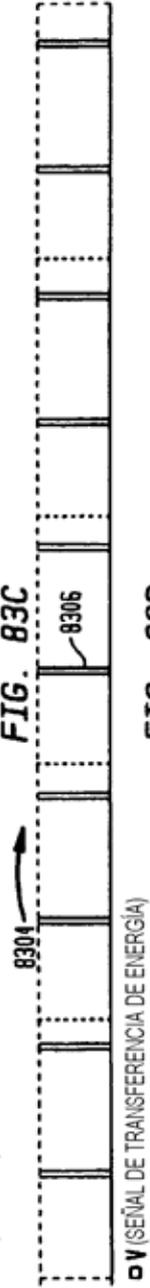


FIG. 83D

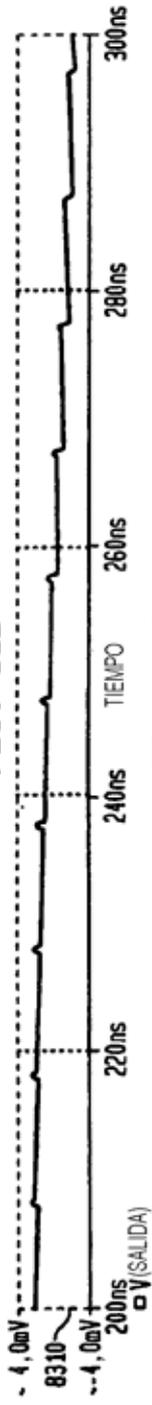


FIG. 83E

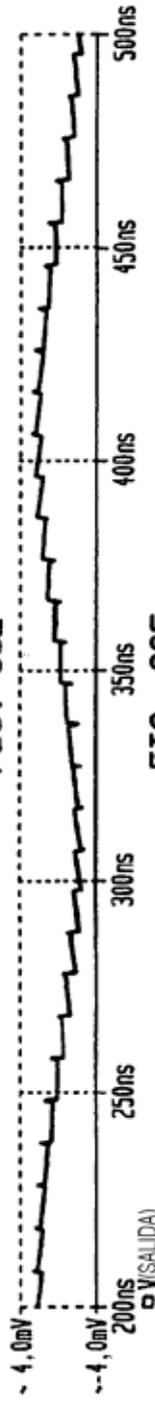


FIG. 83F



FIG. 84A

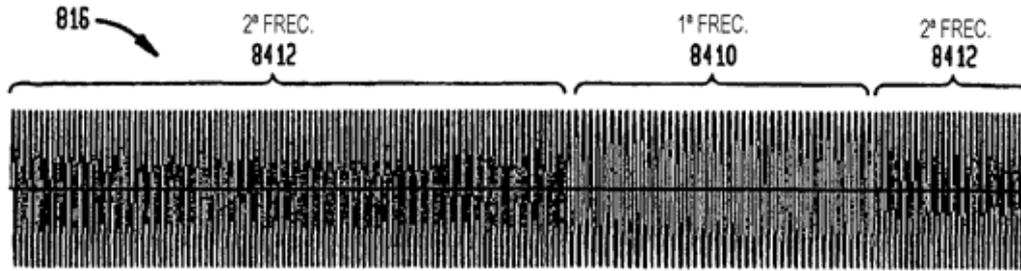


FIG. 84B



FIG. 84C

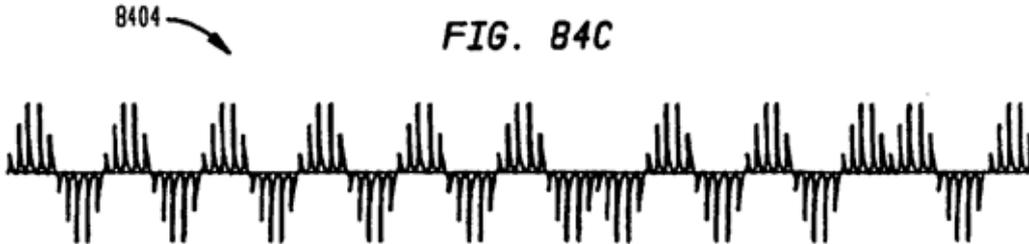


FIG. 84D

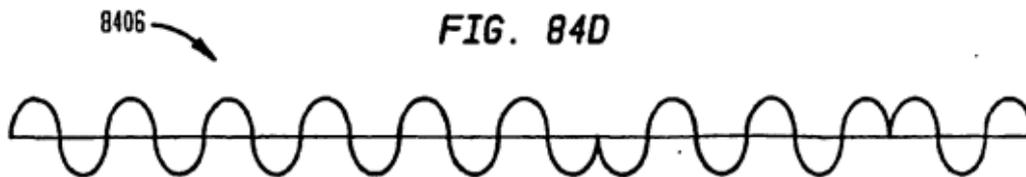


FIG. 85A

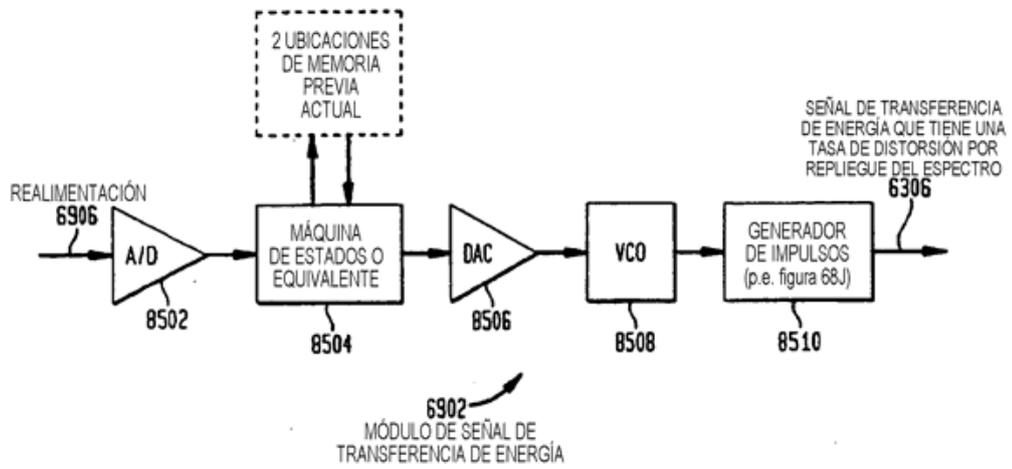


FIG. 85B

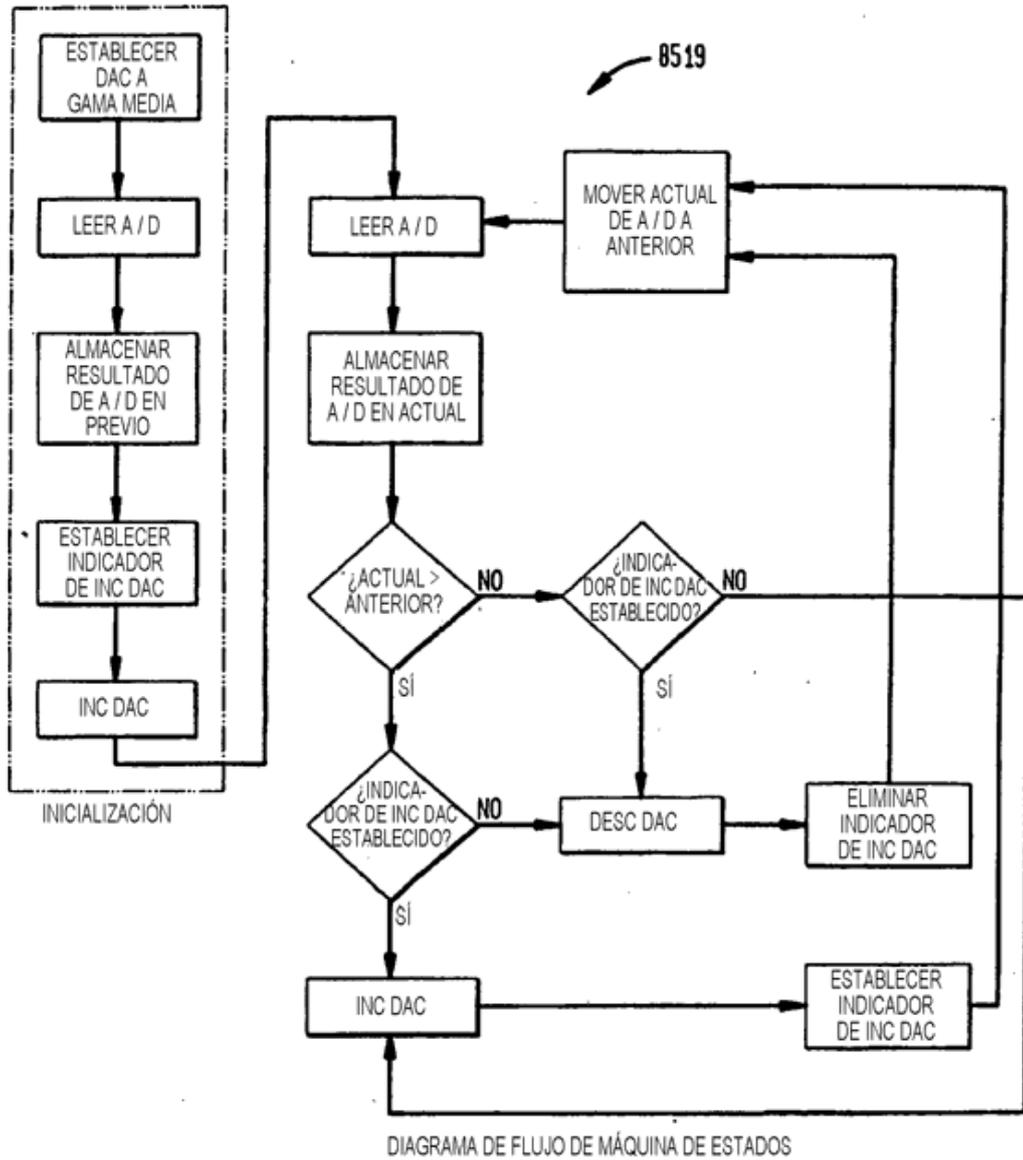
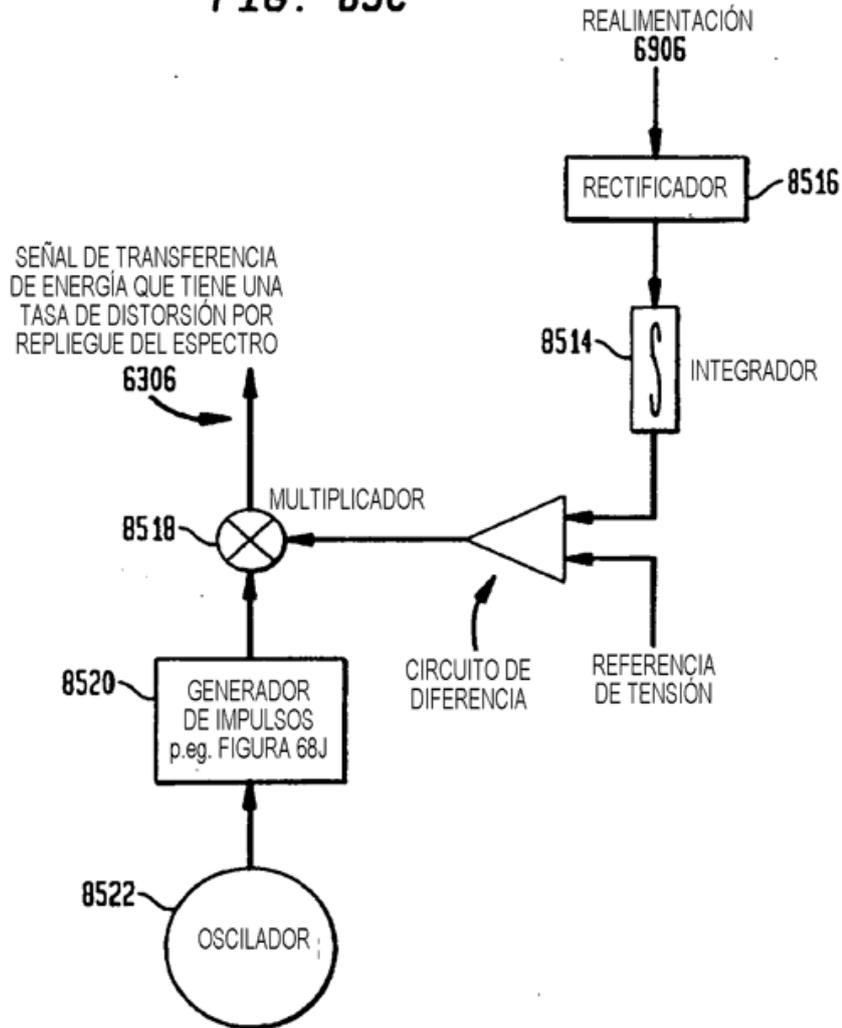


FIG. 85C



MÓDULO DE SEÑAL DE TRANSFERENCIA DE ENERGÍA **6902**

FIG. 86

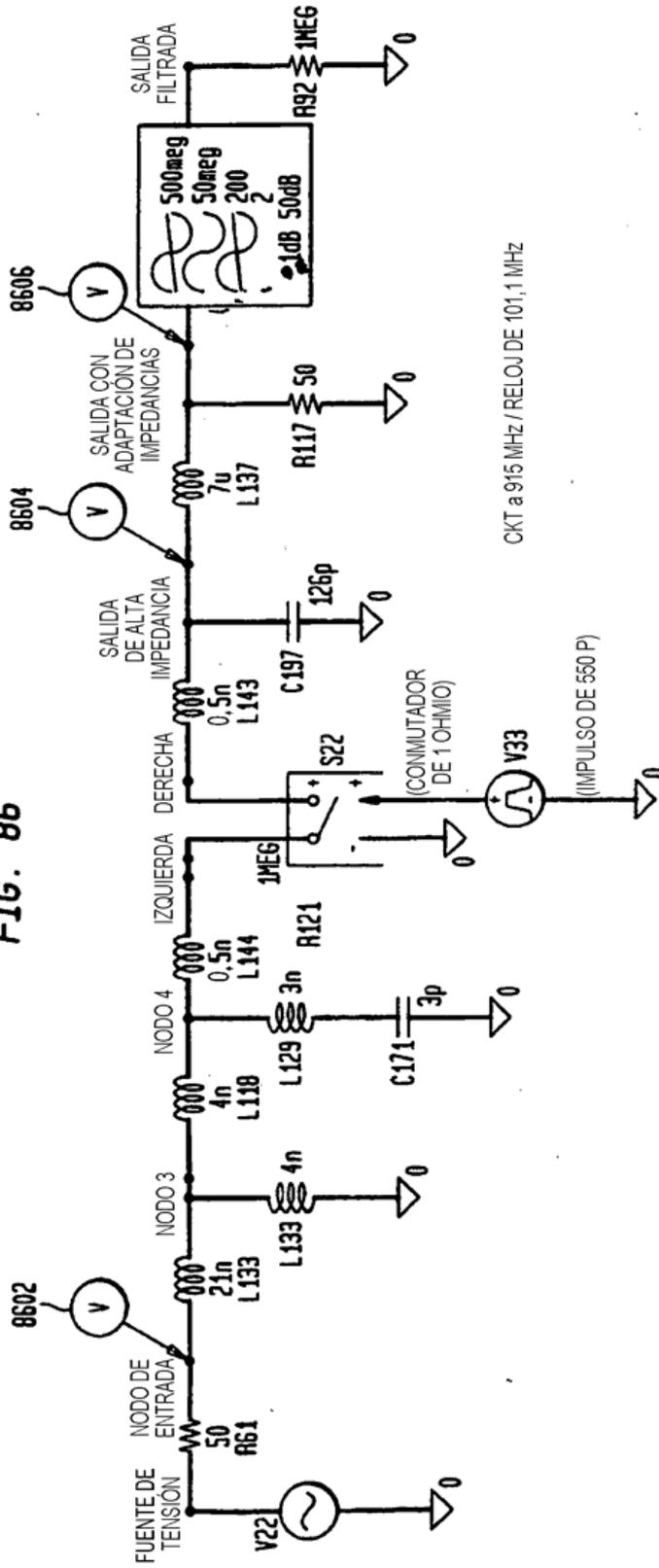


FIG. 87

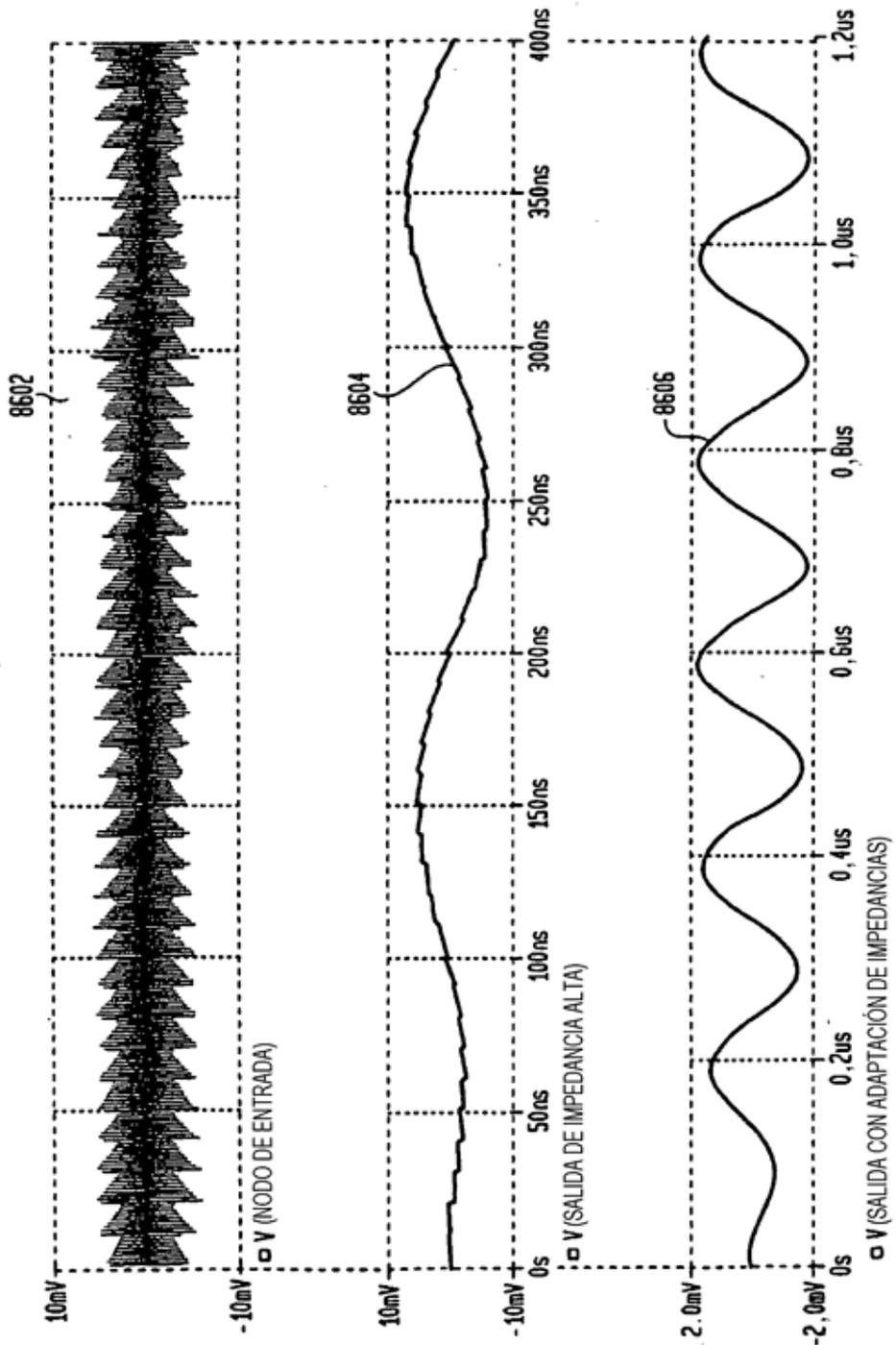


FIG. 88

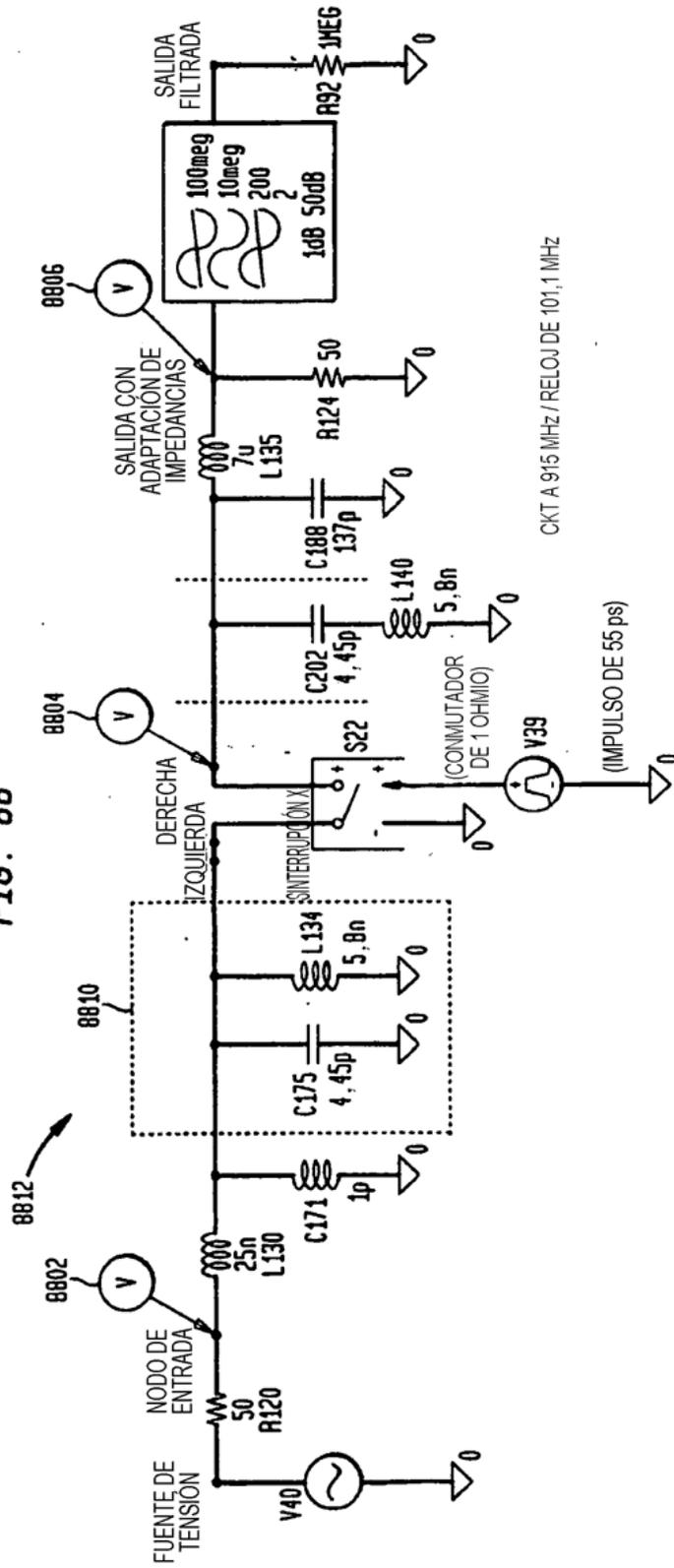


FIG. 89

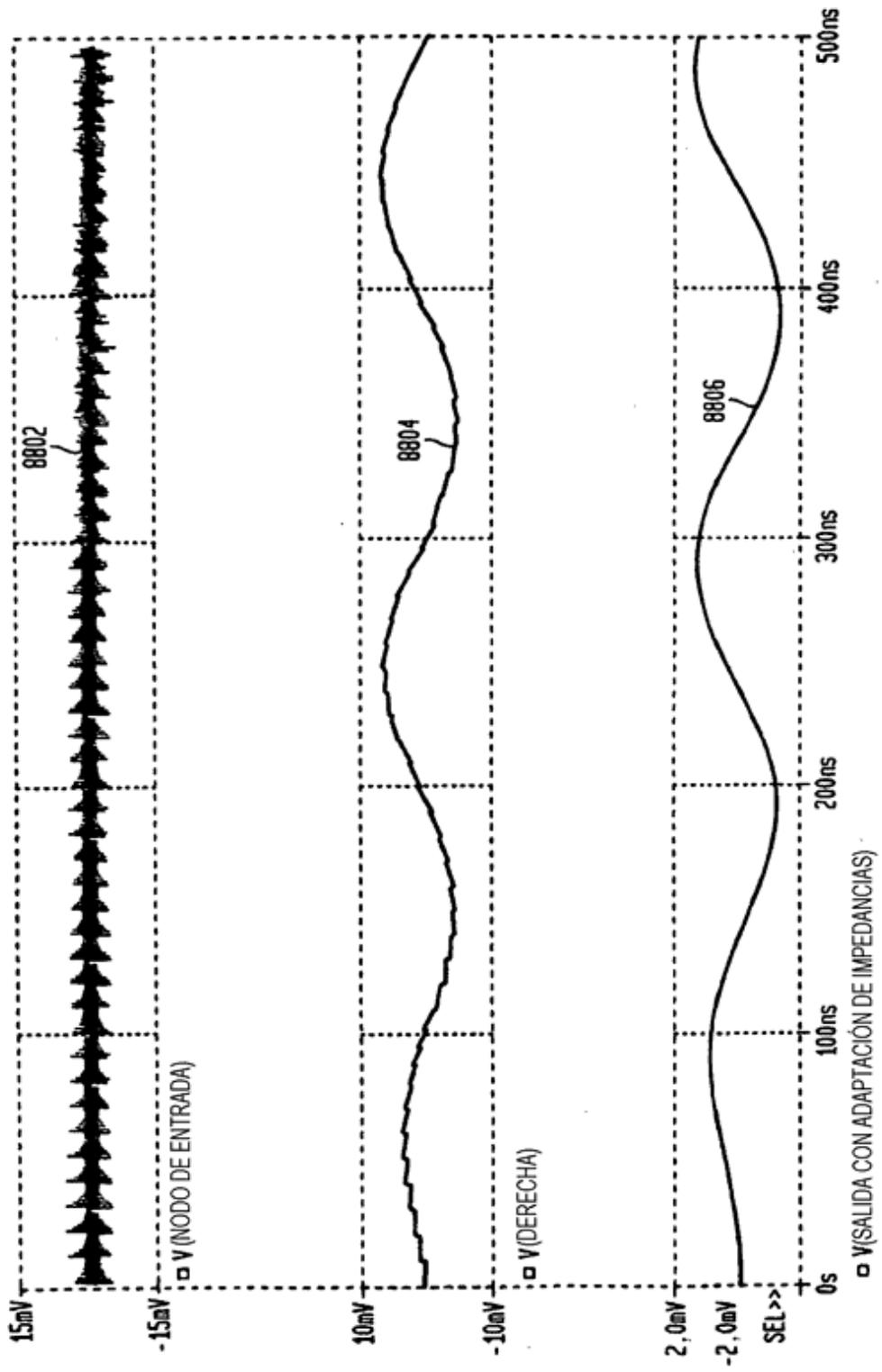


FIG. 90

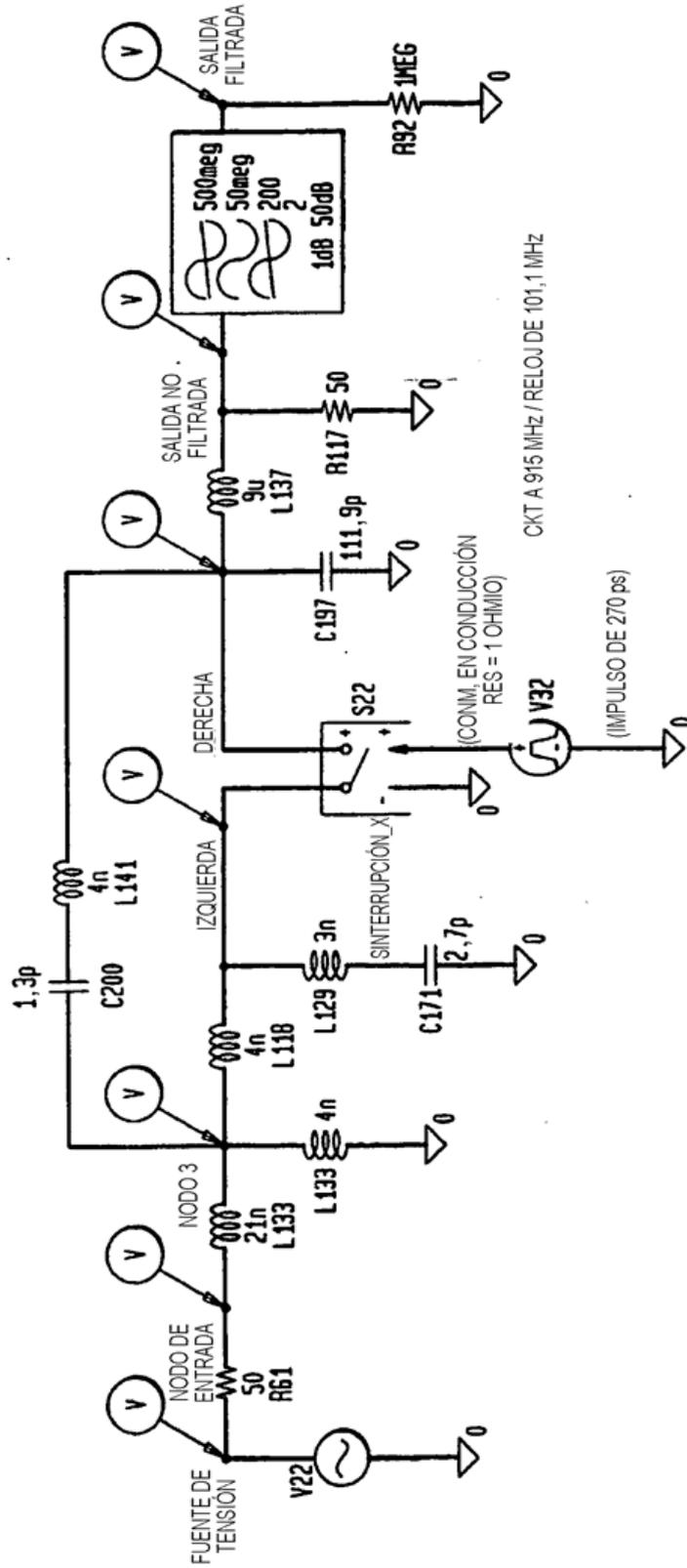


FIG. 91

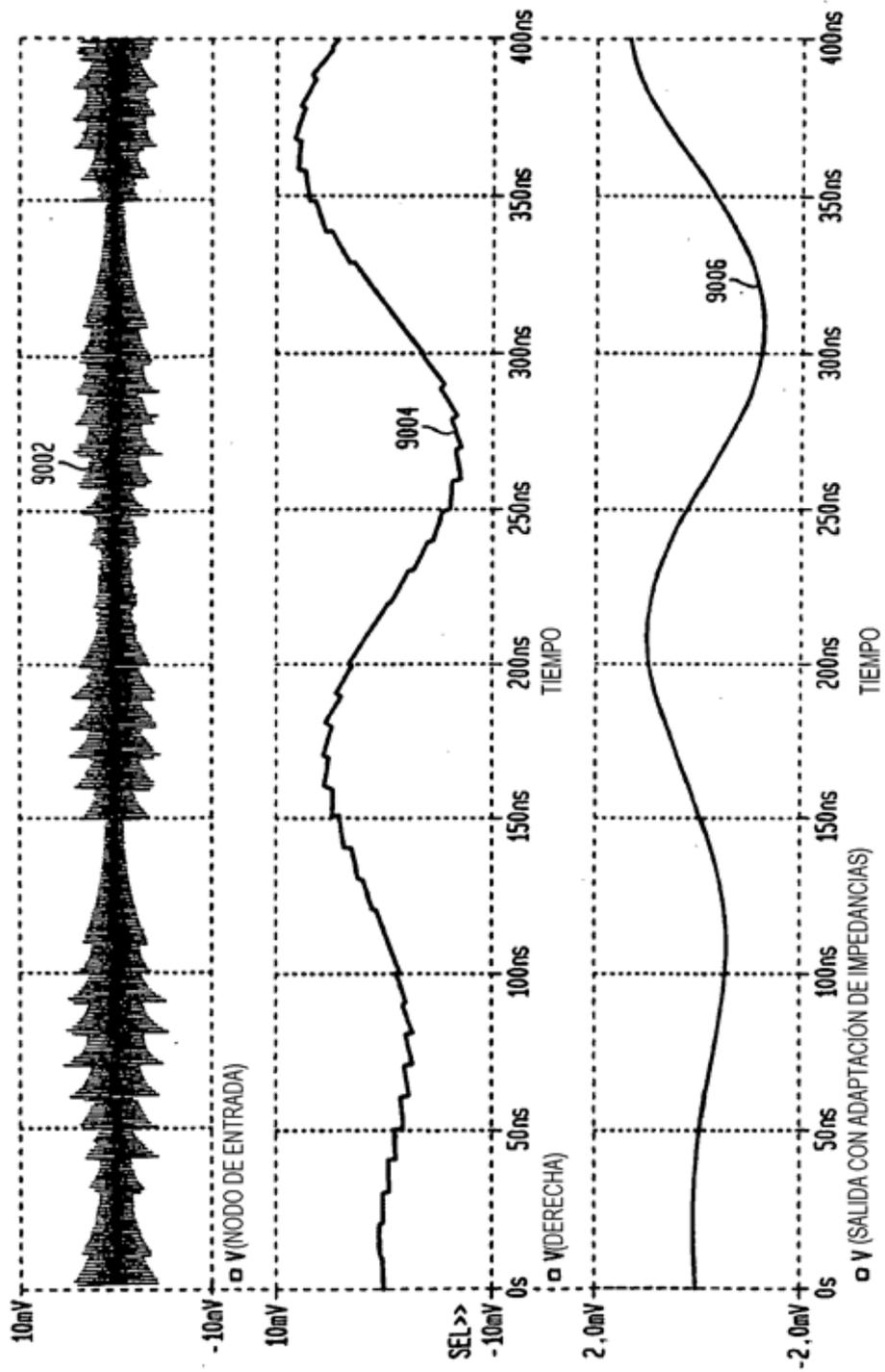
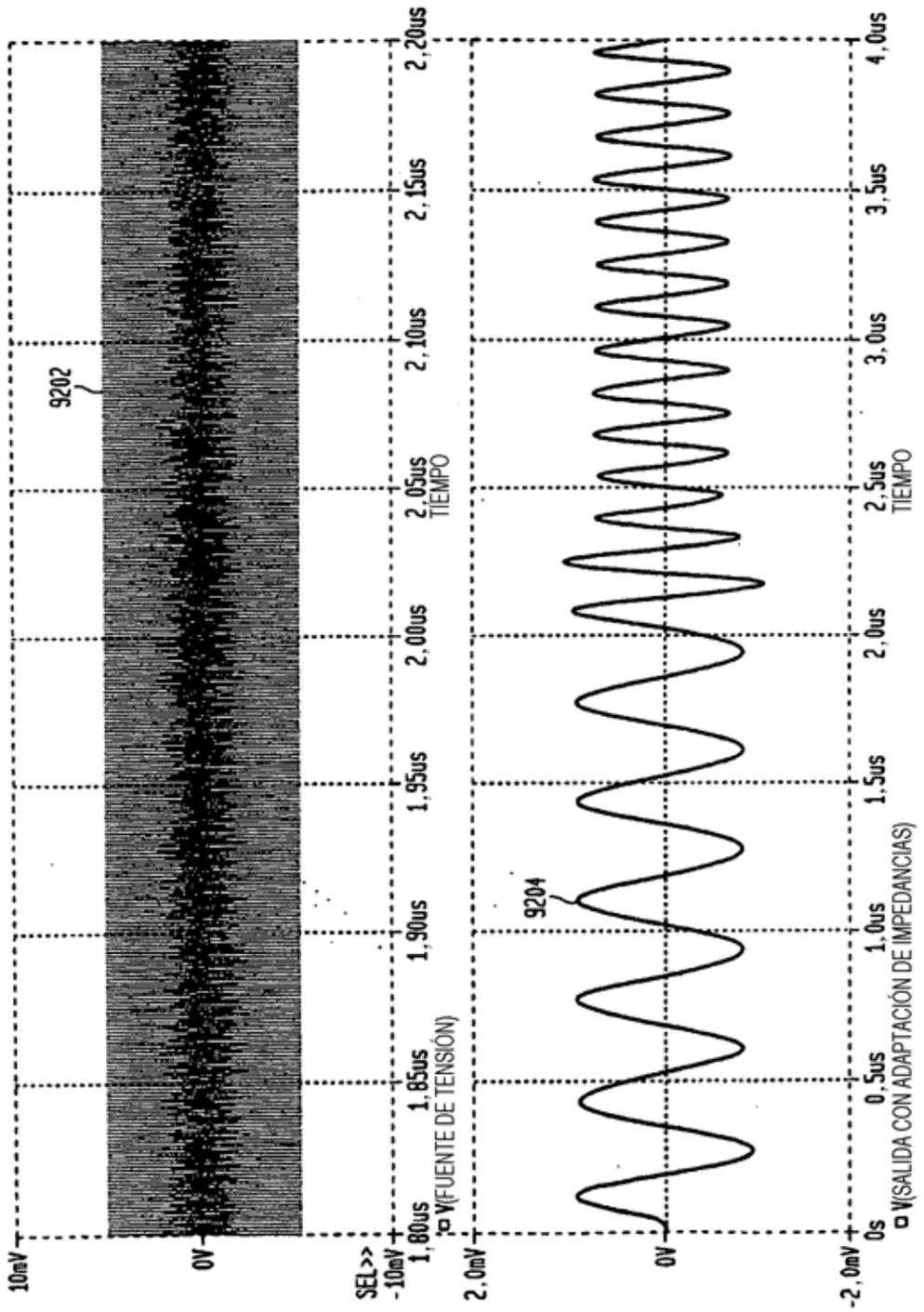
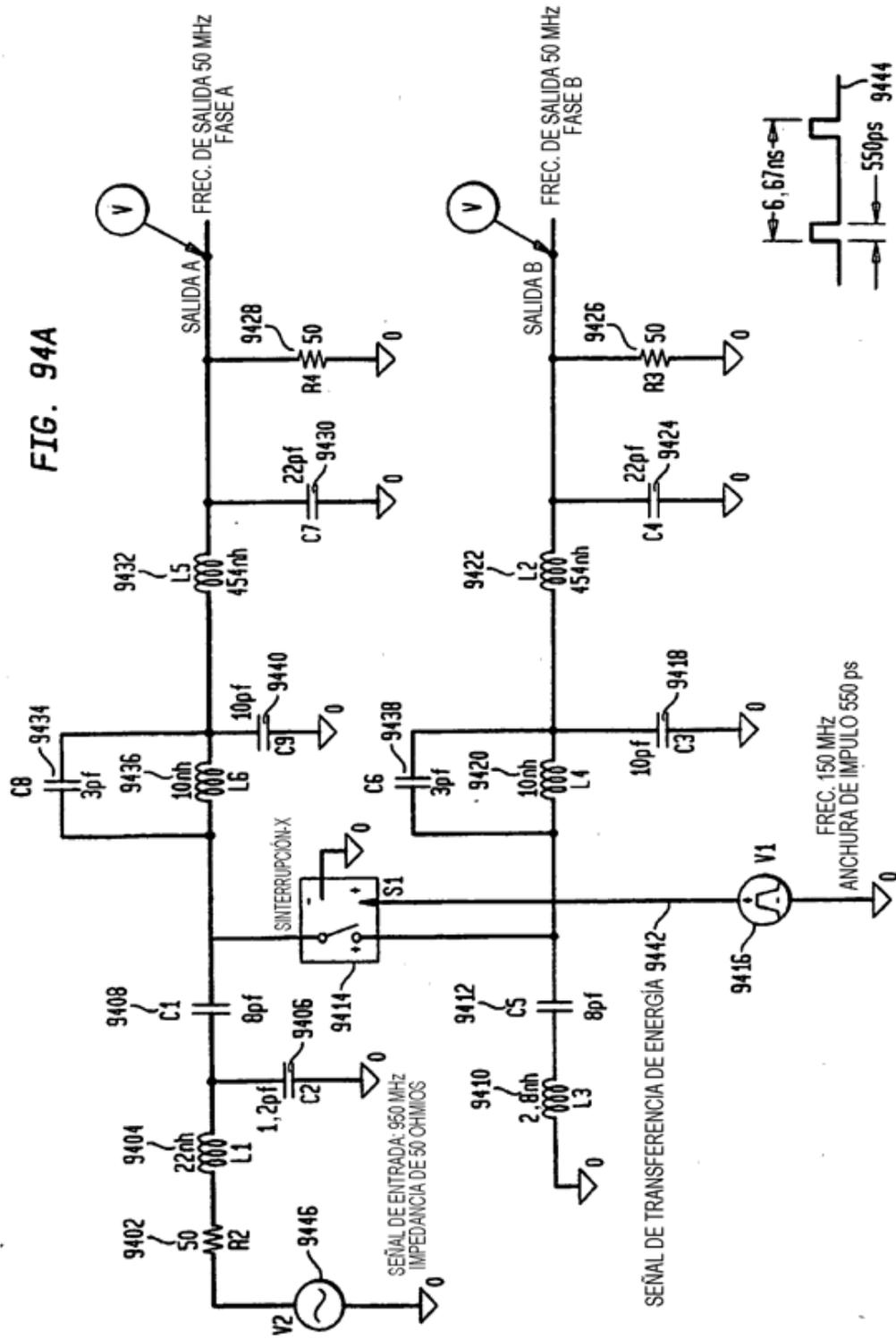


