



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 272 486**

51 Int. Cl.:
H03F 1/02 (2006.01)
H04B 1/02 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Número de solicitud europea: **01944037 .9**
86 Fecha de presentación : **19.06.2001**
87 Número de publicación de la solicitud: **1310039**
87 Fecha de publicación de la solicitud: **14.05.2003**

54 Título: **Transmisor que incluye un amplificador compuesto.**

30 Prioridad: **07.07.2000 SE 0002584**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
01.05.2007

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
01.05.2007

73 Titular/es:
TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON (publ)
164 83 Stockholm, SE

72 Inventor/es: **Hellberg, Richard**

74 Agente: **Elzaburu Márquez, Alberto**

ES 2 272 486 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

Transmisor que incluye un amplificador compuesto.

5 **Campo técnico**

El presente invento se refiere a un amplificador compuesto del tipo que incluye un amplificador de potencia principal y un amplificador de potencia auxiliar, que están conectados a una carga sobre una red de salida Doherty. El invento se refiere también a un transmisor que incluye tal amplificador.

10 **Antecedentes**

En las estaciones celulares de base, las comunicaciones por satélite y otros sistemas de comunicaciones y emisión, muchas portadoras de radiofrecuencia (RF), dispersadas sobre un gran ancho de banda, son amplificadas simultáneamente en el mismo amplificador de potencia elevado. Para el amplificador de potencia esto tiene el efecto de que la potencia de transmisión instantánea variará muy amplia y muy rápidamente. Esto es debido a que la suma de muchas portadoras de RF independientes (es decir una señal multiportadora) tiende a tener una gran relación de potencia pico a potencia media. Tiende también a tener una distribución de amplitud similar como ruido Gaussiano filtrado por paso de banda, que tiene una distribución de Rayleigh.

Las principales dificultades en un PA son eficiencia y linealidad. Un amplificador de potencia de clase B tradicional exhibe una eficiencia máxima de conversión de potencia de c.c. a RF cuando entrega su potencia de pico a la carga. Como la distribución de amplitudes casi de Rayleigh en la señal de transmisión sumada implica una gran diferencia entre la potencia media y la potencia de pico, la eficiencia total cuando se amplifica tal señal en un amplificador de clase B tradicional es muy baja. Para una señal distribuida casi de Rayleigh con una relación de potencia de pico a potencia media de 10 dB, la eficiencia de un amplificador de clase B ideal es solo del 28% véase [1].

La linealidad de un amplificador de potencia de RF está usualmente caracterizada por sus características de distorsión AM-AM (AM = modulación de amplitud) y AM-PM (PM = modulación de fase). Las no linealidades se manifiestan por sí mismas como mezcla por cruce de diferentes partes de la señal, que conducen a fugas de energía de señal en bandas de frecuencia indeseadas. Restringiendo la señal de salida a una parte menor de la oscilación de tensión total del amplificador de potencia, la linealidad puede ser incrementada. Sin embargo, esto reduce la eficiencia del amplificador incluso más. La linealidad de un amplificador de potencia es también muy reducida si el amplificador se satura (la tensión de salida es limitada o recortada). Esto significa que no es posible aumentar la eficiencia excitando el amplificador a saturación, ya que la distorsión alcanzará entonces niveles inaceptables.

Un modo de aumentar la eficiencia de un amplificador de potencia de RF es usar el principio de Doherty [1, 2, 3]. El amplificador Doherty usa en su forma básica dos etapas amplificadoras, un amplificador principal y un amplificador auxiliar (también llamado amplificador portador y de pico, respectivamente). La carga es conectada al amplificador auxiliar, y el amplificador principal es conectado a la carga a través de un inversor de impedancia, usualmente una línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda o una red concentrada equivalente.

A niveles de salida bajos sólo el amplificador principal está activo, y el amplificador auxiliar está desconectado. En esta región, el amplificador principal ve una impedancia de carga más elevada (transformada) que la impedancia a la potencia de pico, que aumenta su eficiencia en esta región. Cuando el nivel de salida asciende sobre el denominado punto de transición (usualmente a la mitad de la máxima tensión de salida), el amplificador auxiliar resulta activo, conduciendo corriente a la carga. A través de la acción de invertir la impedancia de la línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda, esta disminuye la impedancia efectiva a la salida del amplificador principal, de tal modo que el amplificador principal es mantenido a una tensión (de pico) constante por encima del punto de transición. El resultado es una relación sustancialmente lineal de potencia de salida a potencia de entrada, con una eficiencia significativamente mayor que un amplificador tradicional.

El punto de transición puede ser desplazado, de modo que el amplificador auxiliar actúe a un nivel de potencia inferior o superior. Esto puede ser usado para aumentar la eficiencia para un tipo específico de señal o una distribución de amplitud específica. Cuando el punto de transición es desplazado, la división de potencia entre los amplificadores a potencia de pico es desplazada consiguientemente, y la pérdida de potencia media en cada amplificador cambia también. El último efecto depende también de la distribución de amplitud específica.

El concepto Doherty ha sido también extendido a variantes [1, 4, 5] multi-etapas (más de un amplificador auxiliar). Esto permite que la eficiencia sea mantenida alta sobre un intervalo más amplio de niveles de potencia de salida y distribuciones de amplitud variables. Alternativamente, la eficiencia media para una distribución de amplitud específica y un nivel de potencia específico puede ser hecha mayor.

El amplificador original Doherty ha usado una línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda acoplada directamente entre las salidas de los dos amplificadores. Sin embargo, los transistores de potencia de RF del estado de la técnica requieren una impedancia de carga muy baja, lo que significa que la línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda para la configuración original Doherty también ha de ser diseñada a una impedancia correspondientemente baja. Una solución para este problema está dada en [3] y [6] y se ha usado en [7]. Esta solución coloca el inversor de

ES 2 272 486 T3

impedancia entre puntos de impedancia más elevada, obtenidos a través de un único o múltiples transformadores de impedancia de un cuarto de la longitud de onda.

Los amplificadores Doherty son conocidos por no ser lineales, y tener una linealidad “inversamente proporcional a su eficiencia” [7], especialmente fuera de una banda de frecuencia estrecha. Se han hecho intentos para reducir la distorsión y aumentar el ancho de banda útil colocando en paralelo múltiples amplificadores Doherty con diferentes frecuencias centrales de inversor de impedancia, diferentes cargas para los amplificadores auxiliares y diferentes estructuras de correspondencia, con el fin de “hacer aleatorios” los productos de intermodulación tanto como sea posible [7]. Esta técnica implica también el ajuste complicado de niveles de carga.

El análisis detallado muestra que un amplificador Doherty, incluso cuando está hecho de componentes ideales, no es lineal para todas las bandas de frecuencia pero para las muy estrechas. El resultado además muestra que pérdidas, que no afectarían a la linealidad en un amplificador regular de clase B, A o AB, provocan una no linealidad severa en un amplificador Doherty. Además, las pérdidas pueden disminuir más la eficiencia en un amplificador Doherty que en un amplificador regular, (aunque la eficiencia resultante es aún más elevada para el Doherty), ya que pueden hacer que los amplificadores principales trabajen de modo no óptimo además, sólo para sumar pérdidas. Una descripción más detallada de estos efectos se dará a continuación.

Otra característica importante es que los amplificadores Doherty están limitados a bandas inherentemente, ya que la red inversora de impedancia proporciona sólo 90 grados de desfase a una única frecuencia. Esta limitación a bandas tiene varios efectos.

Un efecto importante es que la salida es distorsionada a frecuencias alejadas de la frecuencia central. Este efecto, que limita de manera severa el uso del amplificador Doherty en aplicaciones lineales de banda amplia, es debido a la impedancia creciente (principalmente reactiva en el caso de menos pérdidas) de la red de un cuarto de la longitud de onda a frecuencias alejadas de la frecuencia central. Esta distorsión está presente incluso si todos los componentes son lineales y con menos pérdidas, ya que es debido a la reflexión (a causa de la impedancia distinta de cero) de la corriente no lineal desde el amplificador auxiliar al inversor de impedancia. La tensión resultante se muestra como un componente no lineal fuertemente dependiente de la frecuencia en la señal de salida amplificada.

Otro efecto es que el principio Doherty, es decir la supresión de elevación de tensión en el amplificador principal por encima de un cierto punto de transición, trabaja pobremente fuera de una banda de frecuencia limitada. Esto es debido a que la supresión requiere que las tensiones del amplificador principal y del amplificador auxiliar estén en perfecta oposición de fase a la salida del amplificador principal. Como la red de un cuarto de onda es realmente sólo un desfase de cuarto de onda (90 grados) a la frecuencia central, y más corto o más largo a frecuencias inferiores y superiores a la frecuencia central, respectivamente, este requisito resulta cada vez más violado cuanto más se separa de la frecuencia central del inversor de impedancia.

Además, la señal de salida es filtrada en paso de banda a través de reflexiones desde la red de cuarto de onda.

Las pérdidas en los transistores, inversores de impedancia y las redes de alimentación de c.c. también dan lugar a una distorsión inesperada. Esto es debido a que estas pérdidas hacen la impedancia en el inversor de impedancia, como se ha visto desde el amplificador auxiliar, resistiva en lugar del cortocircuito ideal (una línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda sin pérdidas cargada con la impedancia infinita de un generador de corriente es un cortocircuito a la frecuencia central). Una resistencia finita a la salida del amplificador principal, así como pérdidas en la red de un cuarto de banda causará distorsión. La distorsión en la salida causada por estas pérdidas son debidas al mismo tipo de reflexión (pero no resistiva en vez de reactiva) de la corriente no lineal desde el amplificador auxiliar en el inversor de impedancia que provoca la distorsión dependiente de la frecuencia mencionada antes.

Las pérdidas también disminuyen la eficiencia posiblemente más, ya que la tensión en el amplificador principal no estará en su máximo a niveles de salida por encima del punto de transición. Proporcionando más corrientes desde el amplificador principal, este problema puede ser reducido. La tensión en el amplificador principal será entonces en vez de ello gobernada por saturación, lo que conducirá a la no linealidad en la salida. Ajustando cuidadosamente el punto de transición y la corriente de salida desde el amplificador auxiliar (ajustando el nivel de carga y la ganancia de la señal de conducción) la salida puede ser otra vez hecha más lineal (disminuyendo al menos la distorsión de amplitud). Este último efecto es debido a la impedancia incrementada a la salida del amplificador auxiliar, que hace que el amplificador auxiliar contribuya con más tensión a la salida para cada unidad de corriente proporcionada. El método de ajuste descrito sólo funciona en una banda estrecha y no es fácilmente reproducible ya que implica a utilizar la no linealidad de la saturación, cuya forma exacta resulta ahora importante. Debido al acoplamiento no lineal para sobretonos generados puede también dar una distorsión AM-PM alta e imprevisible.

La característica no lineal del amplificador regular Doherty construido y optimizado con las técnicas mencionadas es muy compleja. Es una no linealidad cuya distorsión AM-AM y AM-PM varía fuertemente con la frecuencia y tiene una característica de frecuencia (filtro) que varía de forma no lineal con la amplitud. Esto hace muy difícil compensar aplicando la distorsión previa. Como el distorsionador previo tendría que ser muy complejo (y por tanto puesto en práctica con técnicas de tratamiento de señal digital), y un distorsionador previo tiene que tener un ancho de banda bastante amplio comparado con la señal de distorsión ya ampliada que debería compensar (ya que la función inversa a

la función de distorsión es de mayor orden que la propia función de distorsión), tal distorsionador previo sería difícil de construir incluso para señales de banda moderadamente amplia.

5 La conclusión es que el modo corriente de construir amplificadores Doherty pueden proporcionar sólo prestación lineal y eficiencia razonables en una banda estrecha, y esto es sólo basándose en efectos de saturación en el amplificador principal. Además, la característica no lineal no es compensada fácilmente para una banda amplia usando la distorsión previa.

10 **Resumen**

Un objeto del presente invento es mejorar la linealidad de un amplificador compuesto proporcionado con una red de salida Doherty, preferiblemente sobre una banda de frecuencia amplia.

15 Este objeto es conseguido de acuerdo con las reivindicaciones adjuntas.

Brevemente, el presente invento sustrae una función no lineal de la señal de entrada, que emula la corriente de salida del amplificador auxiliar no lineal, desde la señal de conducción del amplificador principal. Esto tiene la ventaja de cancelar los componentes no lineales en la salida sin sacrificar la eficiencia del amplificador.

20 La función no lineal puede ser obtenida a partir de un modelo de la función de corriente de amplificador auxiliar (si el amplificador auxiliar está produciendo la corriente no lineal trabajando en clase C), o puede ser producida de antemano y usada, de forma amplificada, tanto como la señal de conducción para el amplificador auxiliar (que entonces puede ser cargado para la operación lineal de clase B o AB) como para el acoplamiento por cruce a través del filtro.

25 **Breve descripción de los dibujos**

El invento junto con otros objetos y ventajas del mismo, puede ser mejor comprendido haciendo referencia a la descripción siguiente tomada junto con los dibujos adjuntos, en los que:

30 La fig. 1 es un diagrama de bloques simplificado de una realización ejemplar del amplificador compuesto de acuerdo con el presente invento;

La fig. 2 es un modelo de una red de salida de un amplificador Doherty;

35 La fig. 3 es un diagrama que ilustra la dependencia de frecuencia de la impedancia vista por la salida del amplificador auxiliar;

40 La fig. 4 es un diagrama que ilustra la dependencia de frecuencia de la impedancia de transición entre el amplificador principal y el auxiliar;

La fig. 5 es un diagrama de bloques simplificado de otra realización ejemplar del amplificador compuesto de acuerdo con el presente invento;

45 La fig. 6 es un diagrama que ilustra las características de tensión de entrada-salida de un amplificador Doherty de la técnica anterior;

La fig. 7 es un diagrama que ilustra las características de tensión de entrada-salida de un amplificador compuesto de acuerdo con el presente invento;

50 La fig. 8 es un diagrama de bloques de una red de salida Doherty con transistores LDMOS y que coinciden a 50 ohmios;

La fig. 9 es un modelo de la red de salida de un amplificador Doherty multi-etapas;

55 La fig. 10 es un diagrama de bloques simplificado de una realización multi-etapas del amplificador compuesto de acuerdo con el presente invento;

La fig. 11 es un diagrama que ilustra las características de tensión de entrada-salida de un amplificador compuesto multi-etapas de acuerdo con el presente invento;

60 La fig. 12 es un diagrama de bloques de una realización simplificada del amplificador compuesto de acuerdo con el presente invento;

65 La fig. 13 es un diagrama que ilustra las características de tensión de entrada-salida del amplificador compuesto simplificado de acuerdo con la fig. 12;

La fig. 14 es un diagrama de bloques simplificado de otra realización ejemplar del amplificador compuesto de acuerdo con el presente invento;

ES 2 272 486 T3

La fig. 15 es un diagrama de bloques simplificado de otra realización ejemplar del amplificador compuesto de acuerdo con el presente invento;

La fig. 16 es un diagrama de bloques de otra realización ejemplar de un amplificador compuesto de acuerdo con el presente invento; y

La fig. 17 es un diagrama de bloques simplificado de otra realización ejemplar del amplificador compuesto de acuerdo con el presente invento.