FIG. 93





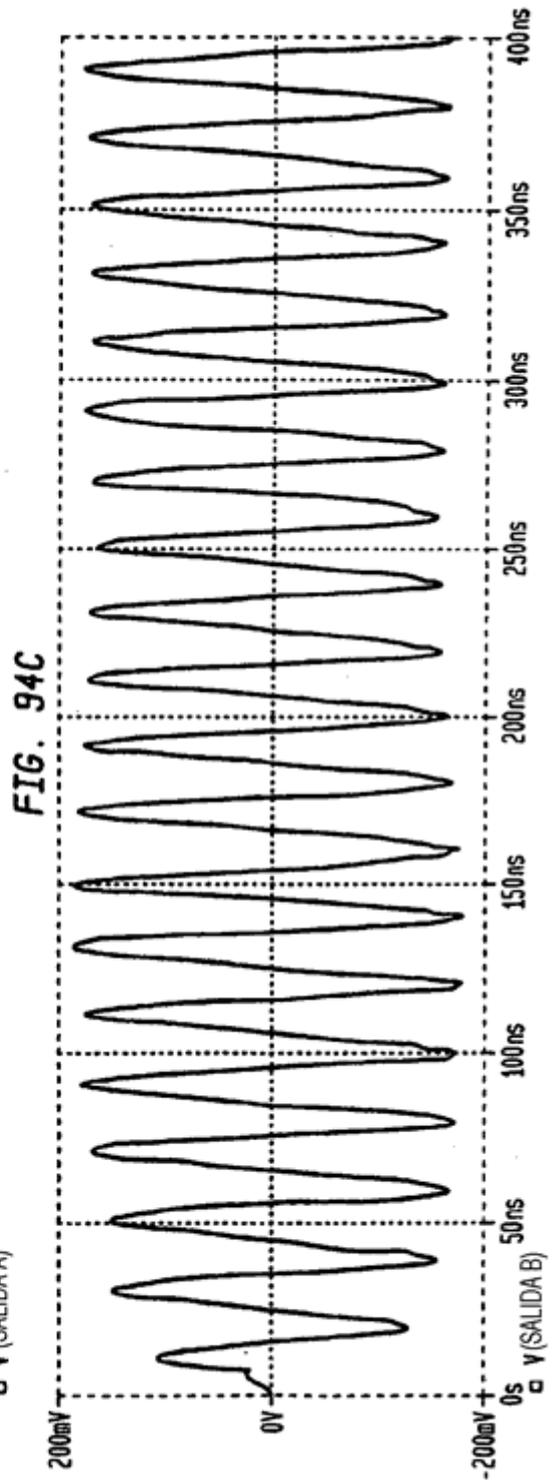
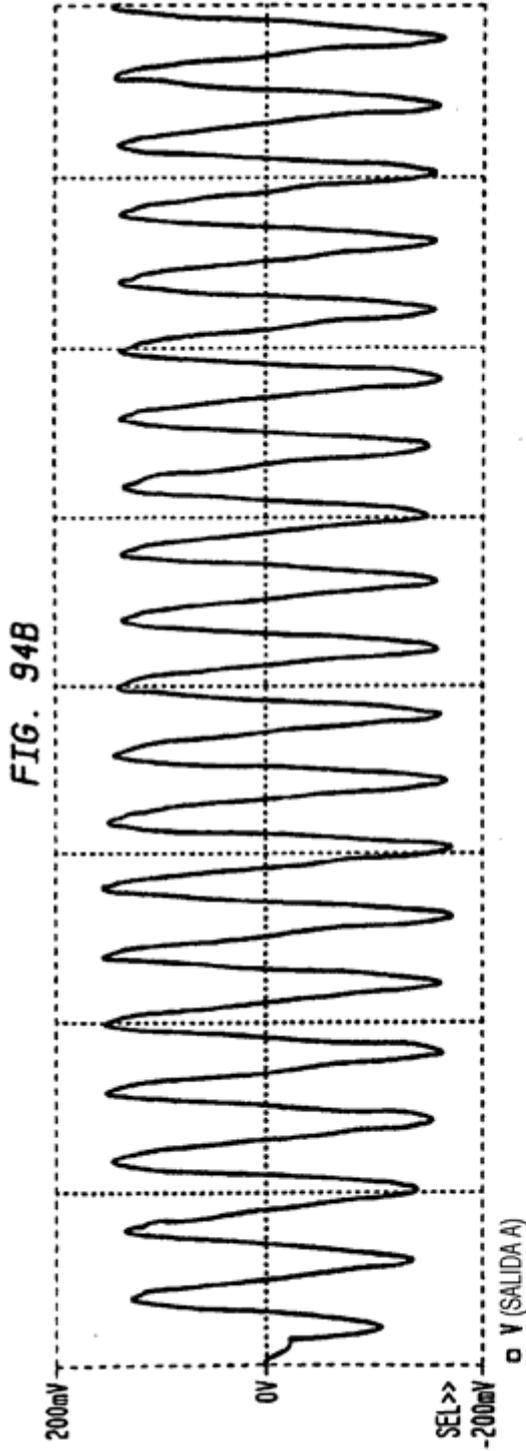


FIG. 95

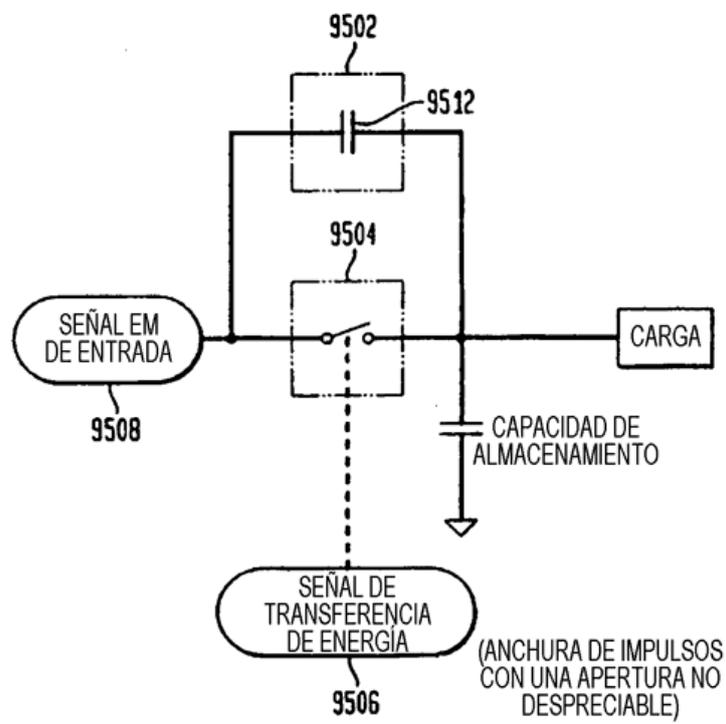


FIG. 96

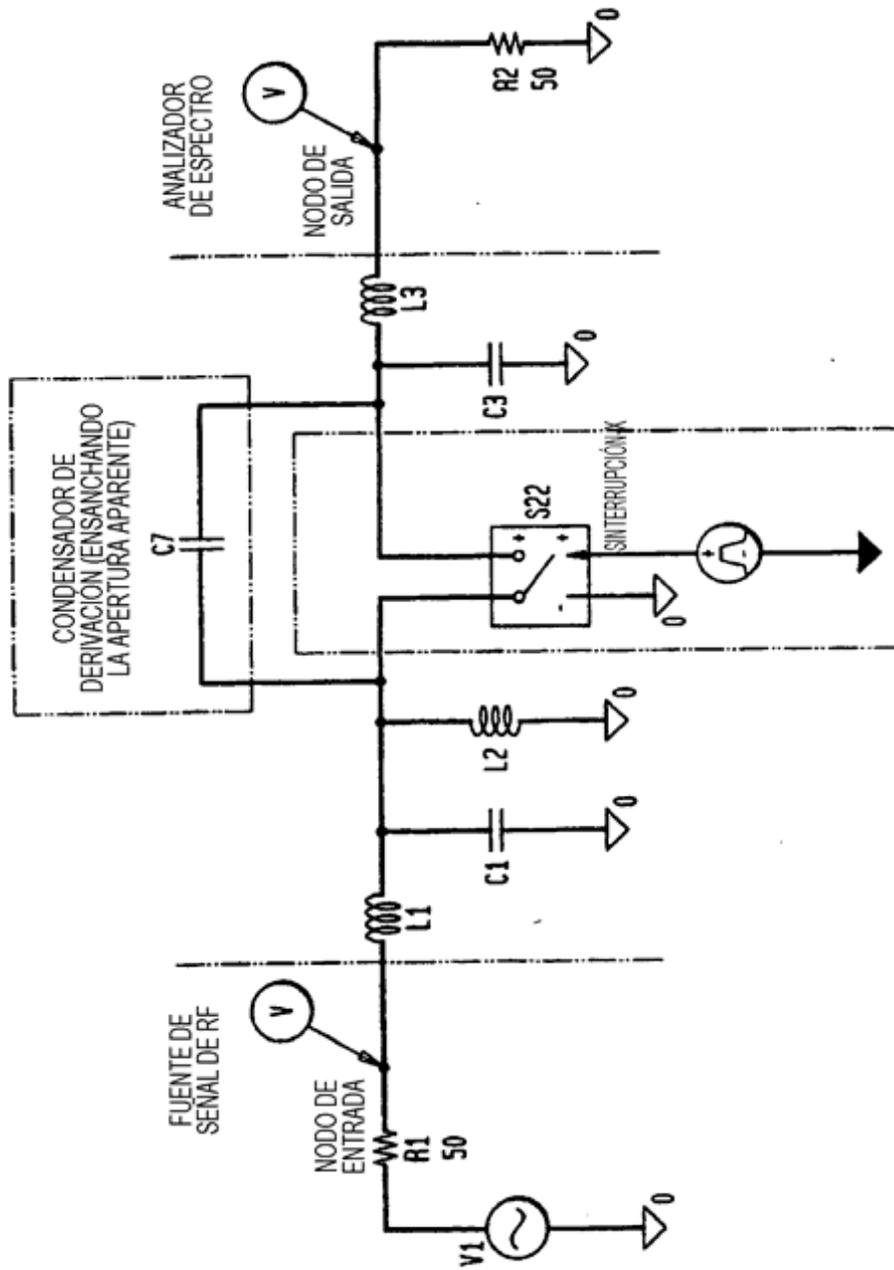


FIG. 97

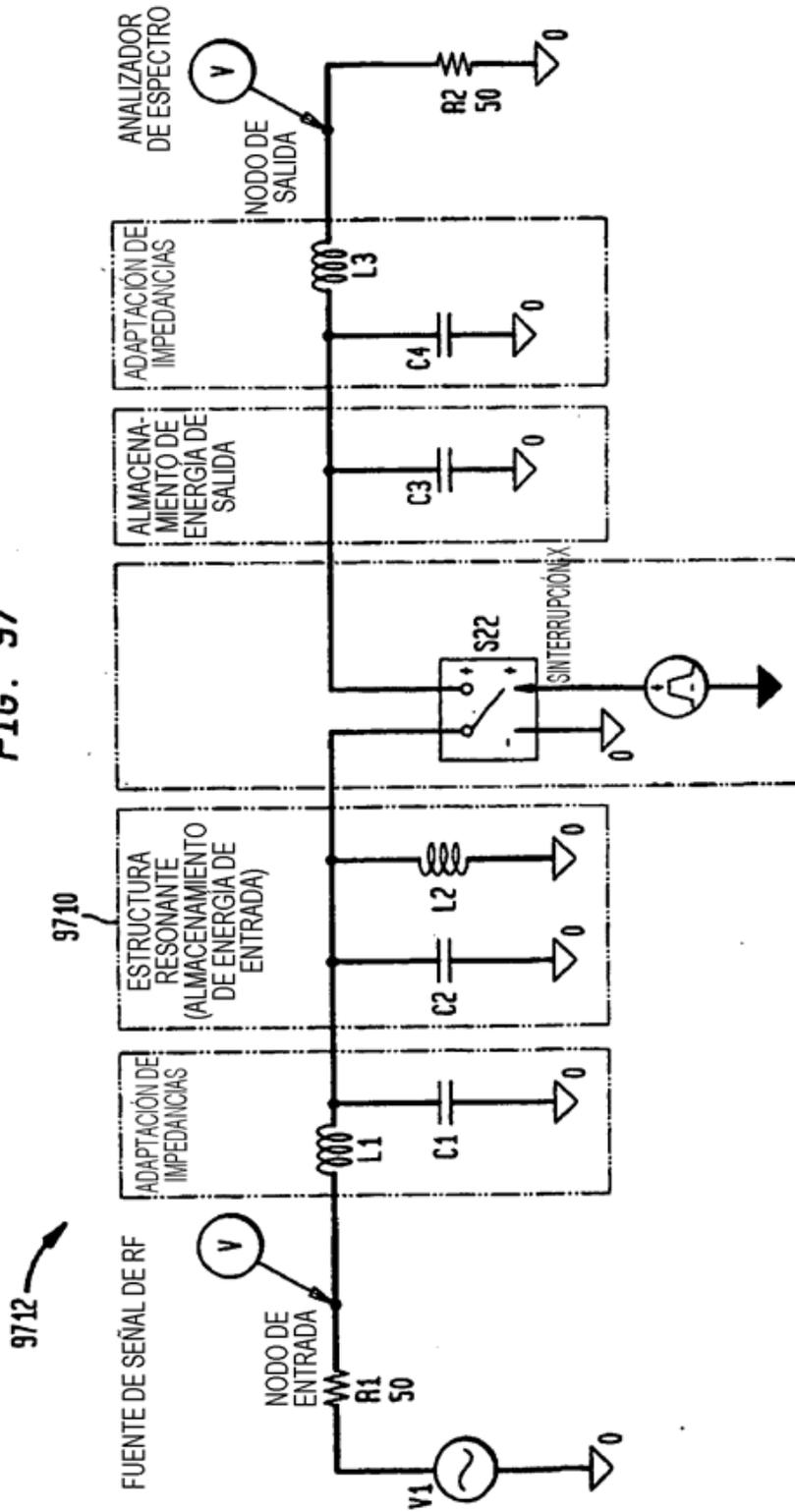
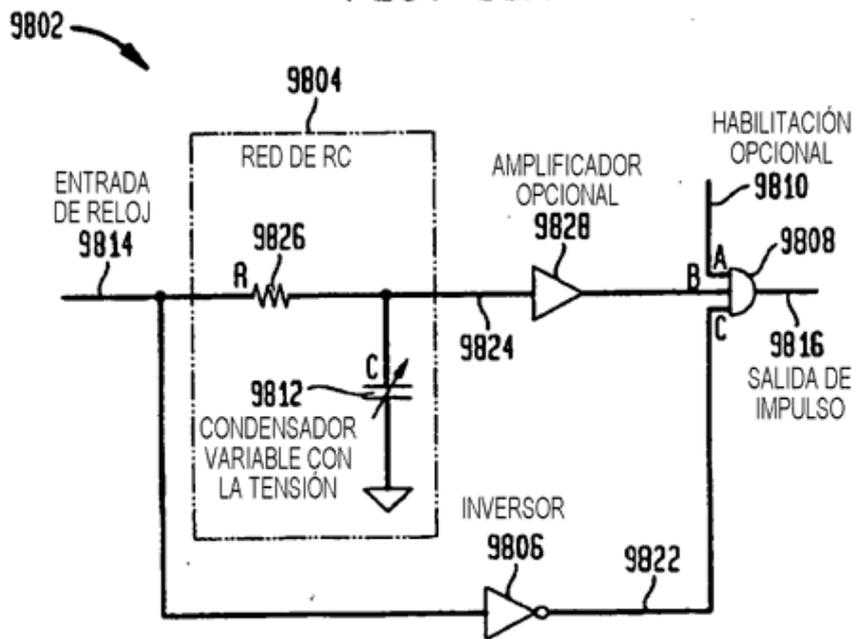


FIG. 98A



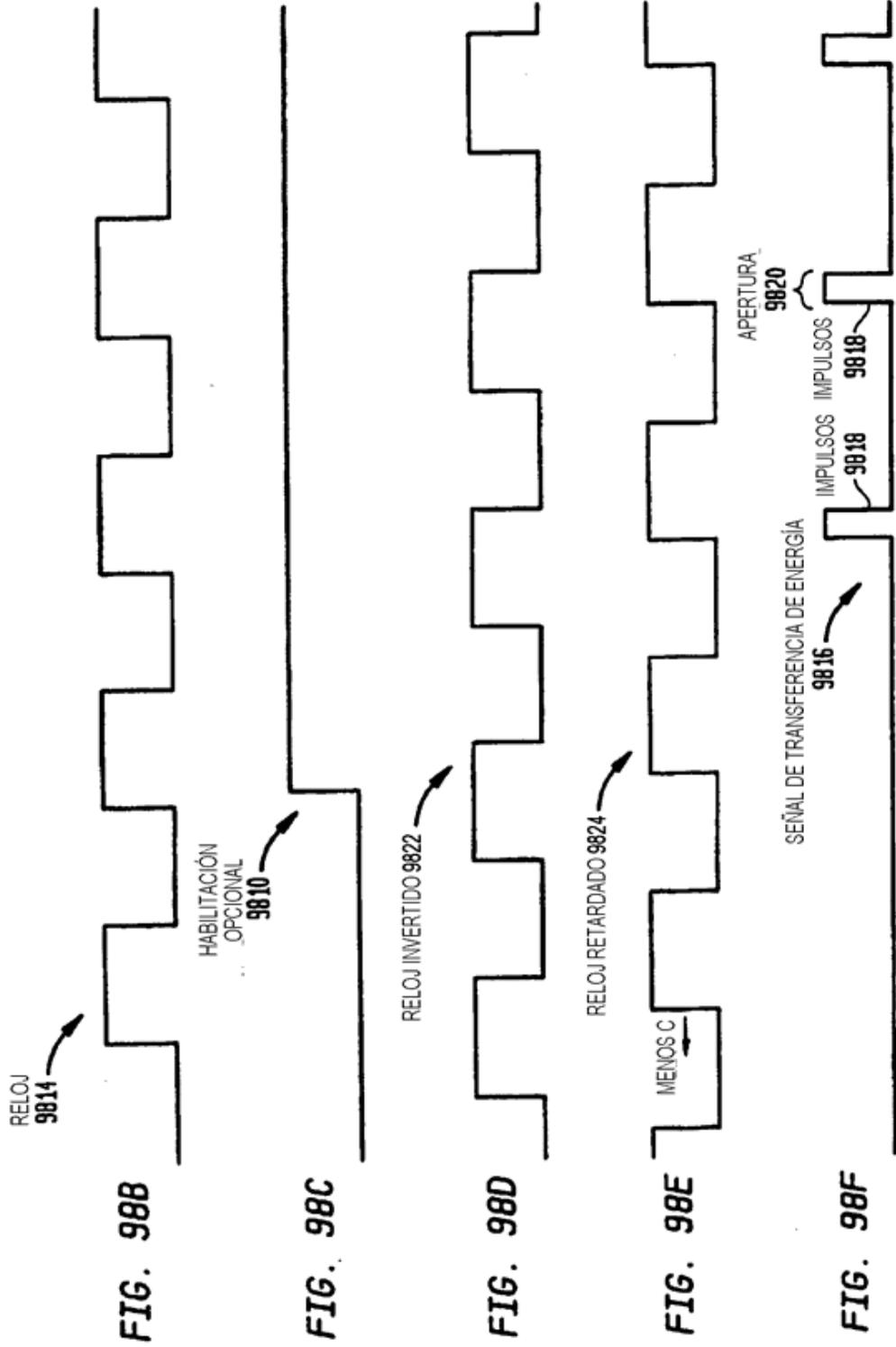


FIG. 99

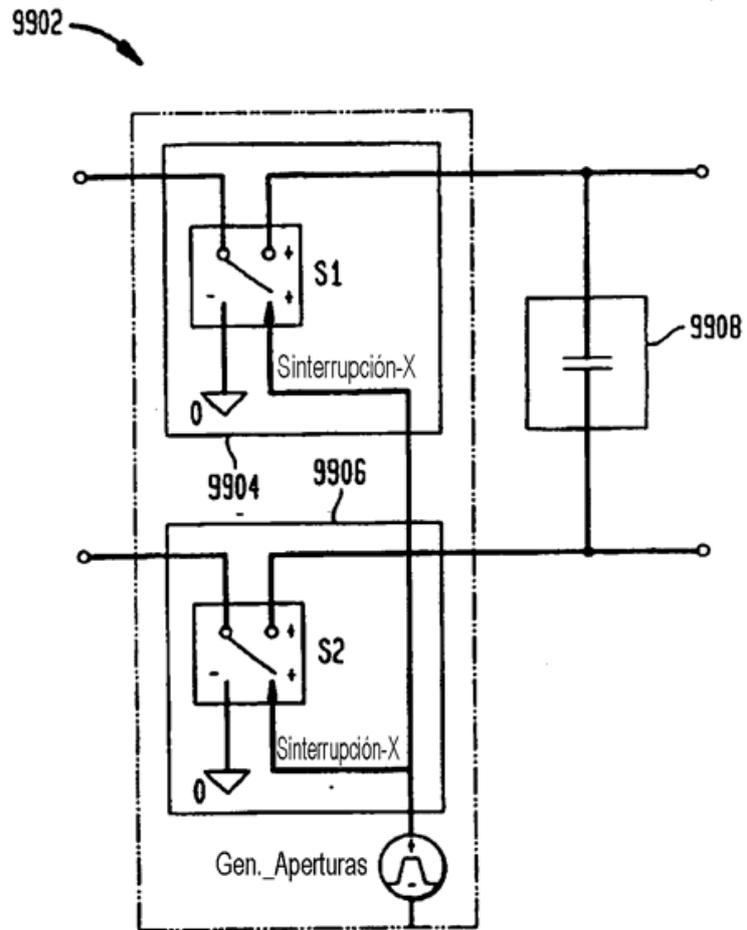


FIG. 100

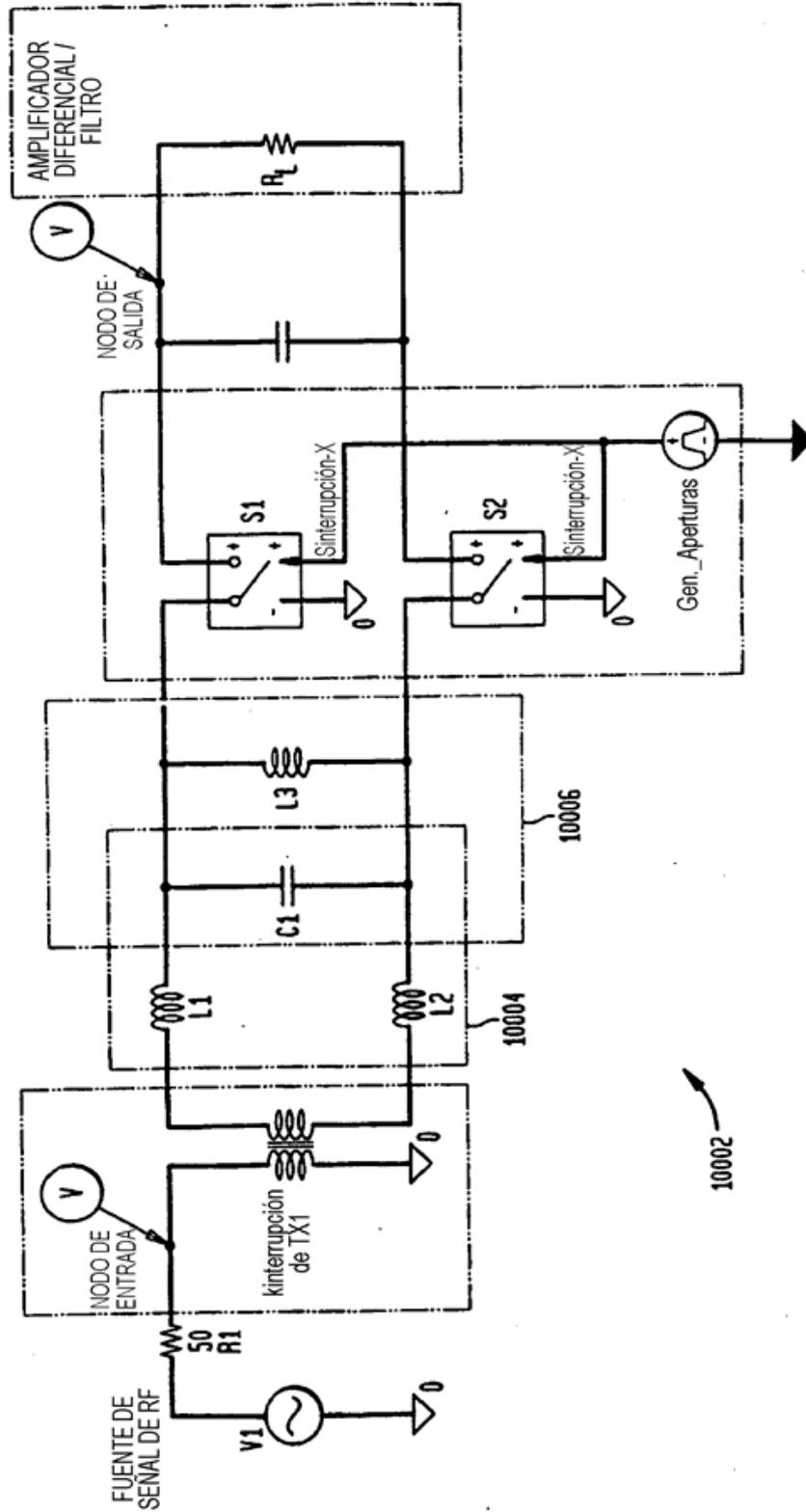


FIG. 101

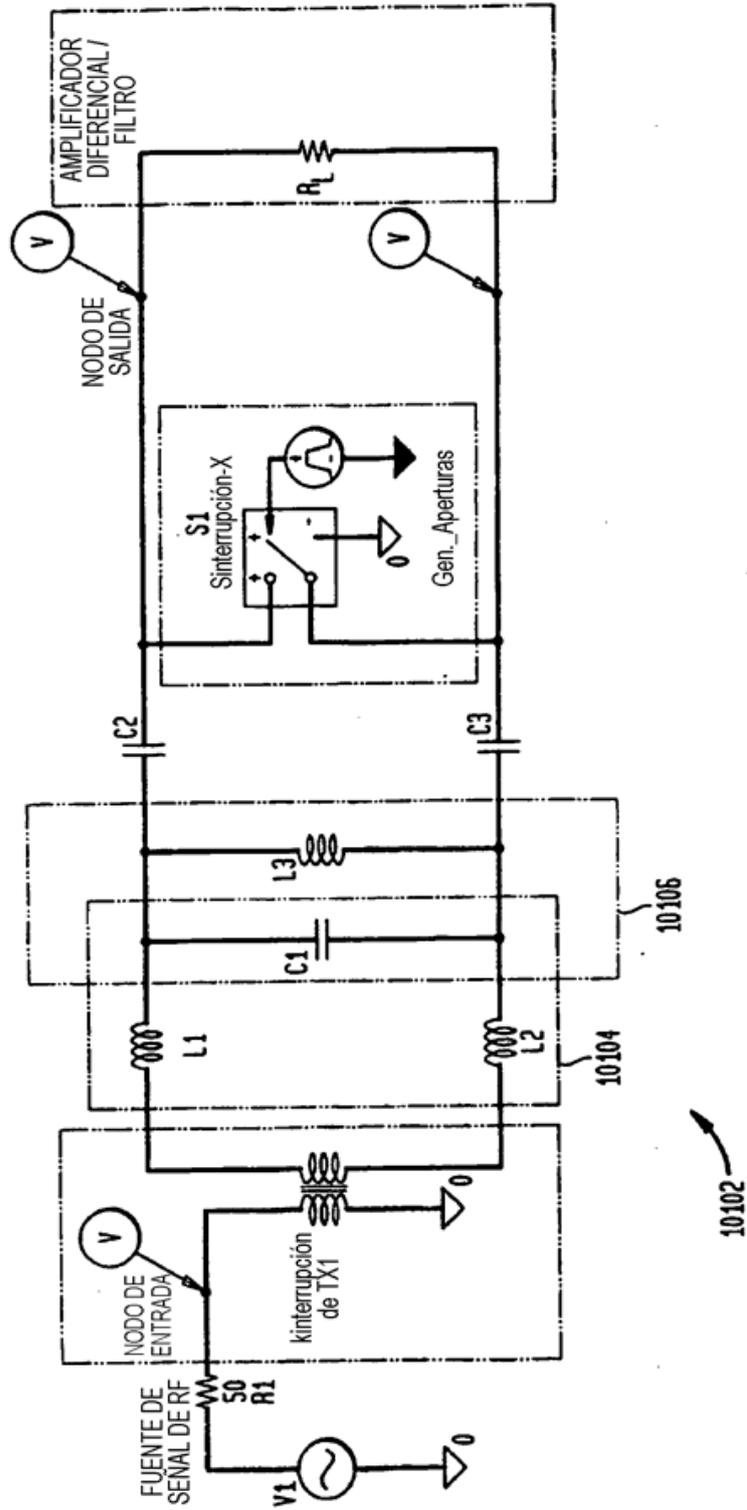


FIG. 102

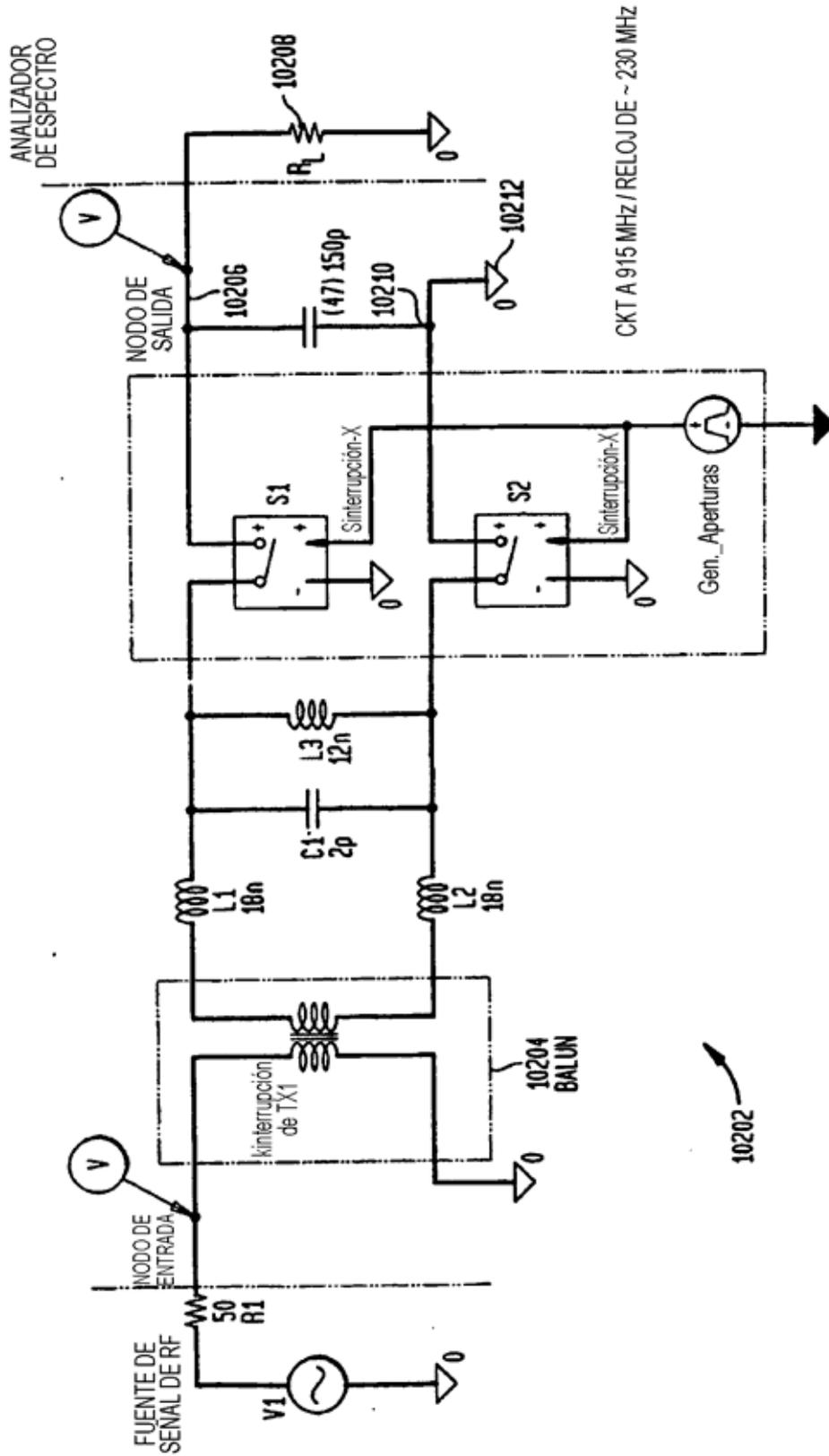


FIG. 103

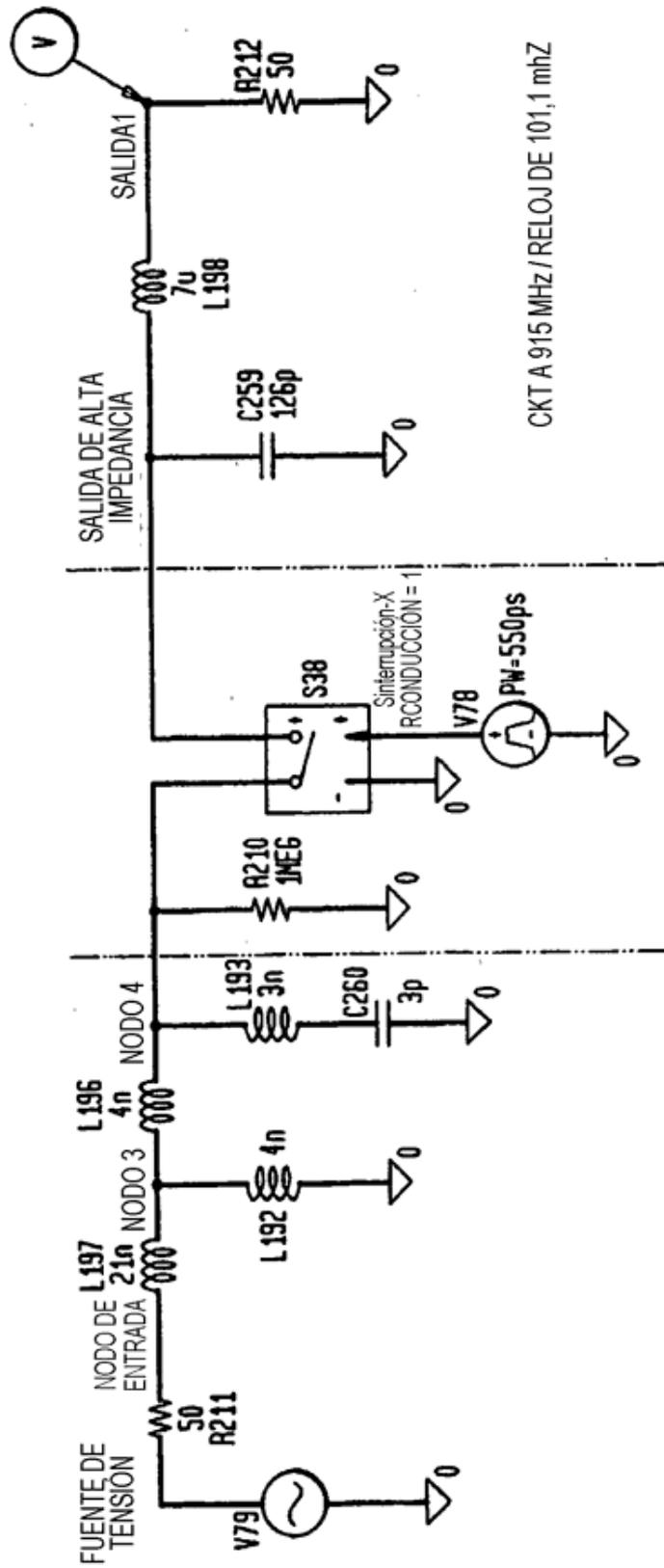


FIG. 104.

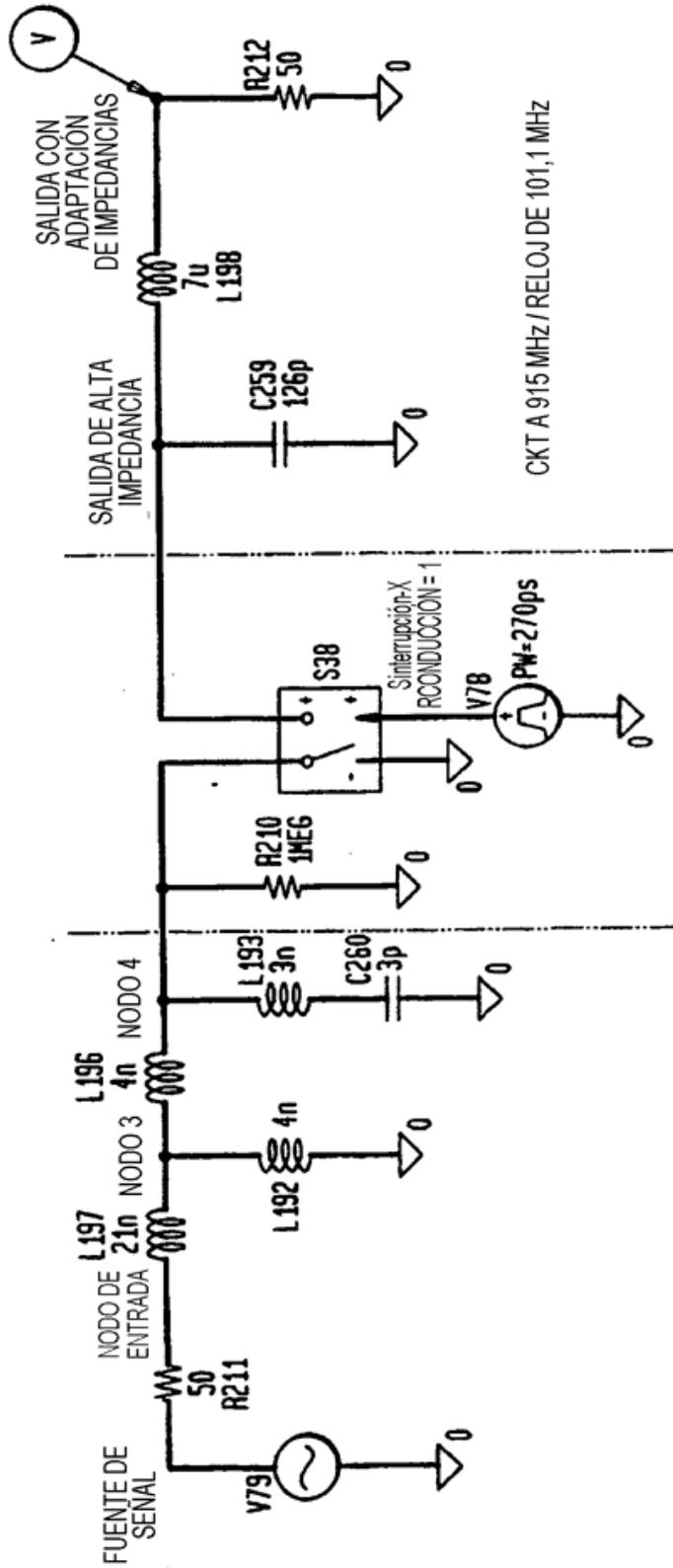


FIG. 105

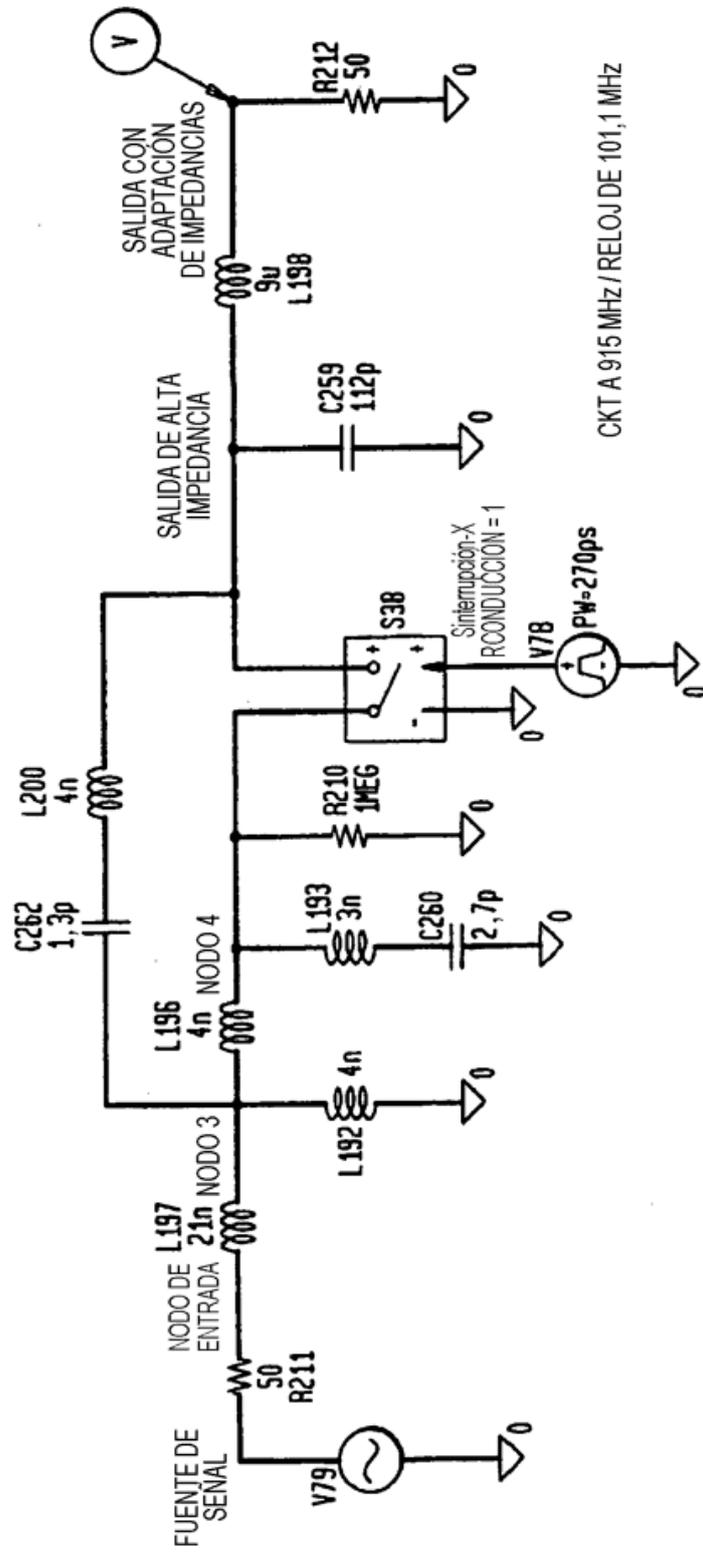


FIG. 106

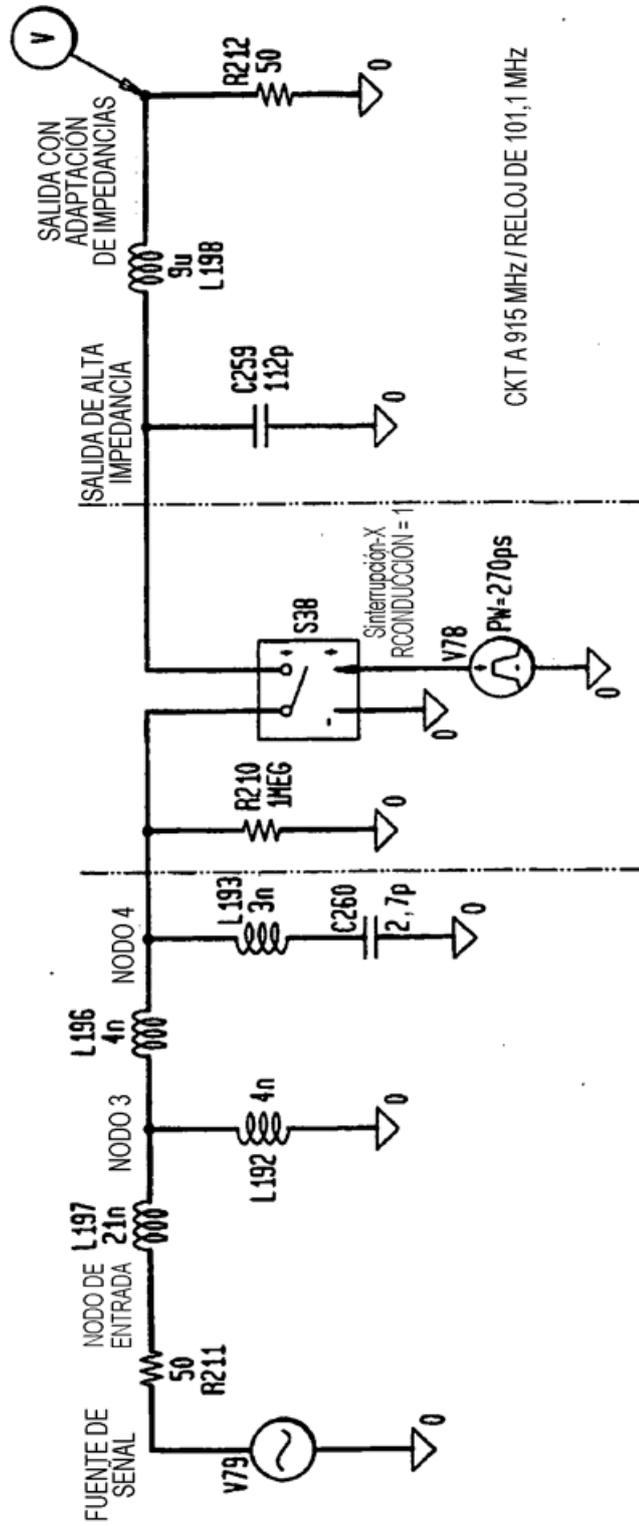
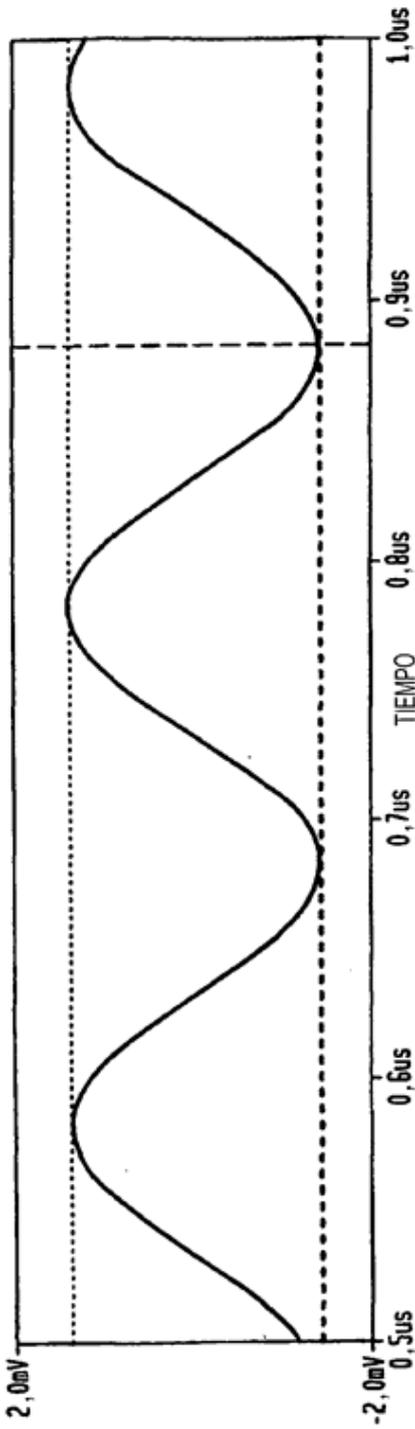


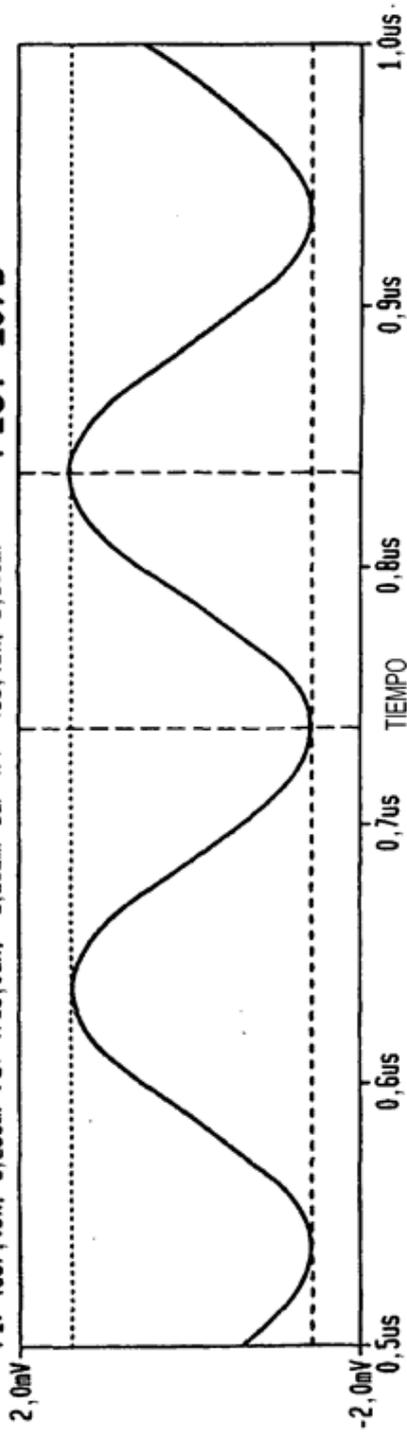
FIG. 107A



⊖ V (salida 1)

E1: (981,86n, 1,404m) E2: (883,04n, -1,402m) DIF (E): (98,82n, 2,806m)
 F1: (837,43n, 1,253m) F2: (738,01n, -1,252m) DIF (F): (99,42n, 2,505m)

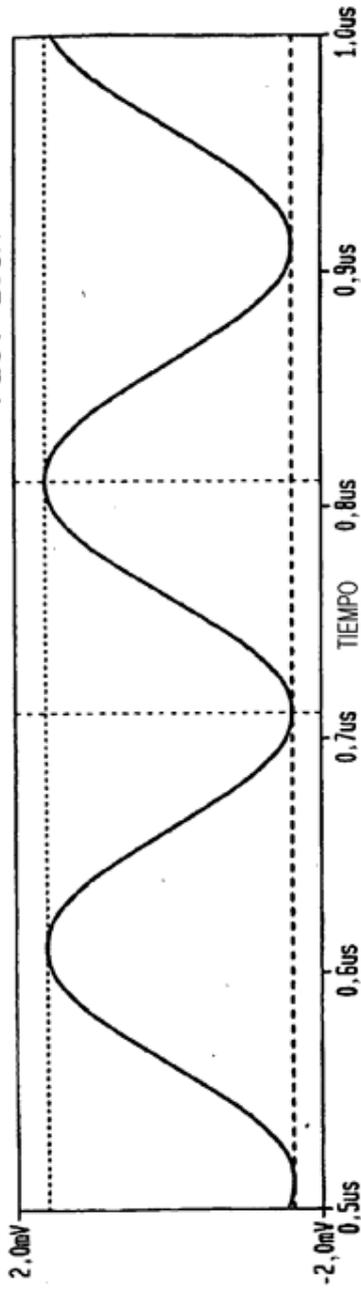
FIG. 107B



⊖ V (salida con adaptación de impedancias)

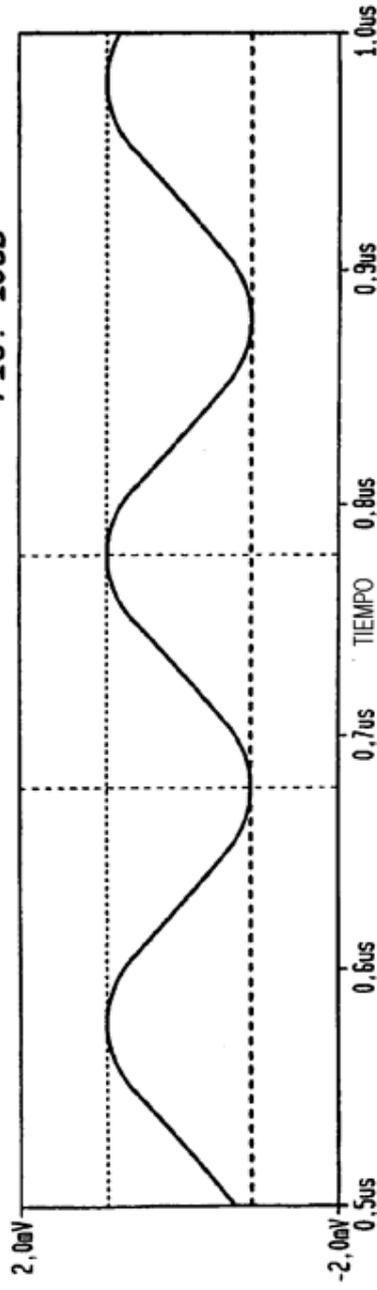
E1: (981,86n, 1,404m) E2: (883,04n, -1,402m) DIF (E): (98,82n, 2,806m)
 F1: (837,43n, 1,253m) F2: (738,01n, -1,252m) DIF (F): (99,42n, 2,505m)

FIG. 108A



□ V (salida con adaptación de impedancias)
 A1: (810.53n, 1.642m) A2: (710.52n, -1.621m) DIF (A): (100.01n, 3.263m)
 B1: (777.78n, 942.32u) B2: (677.18n, -942.51u) DIF (B): (100.60n, 1.885m)

FIG. 108B



□ V (salida con adaptación de impedancias)
 E1: (981.86n, 1.404m) E2: (883.04n, -1.402m) DIF (E): (98.82n, 2.806m)
 F1: (837.43n, 1.253m) F2: (738.01n, -1.252m) DIF (F): (99.42n, 2.505m)

FIG. 109A

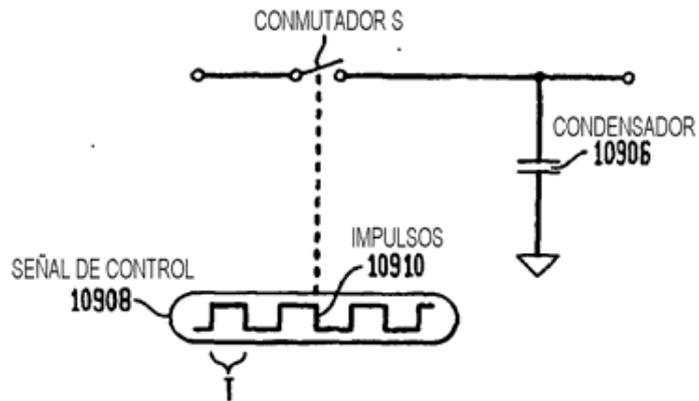


FIG. 109B

| | |
|--|--------|
| $q=C \cdot V$ | EC. 10 |
| $V=A \cdot \text{sen}(t)$ | EC. 11 |
| $q(t)=C \cdot A \cdot \text{sen}(t)$ | EC. 12 |
| $\Delta q(t)=C \cdot A \cdot \text{sen}(t)-C \cdot A \cdot \text{sen}(t-T)$ | EC. 13 |
| $\Delta q(t)=C \cdot A \cdot (\text{sen}(t)-\text{sen}(t-T))$ | EC. 14 |
| $(\alpha)-\text{sen}(\beta)=2 \cdot \text{sen}\left(\frac{\alpha-\beta}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\alpha+\beta}{2}\right)$ | EC. 15 |
| $\Delta q(t)=2 \cdot C \cdot A \cdot \text{sen}\left[\frac{t-(t-T)}{2}\right] \cdot \cos\left[\frac{t+(t-T)}{2}\right]$ | EC. 16 |
| $\Delta q(t)=2 \cdot C \cdot A \cdot \text{sen}\left(\frac{1}{2} \cdot T\right) \cdot \cos\left(t-\frac{1}{2} \cdot T\right)$ | EC. 17 |
| $q(t)=\int C \cdot A \cdot (\text{sen}(t)-\text{sen}(t-T)) dt$ | EC. 18 |
| $q(t)=-\cos(t) \cdot C \cdot A + \cos(t-T) \cdot C \cdot A$ | EC. 19 |
| $q(t)=C \cdot A \cdot (\cos(t-T)-\cos(t))$ | EC. 20 |

FIG. 109C

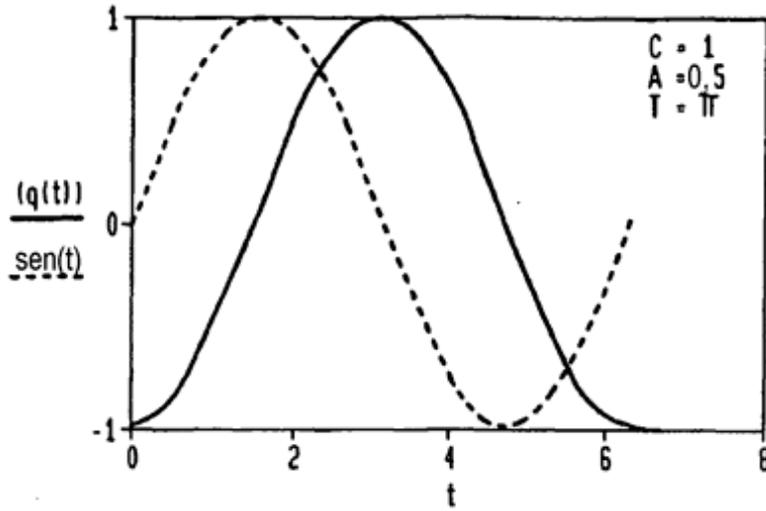


GRÁFICO 1

FIG. 109D

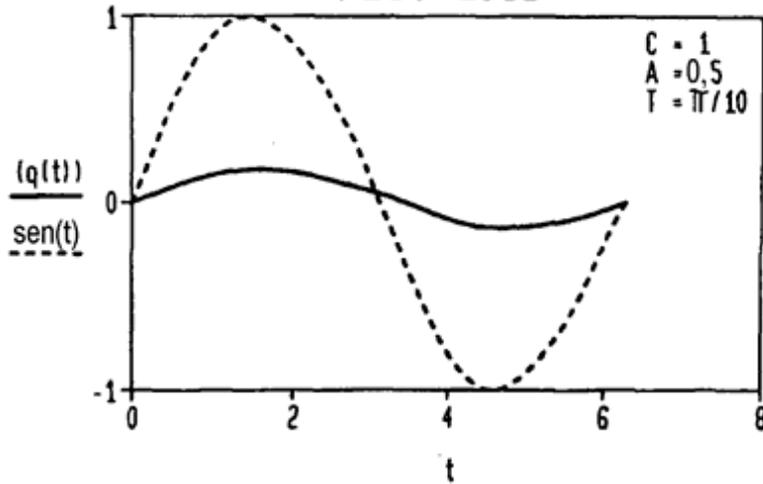


GRÁFICO 2

FIG. 109E

RELACIÓN DE POTENCIA - CARGA:

- | | |
|---------------------|--------|
| $q = C \cdot V$ | Ec. 21 |
| $V = q/C$ | Ec. 22 |
| $V = J/C$ | Ec. 23 |
| $J = q^2/C$ | Ec. 24 |
| $P = J/S$ | Ec. 25 |
| $P = q^2/C \cdot S$ | Ec. 26 |

FIG. 109F

PÉRDIDA DE INSERCIÓN

LA PÉRDIDA DE INSERCIÓN EN dB SE ESPRESA POR:

$$I_{LdB} = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{entrada}}{P_{salida}} \right)$$

$$I_{LdB} = 10 \cdot \log \left(\frac{(V_{entrada})^2}{(V_{salida})^2} \right)$$

$$I_{LdB} = 10 \cdot \log \left(\frac{(R_{salida})^2}{(R_{entrada})^2} \right)$$

FIG. 110A

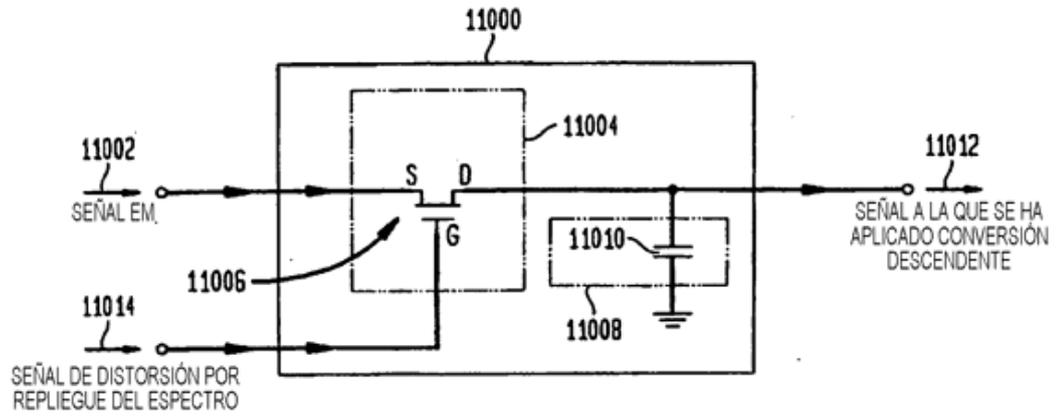
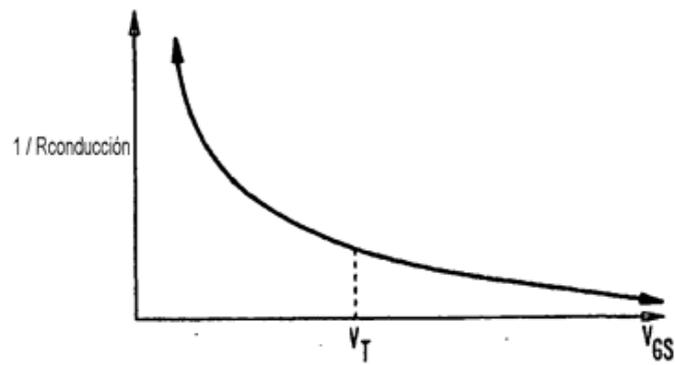