10 Descripción detallada

Los principios básicos del presente invento serán descritos a continuación con referencia a las figs. 1-4.

La fig. 1 es un diagrama de bloques simplificado de una realización ejemplar del amplificador compuesto de acuerdo con el presente invento. Esta realización ilustra los principios básicos del presente invento. Incluye un amplificador de potencia principal 10 y un amplificador de potencia auxiliar 12. La salida del amplificador auxiliar 12 está conectada directamente a una carga (antena) 14, mientras que la salida del amplificador principal 10 está conectada a la salida del amplificador auxiliar 12 sobre una red de salida Doherty que incluye una línea de transmisión 16 de un cuarto de longitud de onda. En el lado de entrada una señal x de entrada RF (Radio Frecuencia) es dividida en 2 ramas, una rama destinada al amplificador principal 10 y la otra rama al amplificador auxiliar 12. La rama del amplificador auxiliar incluye un bloque 18 de función no lineal, que transforma la señal de entrada x en $f_2(x)$, y un desfasador 20, que desplaza la señal de entrada al amplificador auxiliar 12 en 90 grados. Los elementos 22 y 24 serán descritos a continuación. Como se ha indicado por la antena 14 el amplificador compuesto puede ser parte de un transmisor, por ejemplo un transmisor en una estación de base en un sistema de comunicación de radio móvil celular.

La fig. 2 es un modelo de la red de salida de un amplificador Doherty. En este modelo la parte activa de las salidas del transistor del amplificador son modeladas como generadores de corriente lineales controlados. Las conductancias de salida finitas de los transistores junto con posibles reactivancias, son concentradas juntas como Z_{p1} y Z_{p2} , respectivamente. Las impedancias presentadas a cada nodo de salida de generador de corriente son definidas como:

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{i_2=0} \quad Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{i_1=0}$$

De manera similar, las transimpedancias, es decir la tensión en la salida del amplificador inactivo en respuesta a una corriente de salida en el amplificador activo, son definidas como:

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{i_2=0} \quad Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{i_1=0}$$

Suponiendo que todos los componentes son razonablemente lineales, la superposición puede ser usada para analizar este modelo. La tensión de salida del amplificador compuesto (en la antena) es aquí supuesta la misma que la tensión de salida en el amplificador auxiliar 12, aunque en realidad puede haber un cable alimentador, filtros, etc. que separan la antena real y la salida del amplificador. El efecto combinado de todos estos elementos está incluido en la impedancia de antena (salida), Z_{ANT} .

En un amplificador Doherty ideal, la impedancia Z_{22} es cero, es decir una excitación de corriente procedente del amplificador auxiliar 12 no provoca una tensión en la salida. Esto es debido a que una línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda terminada con una impedancia infinitamente elevada se transforma en un cortocircuito. Para un amplificador Doherty práctico, sin embargo, esta impedancia tiene una parte resistiva distinta de cero y una parte reactiva fuertemente dependiente de la frecuencia. La parte resistiva (que es también dependiente de la frecuencia) proviene de la conductancia de salida finita, transformada del amplificador principal 10. La parte reactiva viene parcialmente de los componentes reactivos posibles de Z_{p1} , así como de Z_{p2} y Z_{ANT} transformados. Incluso sin estas reactivancias, sin embargo, hay una parte reactiva dependiente de la frecuencia debido al transformador de cuarto de onda, que es solo un cuarto de longitud de onda perfecto a una única frecuencia. Una comparación de la magnitud Z_{22} (normalizada a una resistencia de carga óptima de 1 ohmio) para el caso (ideal) sin pérdidas y con grandes pérdidas (tanto en la línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda como en la conductancia de salida del transistor) está dada en la fig. 3. La frecuencia de diseño es 1 GHz y la parte reactiva domina desde 800 MHz a 1,2 GHz en el caso sin pérdidas. La parte resistiva domina en el caso con pérdidas. Las Transimpedancias Z_{21} y Z_{12} (que son iguales, debido al Teorema de Reciprocidad) están también afectadas por pérdidas en esa transmisión, es decir la magnitud de la tensión en el terminal opuesto para un estímulo de corriente dado, es bajada. Este efecto puede ser visto en la fig. 4.

La impedancia Z_{22} distinta de cero “reflejará” cualquier corriente i_2 desde el amplificador auxiliar 12 como una tensión, y esta tensión será encontrada en la salida. Si i_2 fuese una representación lineal de la señal deseada, esto no sería un problema. Sin embargo, en amplificadores Doherty y similares, esta corriente es una función no muy lineal de la señal deseada (debido a la función $f_2(x)$). La impedancia no ideal Z_{22} hace así la salida del amplificador no lineal.

ES 2 272 486 T3

La idea del presente invento es el acoplamiento por cruce de una copia de esta señal no lineal (i_2 filtrada por la impedancia z_{22}) al amplificador principal 10 en oposición de fase, para cancelar efectivamente la distorsión en la salida. Como la transimpedancia z_{21} es el canal lineal principal desde el amplificador principal 10 a la salida, la compensación a la entrada del amplificador principal 10 se transformará linealmente (ligeramente filtrado por z_{21}) a una señal de cancelación en la salida. La señal de compensación acoplada cruzada debe por ello ser compensada en sí misma para el efecto de filtrado de la transimpedancia z_{21} para todos para cancelar perfectamente. Así, un filtro 22 de acoplamiento por cruce en la fig. 1 puede ser representado por:

$$z_{22} * z_{21}^{-1}$$

Donde “*” representa la multiplicación en el dominio de frecuencia o convolución en el dominio de frecuencia o convolución en el domicilio de tiempo. La señal acoplada cruzada es sustraída desde la señal de entrada al amplificador principal 10 en un elemento 24. En un elemento de puesta en práctica digital 24 es un sumador, en una puesta en práctica analógica puede ser realizado como un híbrido.

Habiendo descrito el principio básico del invento, una realización con una respuesta de frecuencia ecualizada será ahora descrita con referencia a las figs. 5-7.

Como la función primaria del amplificador auxiliar 12 en un amplificador Doherty es mantener la tensión en el amplificador principal 10 por debajo de la saturación, la dependencia de frecuencia de todas las señales en la salida del amplificador principal 10 debería ser tan plana como sea posible. Para el componente lineal (que constituye la totalidad de i_1 de un amplificador sin compensar) esto es conseguido filtrando en la entrada por un filtro con las características de frecuencia de Z_{11}^{-1} , el filtro inverso de la impedancia visto en la salida del amplificador principal 10.

Para el componente no lineal debido a i_2 , que es filtrado a través de la transimpedancia z_{12} , y la parte no lineal de i_1 que representa la señal de cancelación de distorsión acoplada cruzada, que es filtrada por z_{11} , el total debería tener una característica de frecuencia plana (no solo en magnitud, sino también en fase). Como el componente no lineal está formado por dos partes, que son filtradas de manera diferente, y el requisito para la cancelación de distorsión en la salida dicta una cierta relación entre las características de frecuencia de estas señales, deberían ser ambas adicionalmente filtradas por el inverso de un filtro compuesto especial. Suponiendo que la función no lineal bruta $f2(x)$ ha sido filtrada por $z_{22} * z_{21}^{-1}$ para la parte acoplada cruzada de i_1 y por nada para la parte del amplificador auxiliar 12 (excepto para ganancia), la parte total no lineal está representada por:

$$\underbrace{f2(x) * z_{12}}_{\text{parte } i_2} - \underbrace{f2(x) * z_{22} * z_{21}^{-1} * z_{11}}_{\text{parte acoplada cruzada}} = f2(x) * \underbrace{(z_{12} - z_{22} * z_{21}^{-1} * z_{11})}_{\text{filtro compuesto}}$$

Así, el filtrado de ecualización adicional a estas señales debería tener una respuesta de frecuencia como:

$$(z_{12} - z_{22} * z_{21}^{-1} * z_{11})^{-1}$$

Hasta el momento, no se ha dicho nada acerca de las magnitudes de las intensidades y tensiones en el sistema excepto para su relación entre sí. Para el caso sin pérdidas y en (cerca de la frecuencia central de la línea de cuarto de onda, las ecuaciones tradicionales de Doherty son suficientes. Para extraer la mayor potencia de los transistores elegidos, al menos uno de los transistores debería estar funcionando a su intensidad máxima I_{\max} . Las tensiones a potencia de pico deberían también ser la máxima tensión V_{\max} permitida (posiblemente con un margen de seguridad). Para un amplificador de clase B, la carga óptima R_{opt} es V_{\max}/I_{\max} . Para un amplificador Doherty ideal la impedancia de carga óptima depende del punto de transición α , de tal modo que $R_o = R_{\text{opt}}(1 - \alpha)$.

Para puntos de transición α por debajo de 0,5, la corriente i_1 debería en el caso de banda estrecha, sin pérdidas ideal, variar linealmente con la amplitud de señal y ser igual a $I_{\max}(1 - \alpha)$ en la amplitud de pico. La corriente i_2 debería en su lugar ser cero para tensiones de salida por debajo del punto de transición, y por encima del punto de transición variar como la amplitud (normalizada) menos α dividida por $(1 - \alpha)$. Esto significa que el amplificador auxiliar 12 entrega la corriente I_{\max} a la amplitud de pico. Para puntos de transición por encima de 0,5 (que es muy improbable para casos de multiportadora optimizados), i_1 ascendería a su vez a I_{\max} a la amplitud de pico, e i_2 sería como máximo $I_{\max}(1 - \alpha)/\alpha$.

El procedimiento para el caso de banda amplia, con pérdidas está más complicado. Las limitaciones para las intensidades y tensiones son las mismas que para el caso de banda estrecha sin pérdidas, pero la naturaleza estadística de las señales de banda amplia hacen difícil obtener expresiones analíticas para ellas. Las tensiones dependerán entonces del ancho de banda usado, la distribución de amplitud y las relaciones de fase de las portadoras individuales de la señal. El caso de banda estrecha, con pérdidas puede sin embargo proporcionar un punto de partida, desde donde pueden hacerse ajustes para las señales específicas encontradas.

En el caso con pérdidas el filtro para obtener la parte lineal de i_1 , cuando es aplicado a la señal de entrada sin dimensiones x , será $V_{\max}/\alpha * Z_{11}^{-1}$. El significado físico de este filtro es generar la corriente i_1 tal que la tensión en la

ES 2 272 486 T3

salida del generador de corriente del amplificador principal 10 alcanza V_{\max} a la amplitud de entrada normalizada α cuando la impedancia vista por este generador de corriente en sus z_{11} . El término z_{11}^{-1} , el filtro inverso de la impedancia z_{11} , es cuando es observado en el dominio de frecuencia igual a $1/z_{11}$.

5 Los filtros aplicados a la función no lineal $f_2(x)$ tienen también la dimensión de corriente. En la práctica esto se consigue generando la tensión de excitación apropiada a los transistores, que actúan como transconductancias, de manera que el resultado final es la salida de corriente deseada. El filtro aplicado a $f_2(x)$ para obtener i_2 es en el caso sin pérdidas sin compensación de frecuencia simplemente una multiplicación por $j \cdot I_{\max}$ (90 grados de desfase). La amplitud máxima de la función $f_2(x)$ se ha supuesto aquí igual a uno. El término cancelación es a continuación
 10 $f_2(x)$ filtrado por $-j \cdot I_{\max} \cdot z_{22} \cdot z_{21}^{-1}$. La compensación $(z_{12} - z_{22} \cdot z_{21}^{-1} \cdot z_{11})^{-1}$ para conseguir una tensión no lineal independiente de la frecuencia en el amplificador principal 10 puede ser multiplicada a estas dos expresiones de forma normalizada y sin dimensiones.

La expresión para obtener la parte lineal de i_1 ya compensa las pérdidas. Las expresiones para las partes no lineales
 15 deben ser modificadas para hacerlo así. Como la relación entre las dos corrientes no lineales está ya establecida, esto es conseguido modificando la magnitud (ganancia) de ambas partes igualmente, de modo que la amplitud de la tensión de supresión en el amplificador principal 10 tiene la misma pendiente que la parte lineal. El factor para multiplicar es V_{\max}/α dividido por $(z_{12} - z_{22} \cdot z_{21}^{-1} \cdot z_{11}) \cdot j \cdot I_{\max} / (1 - a)$. El numerador y denominador son la subida de tensión por
 20 amplitud normalizada para la tensión en el amplificador principal 10 debido a la parte lineal de i_1 y a las corrientes no lineales, respectivamente. El denominador representa la subida de tensión cuando la magnitud de corriente derivada para el caso de banda estrecha, sin pérdidas es usada. Una cosa a observar aquí es que la compensación $(z_{12} - z_{22} \cdot z_{21}^{-1} \cdot z_{11})^{-1}$ para conseguir una tensión no lineal independiente de la frecuencia en el amplificador principal 10 está incluida automáticamente en esta “nueva” compensación. Así, en retrospectiva la normalización no es realmente
 25 necesaria.

Las expresiones analíticas para obtener i_2 e i_1 son así:

$$i_2 = \frac{V_{\max}(1 - \alpha)}{\alpha} (z_{12} - z_{11} \cdot z_{22} \cdot z_{21}^{-1})^{-1} \cdot f_2(x)$$

$$i_{1, \text{ parte no lineal}} = - \frac{V_{\max}(1 - \alpha)}{\alpha} \underbrace{(z_{12} - z_{11} \cdot z_{22} \cdot z_{21}^{-1})^{-1}}_{\text{parte de equalización}} \cdot \underbrace{z_{22} \cdot z_{21}^{-1} \cdot f_2(x)}_{\text{parte de cancelación de distorsión}}$$

$$i_{1, \text{ parte lineal}} = \frac{V_{\max}}{\alpha} z_{21}^{-1} \cdot x$$

Como previamente, si las señales sin dimensiones $f_2(x)$ y x están representadas en el dominio de tiempo, “*”
 45 representa la convolución en el dominio de tiempo. Si están representadas en el dominio de frecuencia, el símbolo en cambio representa la multiplicación de respuestas de frecuencia, y la multiplicación con filtros inversos puede ser escrita como una división por el filtro a su vez. Los factores j y $-j$ han desaparecido de las expresiones, pero en realidad las fases de las corrientes son aproximadamente las mismas que antes. Lo que ha sucedido es que las unidades
 50 imaginarias están embebidas en los factores $(z_{12} - z_{22} \cdot z_{21}^{-1} \cdot z_{11})^{-1}$. Como z_{12} (la parte mayor de la expresión, al menos cerca de la frecuencia central) representa principalmente la transformación de una intensidad en una tensión sobre una línea de cuarto de onda, esto supone un desfase de 90° en la frecuencia central. El modelo de red derivado está
 55 mostrado en la fig. 5. Los filtros 22, 26 y 28 pueden así estar representados por:

$$\text{Filtro 28: } \frac{V_{\max}(1 - \alpha)}{\alpha} (z_{12} - z_{11} \cdot z_{22} \cdot z_{21}^{-1})^{-1}$$

$$\text{Filtro 22: } \frac{V_{\max}(1 - \alpha)}{\alpha} (z_{12} - z_{11} \cdot z_{22} \cdot z_{21}^{-1})^{-1} \cdot z_{22} \cdot z_{21}^{-1}$$

$$\text{Filtro 26: } \frac{V_{\max}}{\alpha} z_{11}^{-1}$$

Hasta el momento sólo han sido estudiadas la optimización de la tensión en el amplificador principal 10 y la
 65 cancelación de distorsión en la salida, y se han derivado expresiones para las corrientes óptimas. La amplitud de tensión en el amplificador auxiliar 12 ha sido dejada fuera de la descripción. Esto es debido parcialmente a que se ha supuesto una configuración de hardware fija, es decir la impedancia de la línea de cuarto de onda y la carga se han supuesto fijas. Para un sistema sin pérdidas esto no es un serio problema, el efecto de optimización para respuesta plana y amplitud óptima en el amplificador principal es que la señal de salida tenga una ligera dependencia de la frecuencia. Cuando las pérdidas son consideradas, sin embargo, el efecto puede ser que la tensión máxima en el amplificador

auxiliar 12 nunca alcance V_{max} , incluso a niveles de entrada máximos. Esto constituye un problema más serio, ya que los transistores entonces entregan menos que la potencia máxima a la carga (en la salida de pico), mientras aún tiene la misma tensión de alimentación, y la eficiencia disminuirá. La solución simple es o bien reducir la tensión de alimentación, o bien incrementar la impedancia de carga hasta que la tensión máxima es alcanzada en la salida de pico (la última solución es preferida, ya que este esquema da una eficiencia mayor y más potencia de salida disponible). La compensación de pérdidas puede también tener el efecto de que ningún transistor alcance I_{max} , lo que también implica una infrautilización de los transistores. Las impedancias (carga y línea de cuarto de onda) pueden entonces tener que ser cambiadas con el fin de usar la máxima potencia de salida posible desde los transistores. Igual de importante es mantener ambos transistores en la región segura, de manera que las intensidades y tensiones máximas son conseguidas pero no superadas. Obsérvese que cuando se cambian las impedancias en el circuito, es necesario el rediseño de las compensaciones de acuerdo con el esquema representado. También, si la potencia máxima no es un objetivo de diseño, el circuito puede ser optimizado de manera diferente, para satisfacer otros objetivos.

El efecto de la compensación de acuerdo con el presente invento está ilustrado en las figs. 6 y 7 con referencia a un ejemplo simulado con una señal multiportadora. La señal consta de nueve portadoras dentro del ancho de banda de 80 MHz centrado en 1 GHz.

En este ejemplo, las pérdidas están presentes tanto como pérdidas en la línea de transmisión de cuarto de onda y como pérdidas conductivas en las salidas de los transistores. En la fig. 6 las magnitudes normalizadas de las tensiones en el amplificador principal 10 y en el amplificador auxiliar 12 están dibujadas contra la magnitud deseada (la amplitud normalizada de x) para el caso descompensado (técnica anterior). Las señales de conducción han sido ajustadas para mantener ambas tensiones dentro del intervalo lineal (insaturado) de los transistores. Las diferentes pendientes de la señal de salida (tensión en el amplificador auxiliar 12) por debajo y por encima del punto de transición indican una no linealidad estática. Las diferentes anchuras de estas curvas indican una dependencia de la frecuencia de nivel variante. La tensión en el amplificador principal 10 no está en absoluto cerca al nivel constante deseado por encima del punto de transición, lo que significa que la eficiencia media será baja (aunque probablemente aún mejor que para un amplificador de clase B).

Las magnitudes normalizadas de las tensiones en el amplificador principal 10 y en el amplificador auxiliar 12 después de la cancelación de distorsión y del acoplamiento por cruce de aumento de eficiencia de acuerdo con el presente invento están ilustradas en la fig. 7. La compensación de la red para pérdidas ha sido realizada cambiando la impedancia de la línea de transmisión y la impedancia de carga. La tensión de salida puede verse que es lineal, y la tensión en el amplificador principal es claramente cerca del óptimo de eficiencia. Las líneas ensanchadas son para ambas tensiones debido a las restricciones de ancho de banda, para la parte lineal debido a la red Doherty y para las partes no lineales debido al ancho de banda simulado de aproximadamente 400 MHz.

Algunas veces las impedancias de carga óptimas de los transistores son muy diferentes de las impedancias disponibles para la línea de cuarto de onda y la carga. Los transistores están a menudo también empaquetados, lo que significa que la salida de fuente de corriente está sólo disponible indirectamente. Un amplificador Doherty puede aún ser formado, moviendo la línea de cuarto de onda a un punto una o dos cuartas partes de longitud de onda desde el transistor por redes de correspondencia apropiadas [3, 6, 7].

Un ejemplo de una red Doherty modificada que emplea Transistores de Efecto de Campo (FET) de Semiconductores de Óxido de Metal Lateralmente Difuso (LDMOS) está mostrado en la fig. 8 (para los propósitos de esta aplicación, tal red de salida será considerada aún como una red de salida Doherty). Consiste de redes de correspondencia de dos etapas más próximas a los transistores y la línea de cuarto de onda regular fuera de las redes de correspondencia. Cada red de correspondencia consiste de dos secciones de correspondencia pi en las que el condensador C_{m1} es una parte tanto de la primera como de la segunda secciones, posiblemente simétricas. La capacitancia C_{DS} de salida normalmente muy grande CDS del transistor LDMOS implica que la sección de correspondencia más próxima al transistor tiene una impedancia muy baja. La segunda sección transforma la impedancia del sistema, usualmente del orden de 50 ohmios, por debajo de este nivel. La correspondencia puede ser hecha igual para ambas ramas, si puede ser hecha una línea de cuarto de onda que tiene la impedancia apropiada Z_t . Alternativamente redes de correspondencia diferentes pueden ser usadas dependiendo de qué impedancias de carga y de línea de transmisión estén disponibles.

La red Doherty modificada en la fig. 8 tiene tres nodos que analizan valor. El diseño de la señal de cancelación de distorsión de acoplamiento por cruce en este caso empieza identificando cómo las corrientes de RF procedentes del nodo del amplificador principal 10 y del nodo del amplificador auxiliar 12 se transforman en tensiones en el nodo de salida. Esto produce una relación entre la parte acoplada cruzada y la parte "directa", de tal modo que la parte acoplada cruzada debería tener un filtro extra de $-z_{02} * z_{01}^{-1}$, donde:

$$z_{02} = \left. \frac{V_0}{I_2} \right|_{i_1=0} \quad z_{01} = \left. \frac{V_0}{I_1} \right|_{i_2=0}$$

La parte lineal de la corriente i_1 es también para las redes modificadas determinadas a partir de la expresión $x * V_{max} / \alpha * z_{11}^{-1}$ que da las características de ganancia y filtro de esta parte.

ES 2 272 486 T3

La “suma del factor filtro” ($z_{12}-z_{02}*z_{11}*z_{01}^{-1}$) de las tensiones no lineales en la salida del generador de corriente del amplificador principal 10 y el criterio de “igual pendiente”, da las expresiones completas para los filtros directo y acoplado por cruce. El procedimiento es similar al derivado para la red Doherty simple, excepto en que las nuevas transimpedancias z_{02} y z_{01} son usadas en vez de z_{22} y z_{21} . Algo a observar, especialmente para las redes modificadas, es que el ancho de banda estrecho puede provocar problemas para la operación de cancelación. Como ($z_{12}-z_{02}*z_{11}*z_{01}^{-1}$) puede tener ceros no muy lejos de la frecuencia central, la inversa de este filtro, que es aplicado a los componentes no lineales de las corrientes, tendrán amplitud infinitamente elevada en estos puntos. La compensación (y por tanto el ancho de banda de las señales no lineales) debe por ello estar limitada a un ancho de banda lo suficientemente más estrecho que estos “polos de compensación”. Excepto para estas consideraciones, las expresiones analíticas para obtener i_2 y el término cancelación de i_1 para el amplificador Doherty modificado completamente compensado son:

$$i_2 = \frac{V_{\max}(1-\alpha)}{\alpha} (z_{12} - z_{11} * z_{02} * z_{01}^{-1})^{-1} * f2(x)$$

$$i_{1, \text{ parte no lineal}} = -\frac{V_{\max}(1-\alpha)}{\alpha} - \underbrace{(z_{12} - z_{11} * z_{02} * z_{01}^{-1})^{-1}}_{\text{parte de equalización}} * \underbrace{z_{02} * z_{01}^{-1} * f2(x)}_{\text{parte de cancelación de distorsión}}$$

$$i_{1, \text{ parte lineal}} = \frac{V_{\max}}{\alpha} z_{11}^{-1} * x$$

La tensión en el amplificador auxiliar 12 tendrá una dependencia de la frecuencia diferente para las partes lineal y no lineal. No es sin embargo necesario compensar esto, mientras las tensiones e intensidades máximas no sean excedidas, ya que el amplificador auxiliar 12 no es el nodo de salida. Las pautas descritas en unión con el amplificador Doherty simple, acerca de maximizar la potencia disponible alcanzando las intensidades y tensiones (seguras) máximas pero no sobrepasándolas, se mantienen también para el amplificador Doherty modificado. La receta es la misma; cambiar impedancias de carga y de línea de transmisión hasta que la mayoría de las tensiones e intensidades alcancen sus valores máximos en algún punto del intervalo de amplitud deseado.

Un amplificador Doherty multi-etapas presenta aún otro reto, ya que incluso hay más nodos presentes en el sistema. La distorsión debería ser mínima en la salida y el aumento de eficiencia debería optimizar idealmente los niveles de tensión de por encima de los puntos de transición para varios amplificadores (todos excepto el último). Las reglas básicas desarrolladas antes aún se aplican, pero pueden ser necesarias compensaciones para conseguir el mejor resultado total. Un amplificador compuesto multi-etapas que funciona de acuerdo con los principios del presente invento será descrito a continuación con referencia a las figs. 9-11.

La característica principal de los amplificadores Doherty multi-etapas es que tienen más de un amplificador (generador de corriente) acoplado con elevada transmisión (transimpedancia) a la salida. Esto significa que para la operación lineal (es decir sin efectos de saturación o de limitación), la tensión de salida lineal incluso en un amplificador Doherty multi-etapas ideal está compuesto de dos o más partes no lineales que vienen de diferentes amplificadores.

Dos disposiciones especiales son necesarias para conseguir la salida lineal. En primer lugar, la señales no lineales que son usadas para reducir la tensión en el amplificador previo (un punto de transición inferior) deben ser canceladas a la salida por una señal no lineal similarmente filtrada procedente de un amplificador con una transimpedancia elevada a la salida, usualmente el propio amplificador previo. En segundo lugar, las partes no lineales que juntas forman la salida lineal deben tener igual dependencia de frecuencia y ganancia, como se ha visto en la salida.

Los generadores de corriente que tienen elevada transmisión a la salida también tienen elevada transmisión entre sí. Este efecto es tan importante para mantener los amplificadores de potencia inferior a tensión constante por encima de los puntos de transición como el “efecto Doherty” apropiado.

El caso general de amplificadores Doherty multi-etapas será ahora ejemplificado con un amplificador de tres etapas, que está ilustrado en las figs. 9 y 10. En la red de salida de la fig. 9 se usarán las siguientes definiciones:

$$\begin{aligned} z_{11} &= \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{\substack{i_2=0 \\ i_3=0}} & z_{22} &= \left. \frac{v_2}{i_2} \right|_{\substack{i_1=0 \\ i_3=0}} & z_{33} &= \left. \frac{v_3}{i_3} \right|_{\substack{i_1=0 \\ i_2=0}} \\ z_{12} = z_{21} &= \left. \frac{v_1}{i_2} \right|_{\substack{i_1=0 \\ i_3=0}} & z_{13} = z_{31} &= \left. \frac{v_1}{i_3} \right|_{\substack{i_1=0 \\ i_2=0}} & z_{23} = z_{32} &= \left. \frac{v_2}{i_3} \right|_{\substack{i_1=0 \\ i_2=0}} \end{aligned}$$

En la fig. 10 las tres funciones no lineales $f1(x)$, $f2(x)$ y $f3(x)$ de la señal de entrada son todas supuestas como que tienen la misma pendiente de amplitud que la señal de entrada normalizada x (cuya pendiente es igual a 1). Las fases de estas señales son también idénticas a la de la señal de entrada x .

ES 2 272 486 T3

La primera función, $f_1(x)$ es igual a x por debajo del segundo punto de transición α_2 . Por encima de este punto tiene la misma fase que x y la amplitud es igual a una constante α_2 .

5 La segunda función no lineal $f_2(x)$ es cero hasta que la amplitud de x está en α_1 , y su amplitud aumenta linealmente desde ahí.

La tercera función $f_3(x)$ se comporta como la segunda, pero comienza subiendo por encima de α_2 .

10 Las primera y tercera funciones añadidas juntas devuelven la señal de entrada x . La última descripción (y generalmente que la suma de cualquier otra función devuelve la señal de entrada lineal) es el requisito principal, incluso si las funciones no lineales no son abruptas y/o están formadas por polinomios de la amplitud o potencia de entrada. Las formas de las señales que principalmente son diseñadas para suprimir tensiones por encima de puntos de transición son sólo importantes en la magnitud en que deberían suprimir tensiones bastante buenas.