FIG. 110B



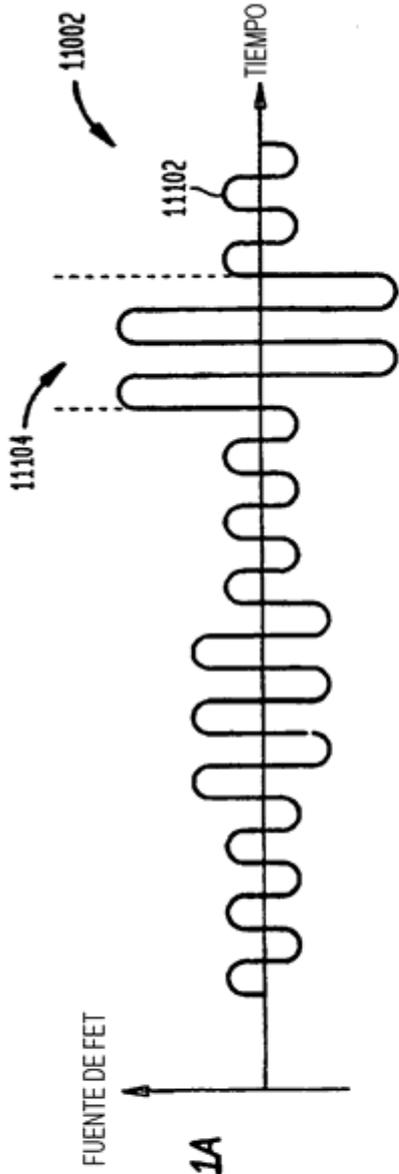


FIG. 111A

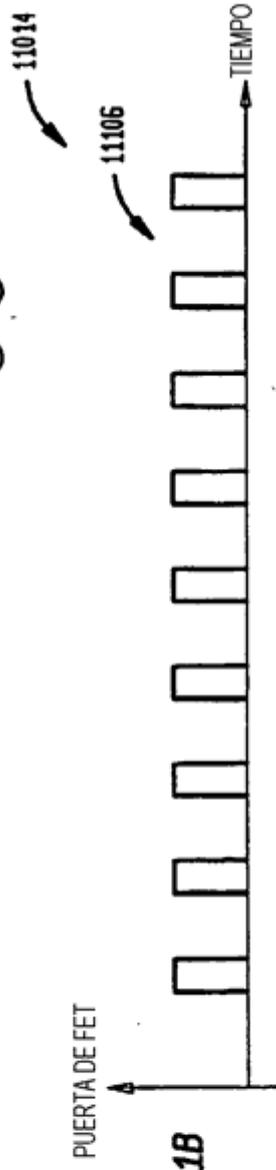


FIG. 111B

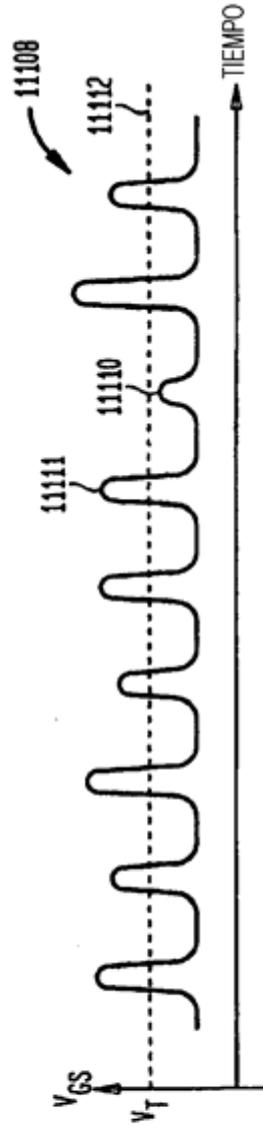


FIG. 111C

FIG. 112

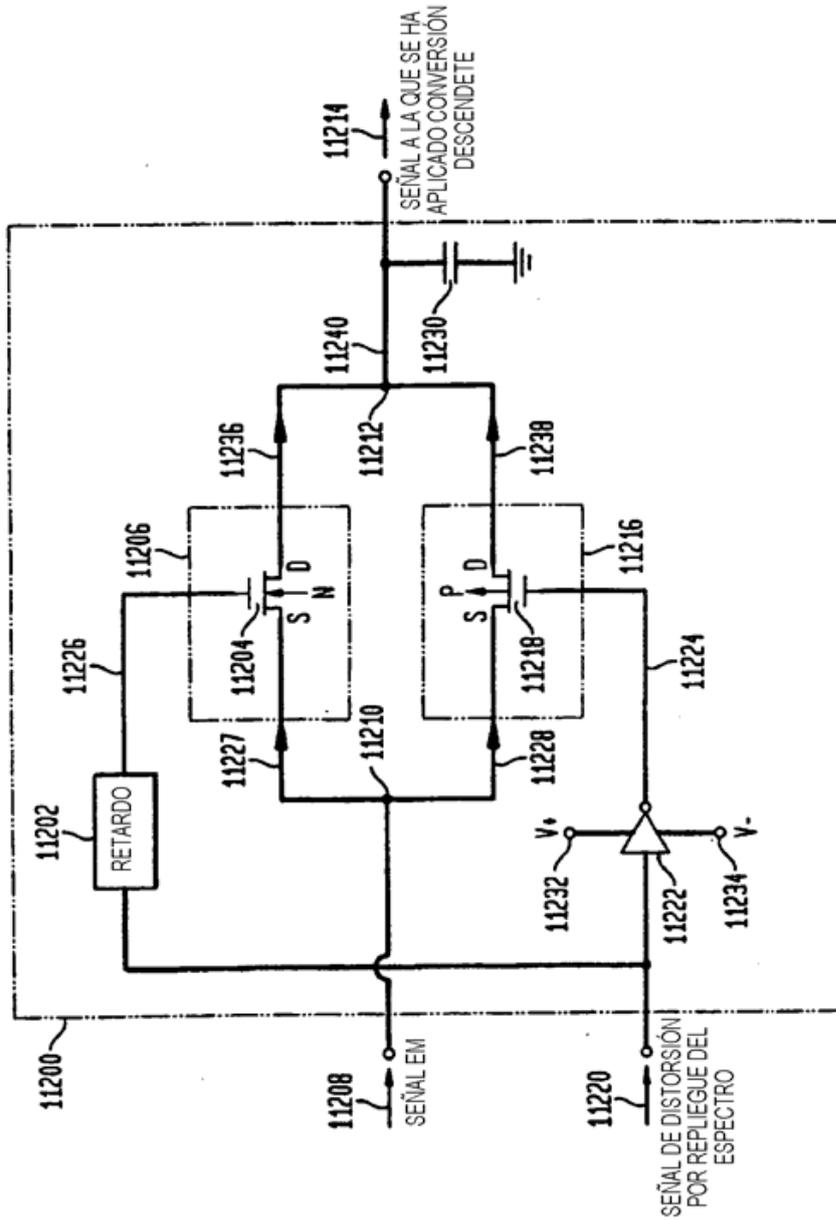


FIG. 113A

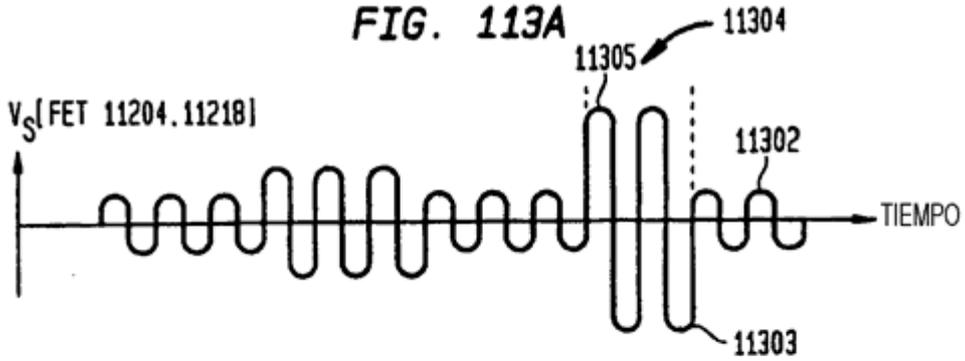


FIG. 113B

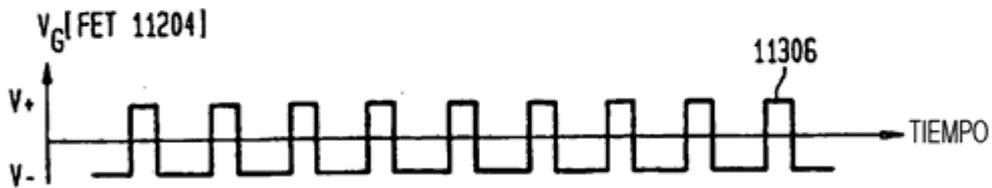


FIG. 113C

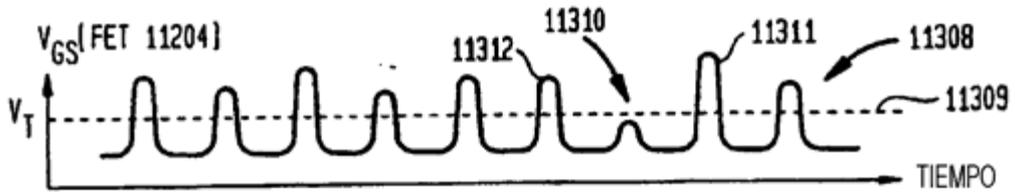


FIG. 113D

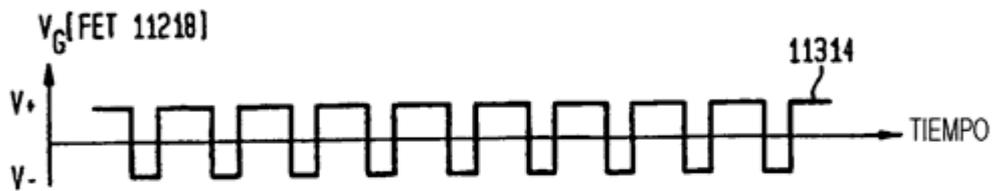


FIG. 113E

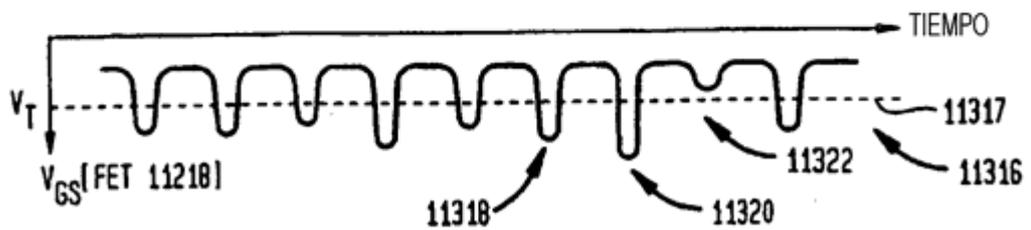


FIG. 114

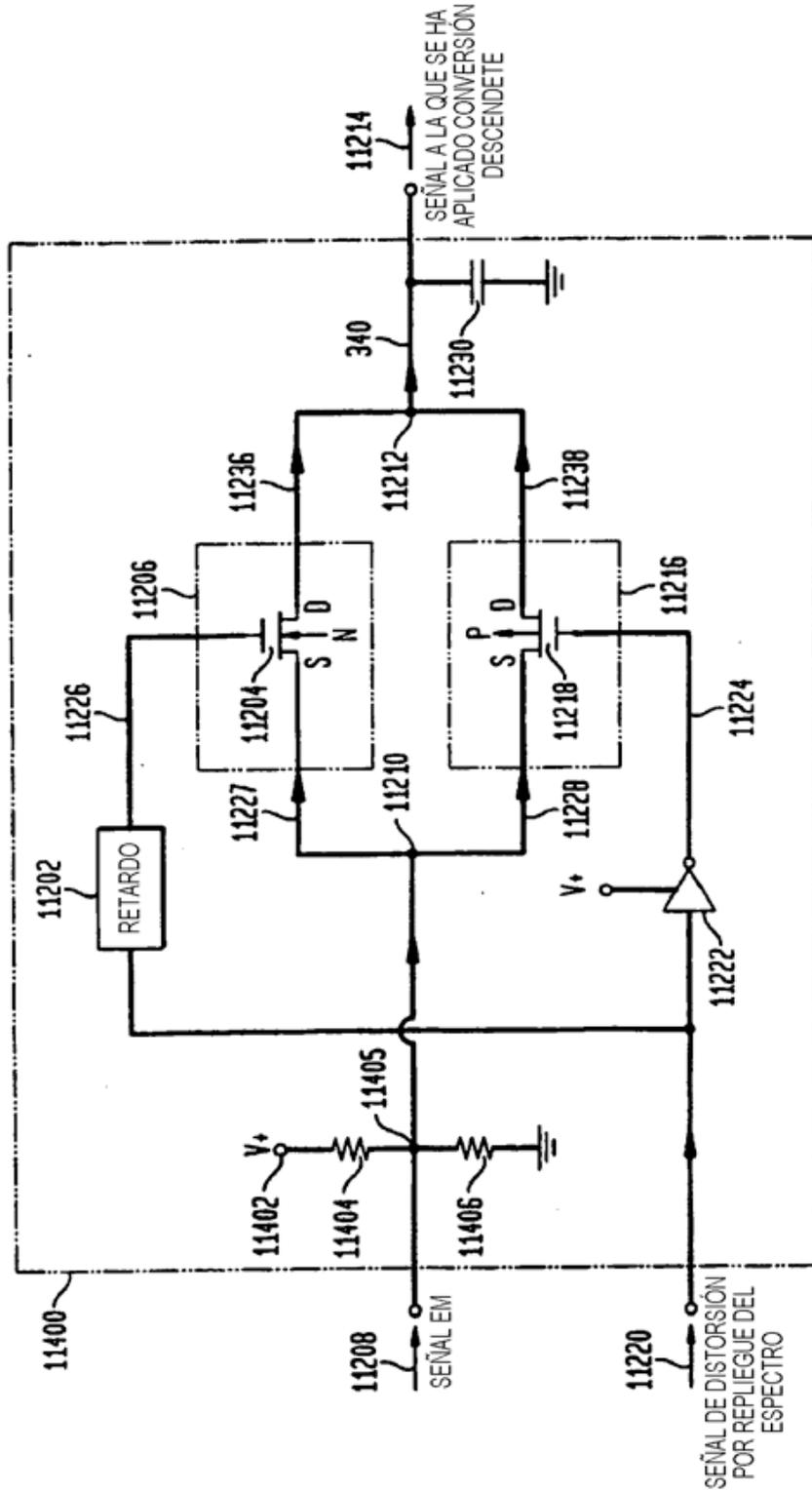


FIG. 115

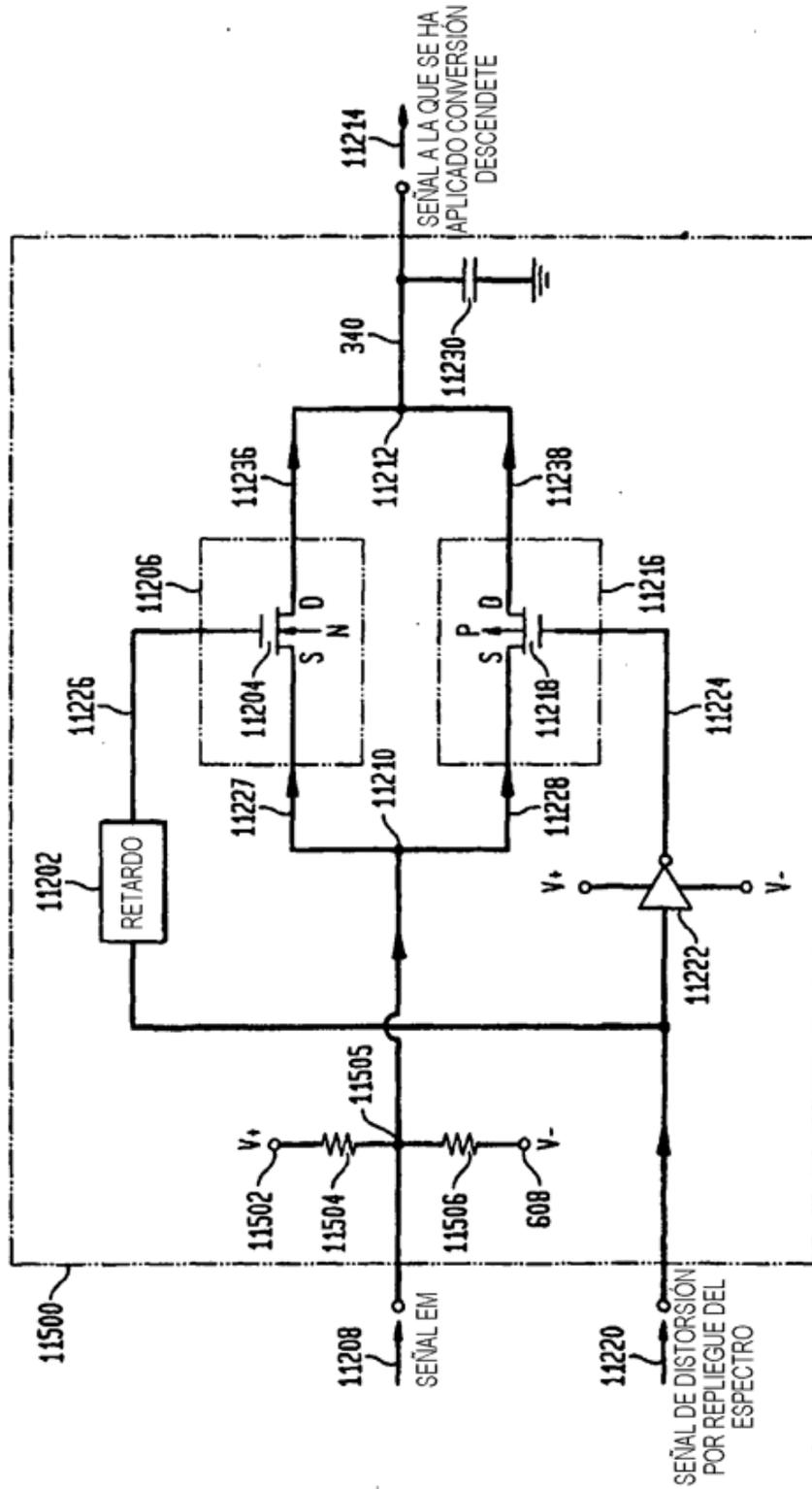


FIG. 116

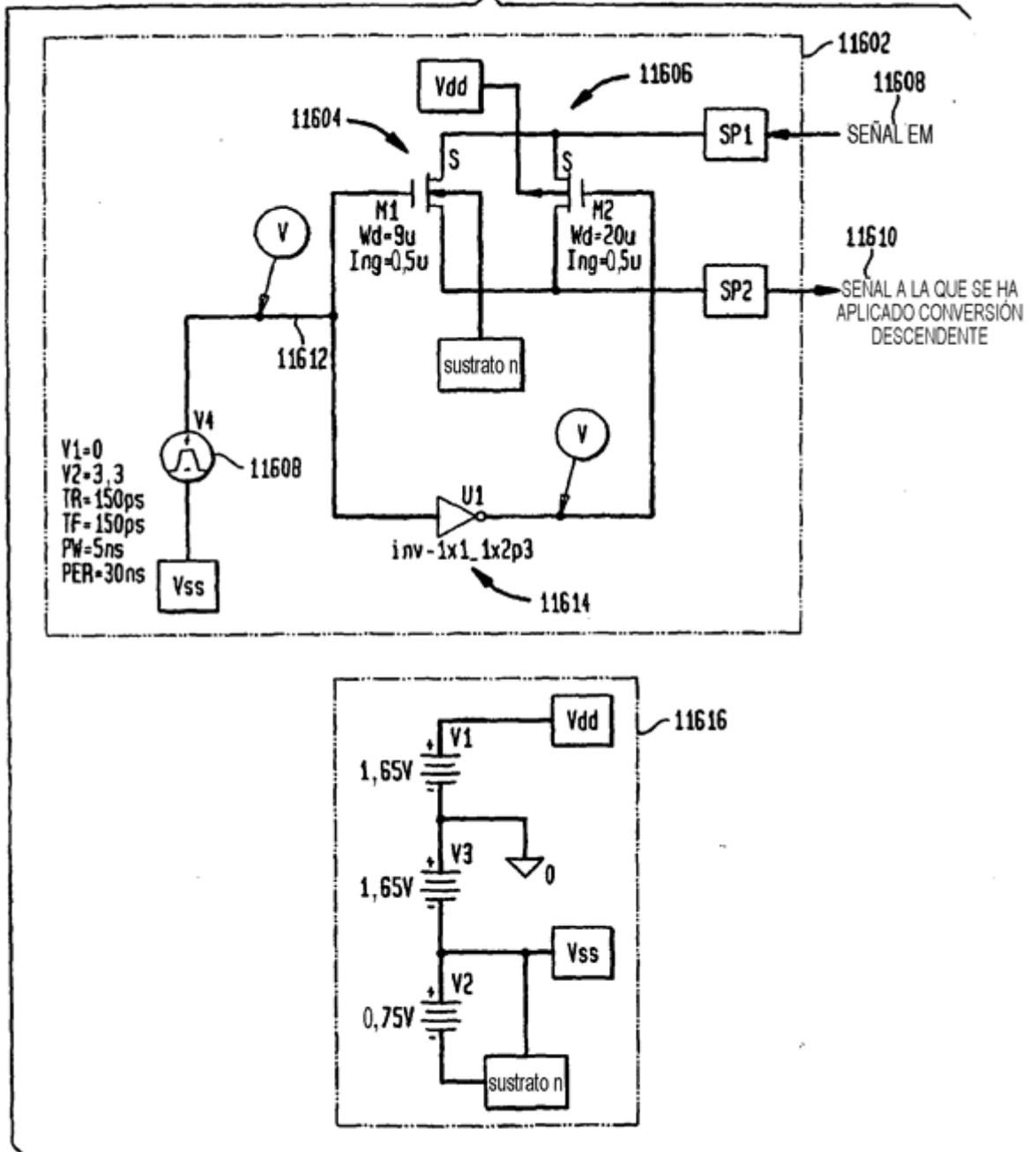
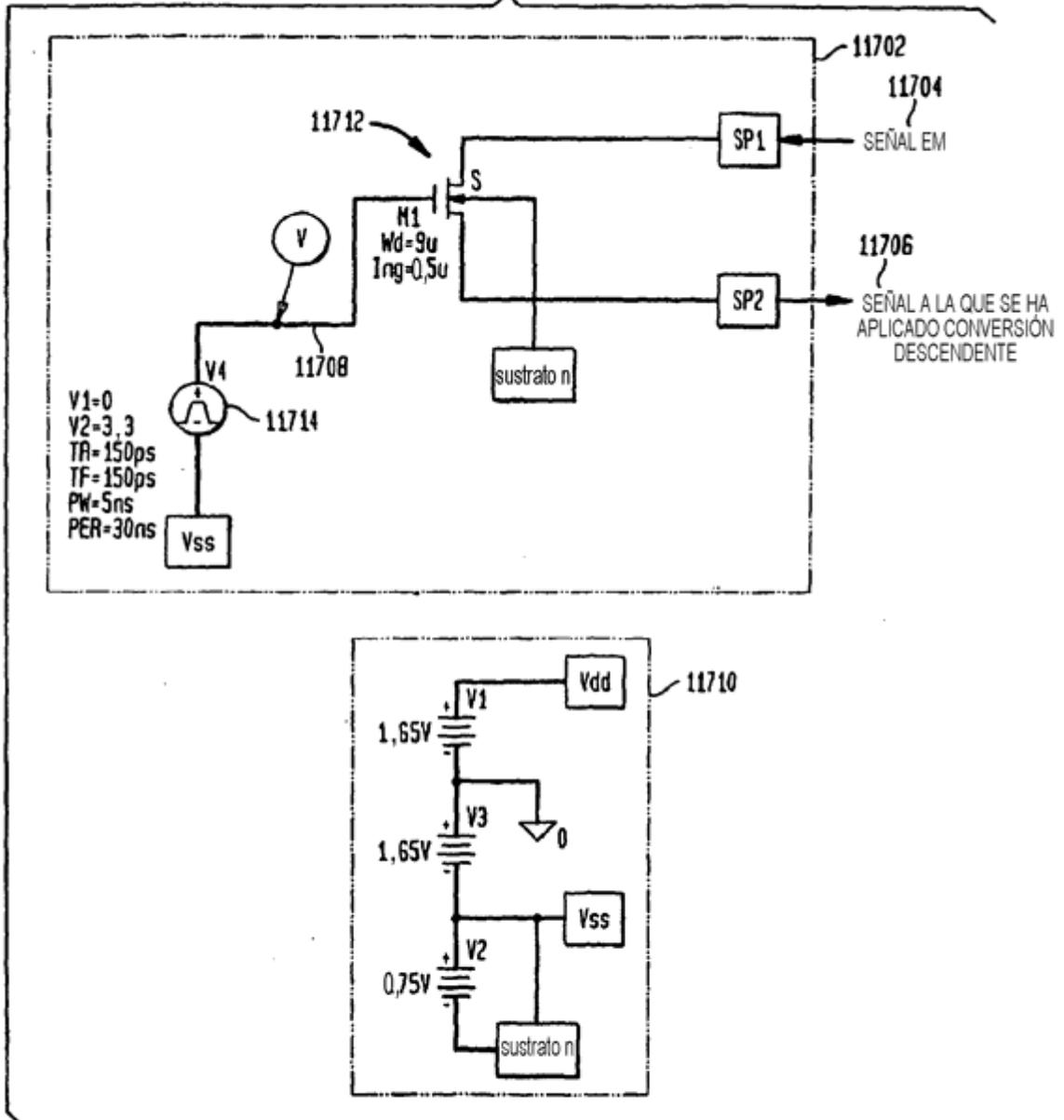
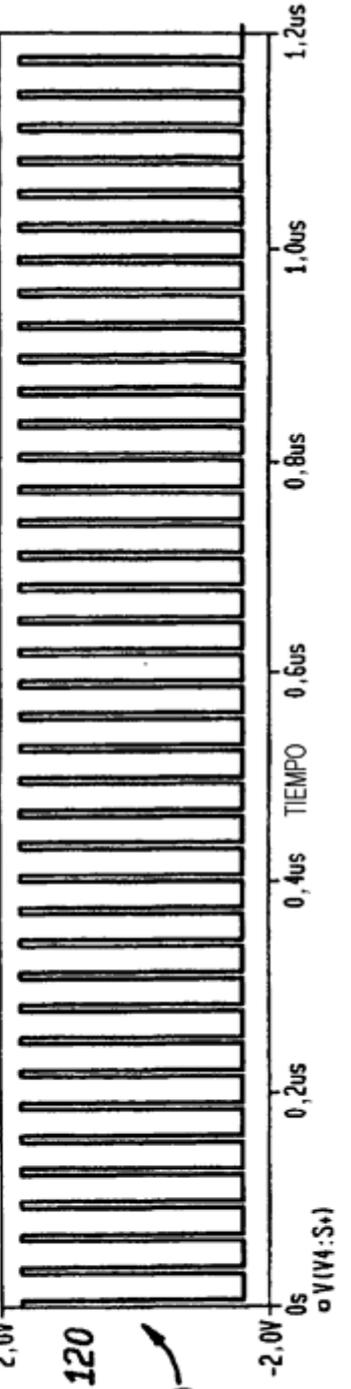
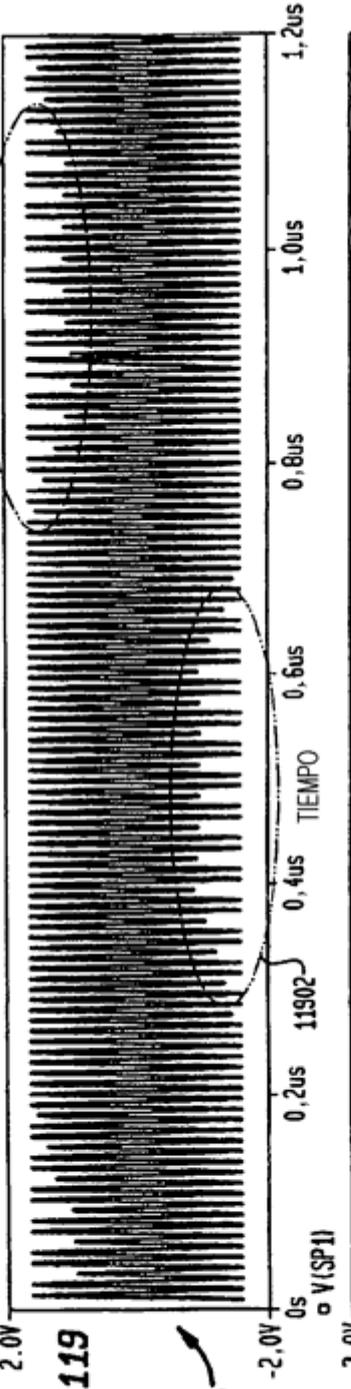
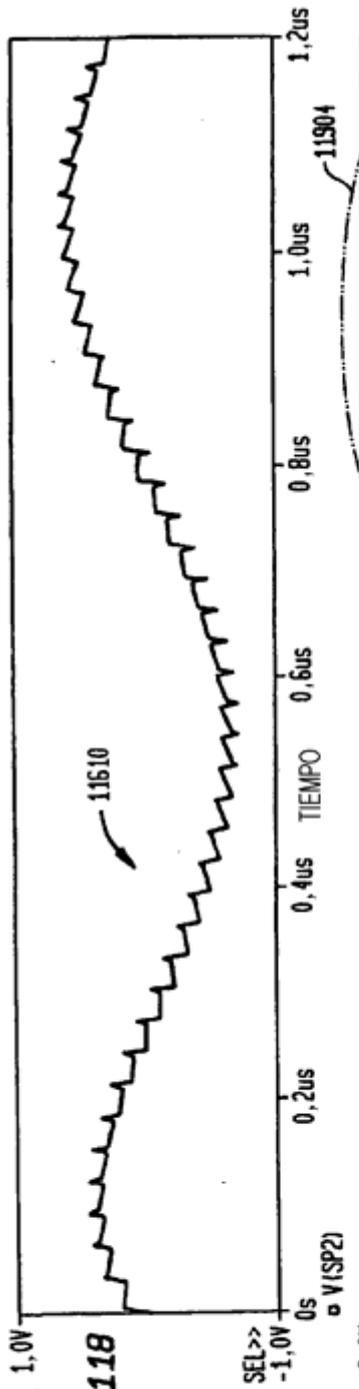


FIG. 117





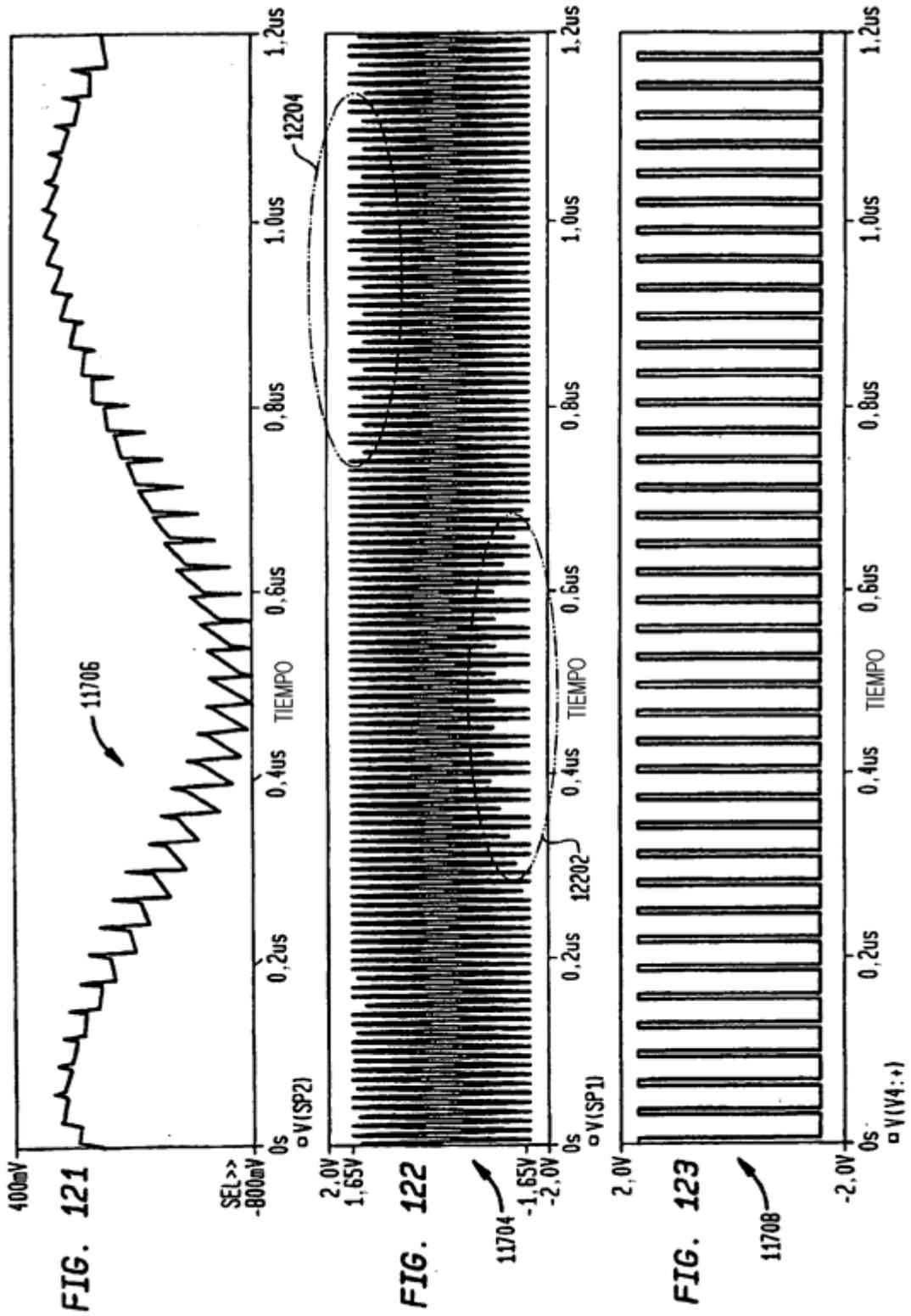


FIG. 124A

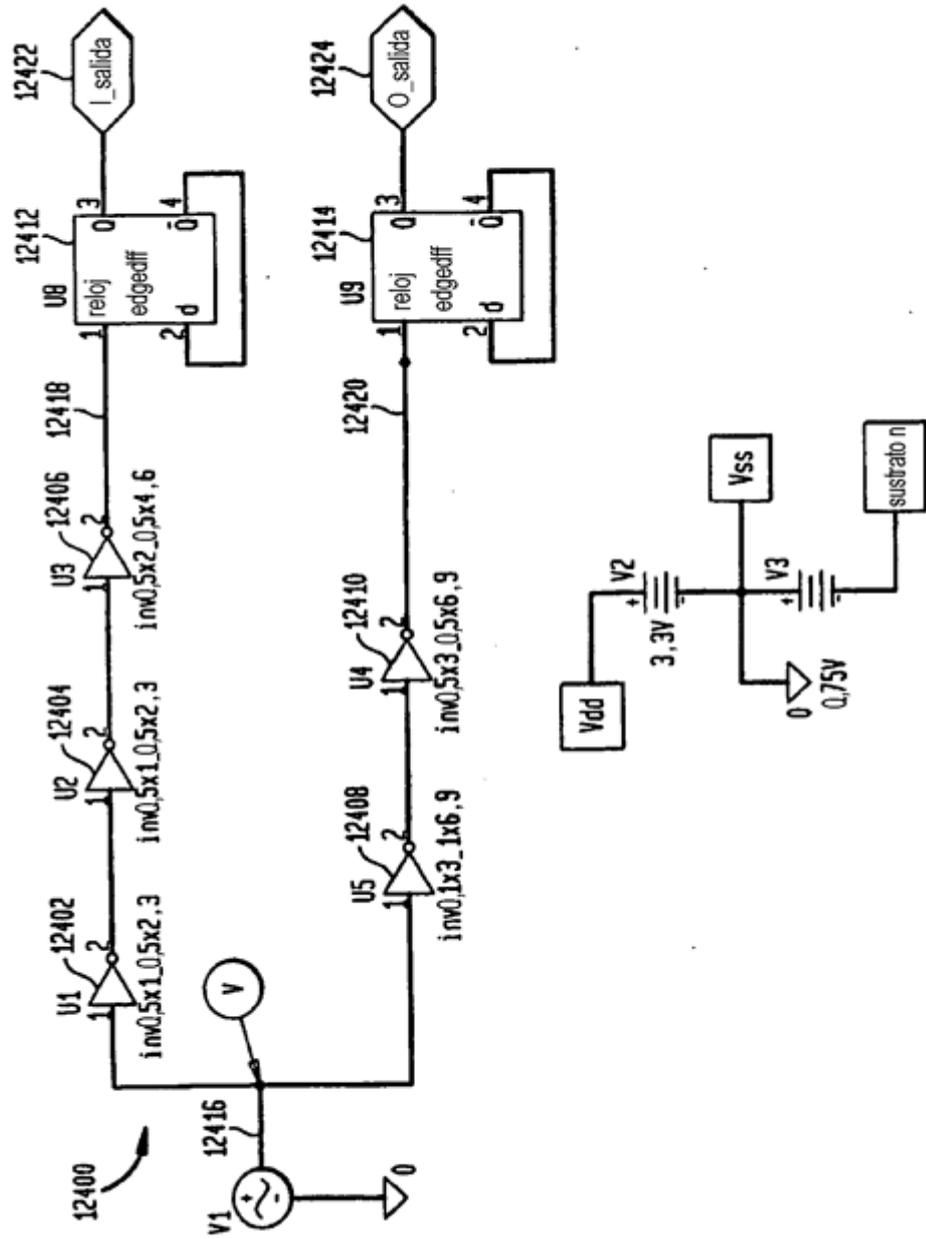
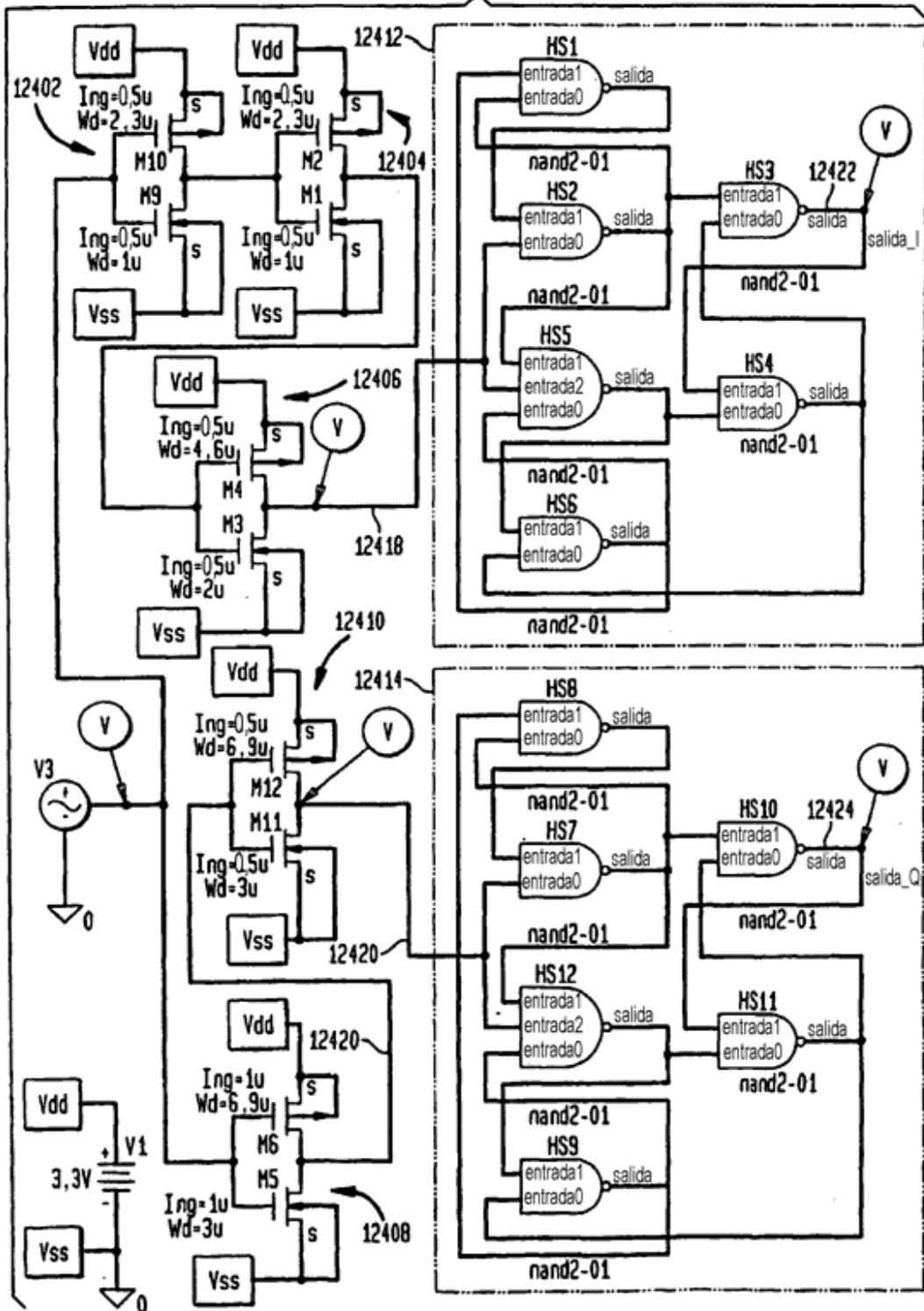


FIG. 124B



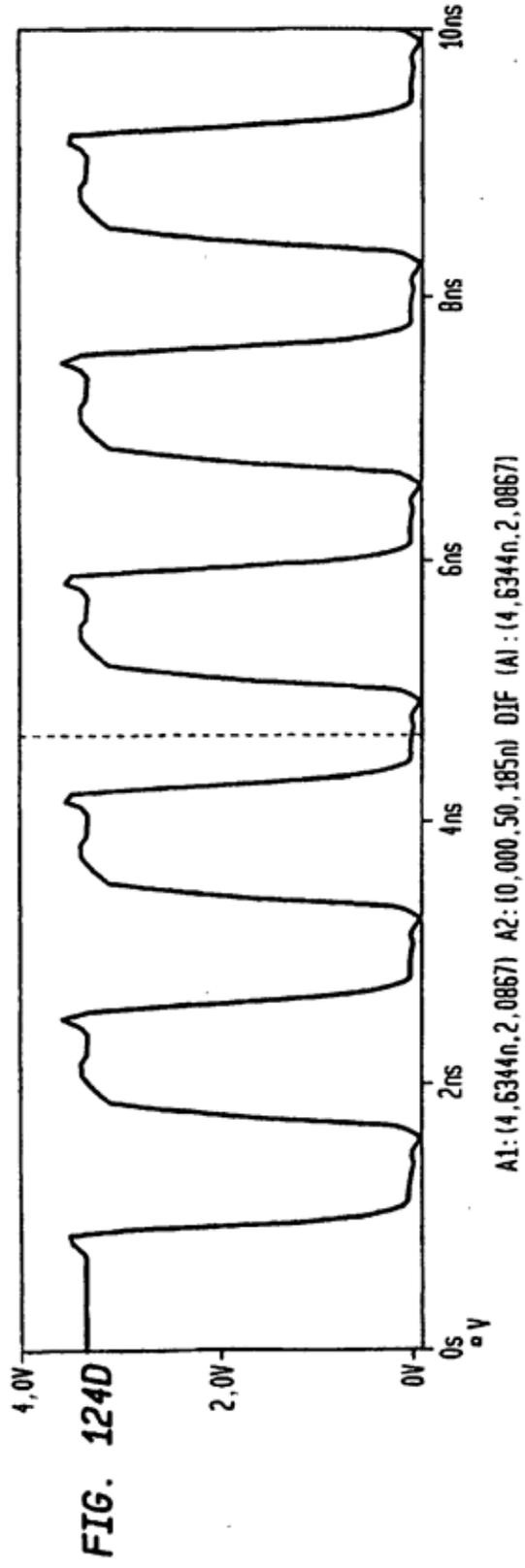
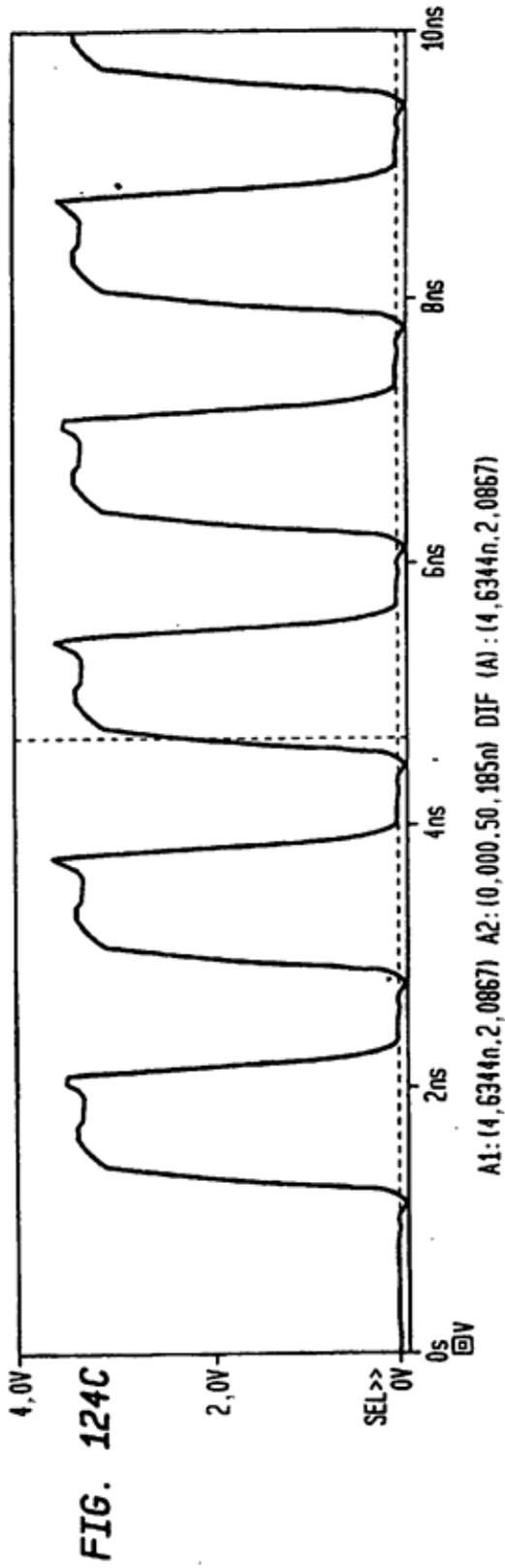


FIG. 124E

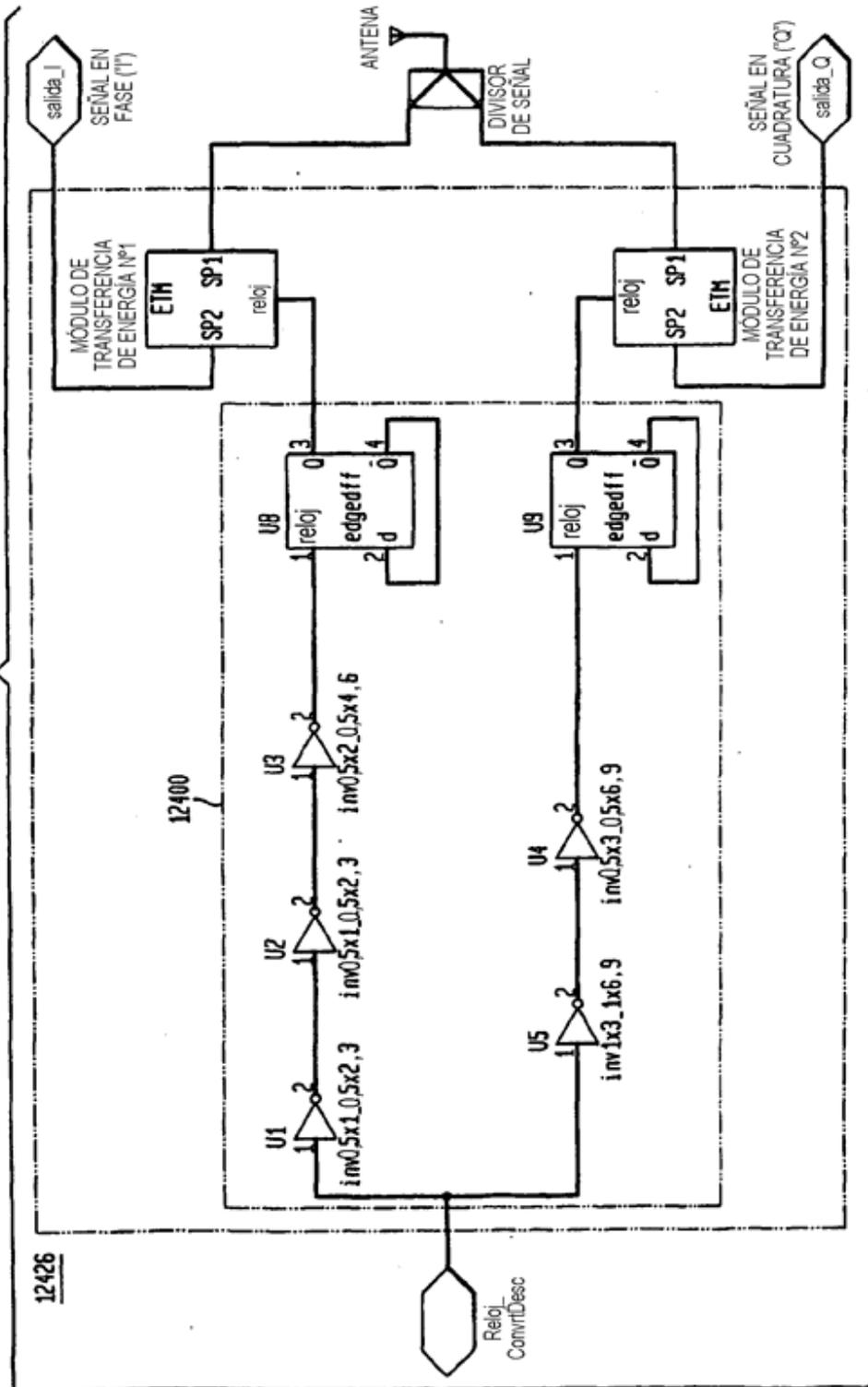


FIG. 124F

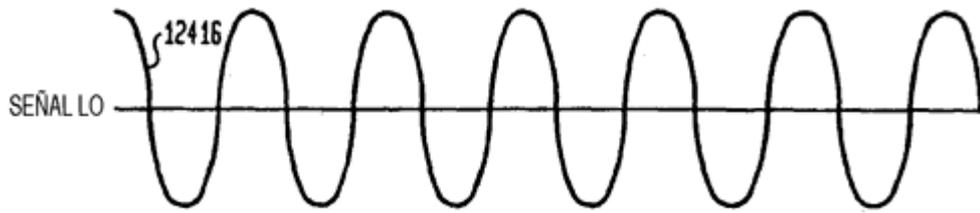


FIG. 124G

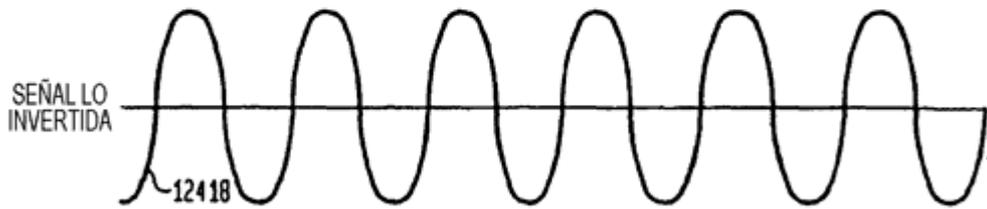


FIG. 124H

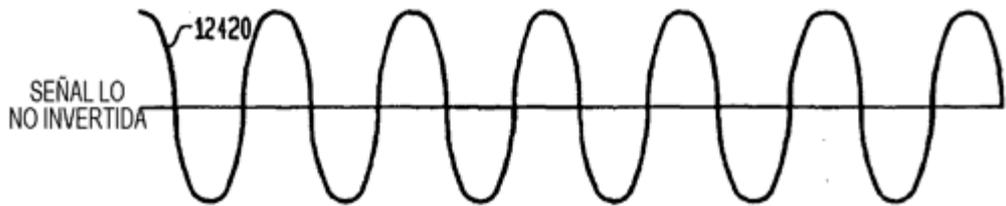


FIG. 124I

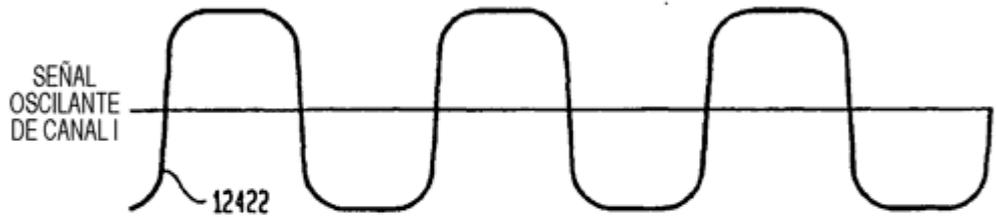


FIG. 124J

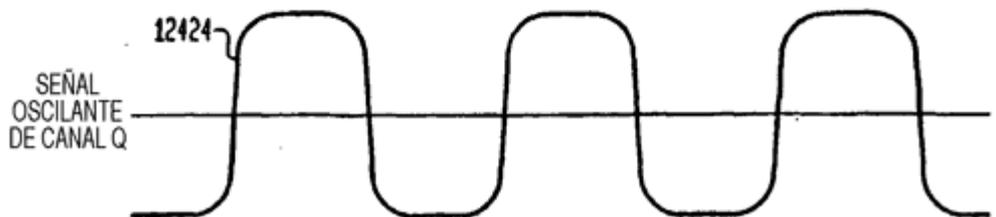


FIG. 125

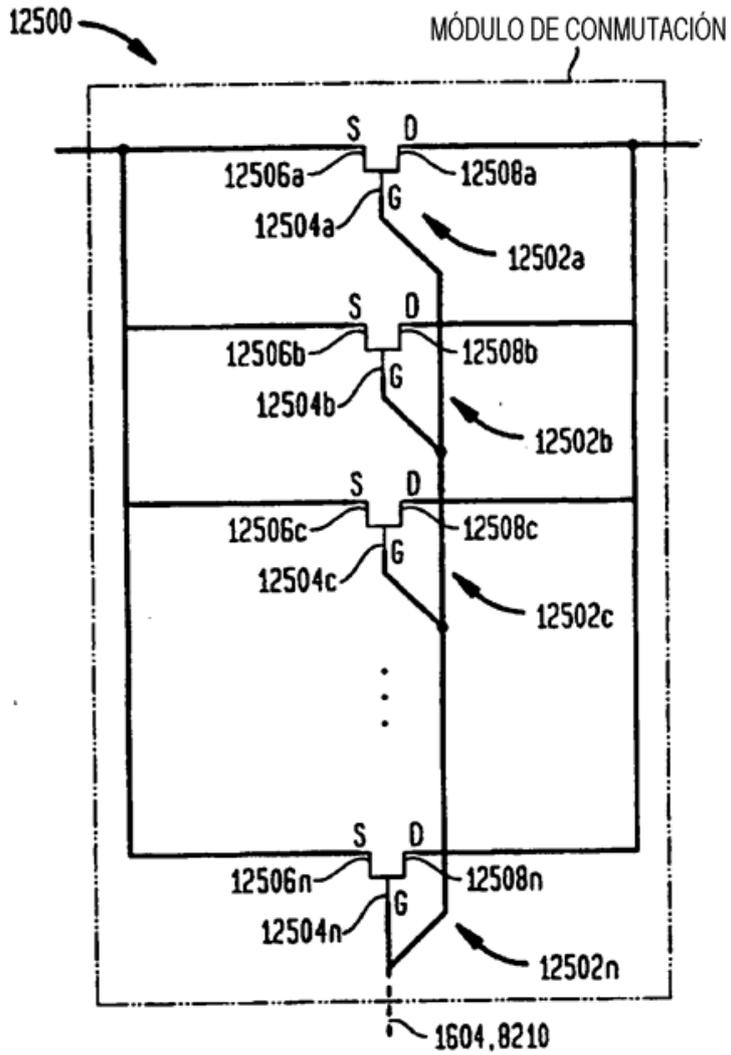
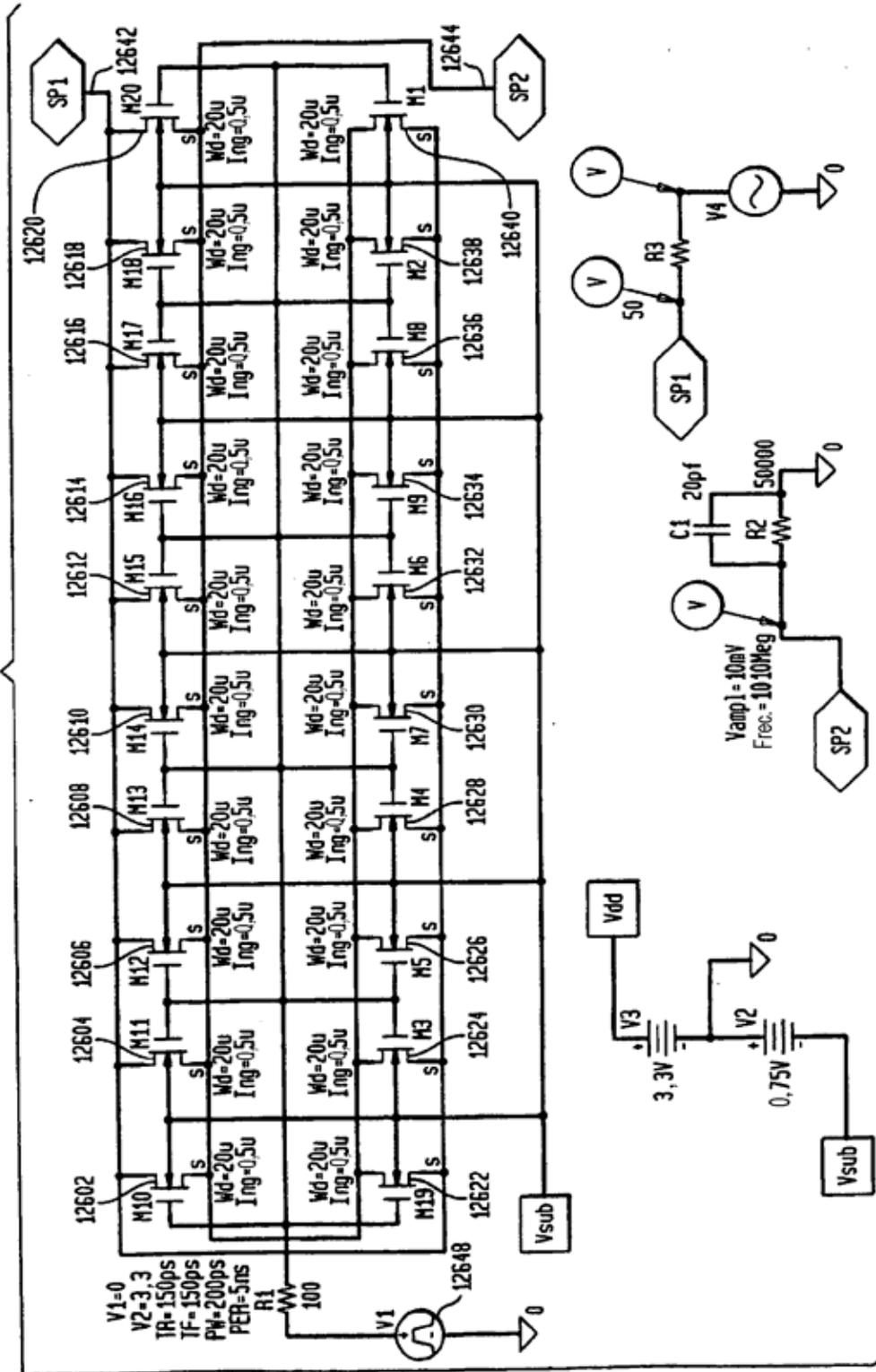


FIG. 126A



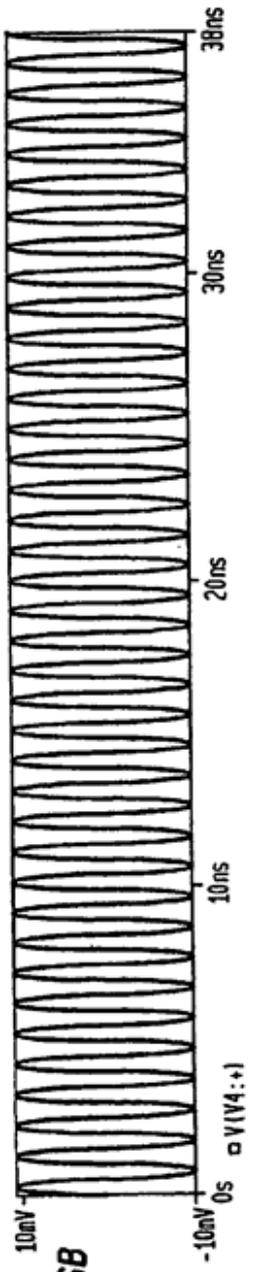


FIG. 126B

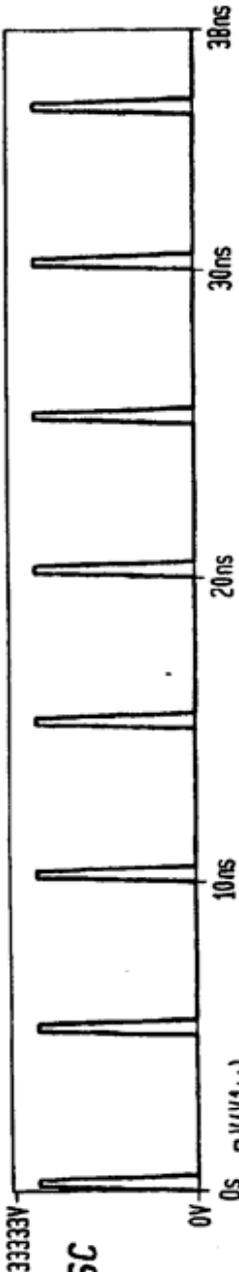


FIG. 126C

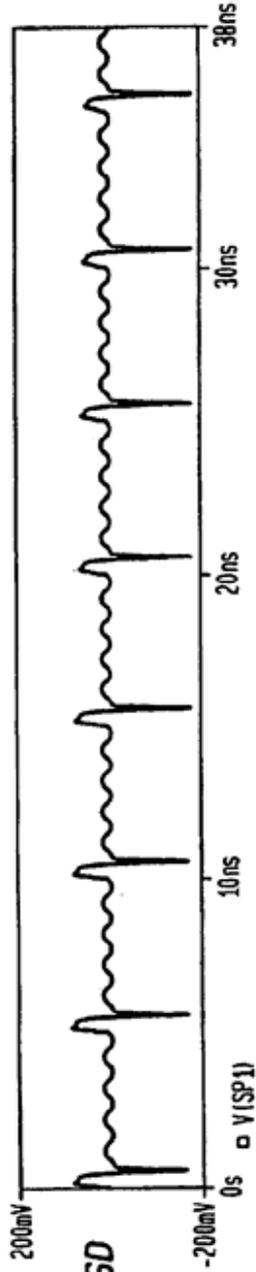


FIG. 126D

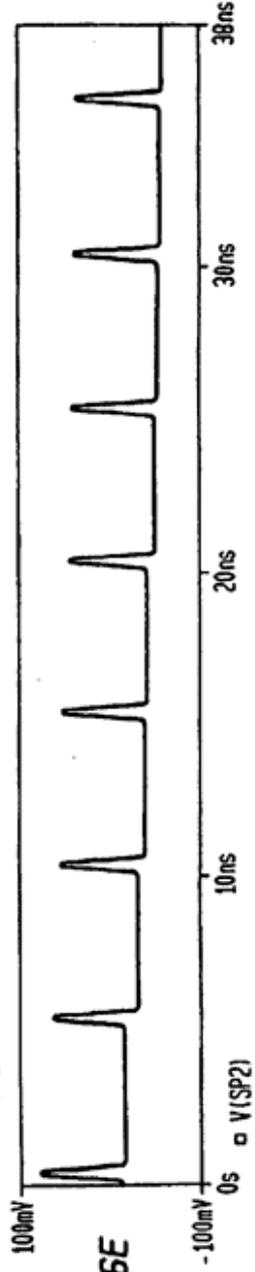


FIG. 126E

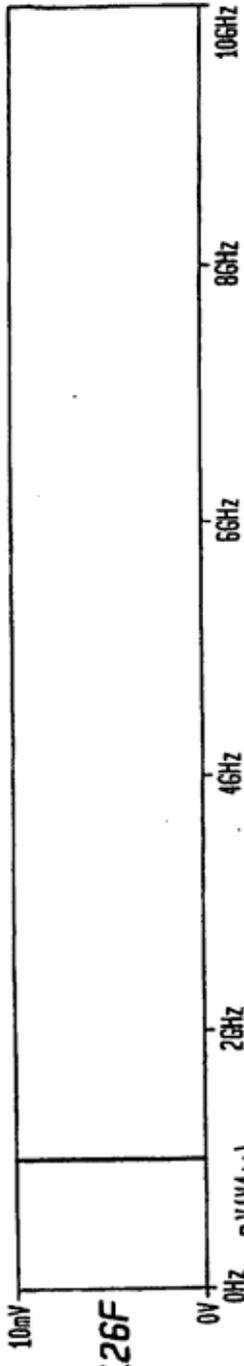


FIG. 126F

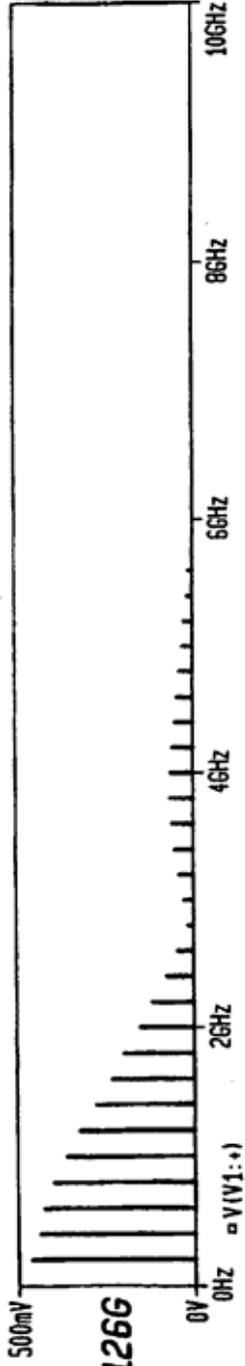


FIG. 126G

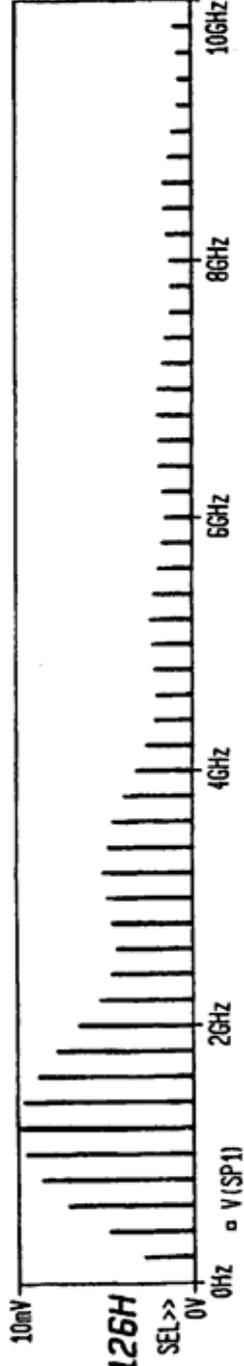


FIG. 126H

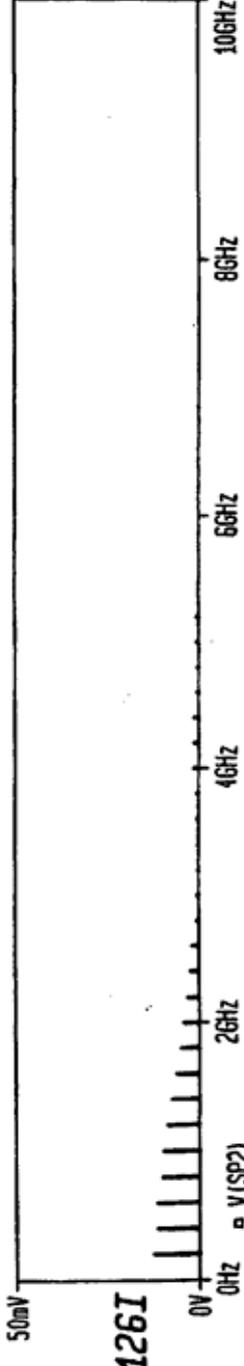


FIG. 126I

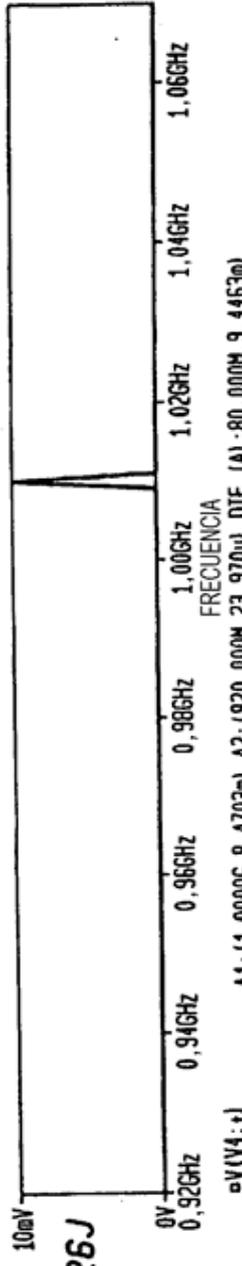


FIG. 126J

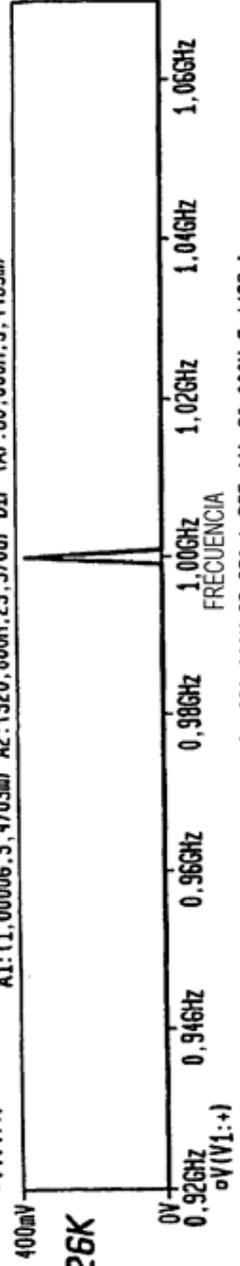


FIG. 126K

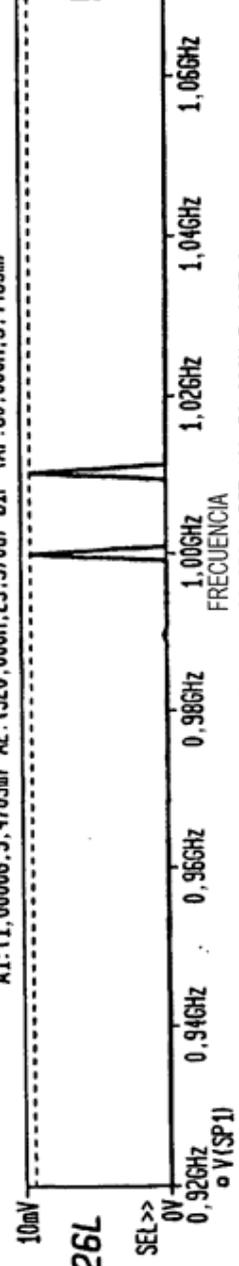


FIG. 126L

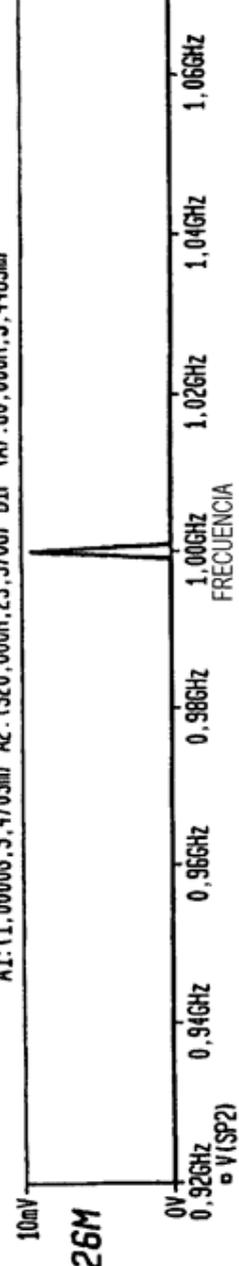
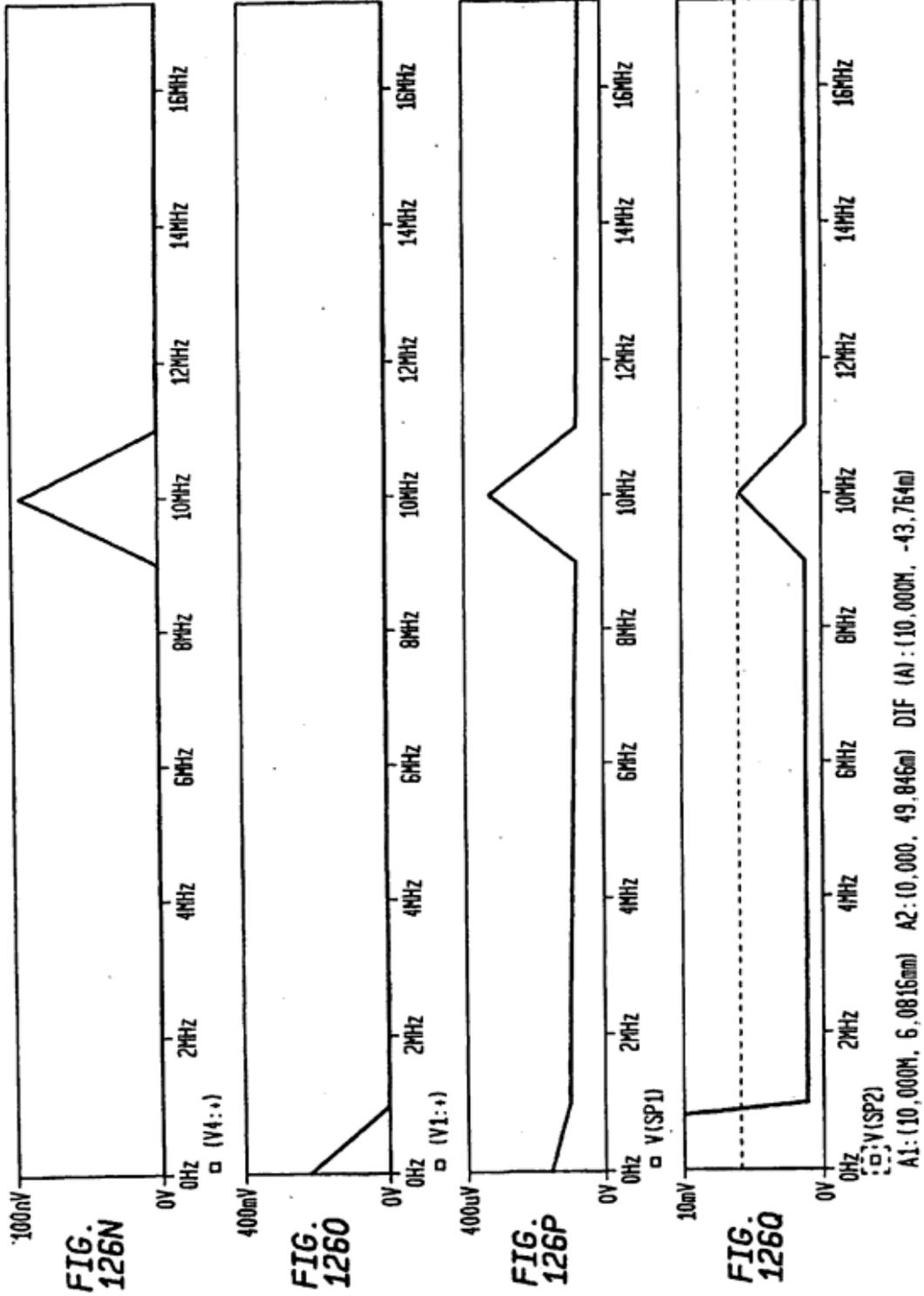


FIG. 126M



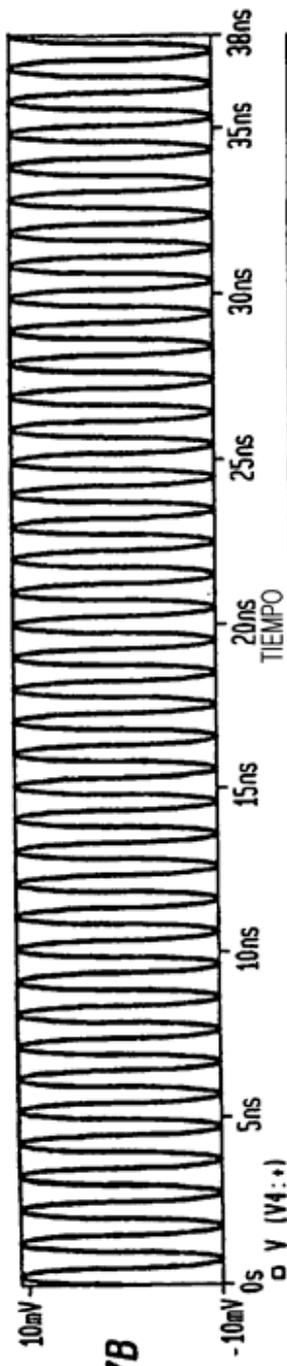


FIG. 127B

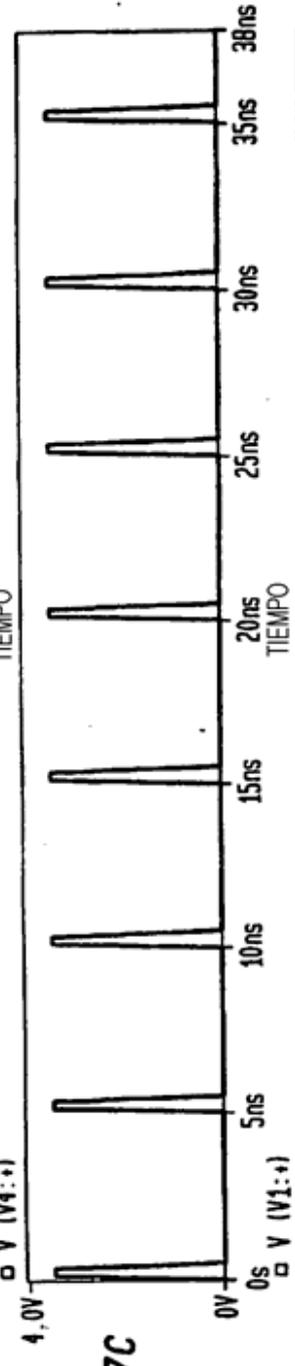


FIG. 127C

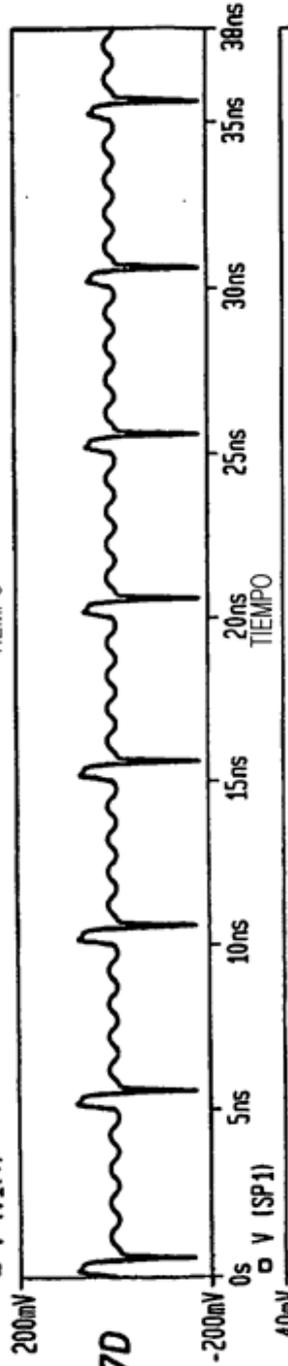


FIG. 127D

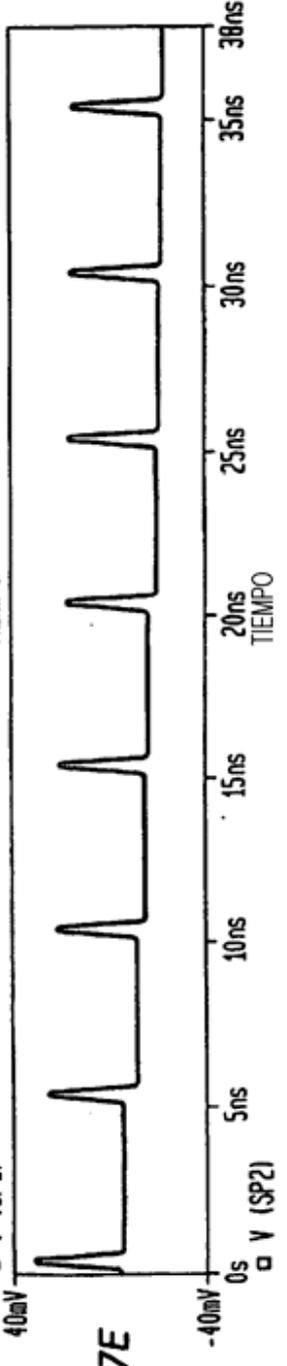


FIG. 127E

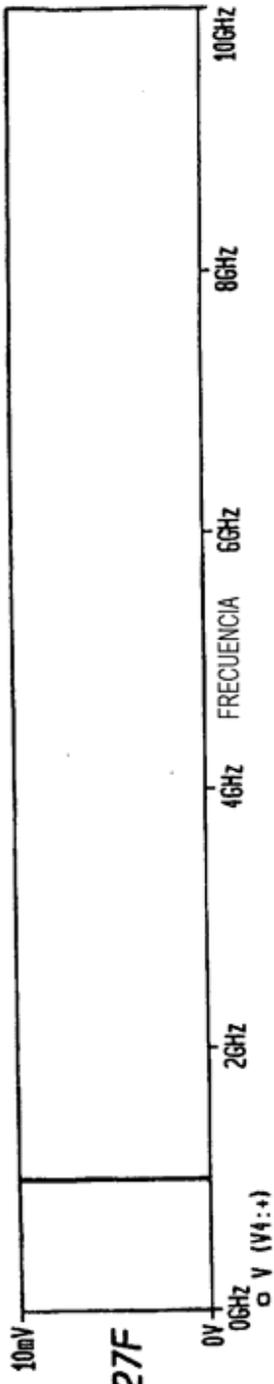


FIG. 127F

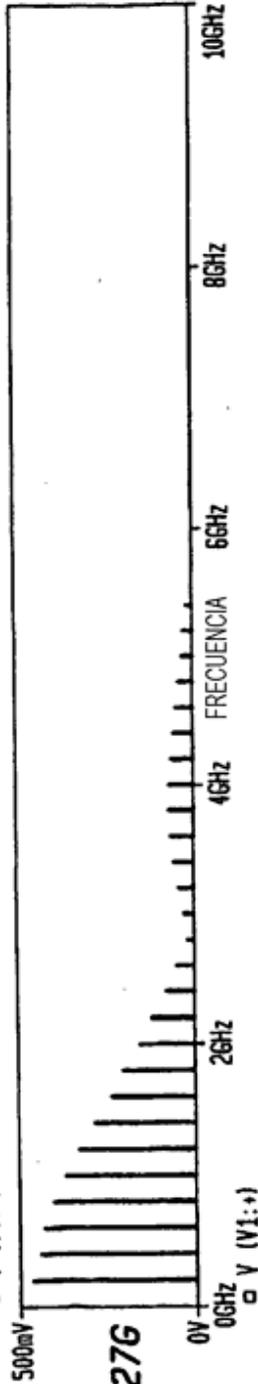


FIG. 127G

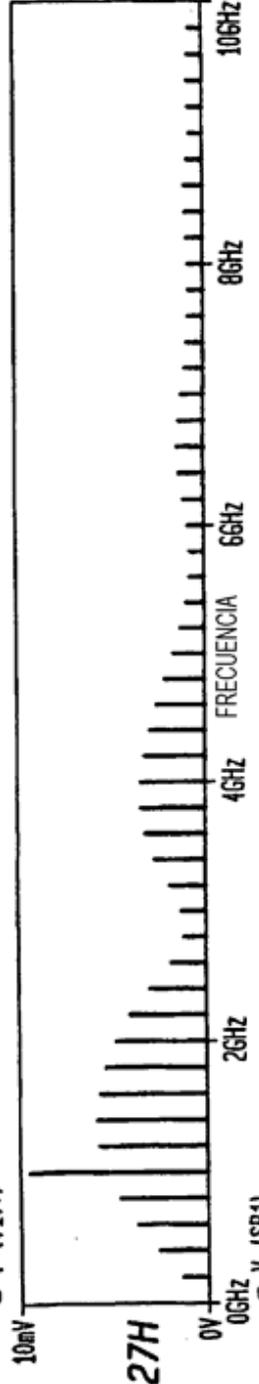


FIG. 127H

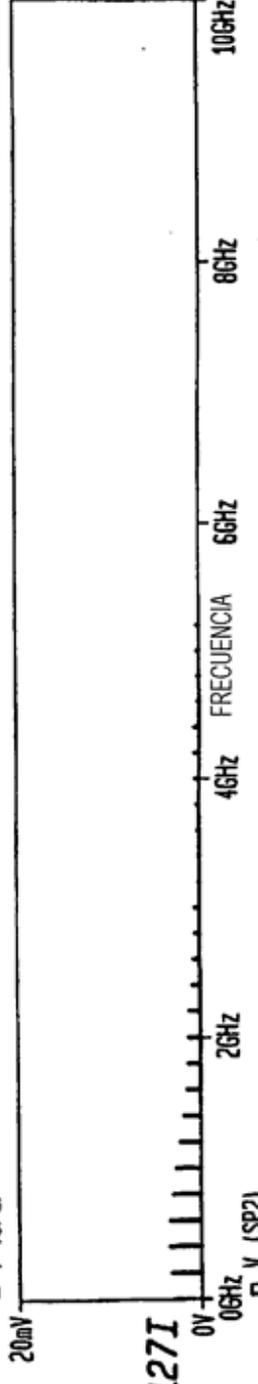
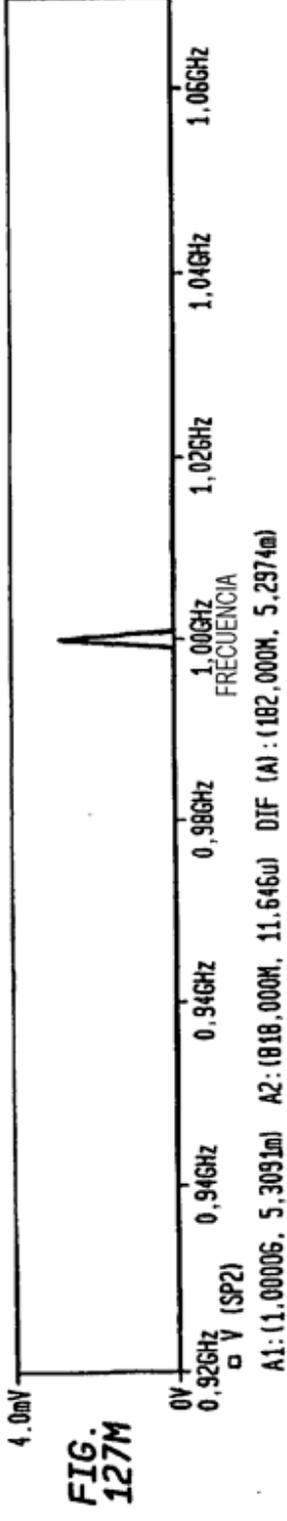
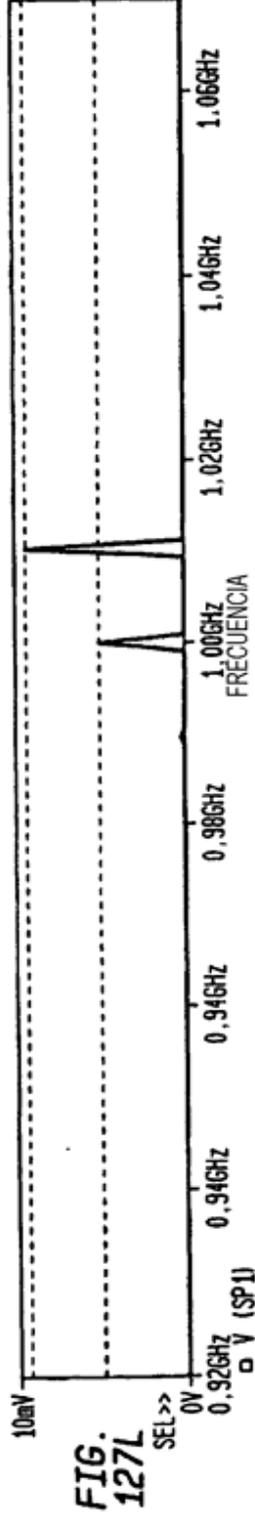
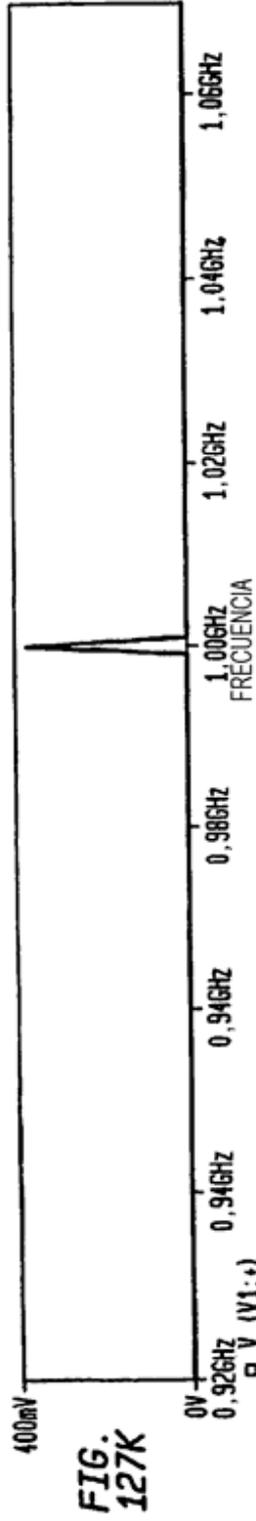
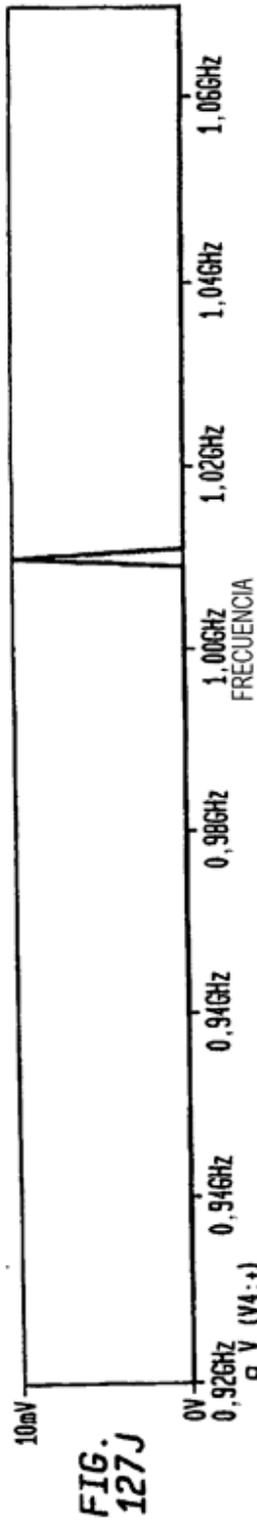


FIG. 127I



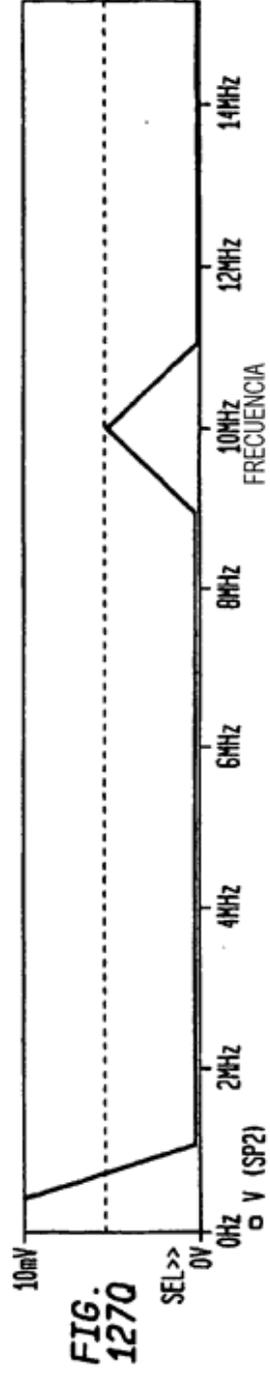
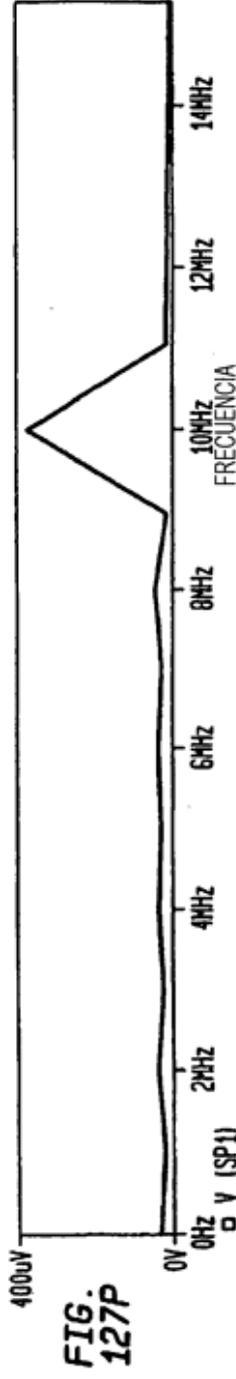
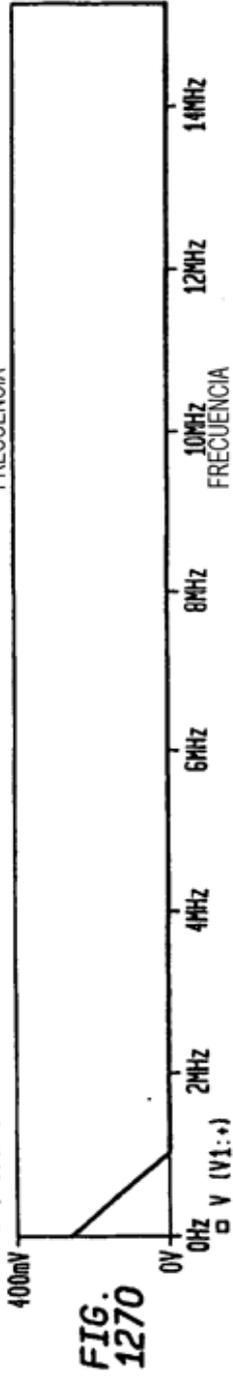
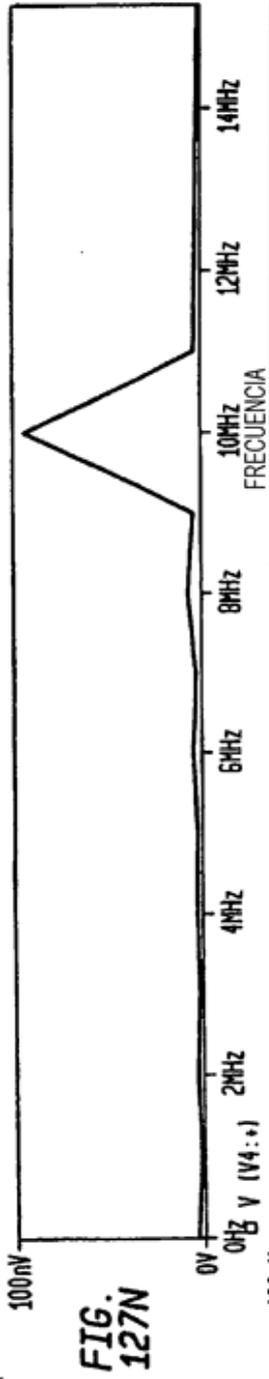


FIG. 128A

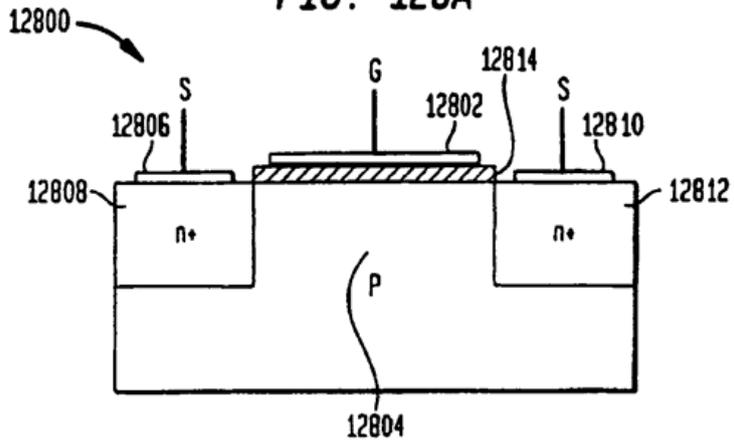


FIG. 128B

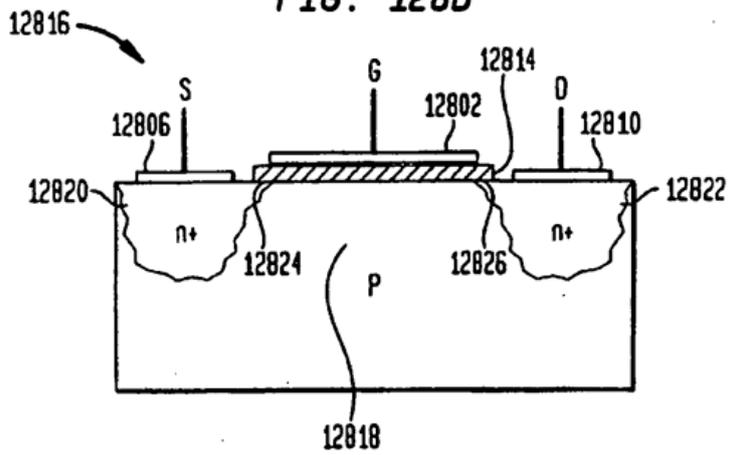


FIG. 128C

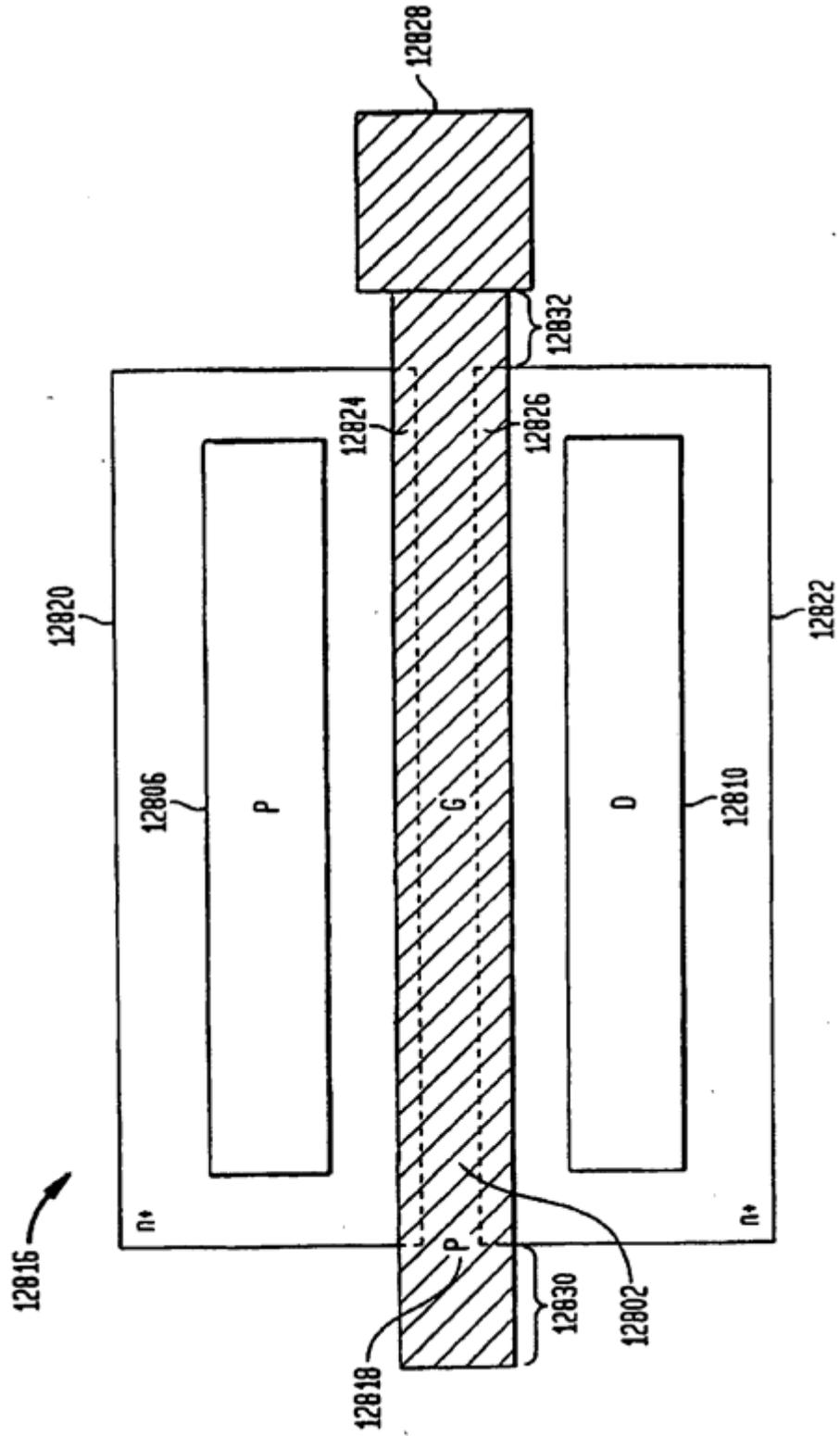
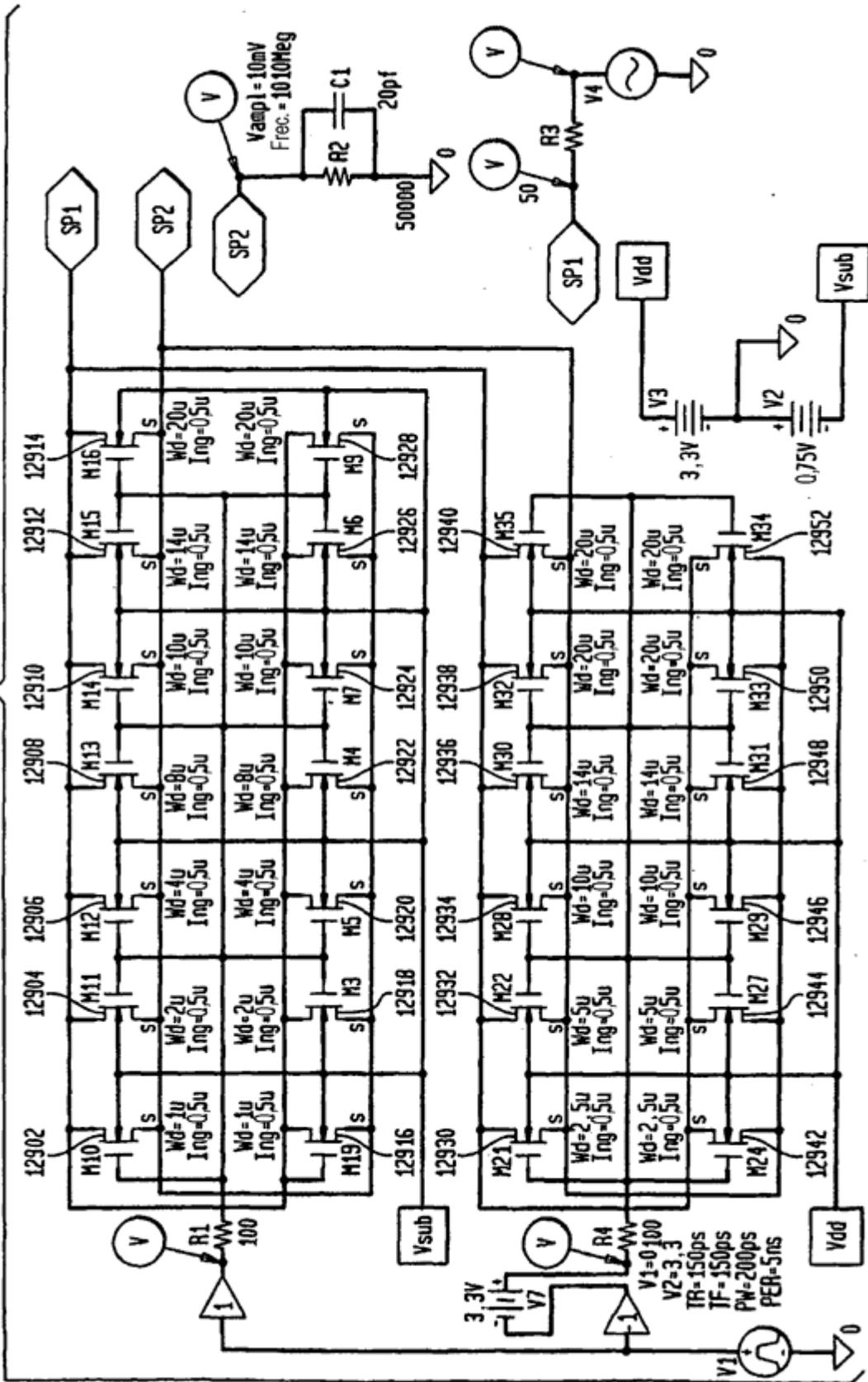