15 La tensión en el amplificador principal 10 debería ser tan constante como sea posible en todos los niveles superiores al primer punto de transición α_1 . Como antes esto es parcialmente conseguido por filtración inversa para la impedancia vista en este amplificador de potencia aplicando $V_{\max}/\alpha_1 * z_{11}^{-1}$ a $f_1(x)$ para la corriente del amplificador principal. Para conseguir una salida lineal, la corriente desde el segundo amplificador auxiliar 12b debe transformarse en una señal con la misma dependencia de frecuencia en el nodo de salida que la corriente transformada desde el amplificador principal 10. Esto es conseguido a través de la aplicación del filtro $V_{\max}/\alpha_1 * z_{11}^{-1} * z_{31} * z_{33}^{-1}$ a $f_3(x)$ para la corriente del amplificador auxiliar 12, y da origen a dependencias de frecuencia diferentes para las tensiones debido a las corrientes i_1 e i_3 en el nodo del amplificador principal 10. Como esto provoca una dependencia de frecuencia no lineal en este nodo, debe considerarse una compensación o de otro modo la relación de tensión de nodo de pico incrementada a tensión media perjudicaría la eficiencia. Puede encontrarse una compensación tomando la diferencia entre la dependencia de frecuencia en el amplificador principal 10 de $i_3 * z_{13}$ optimizada para la salida correcta y la dependencia de frecuencia de $i_3 * z_{13}$ optimizada para planitud en el amplificador principal 10. Esta diferencia en el filtrado en el amplificador principal 10 es $V_{\max}/\alpha_1 * (1 - z_{13} * z_{31} * z_{11}^{-1} * z_{33}^{-1})$, de modo que la función $f_3(x)$ es filtrada con esta función e insertada como una parte de i_2 , que tiene una transmisión elevada al nodo del amplificador principal 10. Como esta señal no lineal mostraría en la salida a través de la transimpedancia z_{32} no lineal (idealmente cero), debe también aplicarse a otra corriente, preferiblemente i_1 , y ambas de estas partes deben cancelarse juntas en el nodo de salida del amplificador auxiliar 12b y tener una respuesta de frecuencia plana en el amplificador principal 10. Añadiendo (es decir multiplicando) el filtro extra $z_{32} * z_{31}^{-1}$ a la parte i_1 y el filtro $(z_{21} - z_{11} * z_{32} * z_{31}^{-1})^{-1}$ a ambas partes se fija esto.

35 La función no lineal $f_2(x)$, que idealmente es aplicada solo a i_2 y solo suprime el crecimiento de tensión en el amplificador principal 10, será en el caso práctico no compensado visto en la salida debido a la transimpedancia z_{32} . La compensación para esto es la misma que para la compensación del “término de diferencia” recién descrito. El filtro $-V_{\max}/\alpha_1 * (z_{21} - z_{11} * z_{32} * z_{31}^{-1})^{-1}$ es aplicado a $f_2(x)$ para la parte i_2 y el mismo filtro sin el signo menos pero con un filtrado añadido de $z_{32} * z_{31}^{-1}$ es aplicado a $f_2(x)$ para la parte i_1 .

40 La apariencia esquemática de la red derivada, con los filtros diseñados por i_{ab} , donde $a, b = 1, 2, 3$, está ilustrada en la fig. 10. Las b designan el número de función y las a el amplificador de potencia objetivo. Como la salida de los filtros (en este modelo) son corrientes y las señales $fn(x)$ donde $n = 1, 2, 3$, son adimensionales, mientras los filtros tienen la dimensión de corriente.

45 Lo que acaba de describirse en una optimización de la tensión sólo en el amplificador principal 10. Esto tiene sentido ya que debería tener una amplitud constante para una parte mayor del intervalo dinámico que el amplificador auxiliar 12a. La tensión en el amplificador auxiliar 12a se ha dejado inesperada, incluso aunque debería tener idealmente una amplitud de tensión plana para señales de entrada por encima del segundo punto de transición α_2 . Si hay presentes pérdidas en el circuito, pueden cambiarse las impedancias de línea de cuarto de onda y de carga, y pueden moverse los puntos de transición para maximizar la eficiencia. Si la tensión en el amplificador auxiliar 12a no ha sido compensada, las pérdidas pueden hacer su nivel idealmente constante por encima del descenso del punto de transición, incluso si la “rodilla” puede hacerse que alcance el V_{\max} objetivo. Esto está mostrado en la fig. 11.

55 Puede encontrarse una compensación para el amplificador auxiliar 12a por encima del segundo punto de transición tomando la suma de las respuestas de tensión para las funciones no lineales que están en pendiente por encima de este punto, es decir $f_2(x)$ y $f_3(x)$, en el amplificador auxiliar 12a. Una función con esta respuesta de amplitud y frecuencia es a continuación alimentada en oposición de fase al nodo de salida del amplificador auxiliar 12a, mediante la aplicación de la función $f_3(x)$ a través de diferentes filtros a las corrientes i_1 e i_3 . La corriente i_1 es el canal principal al amplificador auxiliar 12a, y la parte i_3 está incluida para cancelar la no linealidad en la salida. Después de que se hayan establecido (como antes) las condiciones para cancelación, el cociente de filtro obtenido es añadido a la parte i_1 y es calculada la dependencia de frecuencia compuesta en el nodo del amplificador auxiliar 12a. La inversa de este término de filtro es a continuación añadida a ambas partes. El resultado de estas operaciones es una región plana por encima del segundo punto de transición para el amplificador auxiliar 12a, a expensas de la planitud en el amplificador principal 10. Para circuitos de bajas pérdidas, la tensión del nodo del amplificador principal 10 no está muy deteriorada, pero cuando hay presentes pérdidas, adquiere una pendiente ascendente por encima del segundo punto de transición. Este efecto probablemente reduce la eficiencia más que la que es ganada teniendo una tensión óptima de amplificador auxiliar 12a.

ES 2 272 486 T3

En los ejemplos anteriores, el punto de partida ha sido obtener tensiones lineales y no lineales independientes de la frecuencia en el amplificador principal 10. Esto es bueno para optimizar la eficiencia, ya que la parte plana del intervalo de tensión puede ser mantenida tan próxima del máximo como sea posible sin saturación. Hay desde luego también otras formas de obtener proximidad al funcionamiento óptimo, que puede adecuarse a un cierto tipo de puesta en práctica mejor. Algo de esto será descrito en los párrafos siguientes.

Los principios de funcionamiento han sido descritos en términos de una señal de entrada normalizada sin dimensiones, y un producto “final” en forma de salidas de corriente diseñadas especialmente desde los amplificadores de potencia. Los transistores y todos los demás componentes de un sistema amplificador óptimo han sido así integrados en las ecuaciones del filtro. En realidad la señal de entrada puede tener una variedad de formas, y múltiples etapas de tratamiento pueden en algunas puestas en práctica separar la generación de las señales no lineales, y la aplicación de los filtros acoplados por cruce desde los amplificadores de potencia reales. Por ejemplo, la señal de entrada puede ser de forma puramente digital y a una frecuencia baja, si el tratamiento de la señal digital es usado para conformar las funciones de excitación. La transformación en tensiones para excitar los transistores de potencia (que transforman su tensión de entrada en corrientes de salida controladas) es realizada a continuación por una cadena de tratamiento que comprende la conversión de digital a analógica, mezcladores, filtros y amplificadores, hasta que las señales de excitación a los amplificadores de potencia están a la frecuencia correcta y en la forma y tamaño correctos. Las funciones no lineales y los filtros acoplados por cruce serán en este caso puestos en práctica completamente en el campo digital, y pueden incluir una compensación para la dependencia de frecuencia de la cadena de conversión y de los circuitos de correspondencia de entrada del transistor.

En otras variantes, el tratamiento no lineal es hecho por circuitos no lineales a la frecuencia final o en una frecuencia intermedia. Hay disponible una variedad de modos de hacer esto, incluyendo la carga de transistores de baja potencia para el funcionamiento de clase C, multiplicación con una “función de conformación” derivada de la señal RF y multiplicación de la señal lineal con una función de conformación producida en la banda de base. Los filtros acoplados por cruce pueden a continuación ser puestos en práctica por técnicas de filtrado concentradas y/o distribuidas, que tienen entrada de corriente/salida de tensión o entrada de tensión/salida de corriente, estando doblemente terminados o cualquier otra técnica de filtrado apropiada que pueda dar la respuesta de filtro correcta sobre la banda deseada. Lo mismo se mantiene para los filtros que no están acoplados por cruce.

En cualquier variante, hay algunas reglas básicas que aplicar. En primer lugar, todas las ramas deben tener retardos correspondientes, es decir las relaciones de fase y tiempo entre las diferentes señales deben ser controladas estrictamente. Como los filtros y los tratamientos no lineales tienen retraso, cualquier rama sin una función (no lineal o filtro) debe ser compensada por un retraso igual. Los retrasos deliberados que son empleados para establecer relaciones de fase deseadas entre señales (es decir línea de cuarto de onda) no necesitan ser compensados. En segundo lugar, la amplitud de todas las señales debe ser hecha corresponder para la cancelación de distorsión y aumento de eficiencia para trabajar óptimamente.

Aunque los filtros pueden parecer complicados, como son ensamblados a partir de muchas impedancias y transimpedancias dependientes de la frecuencia, la complejidad de una puesta en práctica puede ser reducida de diferentes maneras. En una puesta en práctica digital, los filtros pueden ser ensamblados a partir de impedancias medidas por multiplicación y división en el dominio de frecuencia. Los filtros por ello ensamblados pueden a continuación o bien ser usados directamente para filtrar en el dominio de frecuencia, o bien ser convertidos a filtros en el dominio del tiempo. Puede aplicarse una ventana de dominio de frecuencia para restringir los filtros a anchos de banda adecuados. Los filtros típicamente son puestos en práctica como filtros FIR (Respuesta de Impulso Finita) que tienen una longitud de 20-40 tomas.

Como se ha descrito en la sección resumen, si el amplificador auxiliar está produciendo la corriente no lineal trabajando en clase C, su corriente de salida no lineal puede ser modelada para su uso en el acoplamiento por cruce. La función corriente del amplificador auxiliar puede en este caso no ser filtrada arbitrariamente, ya que la no linealidad está en el extremo de la cadena de tratamiento (en el propio transistor de potencia). En tales casos, toda la cancelación de distorsión está en el trayecto acoplado por cruce, tanto los filtros como el modelo de la función no lineal del amplificador de clase C. El trayecto lineal (al amplificador principal 10) puede desde luego tener también un filtrado de compensación en este caso, como puede el trayecto al amplificador auxiliar 12, específicamente para compensar las otras dependencias de frecuencia en este trayecto.

La impedancia de la red de antenas como se ha visto en la salida del amplificador de potencia no es generalmente conocida en detalle cuando se produce un amplificador. Sin embargo, tiene un impacto en las impedancias en el circuito de salida Doherty. Algunos métodos que pueden ser usados para adquirir una mejor impedancia conocida incluye usar un aislador en el trayecto de antena, para adquirir una característica más resistiva de ancho de banda, o para insertar un resonador o filtro que es más de banda estrecha que la red de antenas, de modo que la impedancia de esta parte (que se ha supuesto razonablemente conocida ya en la etapa de producción) domina en vez de la impedancia de la antena real.

A veces es poco práctico implantar todos los filtros que se necesitan para un funcionamiento óptimo. Hay también grandes diferencias entre los filtros considerando cuántos contribuyen al rendimiento total (reducción de la distorsión y eficiencia). Por ello, puede ser útil diseñar variantes reducidas con filtros disminuidos o simplificados. Generalmente, esas variantes reducidas pueden ser satisfactorias si algún filtro o parte de un filtro puede ser considerado como

aproximadamente constante sobre el intervalo de frecuencia de interés. El valor de fase y ganancia del filtro a la frecuencia central puede entonces ser sustituido para el filtro dependiente de frecuencia completo. Para cancelación de distorsión en la salida para trabajar, hay generalmente un requisito para un cociente de filtro específico (como se ha descrito previamente) entre dos ramas. Esto significa que un inverso de un filtro, que puede ser difícil de poner en práctica, puede ser disminuido y el propio filtro ser insertado en la otra rama. Ambas ramas deben a continuación ser compensadas para la ganancia y fase del filtro cambiado (en la frecuencia central). Puede encontrarse una variante muy reducida disminuyendo conjuntamente la dependencia de frecuencia. Esto puede posiblemente ser útil si el intervalo de frecuencia de funcionamiento es muy estrecho o si las pérdidas dominan la generación de distorsión en la salida.

Un método simple pero elegante para obtener los filtros z_{21} y z_{22} es usar copias de lado de entrada de la red de salida Doherty, que contienen los mismos elementos de circuito pasivo que están presentes en la red de salida real. Cuando tal red es excitada por un generador de corriente (transistor de señal pequeña) en el lado de entrada, la tensión de salida tiene automáticamente la dependencia de frecuencia correcta. El requisito para que esto funcione es que los elementos parásitos de salida del transistor, la línea de cuarto de onda y la impedancia de red de antenas pueden ser modelados con exactitud. Una posibilidad es escalar la impedancia de todos los elementos en la red para adquirir más valores realizables y/o mejores niveles de tensión y de corriente.

El filtrado por z_{21} puede ser en cambio obtenido usando z_{12} . De este modo, el filtrado de la señal no lineal por ambas impedancias puede ser hecho con sólo una copia de la red de salida. La desventaja es que la carga (sobre la que se obtiene la tensión) en este caso es el modelo de los elementos parásitos del transistor. La carga cuando se usa z_{21} (y z_{22}) es un modelo de la impedancia de red de antenas en paralelo con el modelo de los parásitos de salida del transistor 12 del amplificador auxiliar. La impedancia de antena es mejor conocida, no está muy dispersada entre amplificadores, y tiene una magnitud más conveniente que los parásitos. Es así fácil encontrar que los amplificadores de señal pequeña con una impedancia de entrada adecuada pueden ser complementados con reactancias para formar un modelo de la impedancia de red de antenas.

Para una puesta en práctica usando sólo técnicas de RF/microondas, el amplificador de Doherty simple puede ser puesto en práctica por debajo del modo óptimo usando las ideas de los párrafos anteriores. La sub-optimización procede de reorganizar las ecuaciones para hacer innecesarios los filtros inversos, y se mostrará que no degradan la eficiencia significativamente a partir del funcionamiento óptimo previamente derivado. La cancelación de la distorsión a la salida está aun completa. La función no lineal puede (y en este ejemplo se ha supuesto que lo hace) ser generada por un amplificador de clase C con su carga ajustada para un cierto punto de transición.

El filtro inverso a z_{21} es tomado lejos del trayecto acoplado por cruce, y este propio filtro es a su vez insertado en el trayecto al amplificador auxiliar 12. La ganancia y fase del filtro es reemplazada por su valor en la frecuencia central. La inversa del filtro compuesto $z_{12} - z_{22} * z_{21}^{-1} * z_{11}$, en los trayectos directo y acoplado por cruce es también reemplazada por sus valores de ganancia y de fase en la frecuencia central, como es el filtrado con la inversa de z_{11} en el trayecto lineal al amplificador principal 10. Lo que se ha dejado es sólo el filtrado básico requerido para la perfecta cancelación de distorsión en la salida más compensación de ganancias para maximizar la eficiencia bajo estas condiciones (sub-óptimas).