FIG. 129A



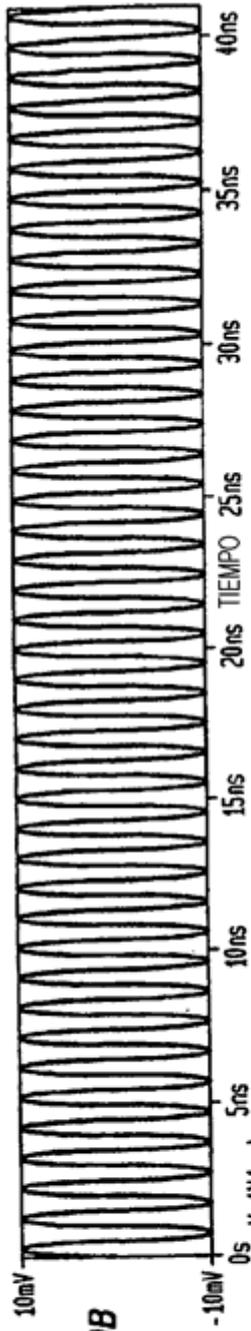


FIG. 129B

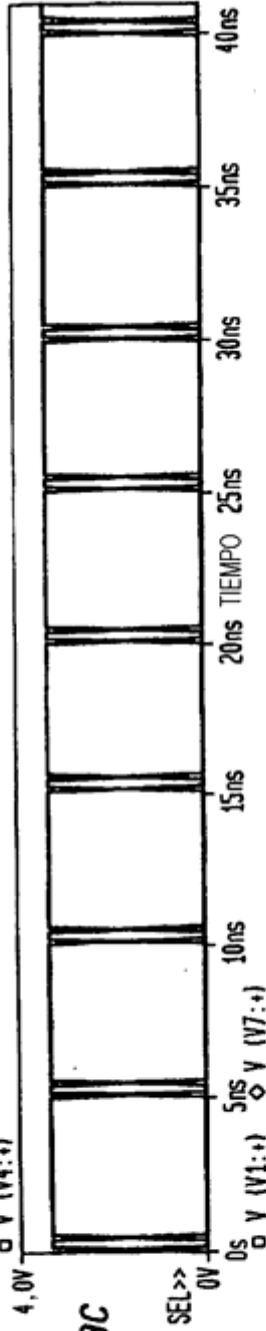


FIG. 129C

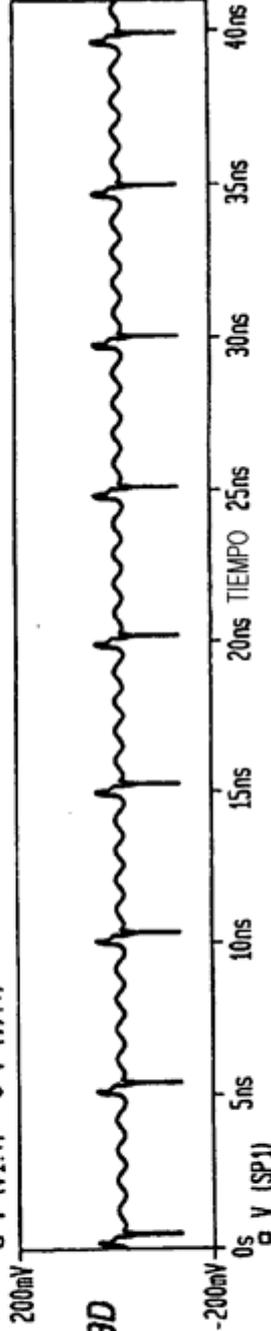


FIG. 129D

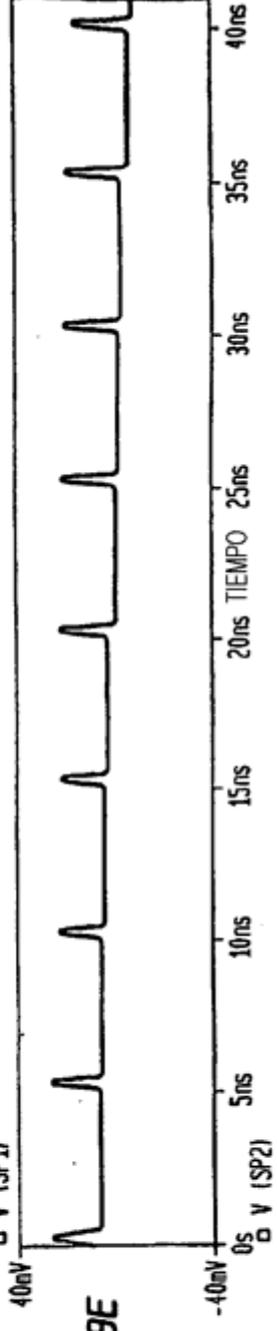
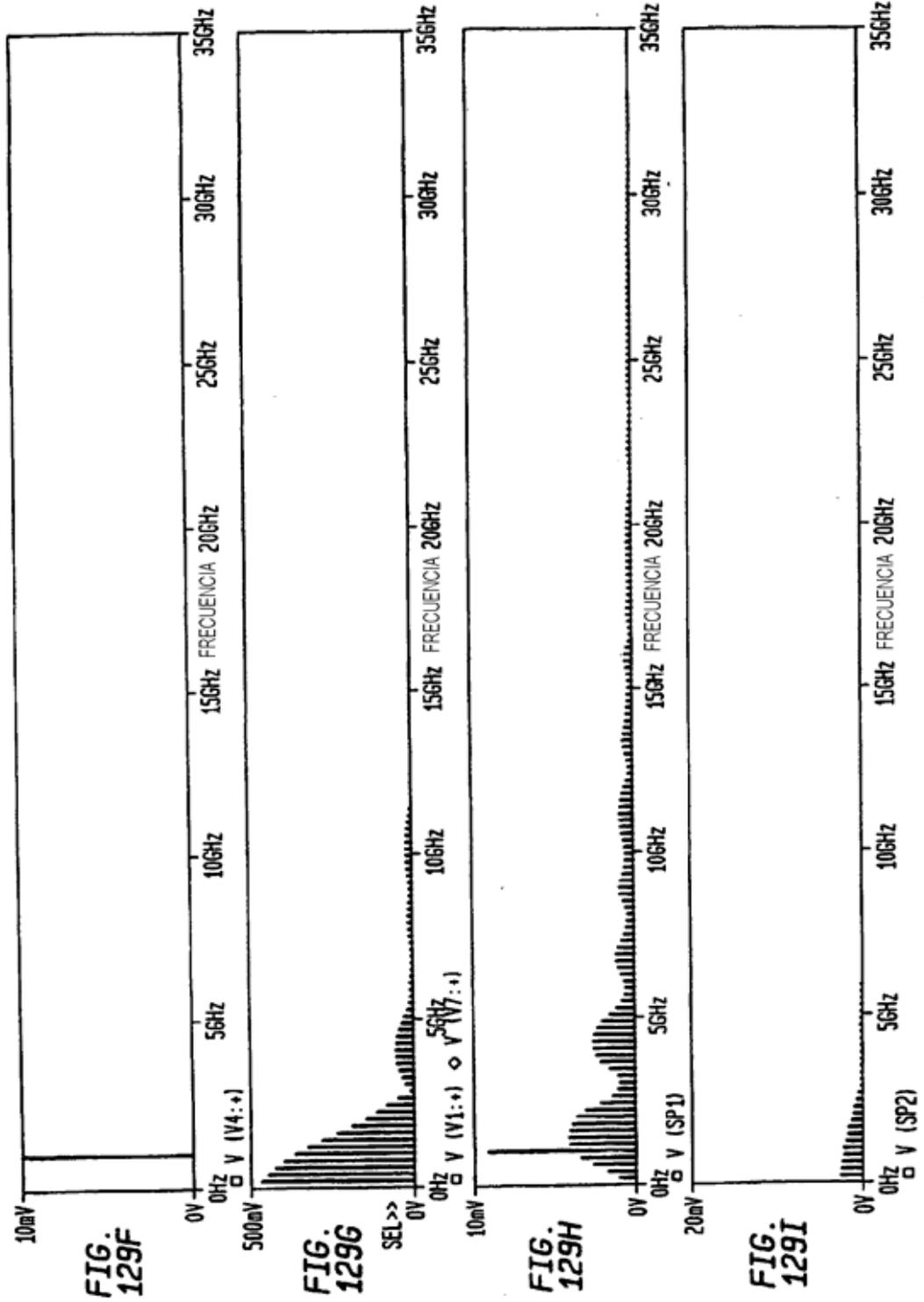
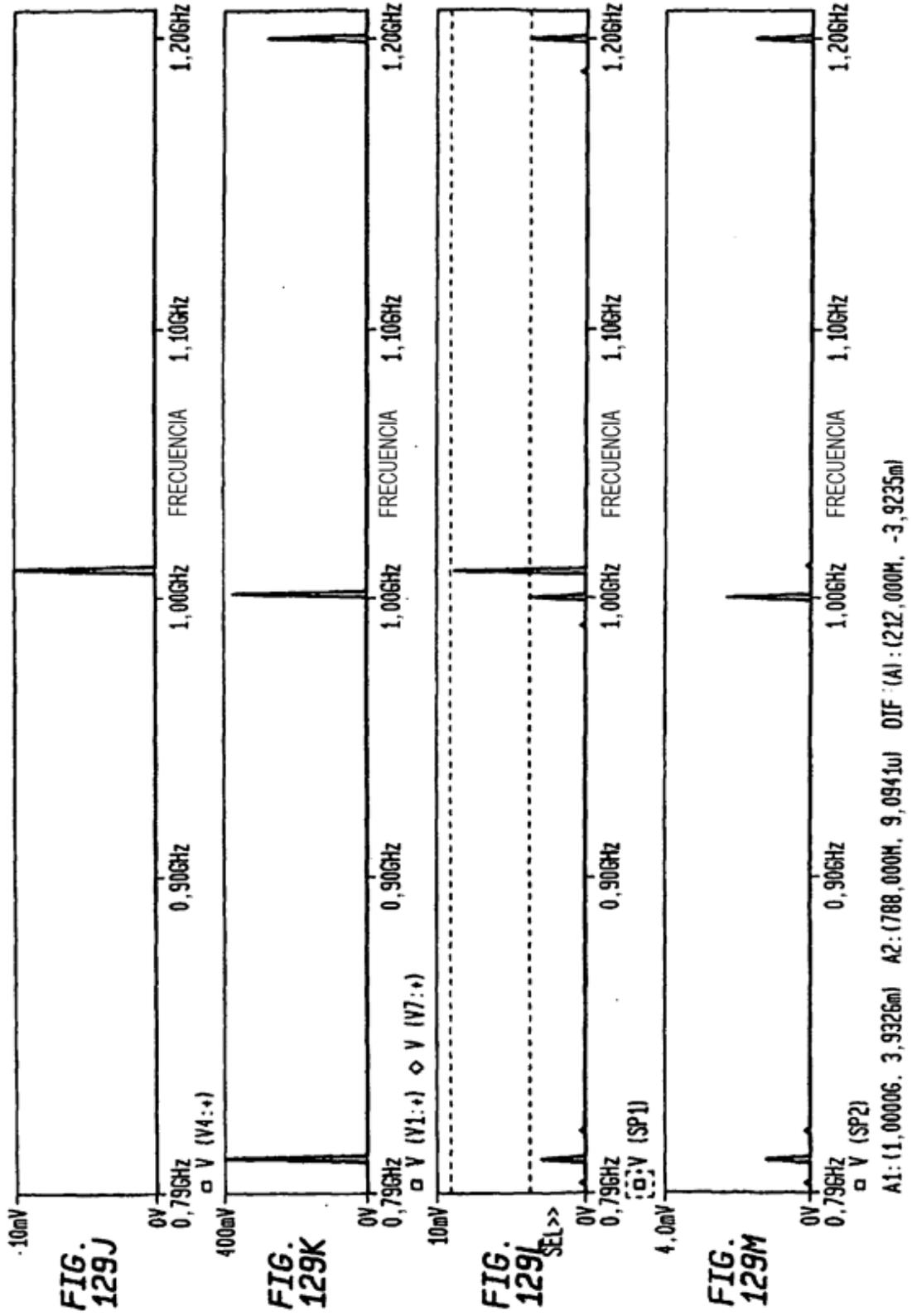
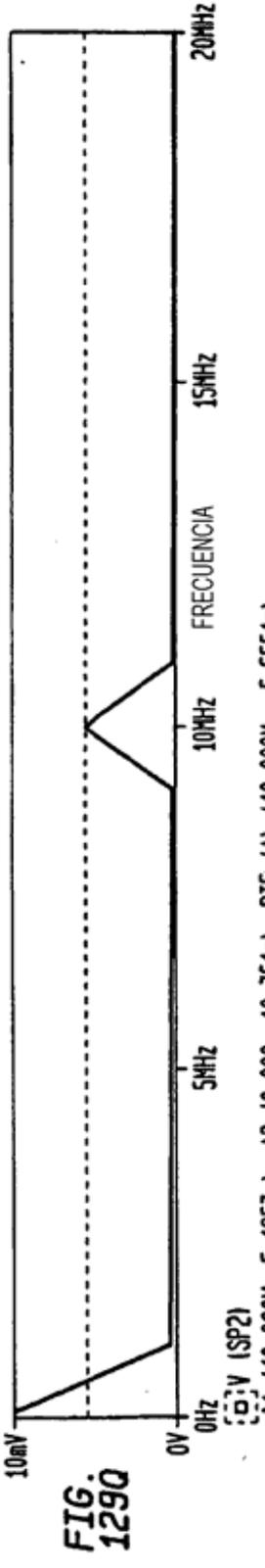
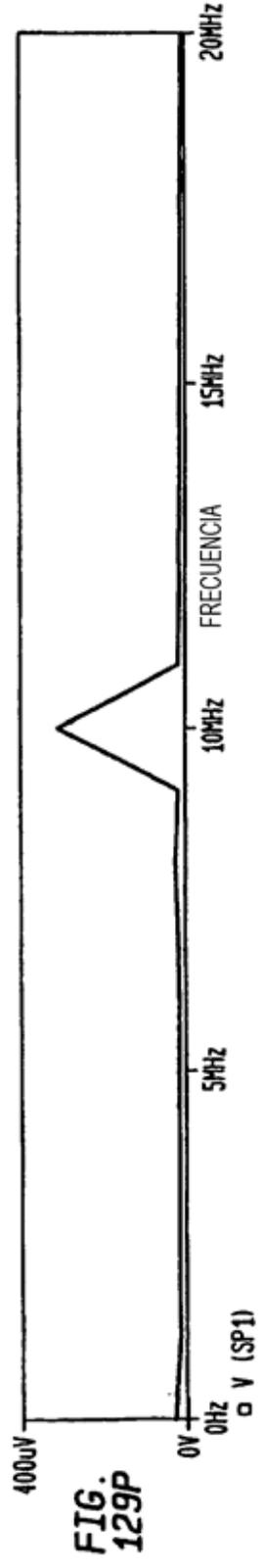
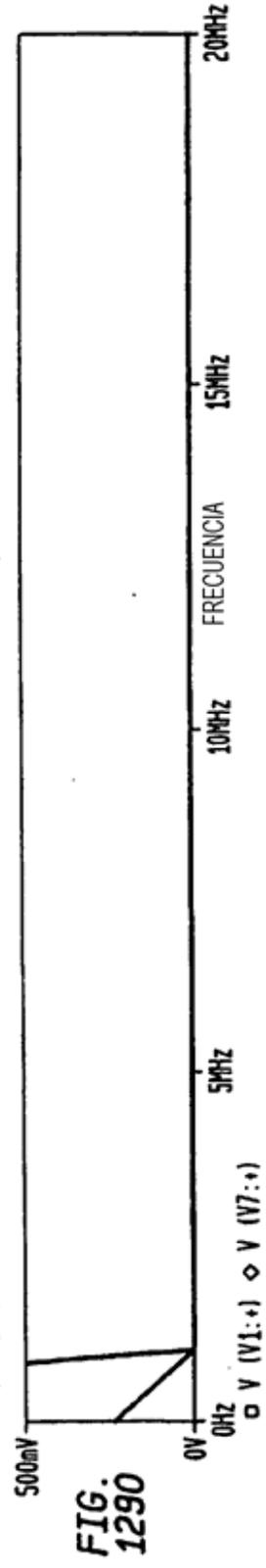
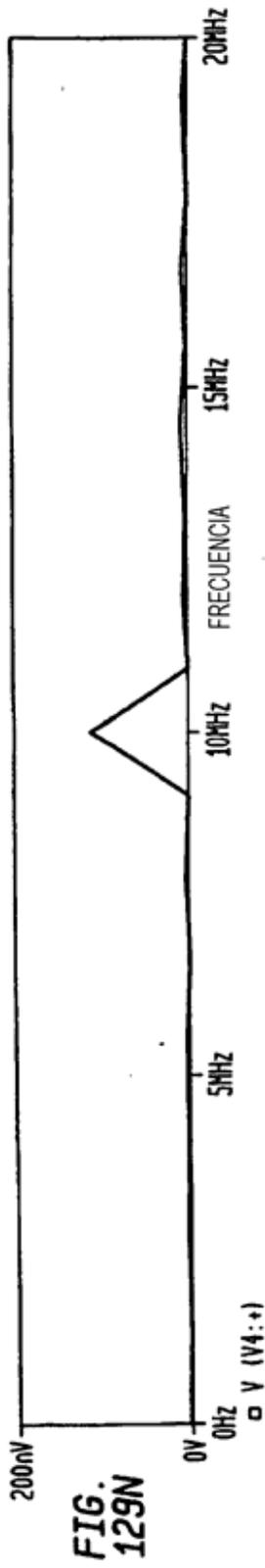


FIG. 129E







A1: (10,000H, 5,1957m) A2: (10,000, 10,751m) DIF (A): (10,000H, -5,5551m)

FIG. 130

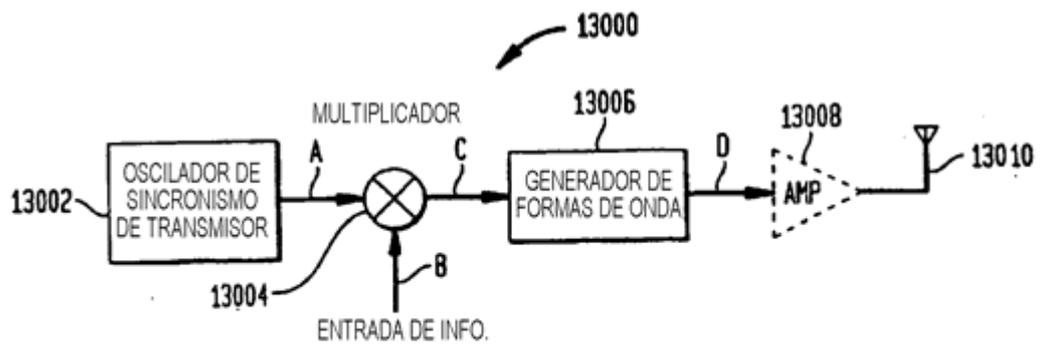


FIG. 131

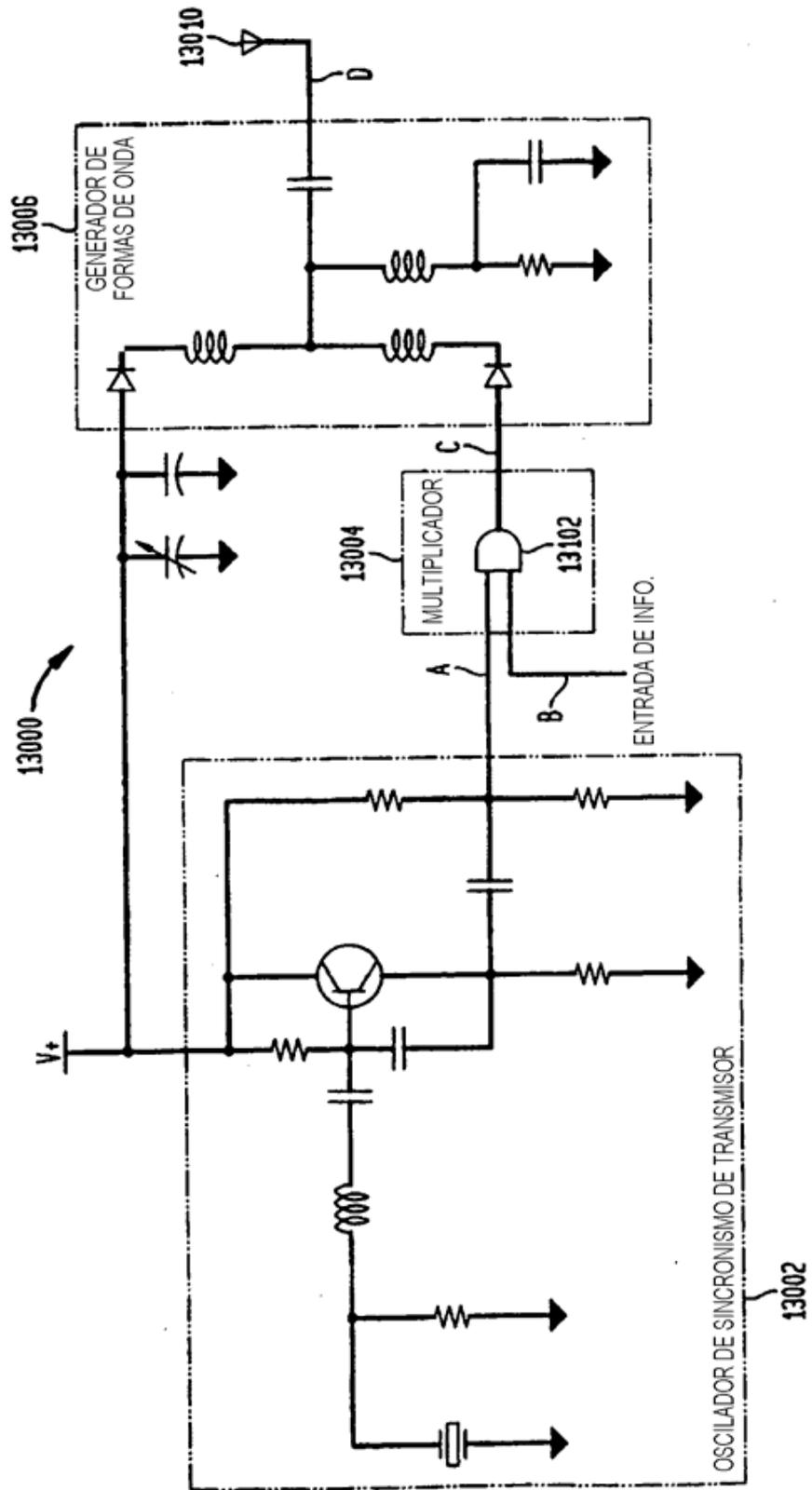


FIG. 132A

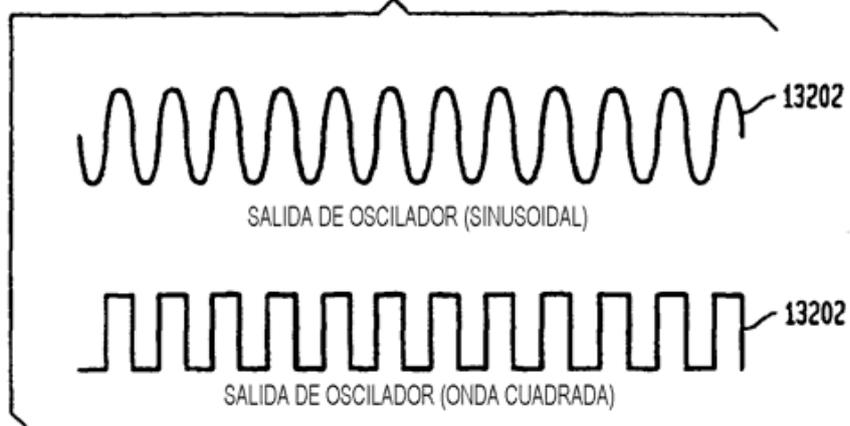


FIG. 132B



FIG. 132C

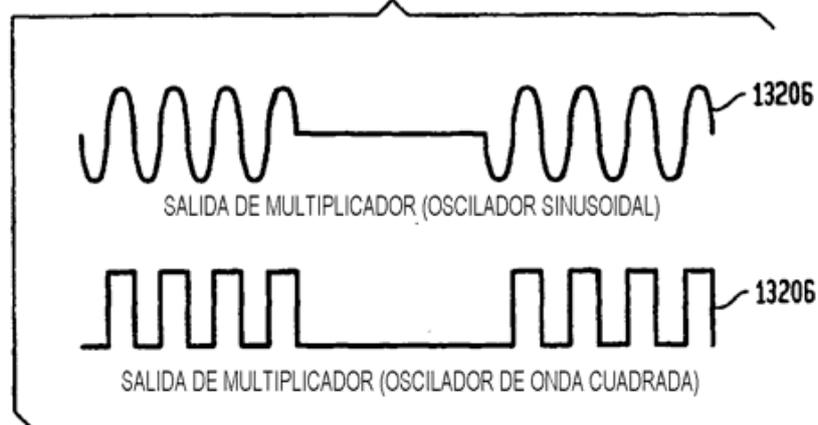


FIG. 132D

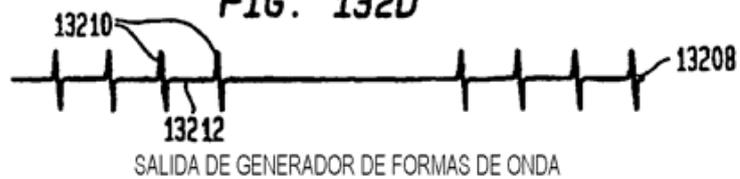


FIG. 133

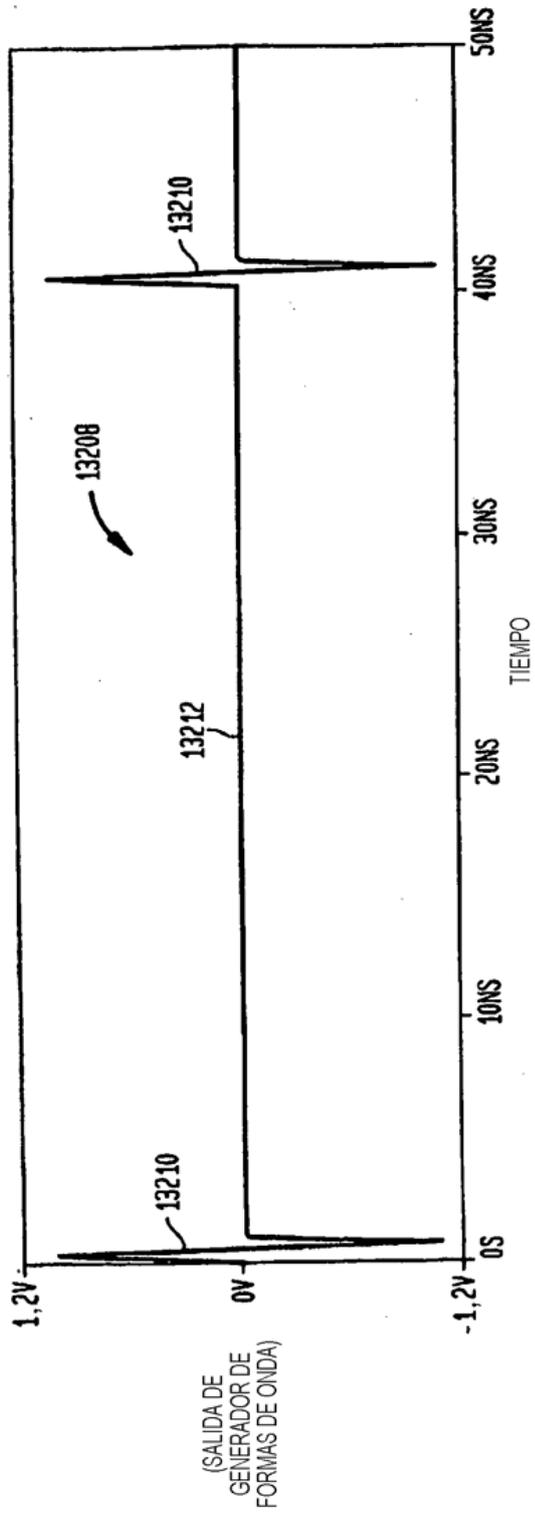


FIG. 134

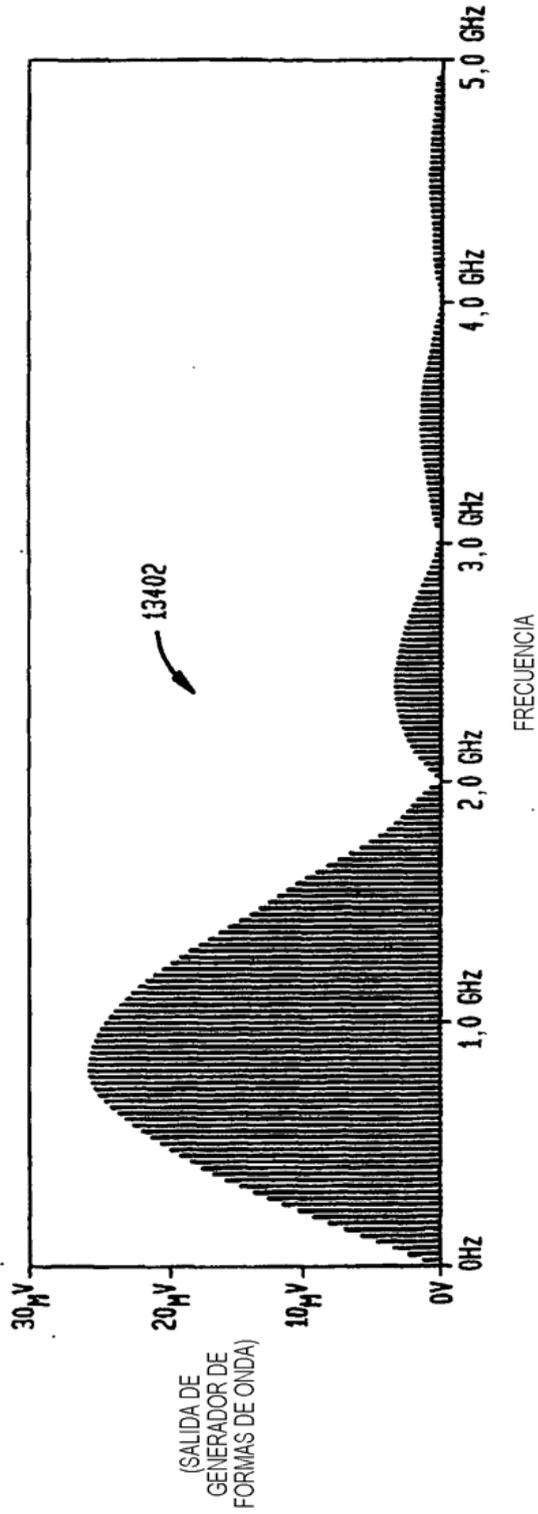


FIG. 135

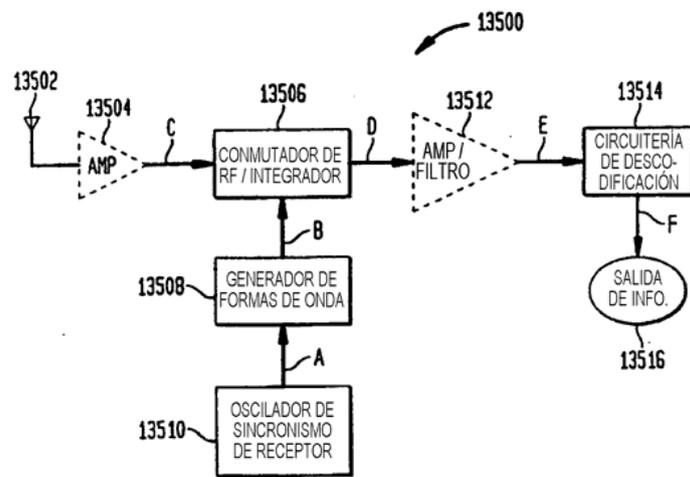


FIG. 136A



FIG. 136B



FIG. 136C



FIG. 136D



FIG. 136E



FIG. 136G



FIG. 136F



FIG. 137

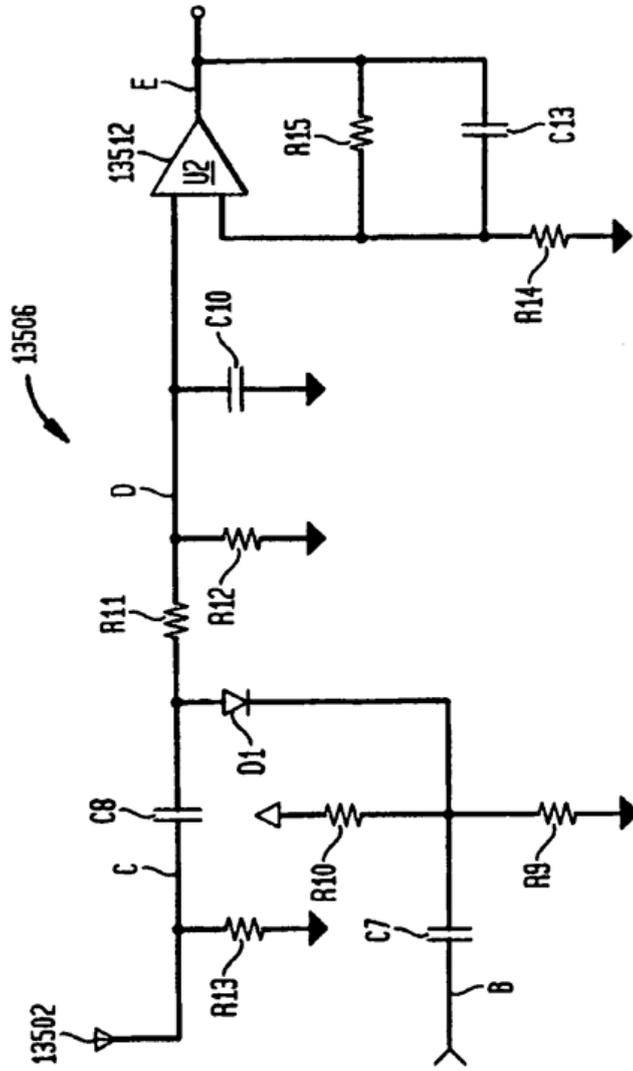


FIG. 13B

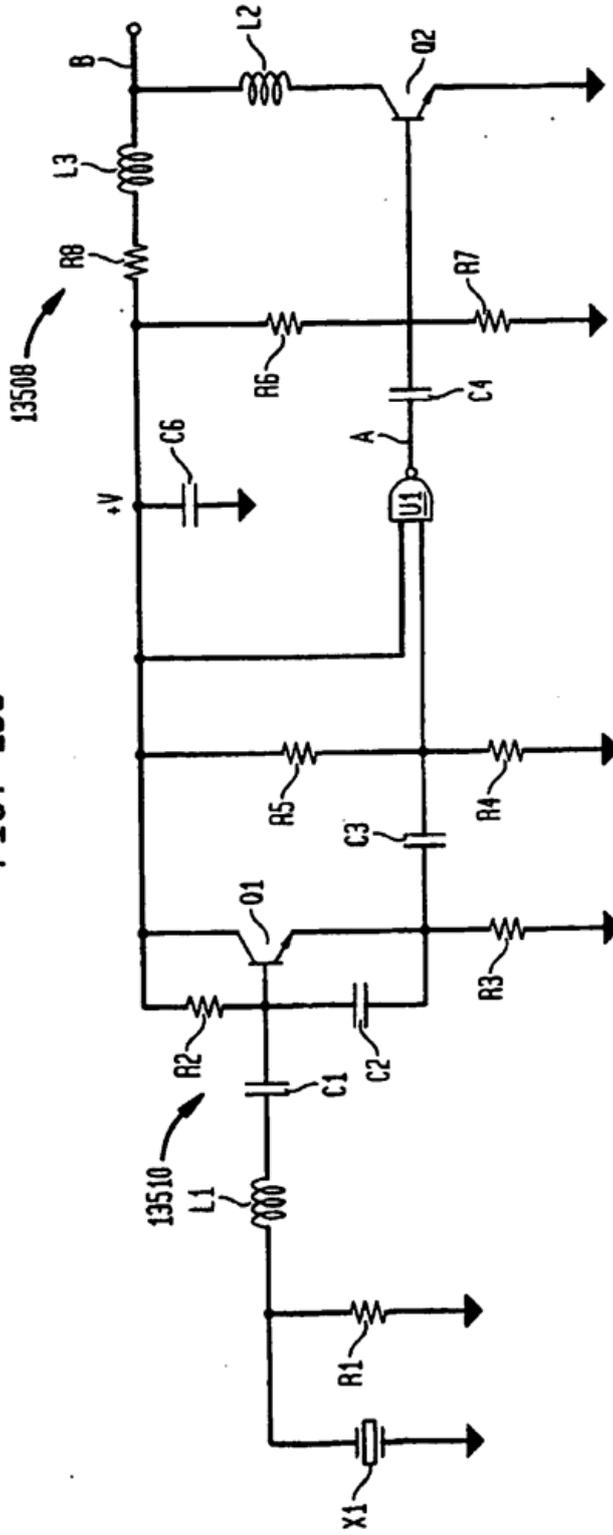
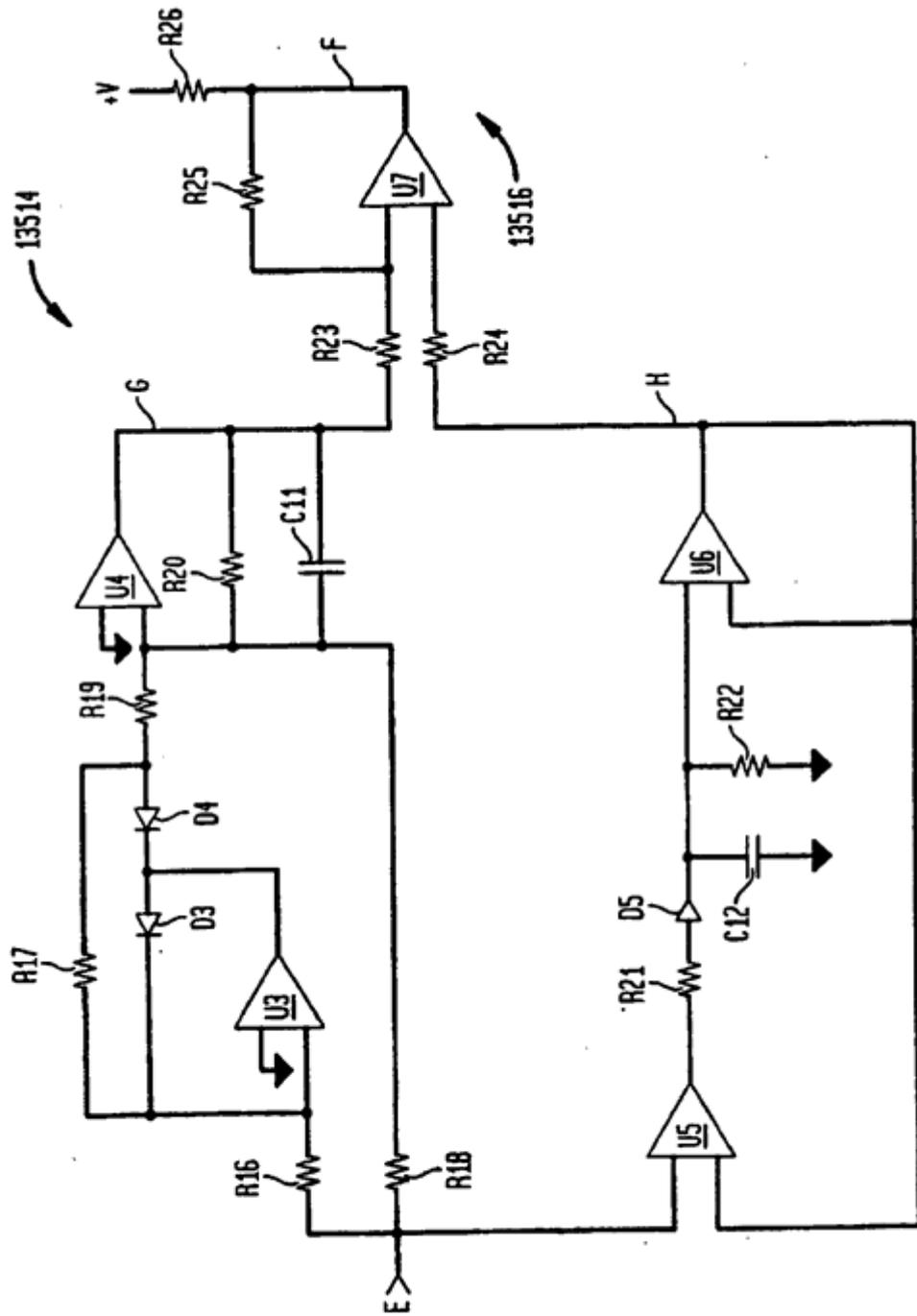


FIG. 139



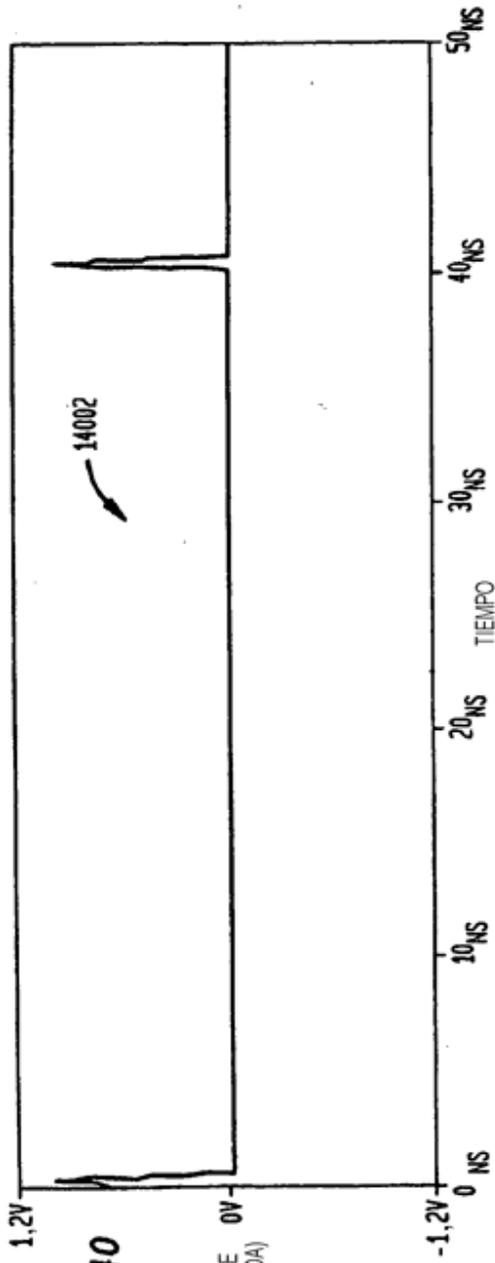


FIG. 140

(SALIDA DE
GENERADOR DE
FORMAS DE ONDA)

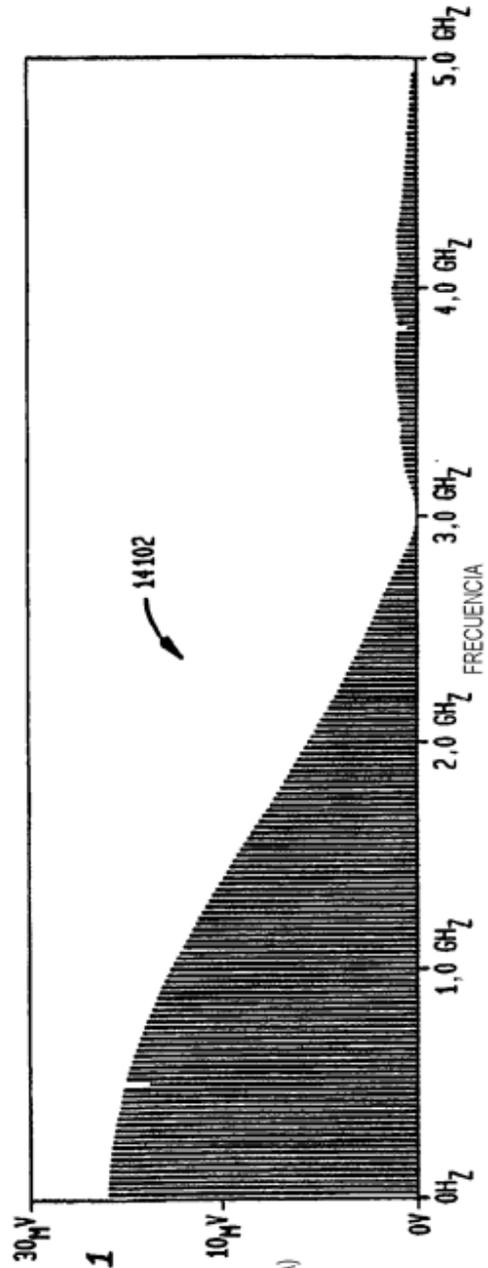


FIG. 141

(SALIDA DE
GENERADOR DE
FORMAS DE ONDA)

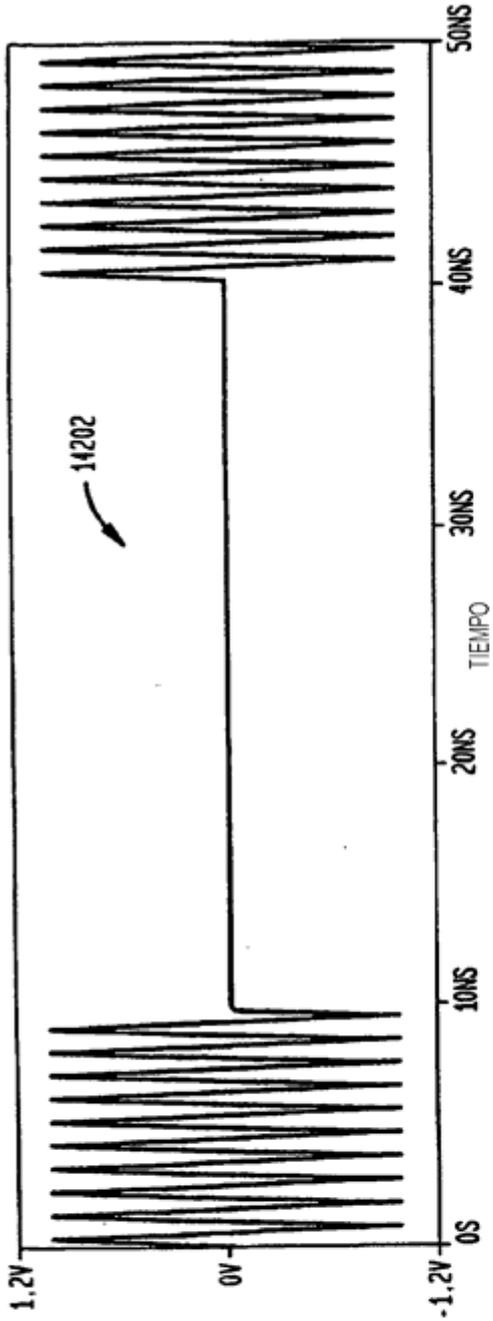


FIG. 142

(SALIDA DE
GENERADOR DE
FORMAS DE ONDA)

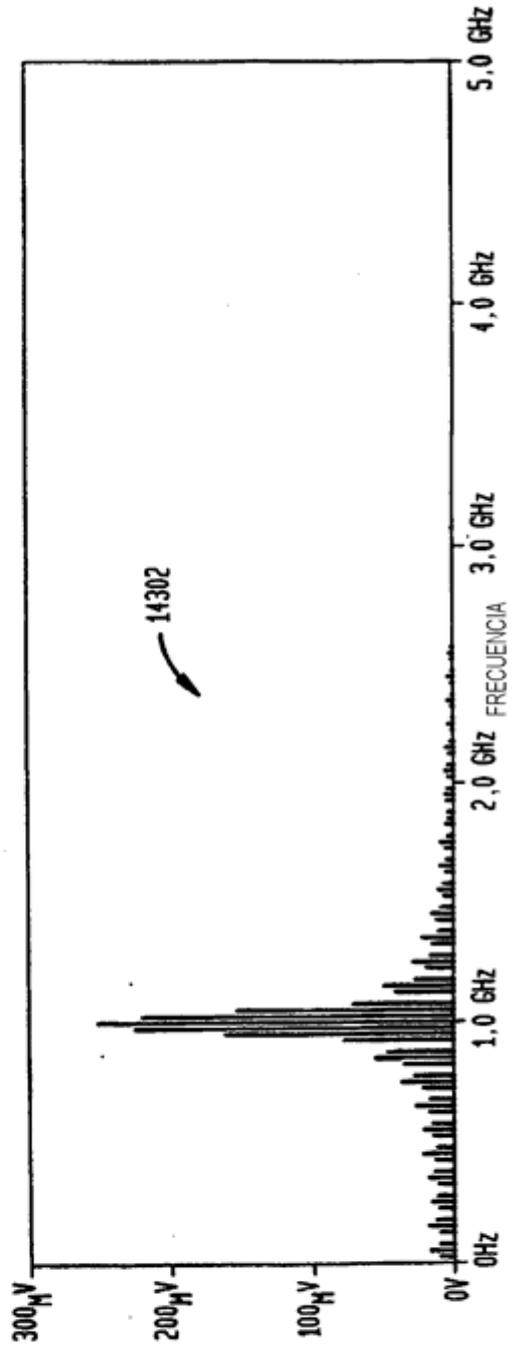


FIG. 143

(SALIDA DE
GENERADOR DE
FORMAS DE ONDA)

FIG. 144

RECEPTOR DIFERENCIAL DE RF

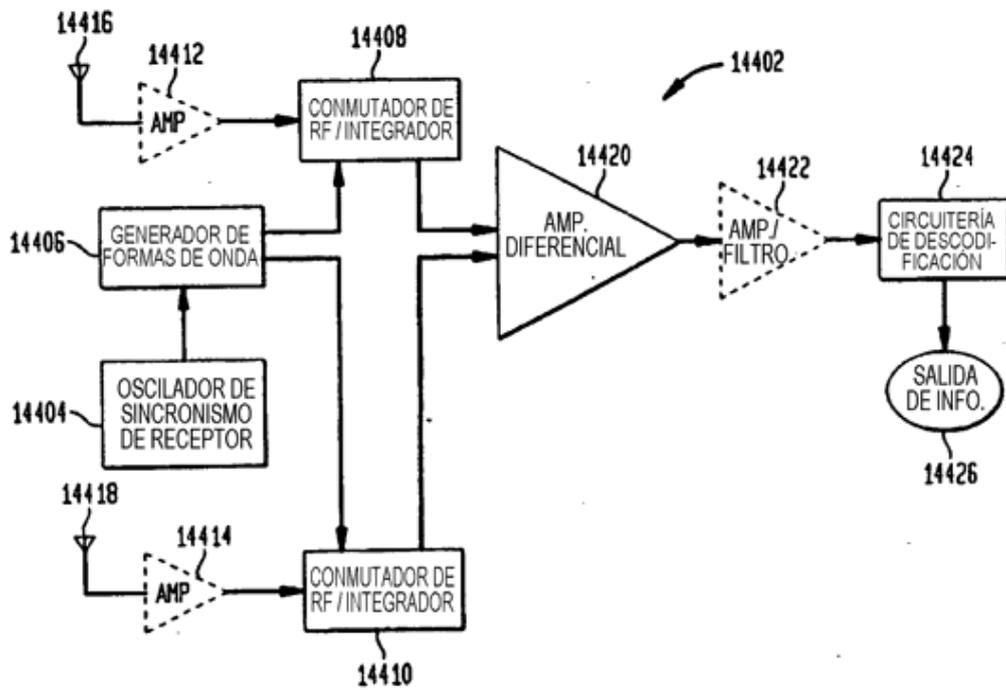
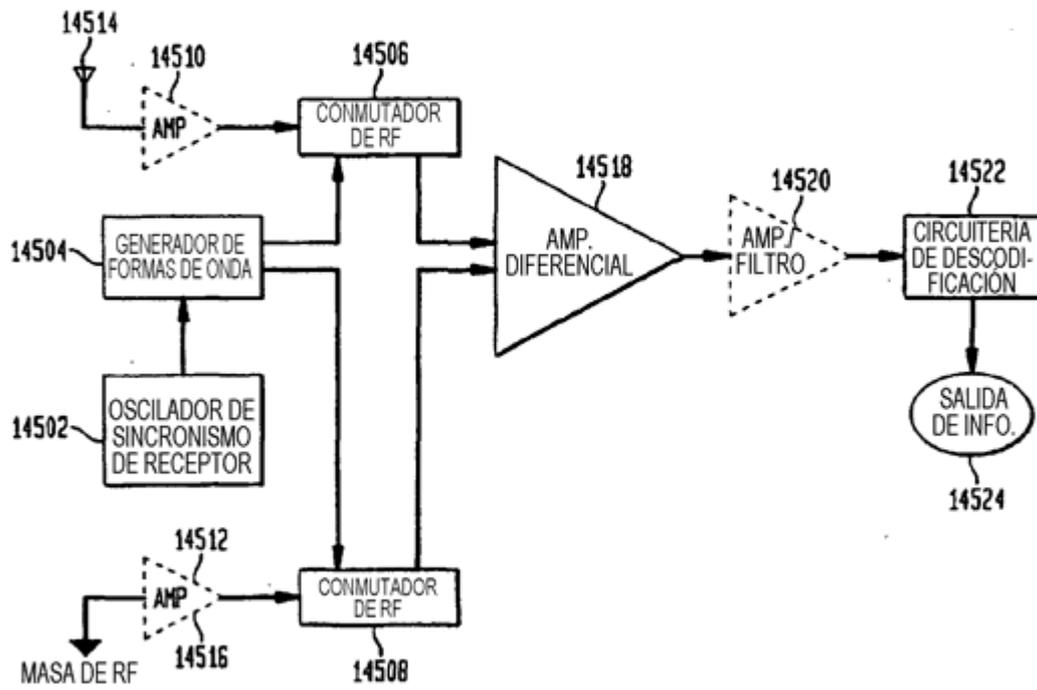


FIG. 145
RECEPTOR PSEUDO-DIFERENCIAL



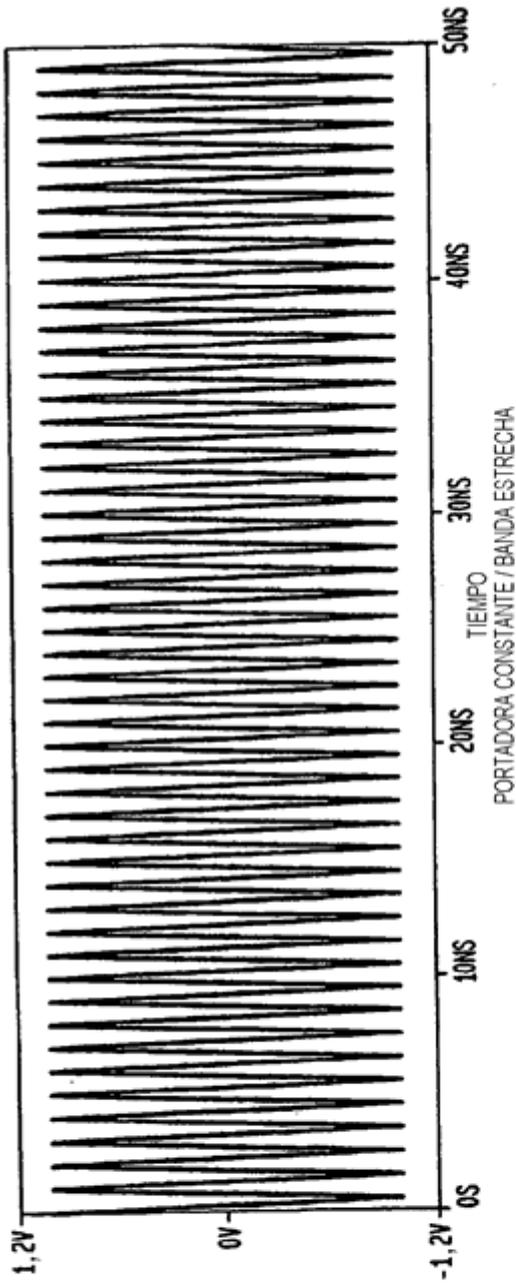


FIG. 146

(SALIDA DE
GENERADOR DE
FORMAS DE ONDA)

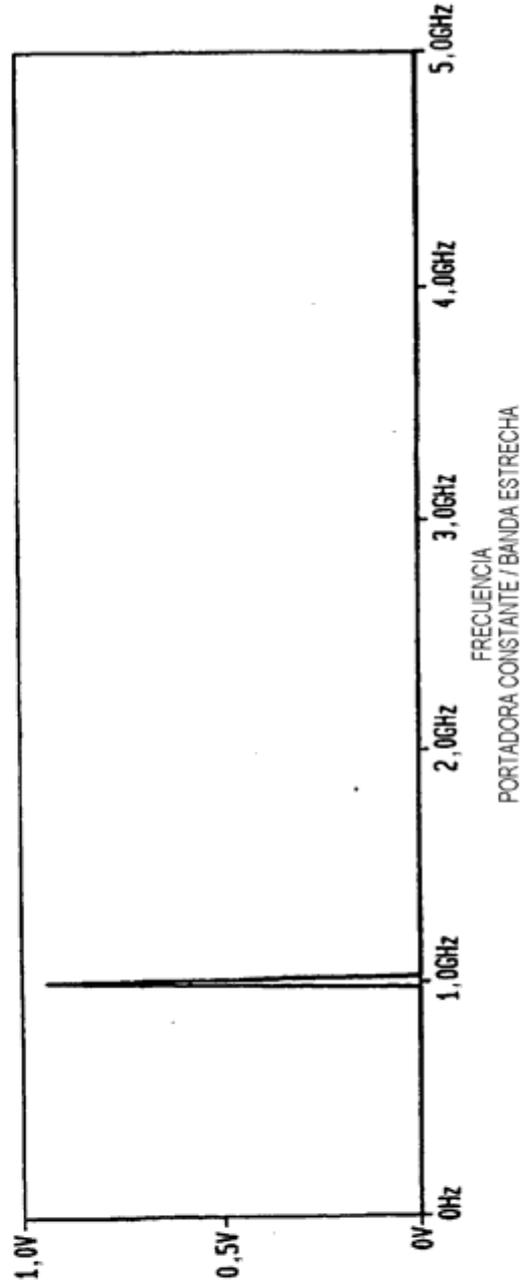


FIG. 147

(SALIDA DE
GENERADOR DE
FORMAS DE ONDA)