El esquema simplificado de tal circuito se ha mostrado en la fig. 12. Si la función no lineal de la señal de RF, $f_2(x)$, es producida por un amplificador de clase C, puede también ser producida por amplificadores de excitación G1 y G2 en el modo de clase C. Los niveles de señal en las redes de cancelación se pretende que sean bajos, para minimizar el consumo de potencia. La amplificación a mayor tensión es preferiblemente hecha en los amplificadores previos al amplificador principal 10 y al amplificador auxiliar 12.

La impedancia de red de antenas está en este caso modelada por una resistencia de 50 Ohmios con un resonador paralelo sintonizado a la frecuencia central. Los amplificadores G1 y G2 son generadores de corriente controlada (idénticos). La impedancia de entrada de los amplificadores (idénticos) G3 y G4 junto con reactancias adicionales apropiadas emula la impedancia de red de antenas Z_{ANT} , y están incluidos posibles parásitos en la salida de G1 y G2 en las correspondientes Z_{p2} y Z_{p1} . El amplificador G0 proporciona una ganancia de correspondencia, retraso y fase para la parte lineal al amplificador principal 10. Los amplificadores de potencia incluyen redes de correspondencia de entrada y preamplificadores necesarios.

Cuando todas las ganancias son ajustadas óptimamente, y la red de salida, parásitos e impedancia de red de antenas son emulados apropiadamente por sus modelos de entrada lateral, el rendimiento estará próximo al óptimo. Las magnitudes de tensión en el amplificador principal 10 y el amplificador auxiliar 12 para la situación descrita están ilustradas en la fig. 13. Estas curvas han sido obtenidas en las mismas condiciones y con los mismos anchos de banda que en el caso completamente optimizado mostrado en la fig. 7. La sobretensión y la subtensión en el amplificador principal 10 (el ancho de la parte plana de la curva) es sólo ligeramente mayor para el caso no óptimo, lo que significa que la eficiencia está muy poco degradada. Una dependencia de la frecuencia aumentada de la señal de salida (tensión en el amplificador auxiliar 12) es vista como un ensanchamiento de la traza de tensión, aunque la parte de amplitud de esta es muy notable en un punto espectral.

En la práctica, el rendimiento de los métodos descritos dependerá de cómo sean de bien conocidas las características de la red de salida Doherty. Medir las transimpedancias en la red de salida es a menudo difícil de hacer directamente, ya que la sonda de tensión (RF) y el inyector de corriente siempre tendrán parásitos que deben ser

ES 2 272 486 T3

tenidos en cuenta. Indirectamente, los parámetros de impedancia (parámetros-Z) pueden ser extraídos desplazando mediciones de onda (parámetros S). Puede también seleccionarse una combinación de parámetros diferentes que son fáciles de medir. Los filtros requeridos o redes de emulación pueden ser entonces diseñados usando impedancias y transimpedancias extraídas.

5

Los valores exactos de transimpedancias e impedancias son difíciles de obtener, y en muchos casos no son importantes en sí mismos. Tener el cociente correcto de dos respuestas de frecuencia y las ganancias y fases correctas en los dos trayectos a la salida común son los objetivos más importantes para conseguir la cancelación de la distorsión en la salida. Del mismo modo es la correspondencia de ganancia y fase de la parte lineal a las partes no lineales combinadas el criterio más importante cuando la optimización para planitud por encima del punto de transición. Suponiendo que la carga y las impedancias de línea de cuarto de onda son correctas, las amplitudes de regiones planas de tensión y las tensiones de salida pueden entonces ser ajustadas a valores máximos por un ajuste de ganancia común.

10

Usando la filosofía de la sección anterior, puede considerarse un esquema de ajuste. Inyectando una señal en distintos puntos en el circuito, y ajustando hasta que ocurre la cancelación u otra condición mensurable, el circuito puede ser optimizado para linealidad y eficiencia. La cancelación de distorsión en la salida puede ser manejada en primer lugar, sustituyendo una señal de ensayo de ancho de banda para $f_2(x)$. Para hacer esto bajo condiciones de funcionamiento realistas, el amplificador principal 10 puede ser excitado simultáneamente por otra señal (que es fácilmente distinguible en la señal de salida). Los filtros, ganancias y fases de los dos trayectos de cancelación a la salida pueden entonces ser ajustados, ya que son alimentados con la misma señal.

15

20

La ganancia del trayecto no lineal al amplificador principal 10 puede ser ajustada (a varias frecuencias para asegurar la planitud de la amplitud) observando el punto de partida de compresión en la salida para un principal. La compresión debería tener lugar a una potencia correspondiente al punto de transición, si $f_2(x)$ está desactivado.

25

El último criterio, la supresión óptima del aumento de tensión en el amplificador principal 10 por encima del punto de transición, requiere correspondencia de fase y ganancia de la parte lineal a la parte no lineal compuesta en este nodo. Una forma de hacer esto es observar el recrecimiento espectral, posiblemente con un simple ensayo de dos tonos, y ajustarle hasta que este sea minimizado. Otras formas pueden ser ajustar la fase primero por cancelación en dos trayectos a la salida y ajustar las ganancias después, conociendo que la fase es correcta. De cualquier forma, la correspondencia de fase, o la diferencia de longitud de trayecto eléctrico, deberían ser suficientemente correctas (dentro de una fracción de una longitud de onda) antes del ajuste con el fin de evitar los mínimos locales en múltiples longitudes de onda lejos del correcto. Un método de ajustar mientras se observa el recrecimiento espectral usando una señal realista (de ancho de banda, multi-portadora) mientras simultáneamente se conserva el seguimiento de la eficiencia de potencia del amplificador puede también ser usado.

30

35

Sondear la tensión en el amplificador principal 10 para la planitud por encima del punto de transición, en vez de sólo observar la eficiencia, puede también ayudar a conseguir la máxima eficiencia. La sonda debe tener una elevada impedancia para evitar aumentar la pérdidas o de otro modo afectaría perjudicialmente las condiciones en el circuito. Aparte de esto, la impedancia de la sonda puede ser incorporada en las compensaciones de cancelación de distorsión y aumento de eficiencia.

40

Muchos parámetros de la red de salida y amplificadores están cambiando lentamente, debido al envejecimiento, variaciones en la temperatura y otros cambios medioambientales. Esto significa que la cancelación de distorsión y la eficiencia del amplificador puede degradarse desde su nivel inicial. Para acabar con este problema, los filtros y ganancias en la red de cancelación y el trayecto lineal pueden ser hechos para responder en tiempo real a las variaciones de parámetros.

45

Los ajustes descritos en los párrafos anteriores pueden ser automatizados vigilando la salida y posiblemente la tensión en el amplificador 10 y relacionando esto con las señales introducidas en distintos puntos en la red. Los valores medidos pueden a continuación ser usados para cambiar los parámetros de la red de entrada. Una alternativa es insertar señales especiales que sólo son usadas para mediciones (señales piloto). Una señal piloto usada para ajustar la cancelación será cancelada en sí misma en la salida cuando la red de salida está ajustada apropiadamente.

50

Una puesta en práctica digital completa de las técnicas de cancelación de distorsión y de aumento de eficiencia tendrá ventajas sobre una puesta en práctica análoga en la que los filtros serán más accesibles a ajustes detallados. Una puesta en práctica análoga se basa en los ajustes de elementos de circuito, pero el propio circuito es difícil de cambiar durante el funcionamiento.

55

A través de este texto, la suposición ha sido que la saturación es algo que debe evitarse y que los métodos de Doherty deberían ser usados con trucos extra para asegurar que los transistores son conservados lejos de la saturación, mientras se maximiza la eficacia y se minimiza la distorsión. Sin embargo, la razón principal para esto es que la saturación de los amplificadores de potencia inferiores, especialmente el amplificador principal 10, ocurrirá de otra manera en los niveles de potencia en los que una señal multi-portadora estadísticamente gasta la mayoría de su tiempo. La distorsión en la salida debida a una no linealidad en esta región es por ello muy grande. Los amplificadores de potencia estándar son usualmente excitados a saturación en la parte superior de su intervalo de potencia de salida, para adquirir alguna potencia de salida adicional y eficiencia media aumentada. La distorsión procedente de esto es muy baja, para un amplificador excitado por una señal multi-portadora, ya que la densidad de probabilidad está disminuyendo ex-

60

65

ponencialmente hacia el extremo elevado de la (casi) distribución de Rayleigh de niveles de amplitud. Pueden usarse métodos similares para los amplificadores de Doherty mejorados, modificando la corriente no lineal para proporcionar un crecimiento de tensión similar en todos los amplificadores por encima de la compresión. Parcialmente, esto será tenido en consideración cuando el amplificador auxiliar 12 llegue a saturación, de modo que una modificación deliberada podría no ser necesaria. La corriente entregada será a continuación reducida, con una elevación de tensión también en el amplificador principal 10 como resultado. Alguna potencia adicional, mejor eficiencia media, y una distorsión ligeramente peor será el resultado. El punto de transición puede también desde luego ser cambiado consiguientemente para tomar una ventaja completa de esta solución. Por debajo de esta región de compresión todo será aun lineal y no saturado.

Como la saturación es un estado algo vagamente definido, con una región de transición en la que el amplificador de potencia no es ni una fuente de corriente pura ni una fuente de tensión muy limitada, pueden encontrarse soluciones en las que un amplificador de potencia es mantenido ligeramente saturado sobre el intervalo de tensión “plano”. Los métodos propuestos por el presente invento pueden ser usados para controlar esta cantidad de saturación muy precisamente de modo que aumente la eficiencia, sobre la de un amplificador estrictamente no saturado, pero la distorsión no crece por encima de un límite ajustado.

La solución propuesta no excluye el uso de técnicas de linealización adicionales. Después de que la eficiencia haya sido optimizada y la difícil distorsión dependiente de la frecuencia y otros productos de distorsión específica de Doherty a gran escala han sido reducidos por el método de cancelación, la distorsión residual procedente de las no linealidades específicas de dispositivo puede ser accedida. Dos métodos populares para la reducción de distorsión en amplificadores de RF de ancho de banda y de microondas son el método de alimentación en sentido directo y el método de distorsión previa. Como se ha indicado en la sección de antecedentes, la distorsión a gran escala y dependiente de la frecuencia reducida facilitará los requisitos para las técnicas de linealización adicionales.

Una alternativa a los bucles de linealización alrededor del amplificador completo es linealizar la corriente de salida para cada transistor (amplificador de potencia). Esto tiene el beneficio añadido de que el rendimiento de la cancelación de distorsión de los métodos descritos más arriba puede ser más completo, ya que de otro modo las no linealidades de los generadores de corriente (transistores) añadirán productos de distorsión a las tensiones que idealmente debería cancelar en la salida. Como estas distorsiones no son generalmente iguales en forma, aunque pueden ser similares en magnitud, la parte residual que no puede ser cancelada completamente pondrá un límite en la cancelación de la distorsión específica de Doherty.

Tradicionalmente, los amplificadores Doherty han sido conocidos por tener una linealidad “inversamente proporcional a su eficiencia” [7]. Los métodos presentados en este documento eliminan esta compensación, ya que puedan optimizar simultáneamente la linealidad y eficiencia de los amplificadores Doherty. Además, pueden hacer esto sobre anchos de banda muy grandes con rendimiento retenido. La solución es efectiva para todos los tipos de amplificadores Doherty y para muchos tipos de no idealidades, tanto las que dependen de aproximaciones de banda estrecha como las debidas a parásitos lineales.

La posibilidad de anchos de banda relativamente más anchos y de una eficiencia más elevada permite el uso de amplificadores Doherty (los modificados) en áreas previamente inalcanzables. Por ejemplo, los anchos de banda relativamente más anchos hacen posible usar la técnica Doherty para sistemas de radio a una frecuencia inferior, o hacer amplificadores con una eficiencia elevada para anchos de banda de un sistema completo en vez de fragmentos más pequeños o canales individuales. Incluso si un intervalo menor de ancho de banda es usado realmente, el método permite la fabricación de un amplificador unificado con colocación flexible del ancho de banda o canal usado dentro de un ancho de banda mucho mayor. Esto implica un coste de fabricación inferior, ya que han de ser fabricadas menos variantes.

Son posibles muchas puestas en práctica diferentes. Puede usarse el tratamiento de señal analógico o digital, y puede realizarse el tratamiento con una variedad de técnicas, en banda de base, frecuencias (RF) intermedia o final. Pueden usarse combinaciones arbitrarias de éstos, coincidiendo los requisitos para una función con una forma conveniente de ponerlo en práctica. La solución puede usarse estáticamente, optimizada en el momento de fabricación o en momentos específicos durante el mantenimiento, o dinámicamente adaptable, para optimizar continuamente la linealidad y eficiencia del amplificador.

En la descripción anterior se ha supuesto que la señal acoplada cruzada que emula el comportamiento no lineal de la corriente de salida del amplificador auxiliar es sustraída de la señal de entrada al amplificador principal 10. Sin embargo, como se mostrará más adelante con referencia a las figs. 14 a 17, el acoplamiento por cruce no es realmente estrictamente necesario. El mismo efecto puede ser conseguido de otros modos.

La fig. 14 es un diagrama de bloques simplificado de otra realización ejemplar del amplificador compuesto de acuerdo con el presente invento. Esta realización es equivalente a la realización de la fig. 5. La diferencia es que la función no lineal 18 ha sido duplicada en la rama de entrada superior para el amplificador principal 10. Los filtros son los mismos que en la fig. 5.

La fig. 15 es un diagrama de bloques simplificado de otra realización ejemplar del amplificador compuesto de acuerdo con el presente invento. Esta realización es una versión simplificada de la realización de la fig. 14. En esta

ES 2 272 486 T3

realización el filtrado sólo es realizado en la rama de entrada superior al amplificador principal 10. Además, los filtros son proporcionales a:

$$\text{Filtro 22: } z_{22} * z_{21}^{-1}$$

5

$$\text{Filtro 26: } z_{11}^{-1}$$

10

La fig. 16 es un diagrama de bloques simplificado de otra realización ejemplar del amplificador compuesto de acuerdo con el presente invento. En esta realización hay diferentes funciones no lineales en las ramas superior e inferior. La función no lineal superior $f_1(x)$ en el bloque 38 tiene dos pendientes constantes, una primera pendiente igual a 1 hasta el punto de transición, y una segunda, pendiente reducida que contrarresta la no linealidad en la rama inferior. Un filtro 40 de cancelación de distorsión está previsto sólo en la rama inferior. Este filtro es proporcional a:

15

$$Z_{21} * z_{22}^{-1}$$

20

La fig. 17 es un diagrama de bloques simplificado de otra realización ejemplar del amplificador compuesto de acuerdo con el presente invento. Esta realización, que es una versión más elaborada de la realización de la fig. 16, tiene un filtro 42 en la rama superior y un filtro 44 en la rama inferior. Los filtros son proporcionales a:

$$\text{Filtro 44: } z_{21} * z_{21}^{-1} * z_{11}^{-1}$$

$$\text{Filtro 42: } z_{11}^{-1}$$

25

Se comprenderá por los expertos en la técnica que pueden hacerse distintas modificaciones y cambios en el presente invento sin salir del marco del mismo, que está definido por las reivindicaciones adjuntas.