FIG. 148



FIG. 149

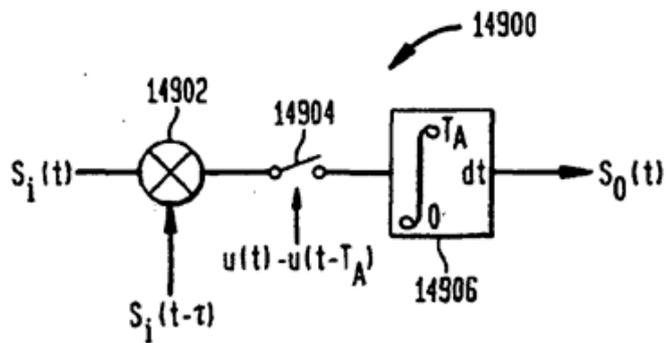


FIG. 150



FIG. 151

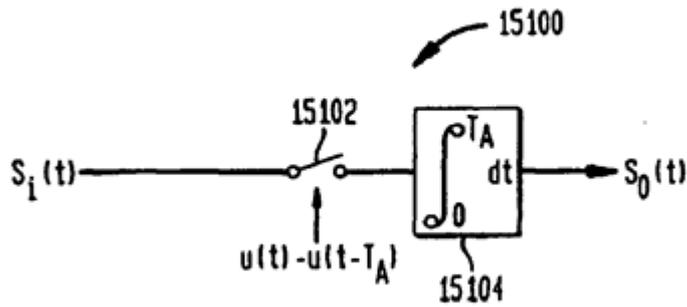


FIG. 152



FIG. 153

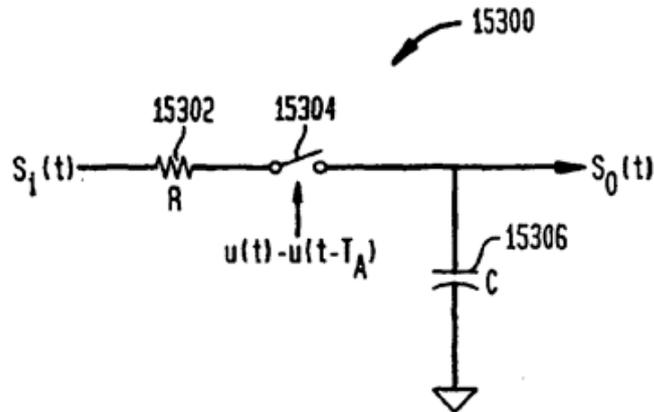


FIG. 154

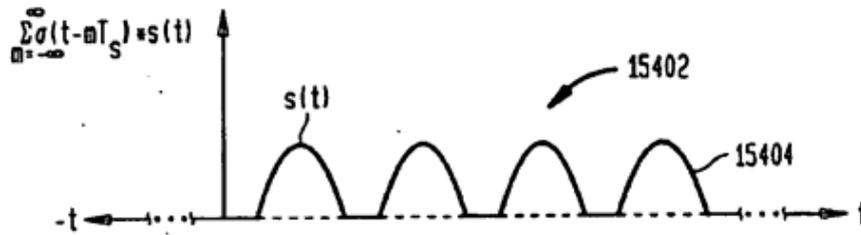


FIG. 155

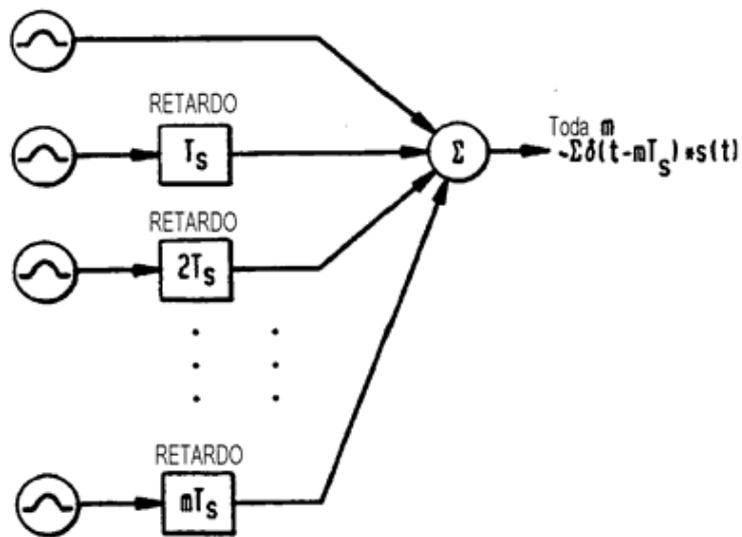


FIG. 156

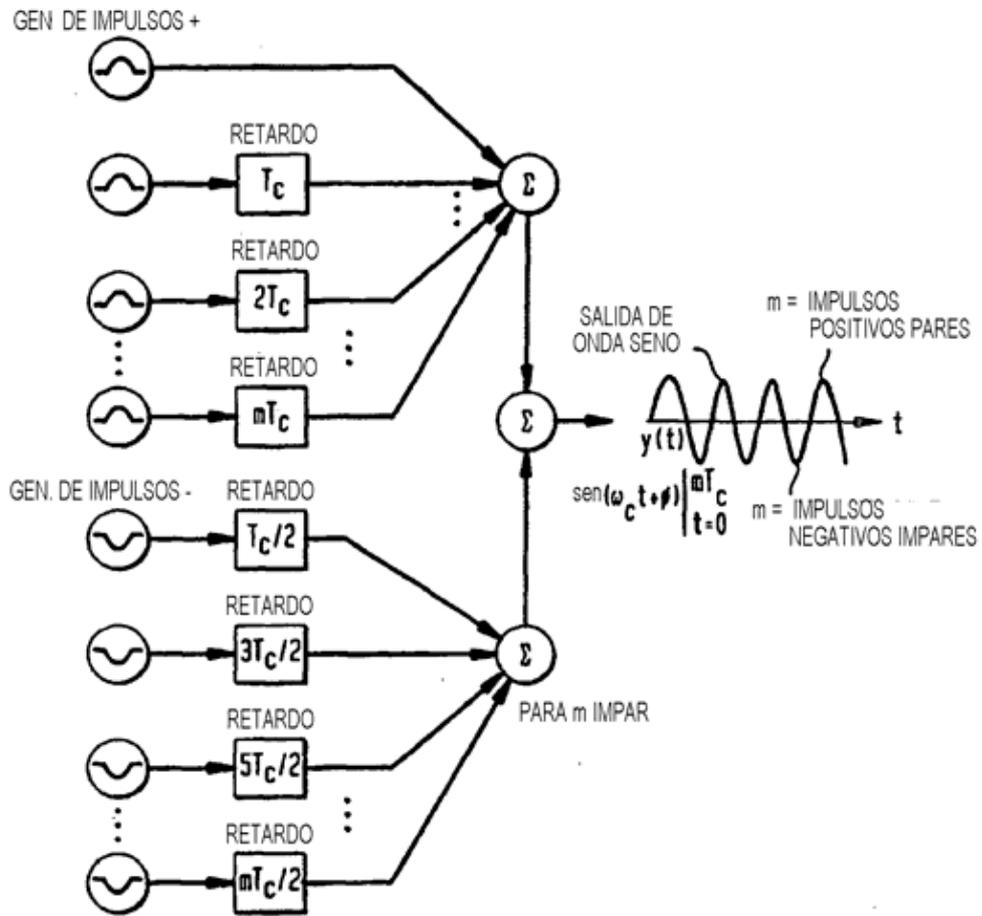


FIG. 157



FIG. 158

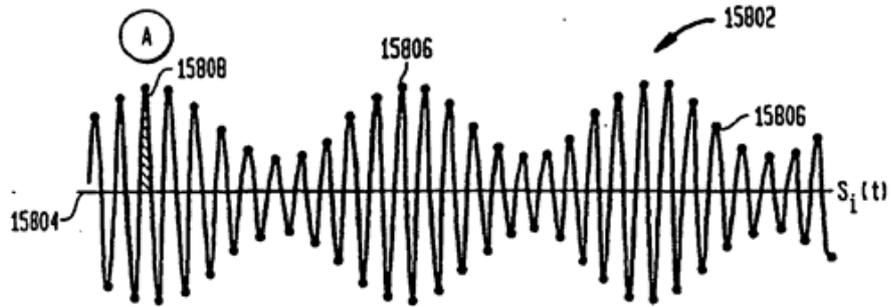


FIG. 159

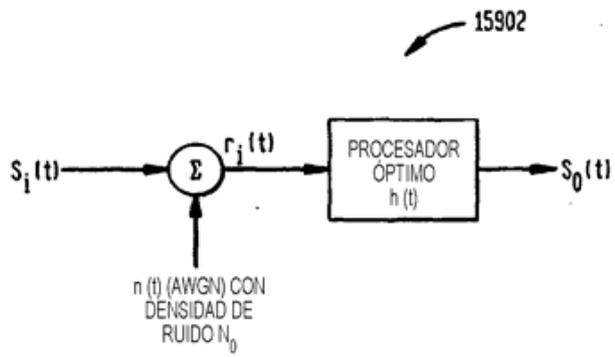


FIG. 160

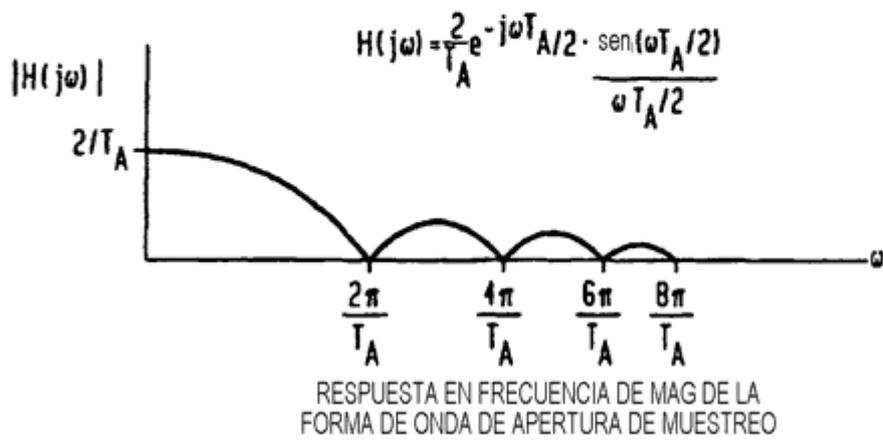


FIG. 161



FIG. 162

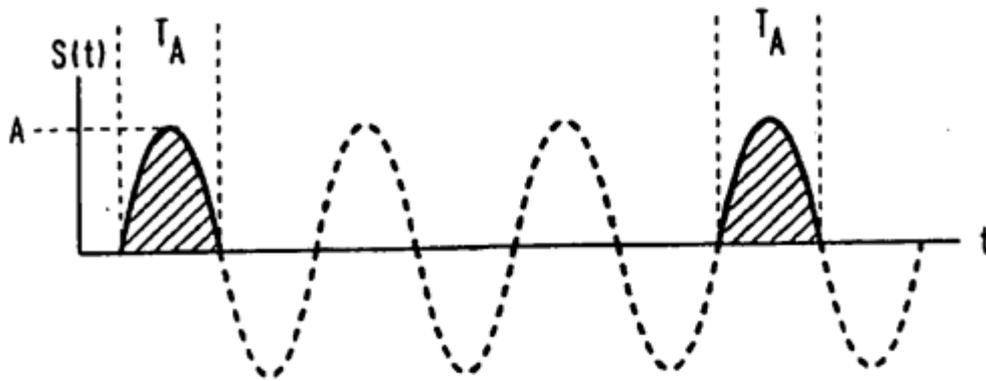


FIG. 163

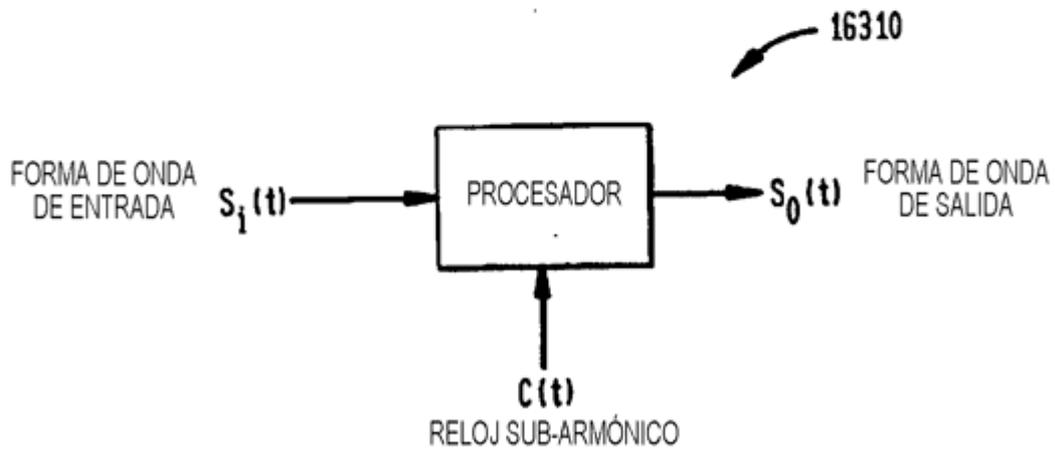


FIG. 164A

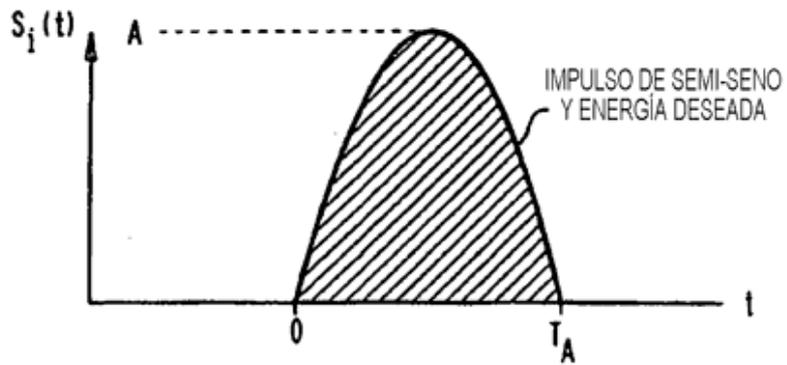


FIG. 164B

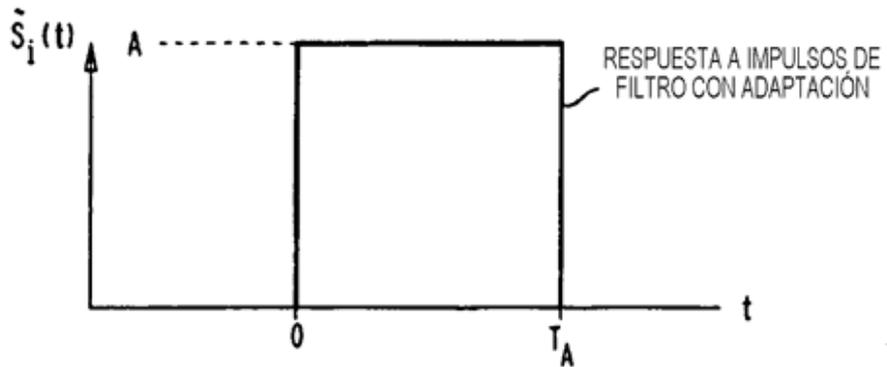


FIG. 164C

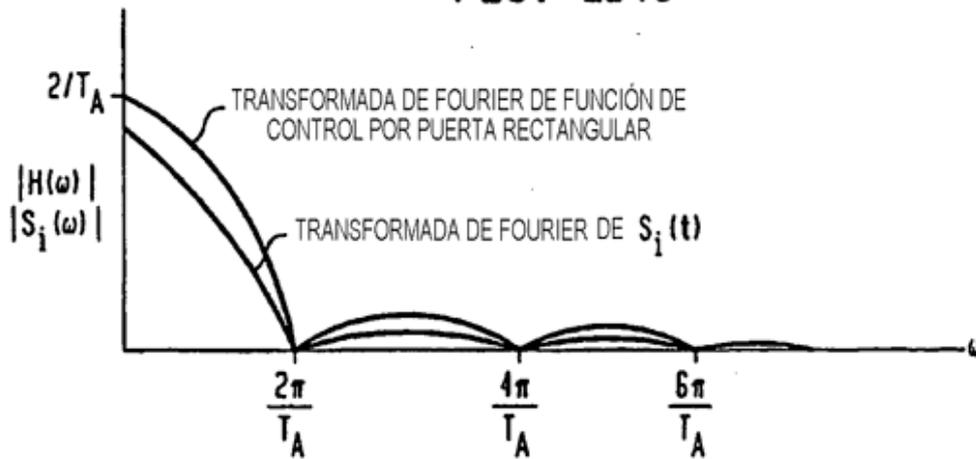


FIG. 165

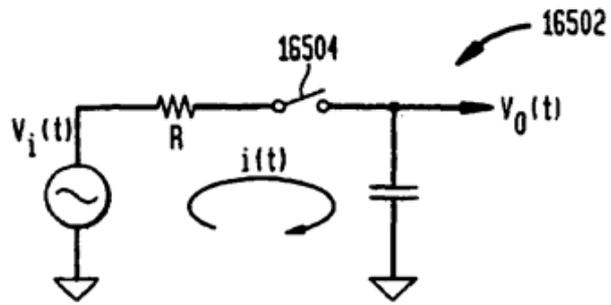


FIG. 166

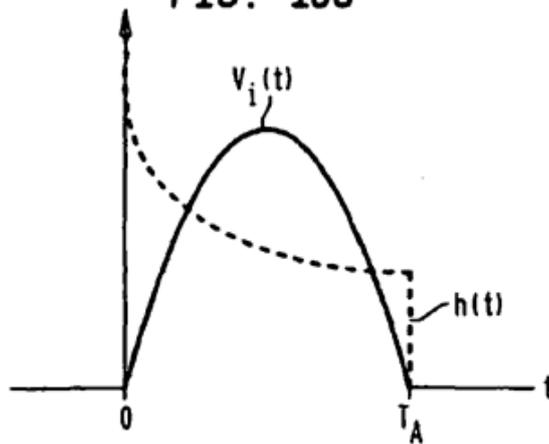


FIG. 167

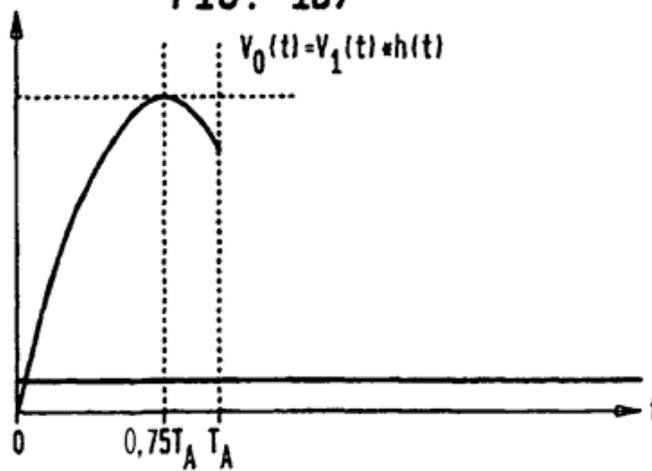


FIG. 168

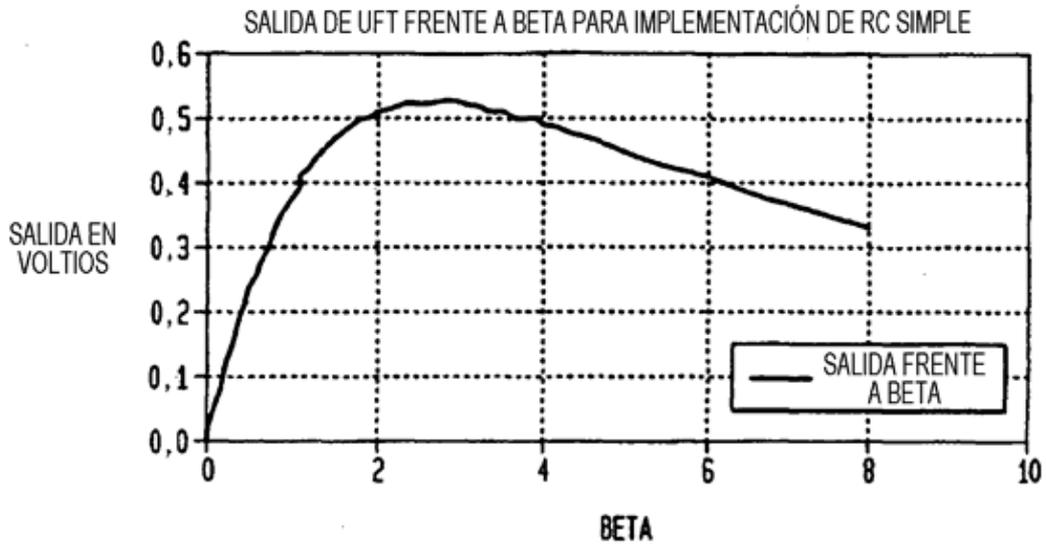


FIG. 169

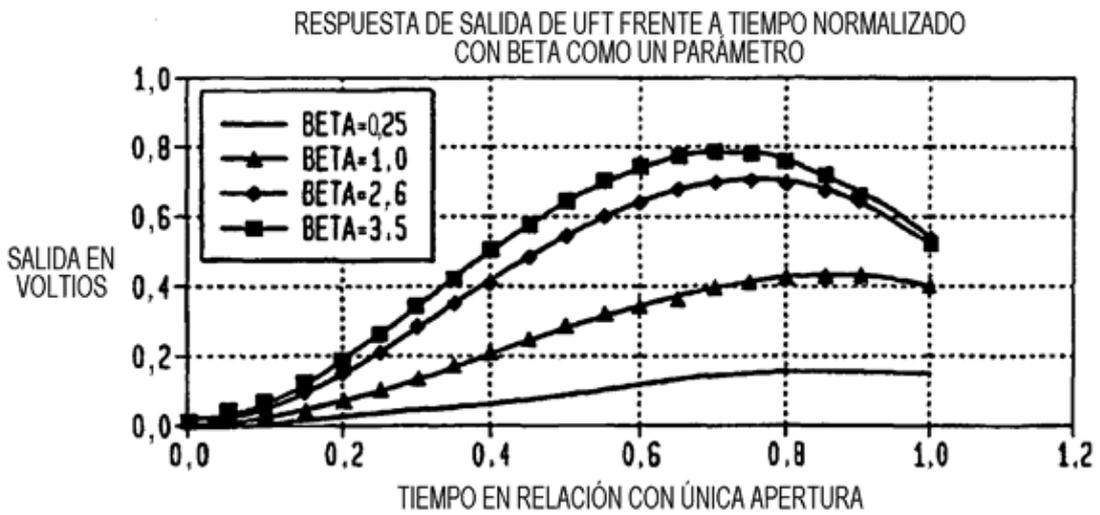


FIG. 170

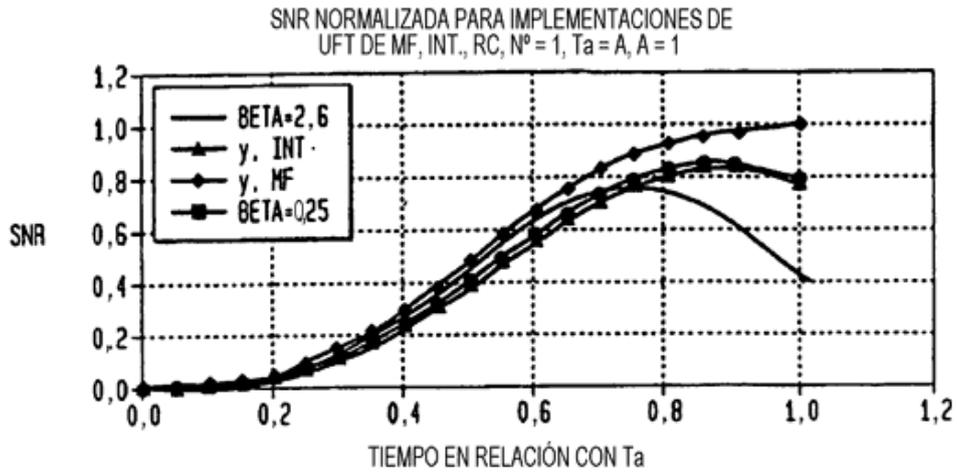


FIG. 171

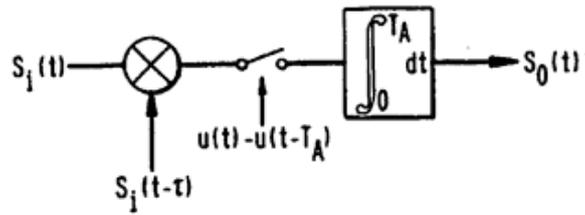


FIG. 172

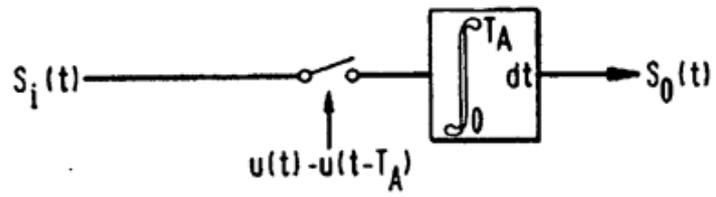


FIG. 173

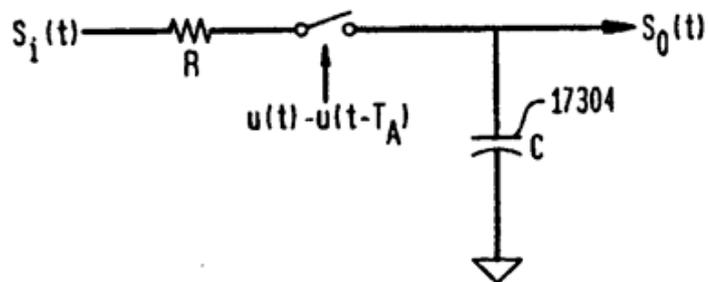


FIG. 174

TRANSFERENCIA DE CARGA DE SALIDA DE UFT

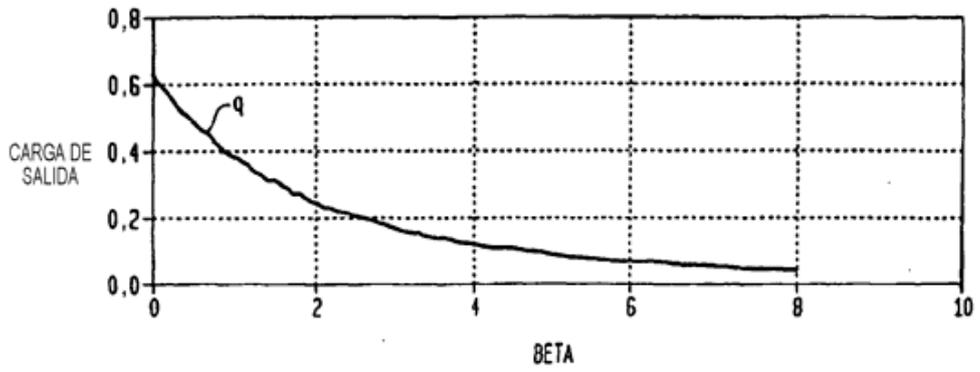


FIG. 175A

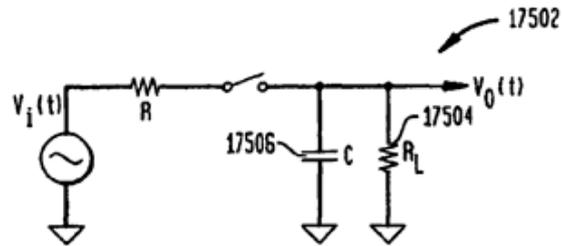


FIG. 175B

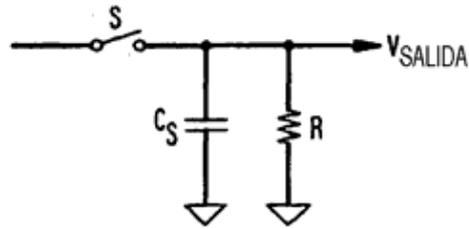


FIG. 175C

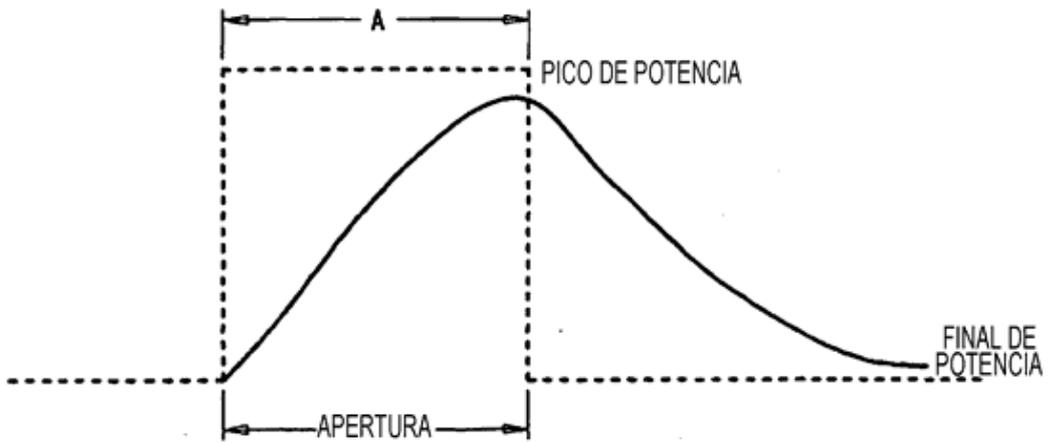


FIG. 175D

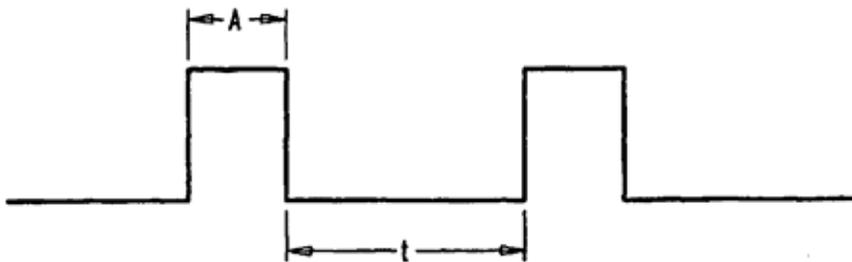


FIG. 176

TENSIÓN DE SALIDA PARA 3 PROCESADORES DE UFT,
 FILTRO CON ADAPTACIÓN, INTEGRADOR, RC

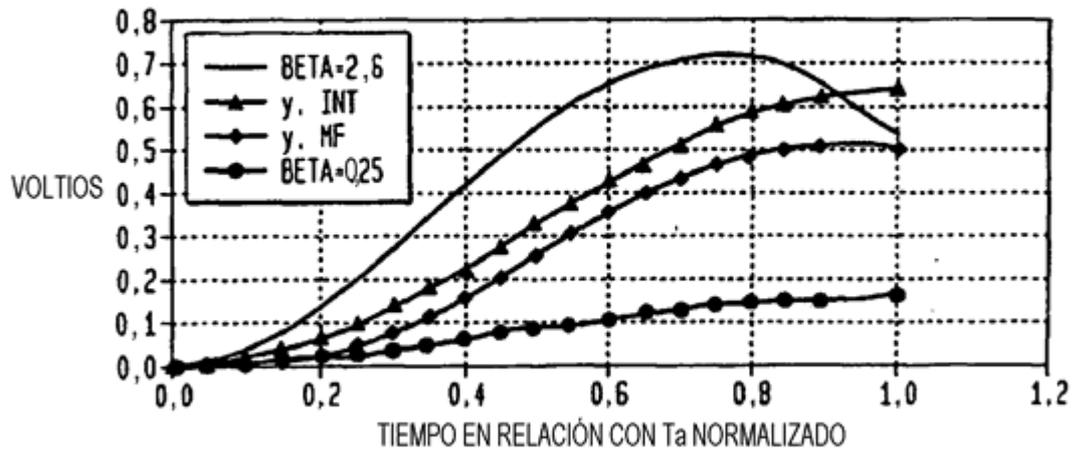


FIG. 177A

SNR NORMALIZADA PARA IMPLEMENTACIONES DE UFT
DE MF, DE INT., DE RC, $N^o = 1$, $T_a = 1$, $A = 1$

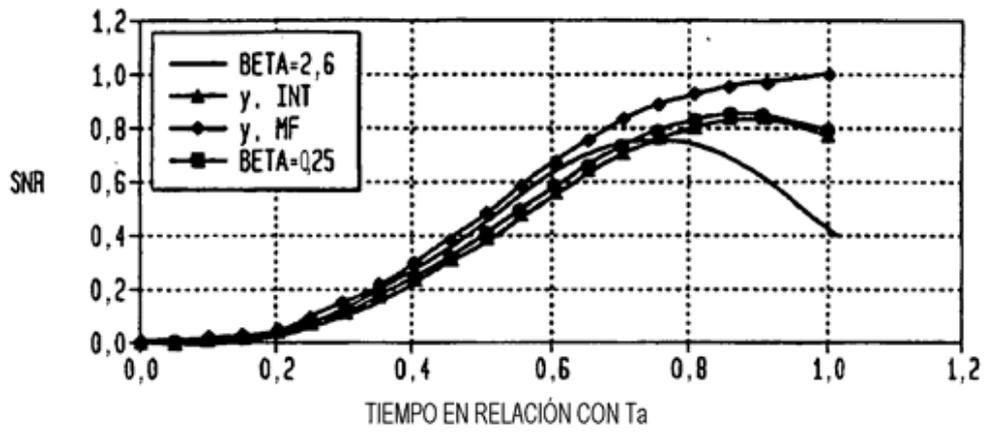


FIG. 177B

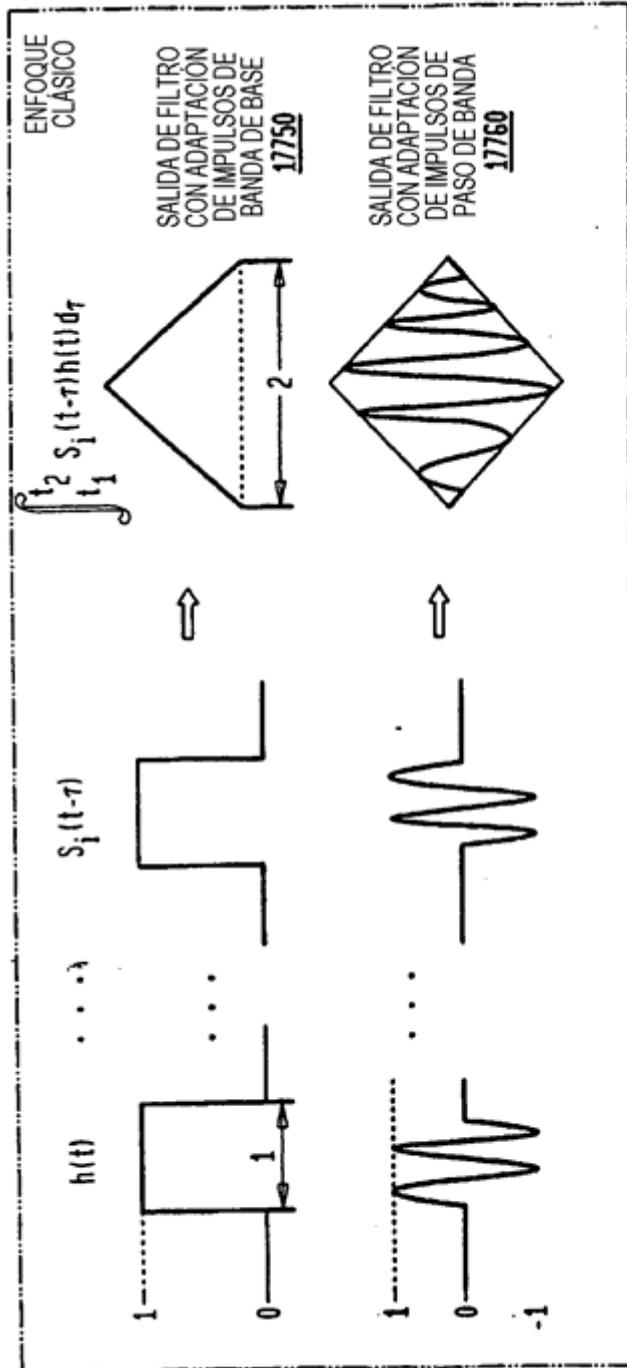


FIG. 177C

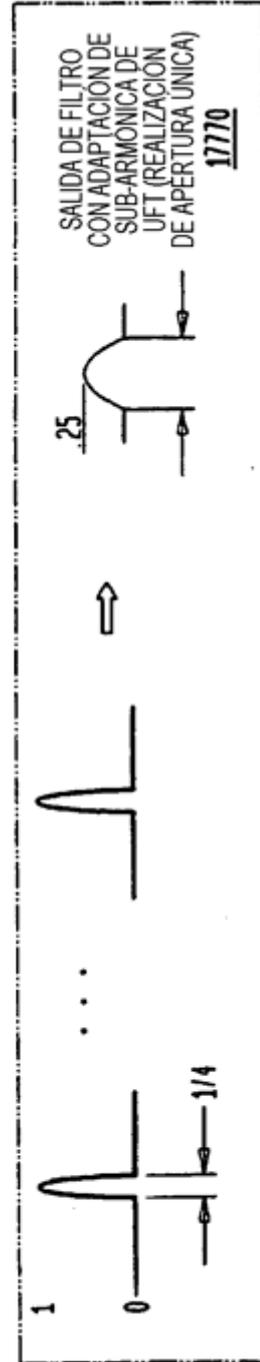


FIG. 177D

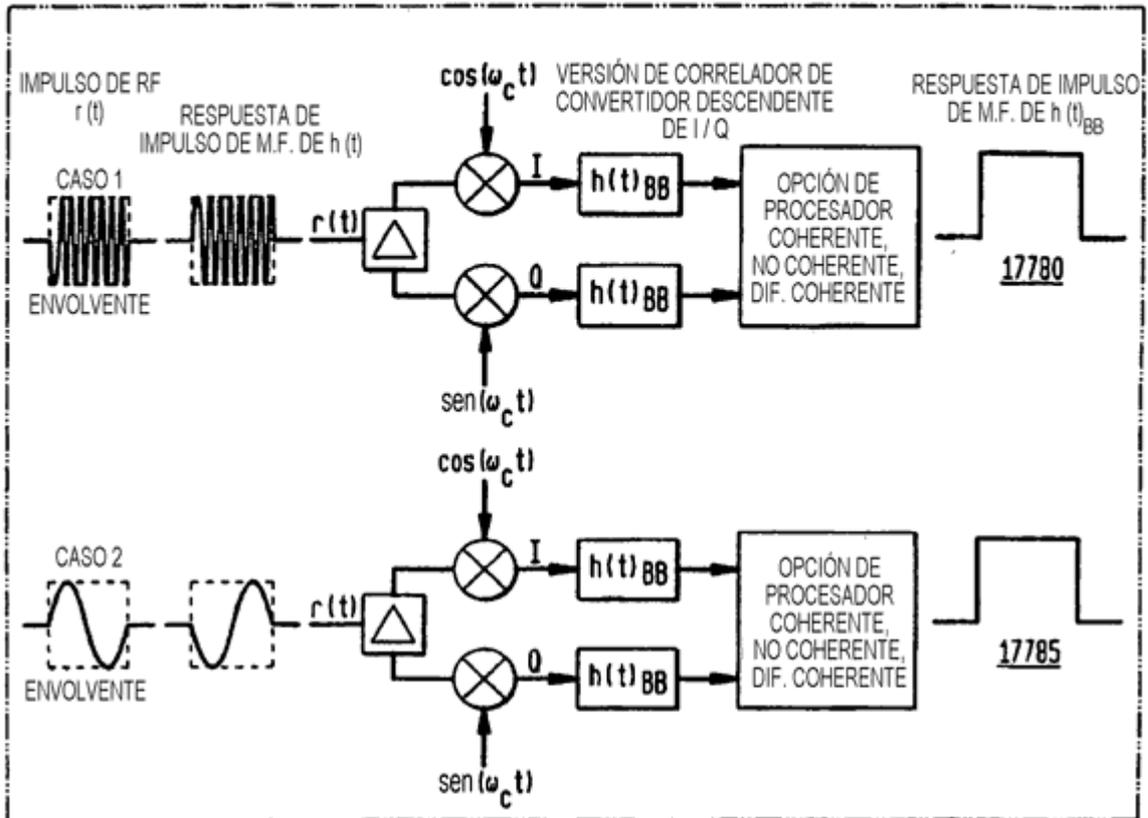


FIG. 177E

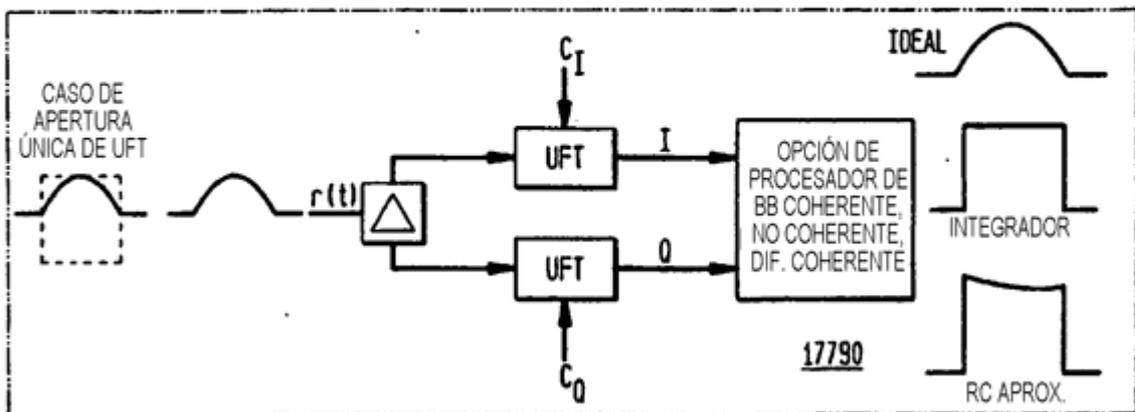
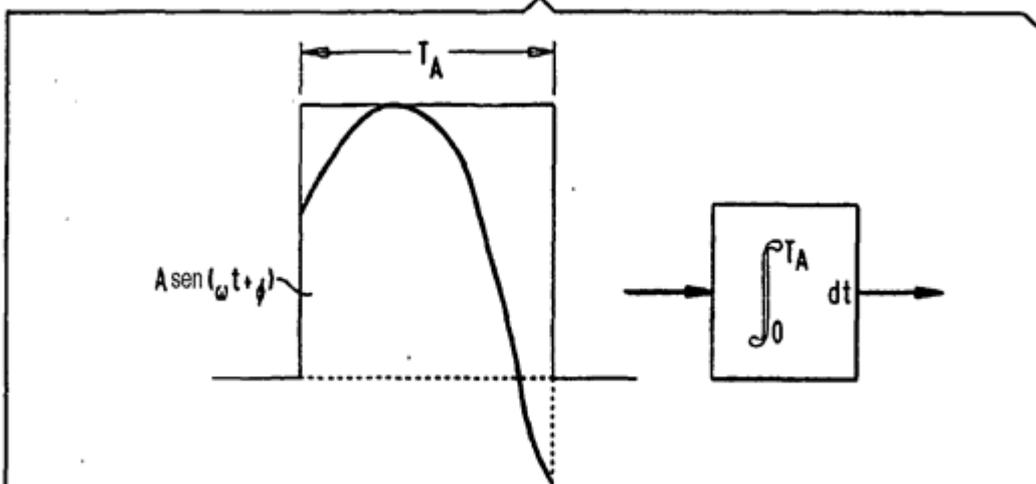


FIG. 177F



$$\int_0^{T_A} A u(t-T_A) \text{sen}(\omega t + \phi) dt = \int_0^{T_A} A [u(t-T_A) \cos \phi \text{sen}(\omega t) + u(t-T_A) \text{sen}(\phi \cos(\omega t))] dt$$

$$= \underbrace{A \cos(\phi)}_{\text{CONSTANTE}} \int_0^{T_A} u(t-T_A) \text{sen}(\omega t) dt + \underbrace{A \text{sen}(\phi)}_{\text{CONSTANTE}} \int_0^{T_A} u(t-T_A) \cos(\omega t) dt$$

NÚCLEO DE CORRELADOR DE UFT
=0

$$= A \cos(\phi) \int_0^{T_A} u(t-T_A) \text{sen}(\omega t) dt$$

- A ES CONSTANTE DE SENO A SENO
- ϕ ES CONSTANTE DE SENO A SENO
- ES DECIR, LA TASA DE MODULACIÓN DEBIDO A LA INFORMACIÓN PARA FASE Y AMPLITUD ES MUY LENTA EN COMPARACIÓN DE LA FRECUENCIA DE PORTADORA

FIG. 178A

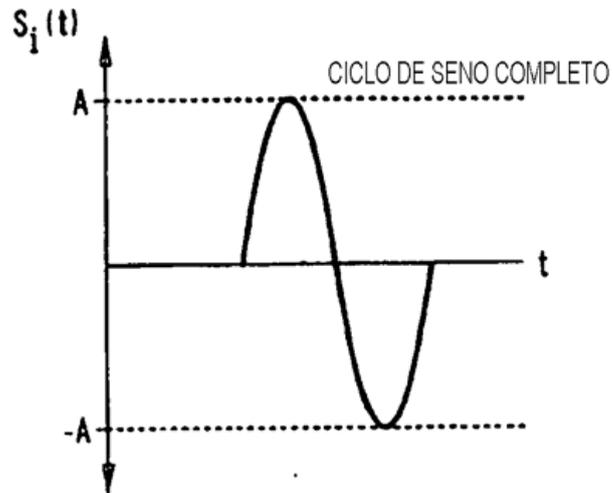


FIG. 178B

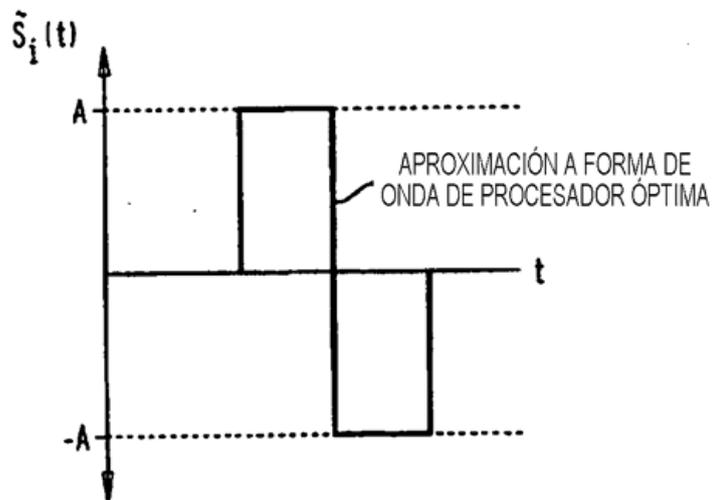


FIG. 180

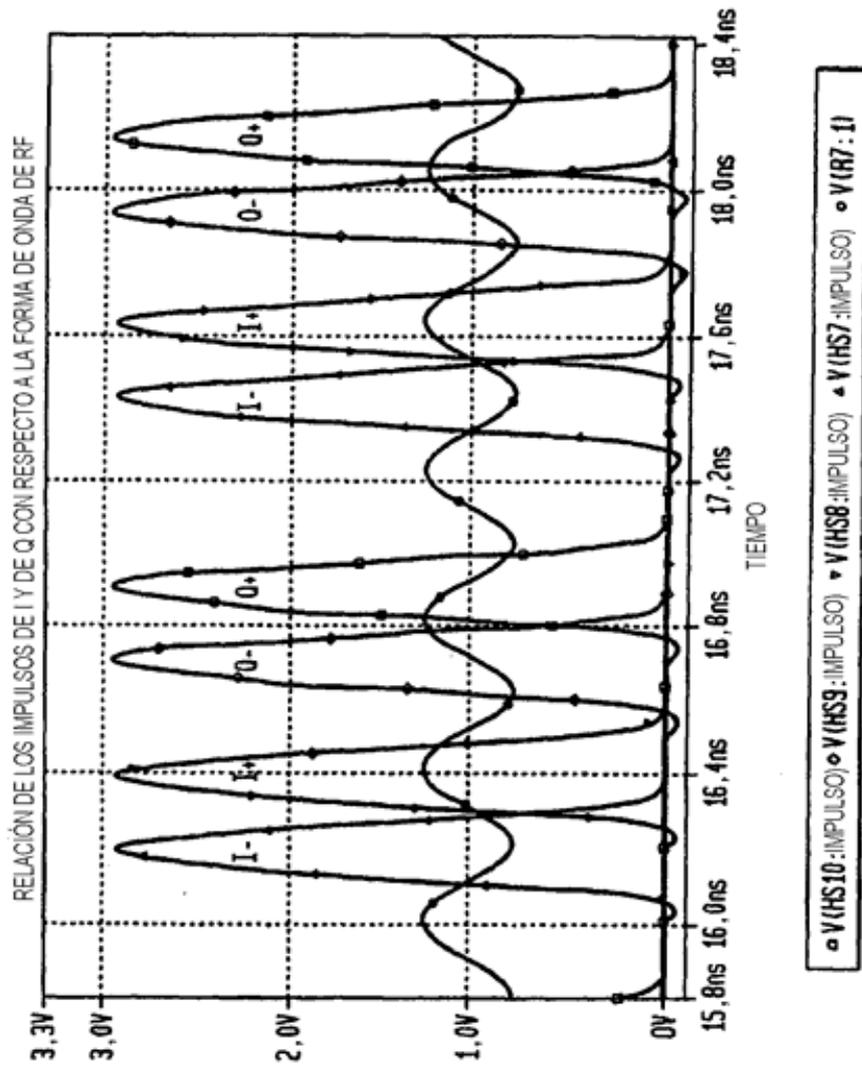
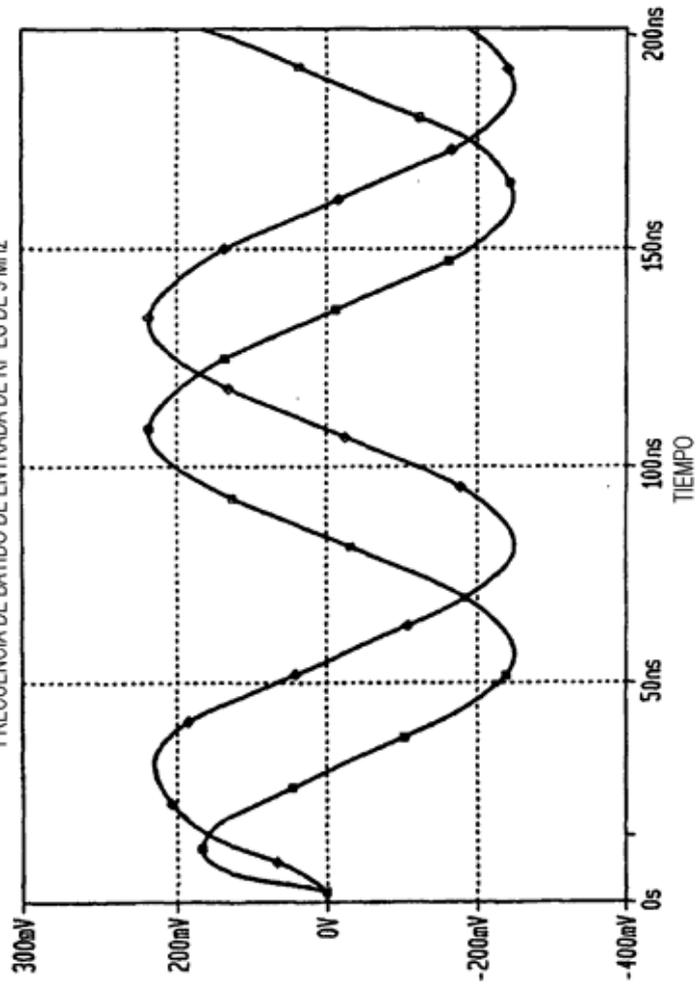


FIG. 181

SALIDAS DE UFT DE I Y DE Q CON PICO DE 250 mV
FRECUENCIA DE BATIDO DE ENTRADA DE RF ES DE 9 MHz



o VIC6:2,C5:1 o VIC2:2,C1:1

FIG. 182

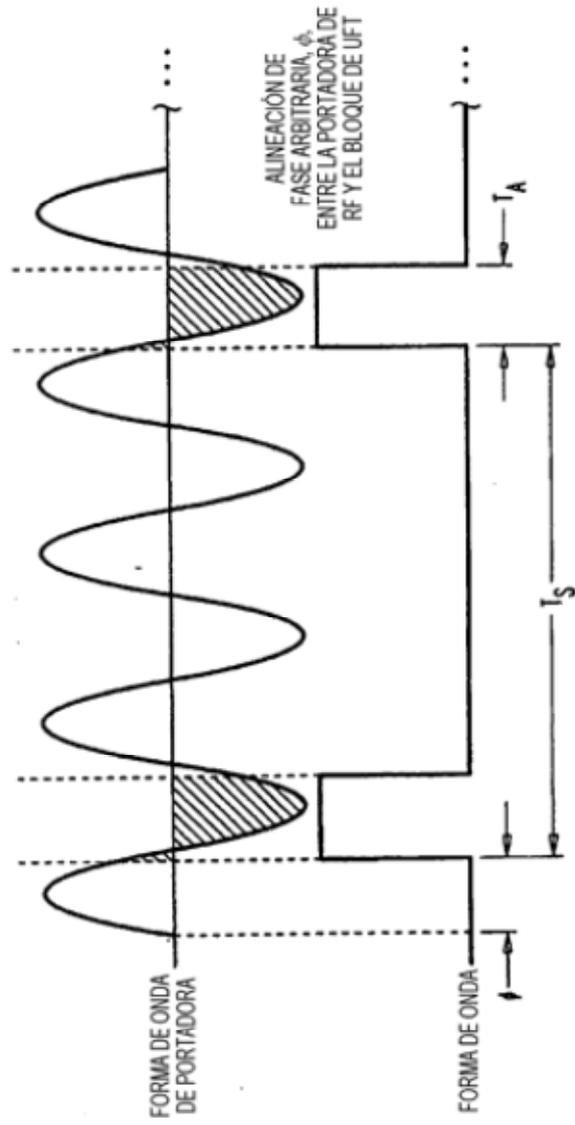


FIG. 183

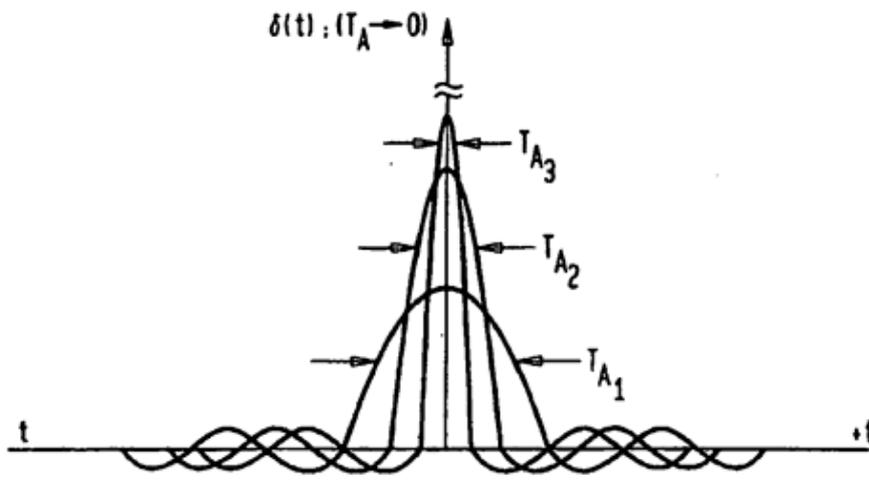


FIG. 184

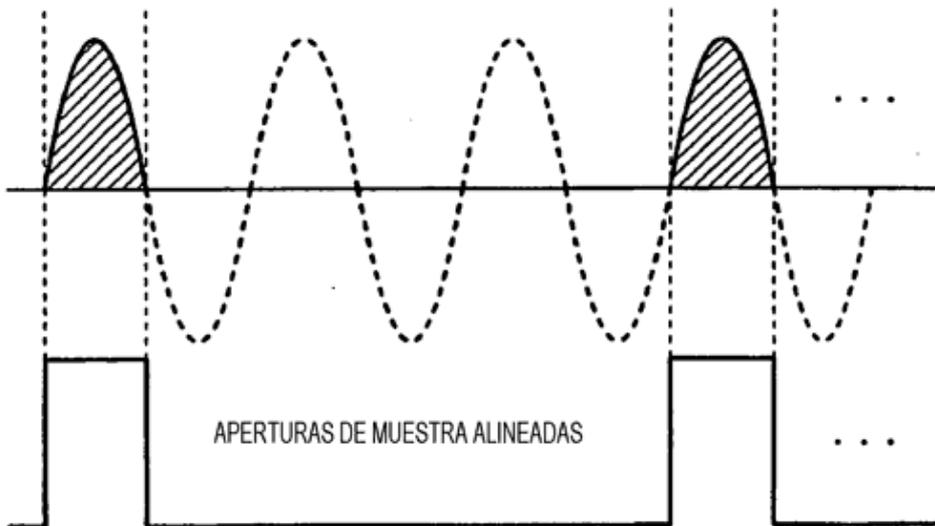


FIG. 185

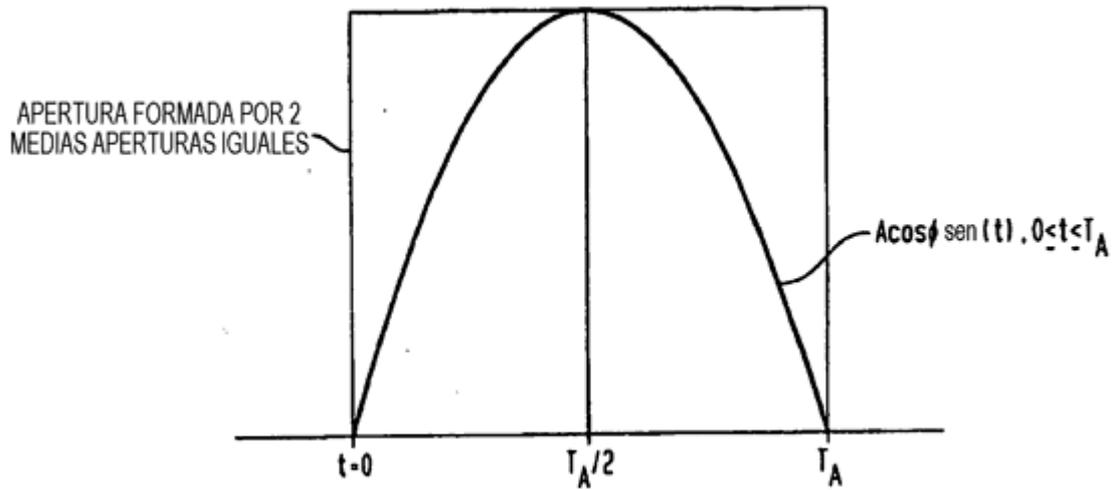


FIG. 186

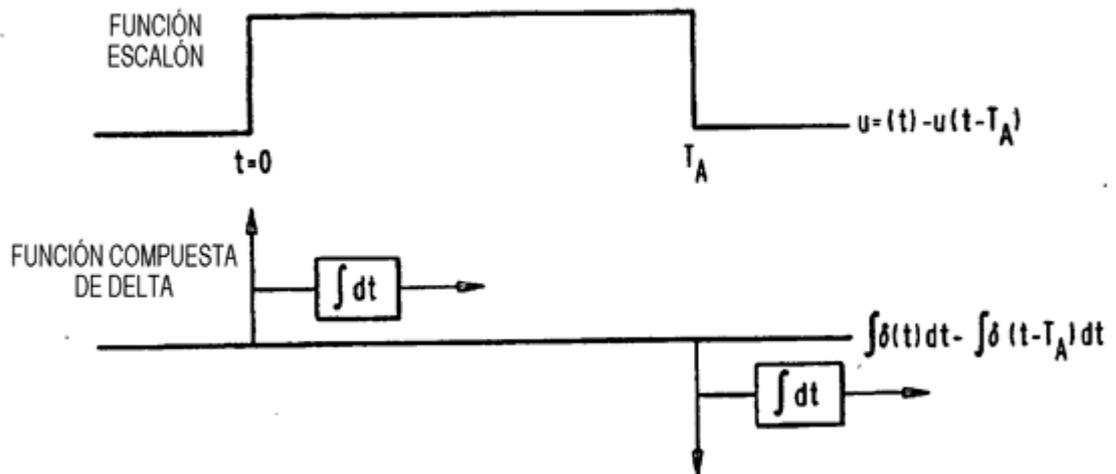


FIG. 187

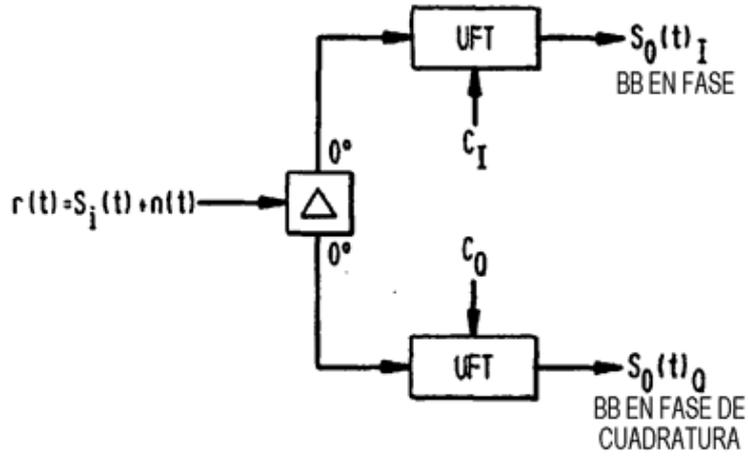


FIG. 188

$$C_I(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(t - mT_S) * p_C(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} p(t - mT_S) \quad 18802$$

$$C_I(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} (u(t) - u(t - T_A)) * \delta(t - mT_S) \quad 18804$$

$$C_0(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} (u[t - T_A/2] - u[t - 3T_A/2]) * \delta(t - (mT_S + T_A/2)) \quad 18806$$

FIG. 189

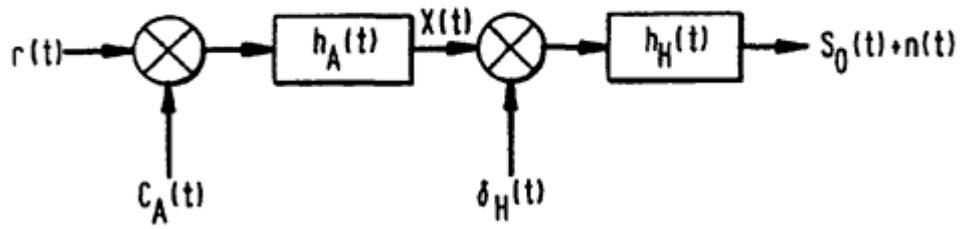


FIG. 190

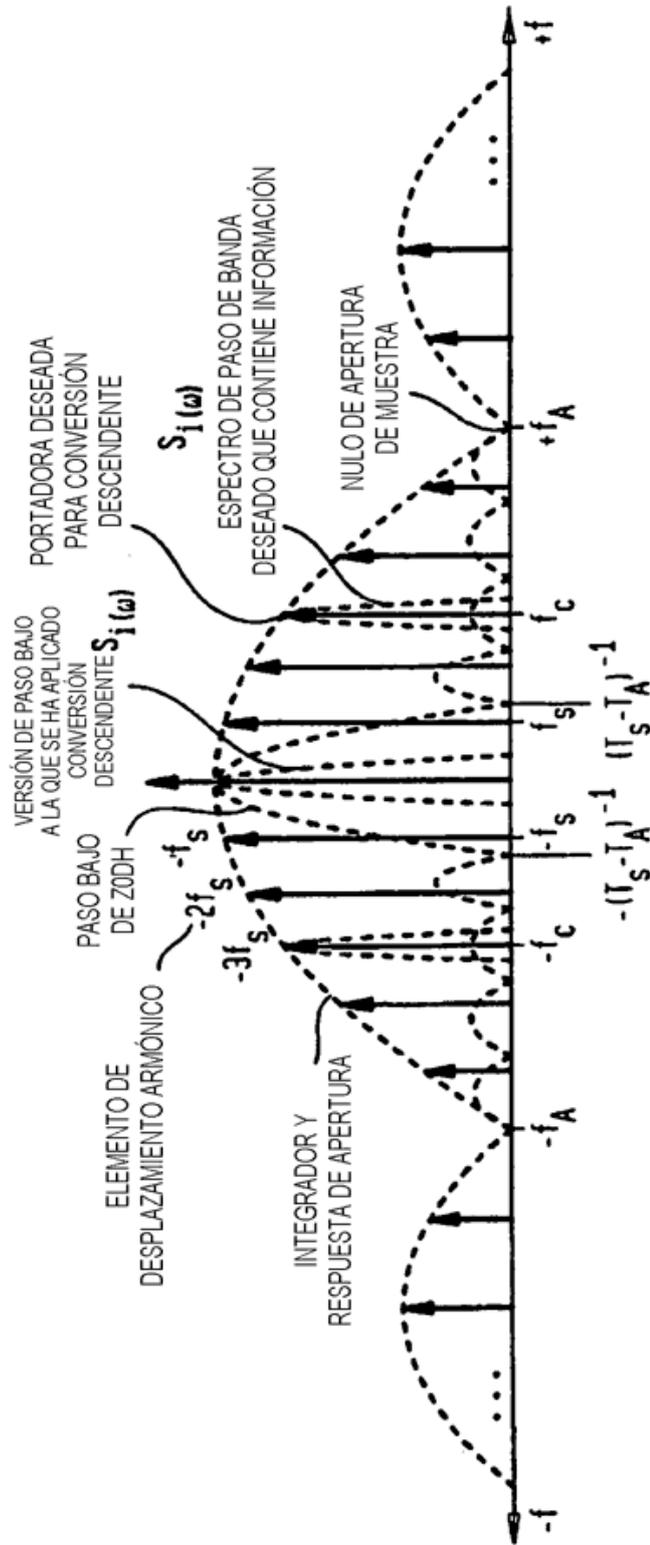


FIG. 191

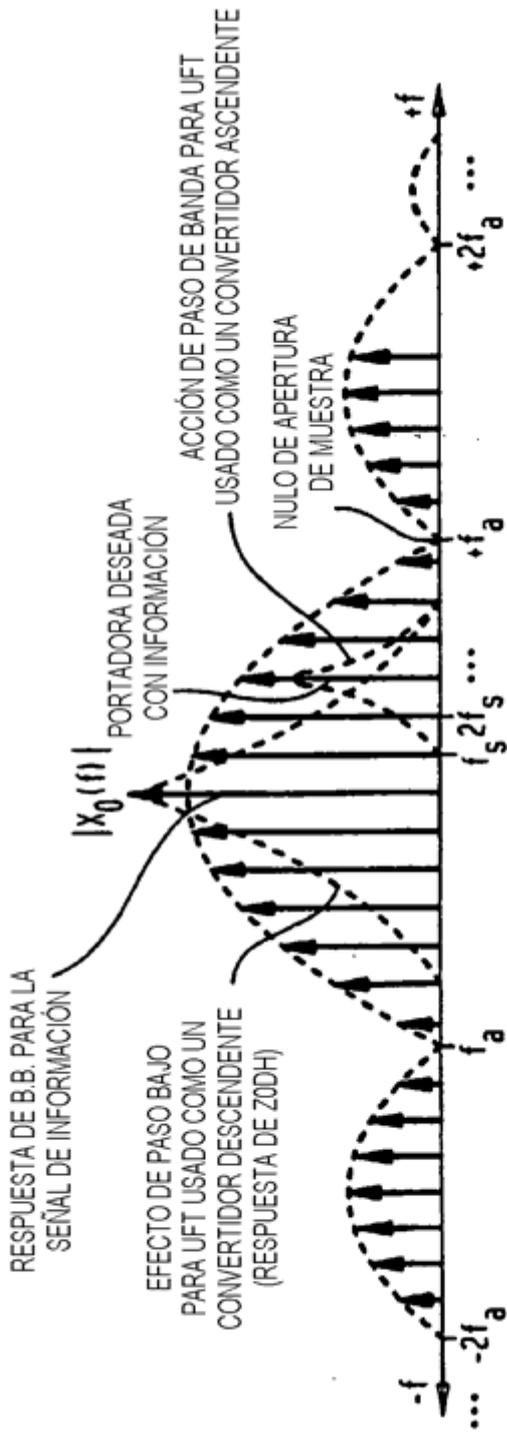


FIG. 192



FIG. 193