Referencias

30

[1] F. H. **Raab**, "Eficiencia de los Sistemas de Amplificador de Potencia RF de Doherty", IEEE Trans. *Broadcas-*
ting, vol. BC-33, n° 3, págs. 77-83, Septiembre de 1987.

[2] Patente Norteamericana N° 5.420.541 (D.M. **Upton** y col.).

35

[3] Patente Norteamericana N° 5.568.086 (J.J. **Schuss** y col.).

[4] Patente Norteamericana N° 5.786.727 (B.E. **Sigmon**).

40

[5] Patente Norteamericana N° 5.025.225 (**Tajima** y col.).

[6] D.M. **Upton** y col. "Una Nueva Topología de Circuito para Realizar Amplificadores de Microondas de Elevada Eficiencia, Linealidad Elevada, y Alta Potencia", *IEEE Proc.* RAWCON'98.

45

[7] WO 97/20385 (j.F.**Long**).

50

55

60

65

REIVINDICACIONES

- 5 1. Un amplificador compuesto que incluye: un amplificador de potencia principal (10) y un amplificador de potencia auxiliar (12), que están conectados a una carga sobre una red de salida Doherty (16); y medios (18, 22, 24) para emular y compensar el comportamiento no lineal de la corriente de salida de dicho amplificador de potencia auxiliar en la señal de entrada a dicho amplificador principal.
- 10 2. El amplificador compuesto de la reivindicación 1^a, que incluye medios para ecualizar la respuesta de frecuencia de dicho amplificador compuesto.
- 15 3. El amplificador compuesto de la reivindicación 1^a o 2^a, que incluye medios para acoplar por cruce y sustraer una versión filtrada de la señal de entrada del amplificador auxiliar desde la señal de entrada del amplificador principal.
- 20 4. El amplificador compuesto de la reivindicación 3^a, que incluye un filtro de acoplamiento por cruce que emula la impedancia de dicho amplificador auxiliar y que compensa la transimpedancia entre dichos amplificadores principal y auxiliar.
- 25 5. El amplificador compuesto de la fig. 3, que incluye un filtro de acoplamiento por cruce que emula la transimpedancia desde dicho amplificador auxiliar al nodo de salida y que compensa la transimpedancia desde dicho amplificador principal hasta el nodo de salida.
- 30 6. El amplificador compuesto de la reivindicación 4^a o 5^a, que incluye filtros laterales de entrada para ecualizar las respuestas de frecuencia de dichos amplificadores principal y auxiliar.
- 35 7. Un transmisor que incluye: un amplificador compuesto según las reivindicaciones 1^a a 6^a.
- 40
- 45
- 50
- 55
- 60
- 65

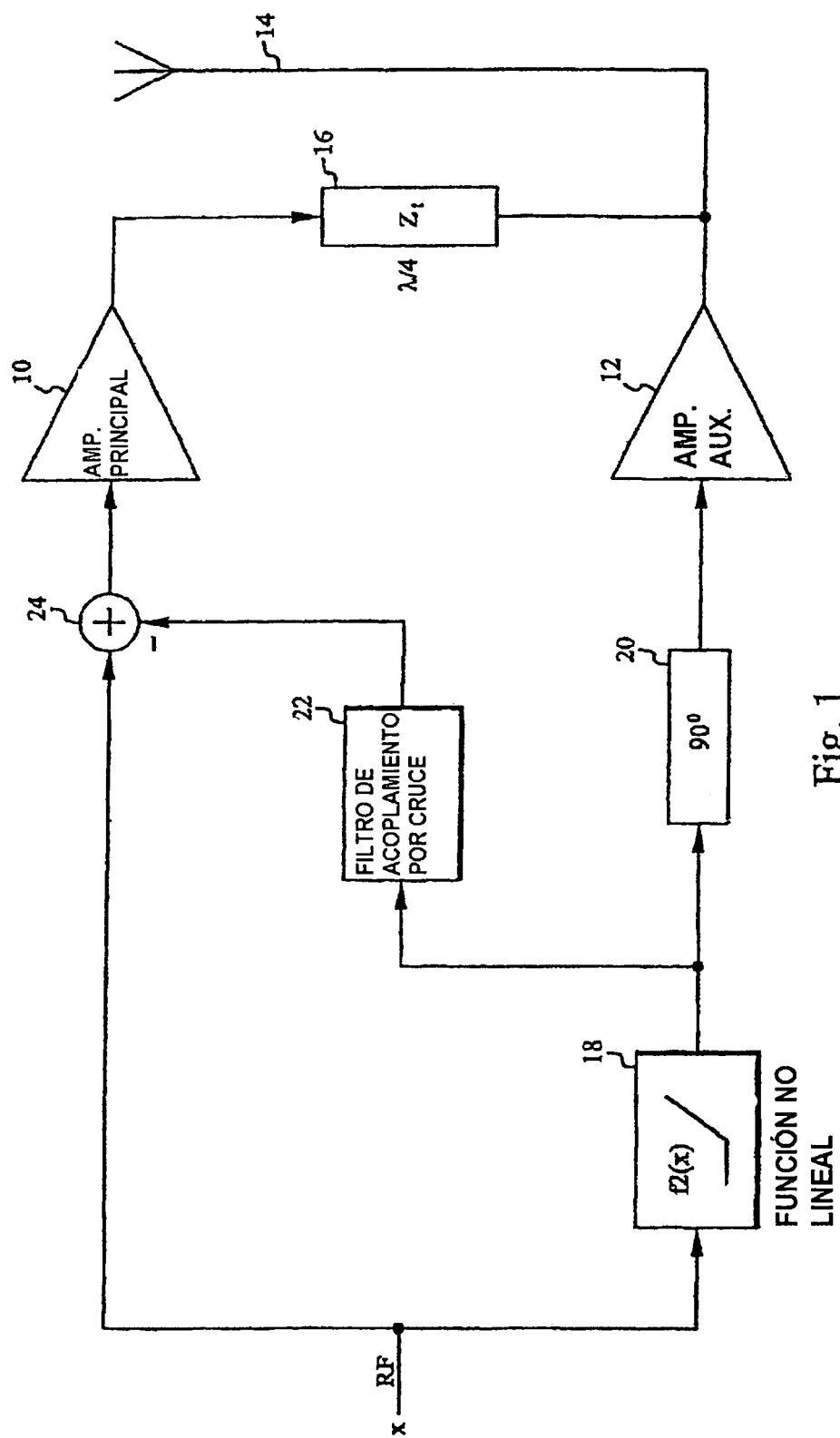


Fig. 1

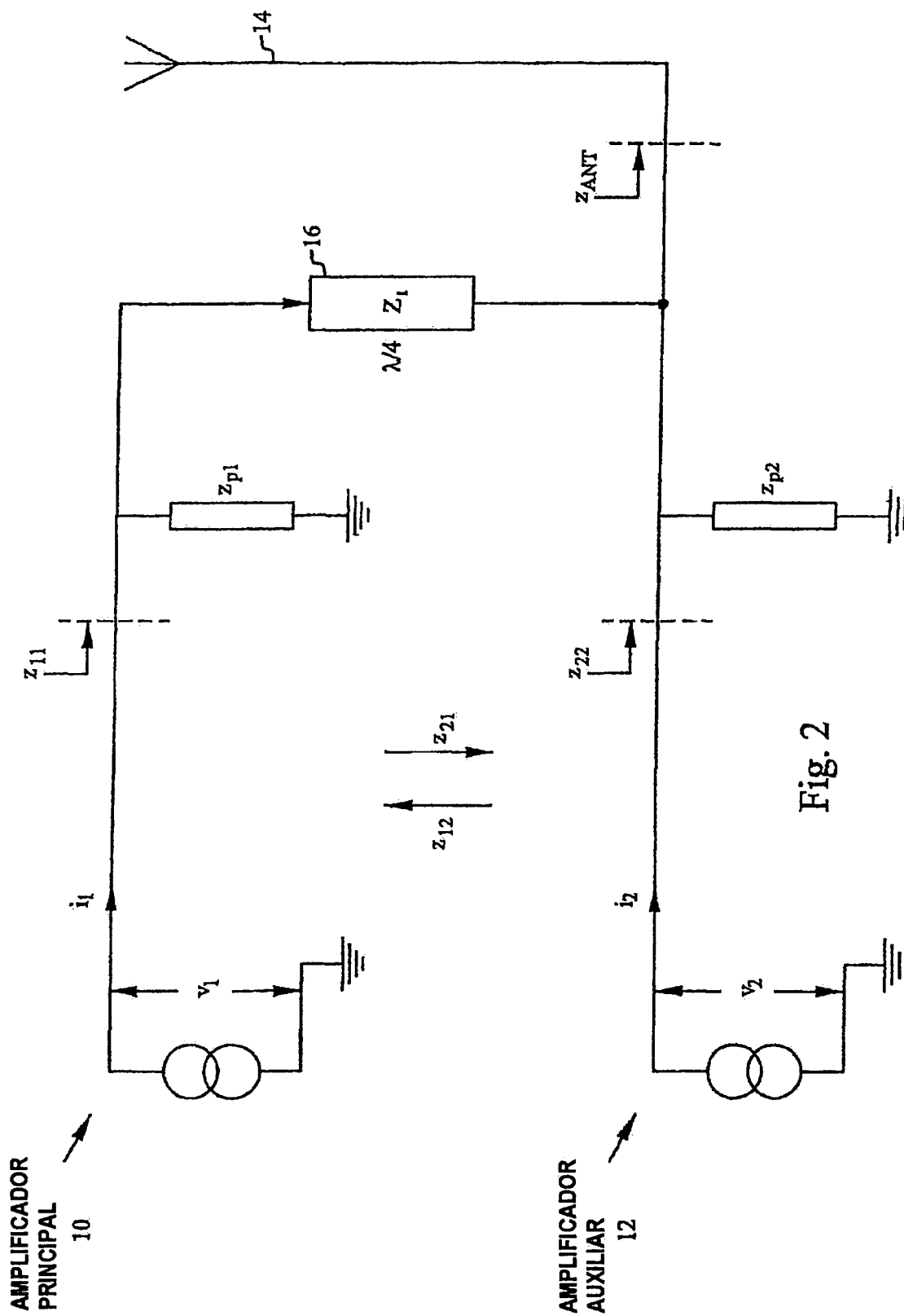


Fig. 2

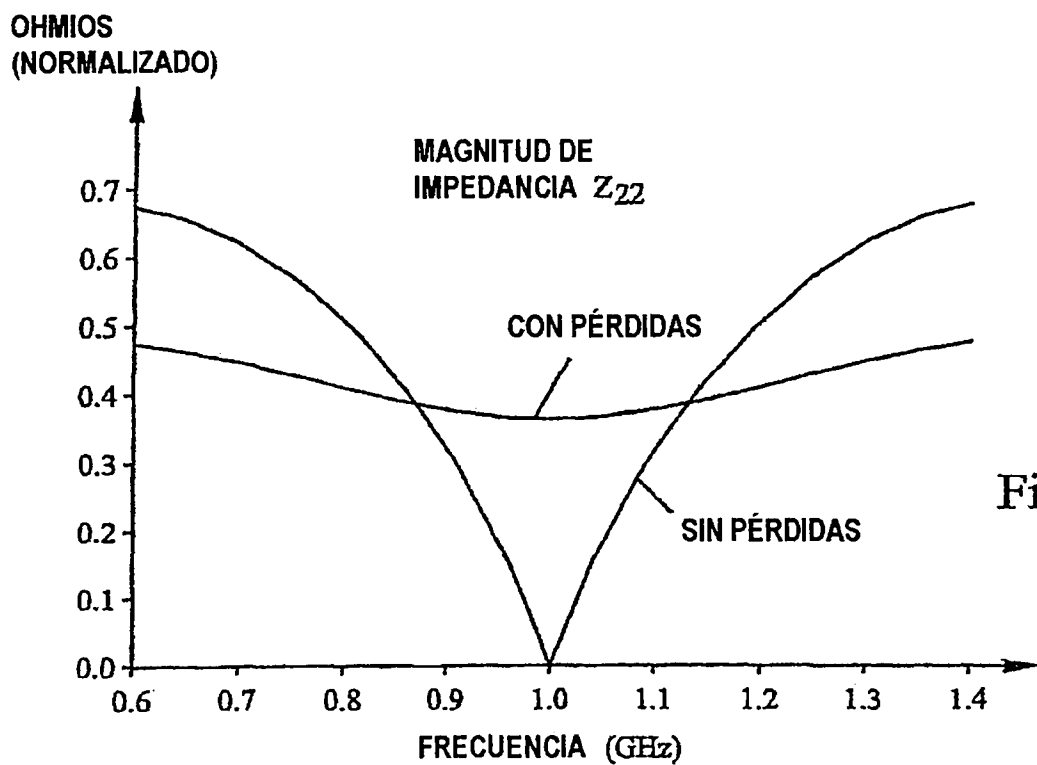


Fig. 3

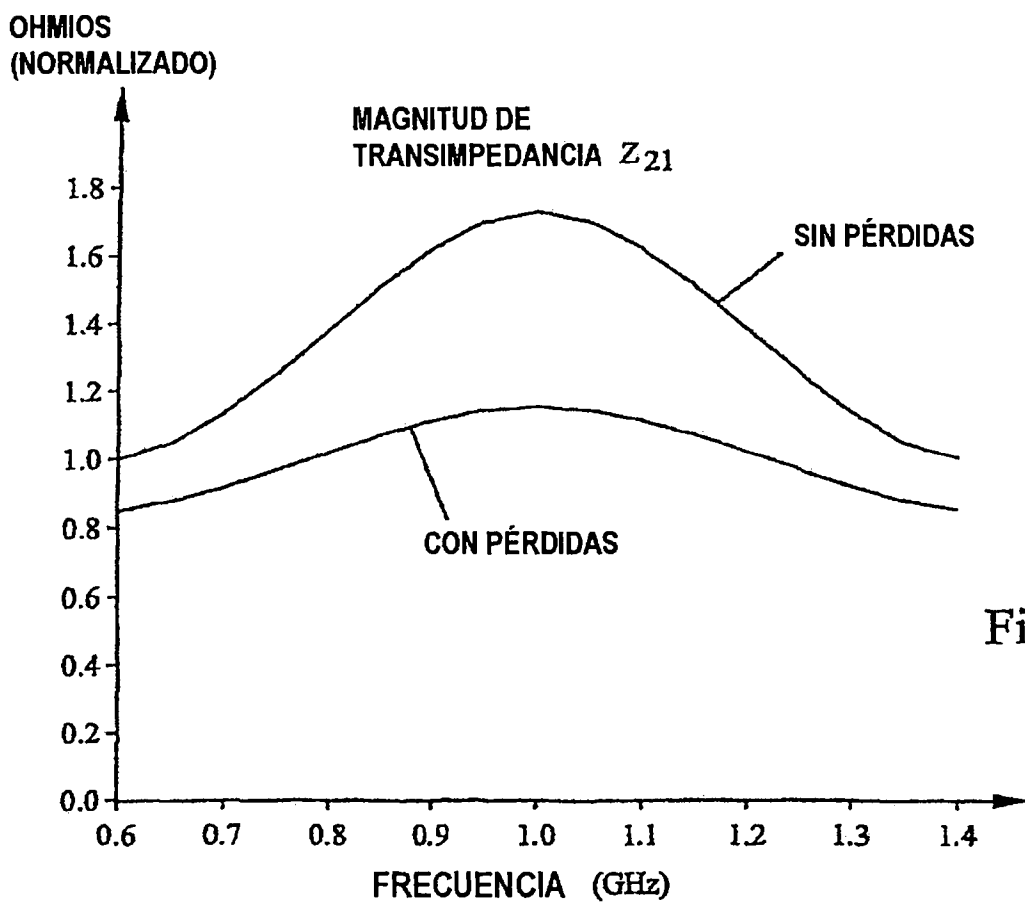


Fig. 4

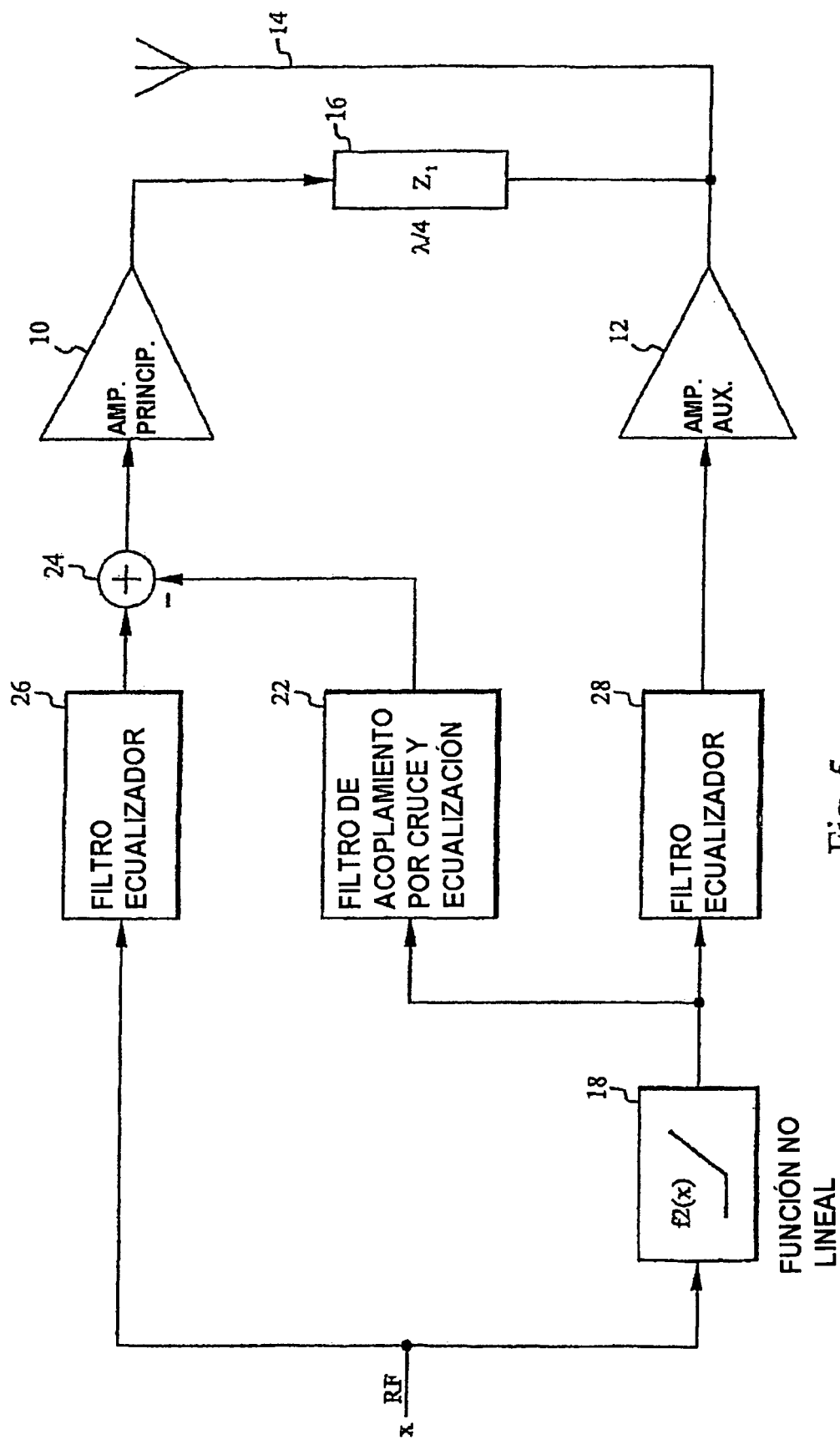
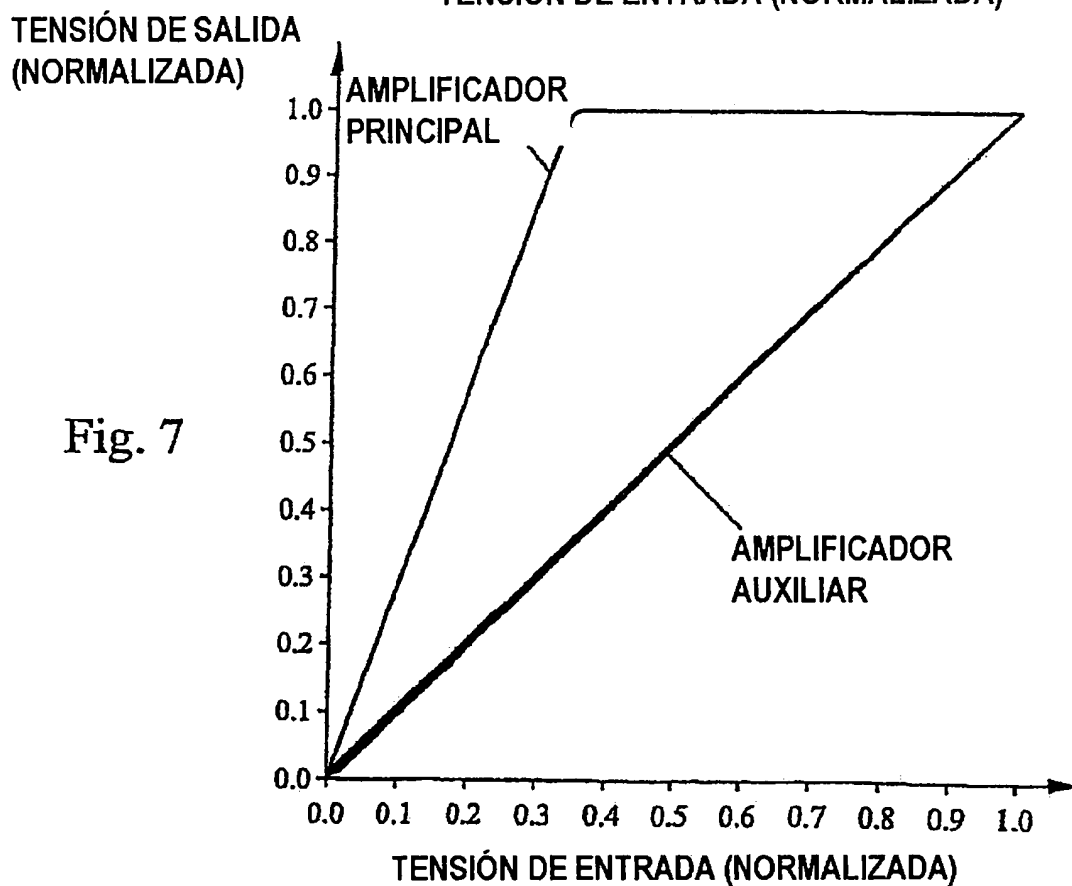
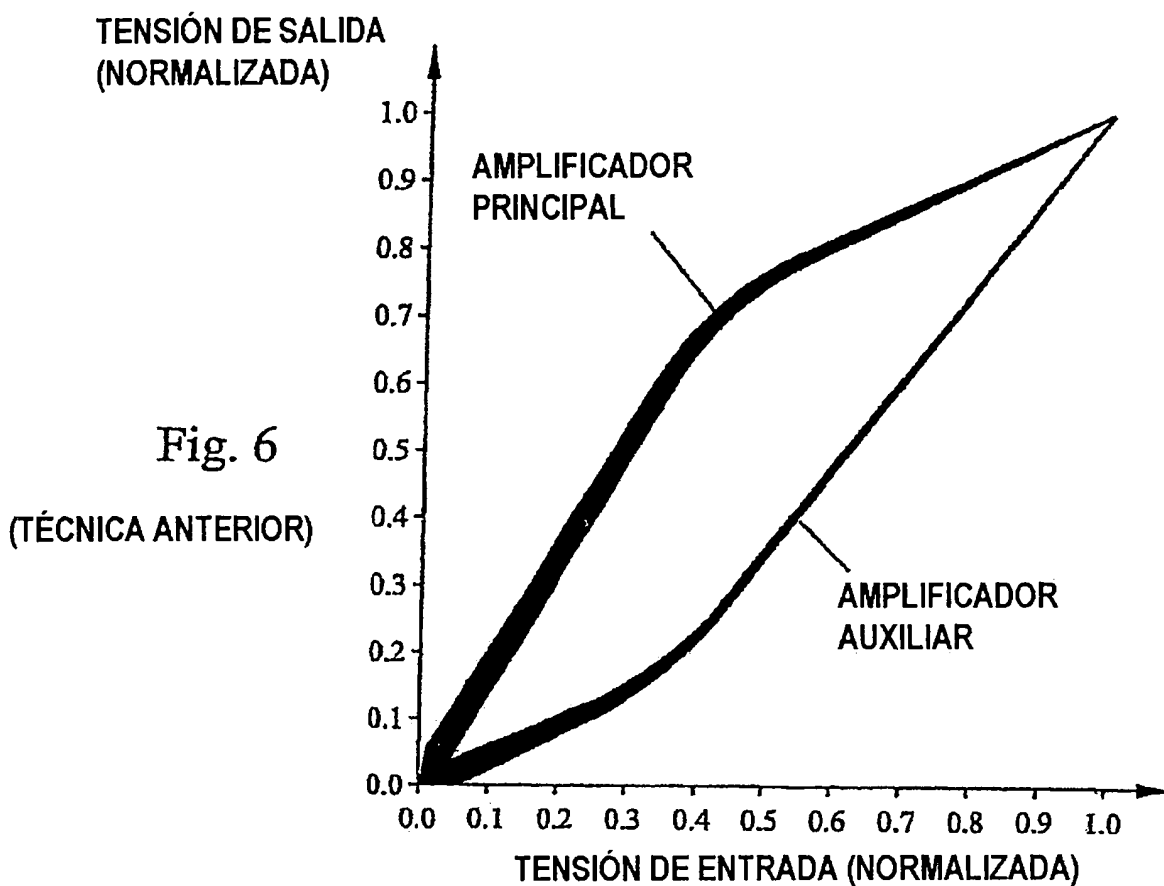


Fig. 5



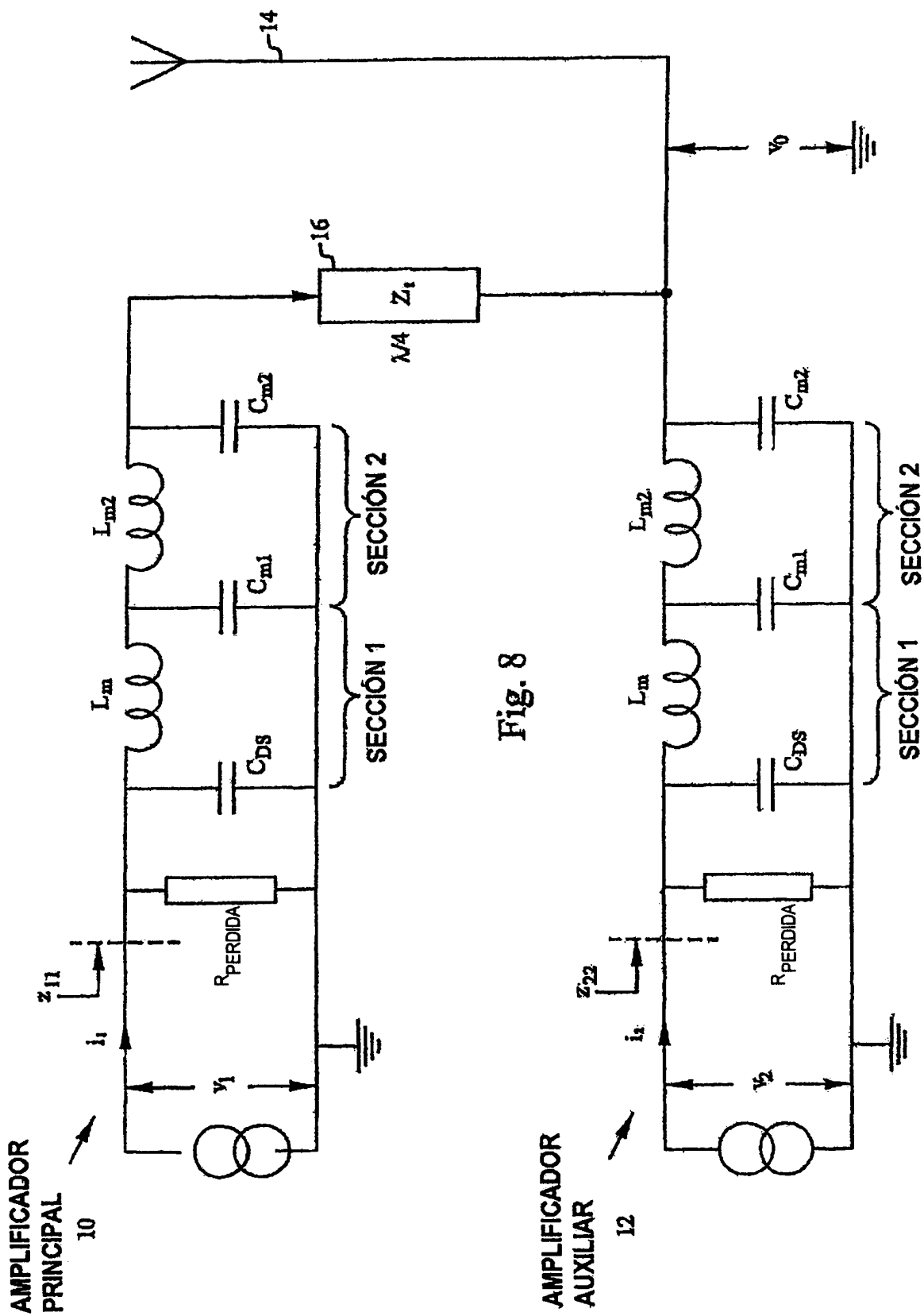


Fig. 8

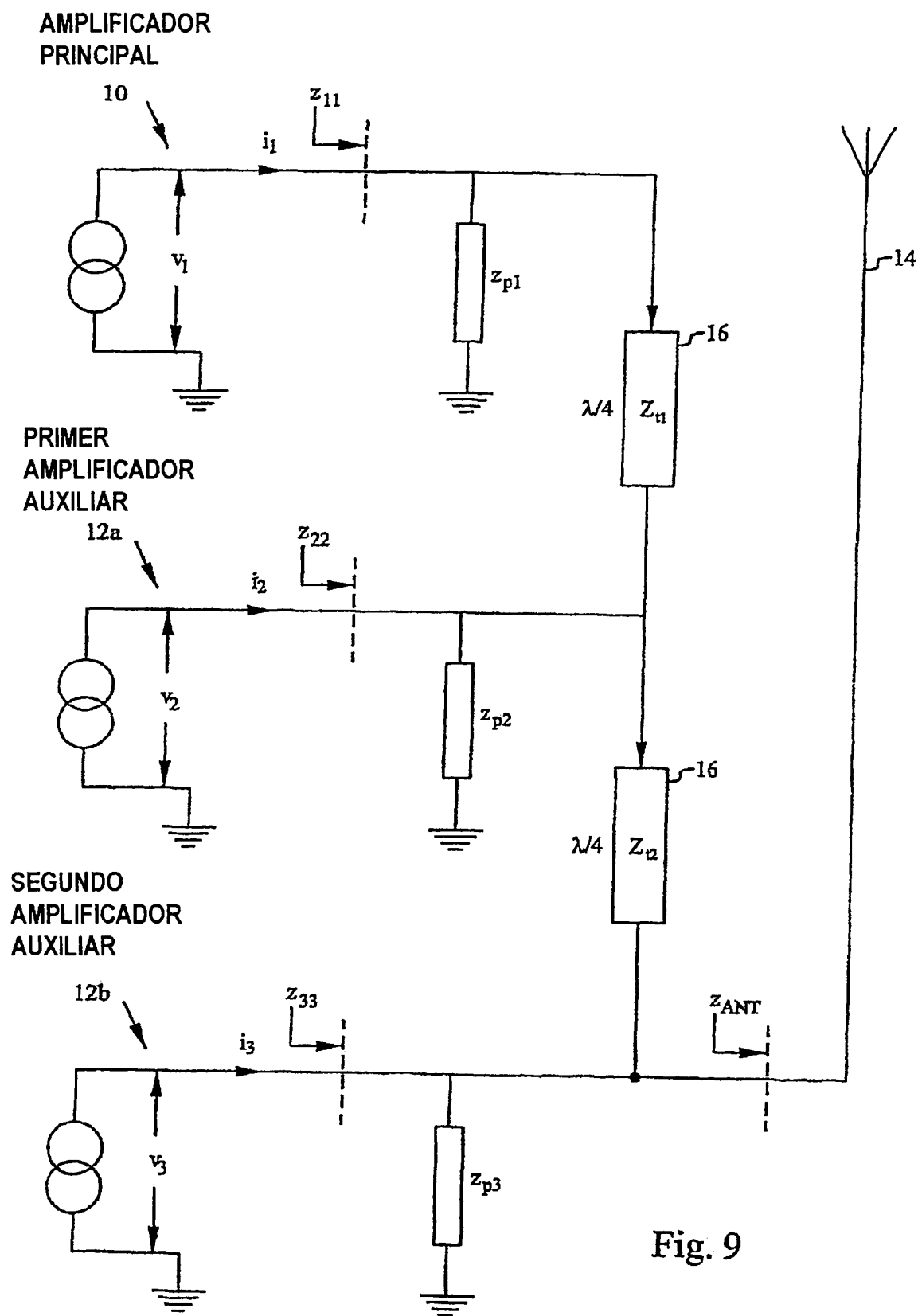


Fig. 9

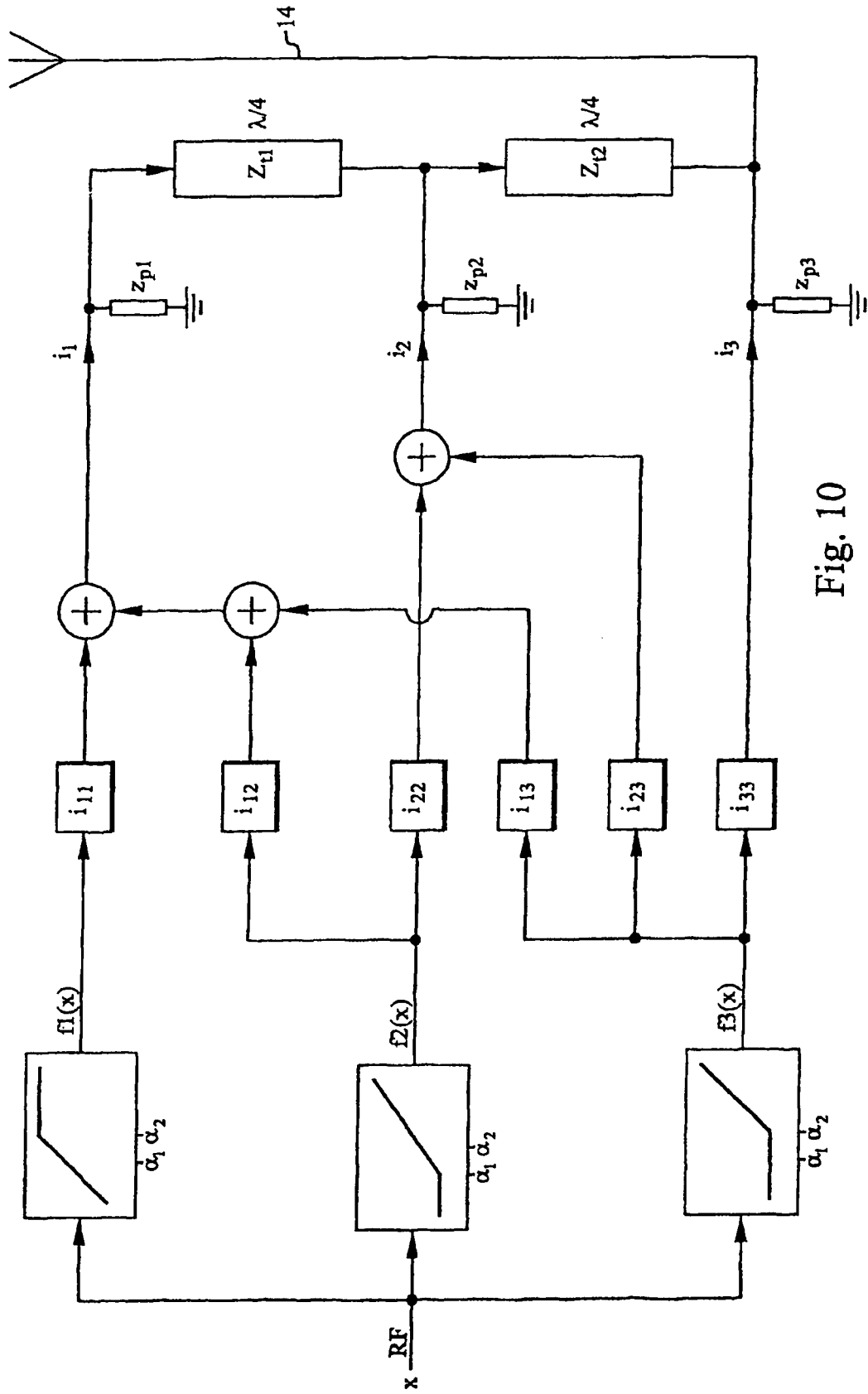


Fig. 10

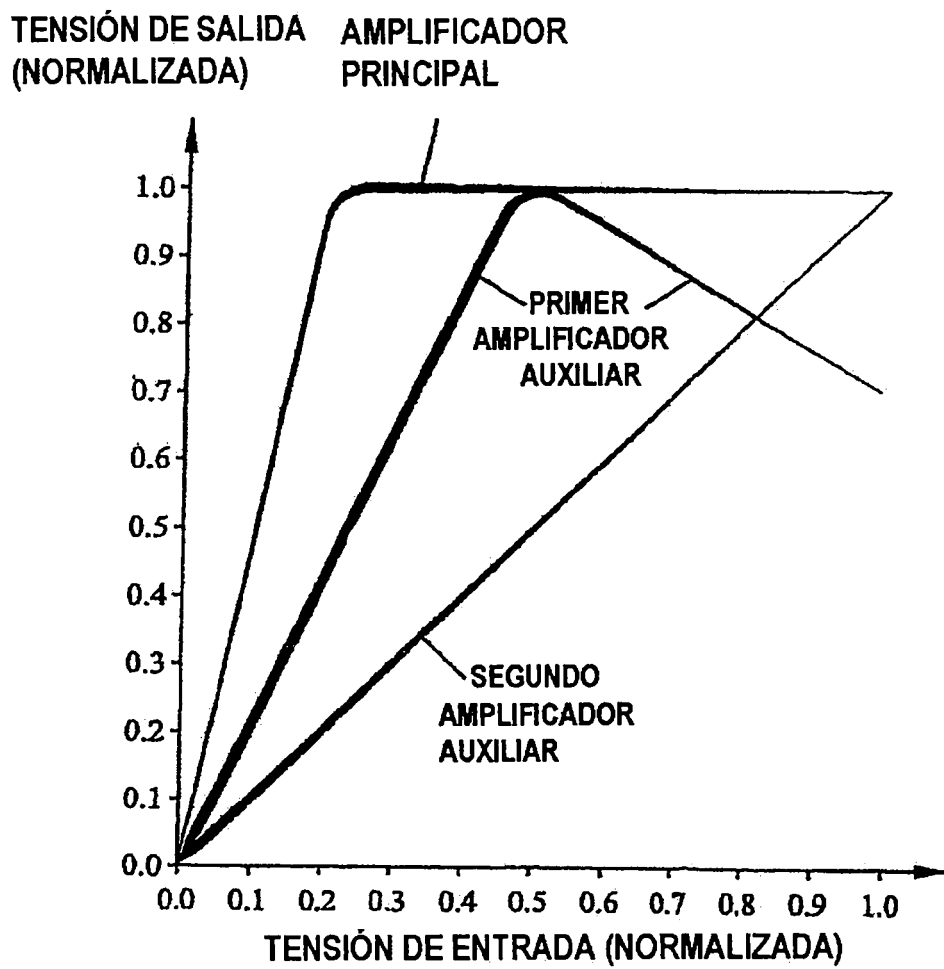


Fig. 11

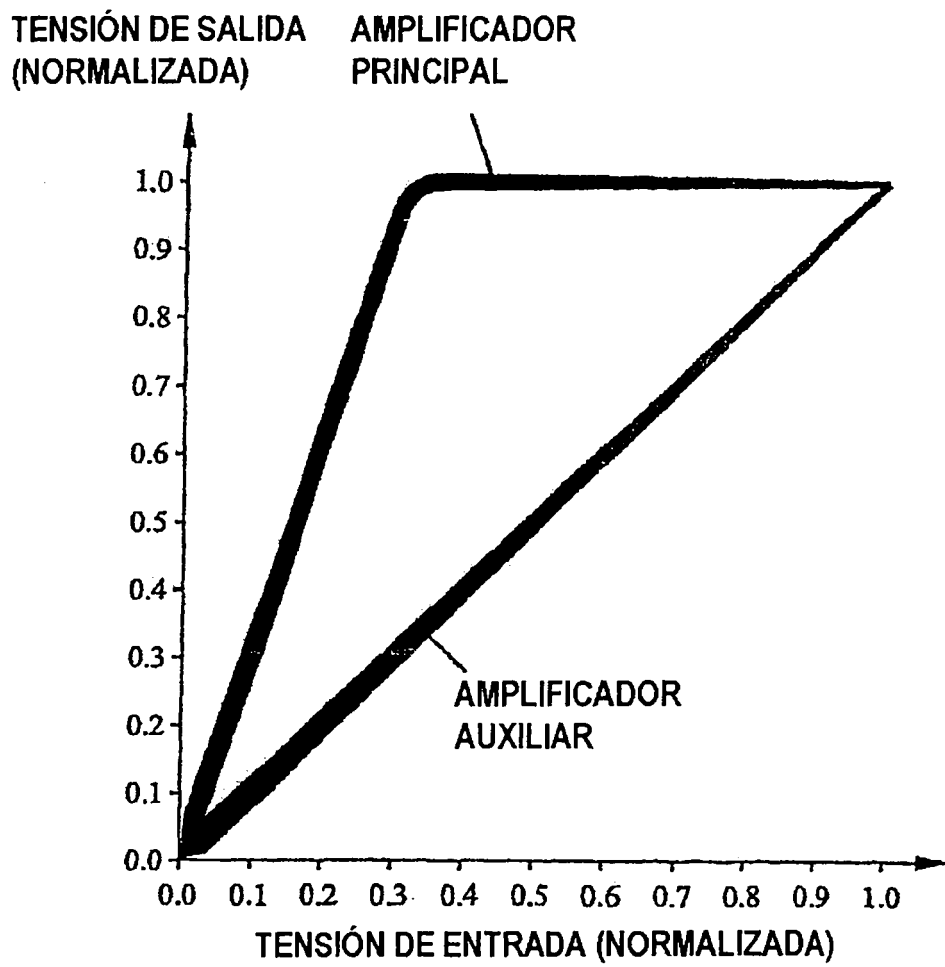


Fig. 13

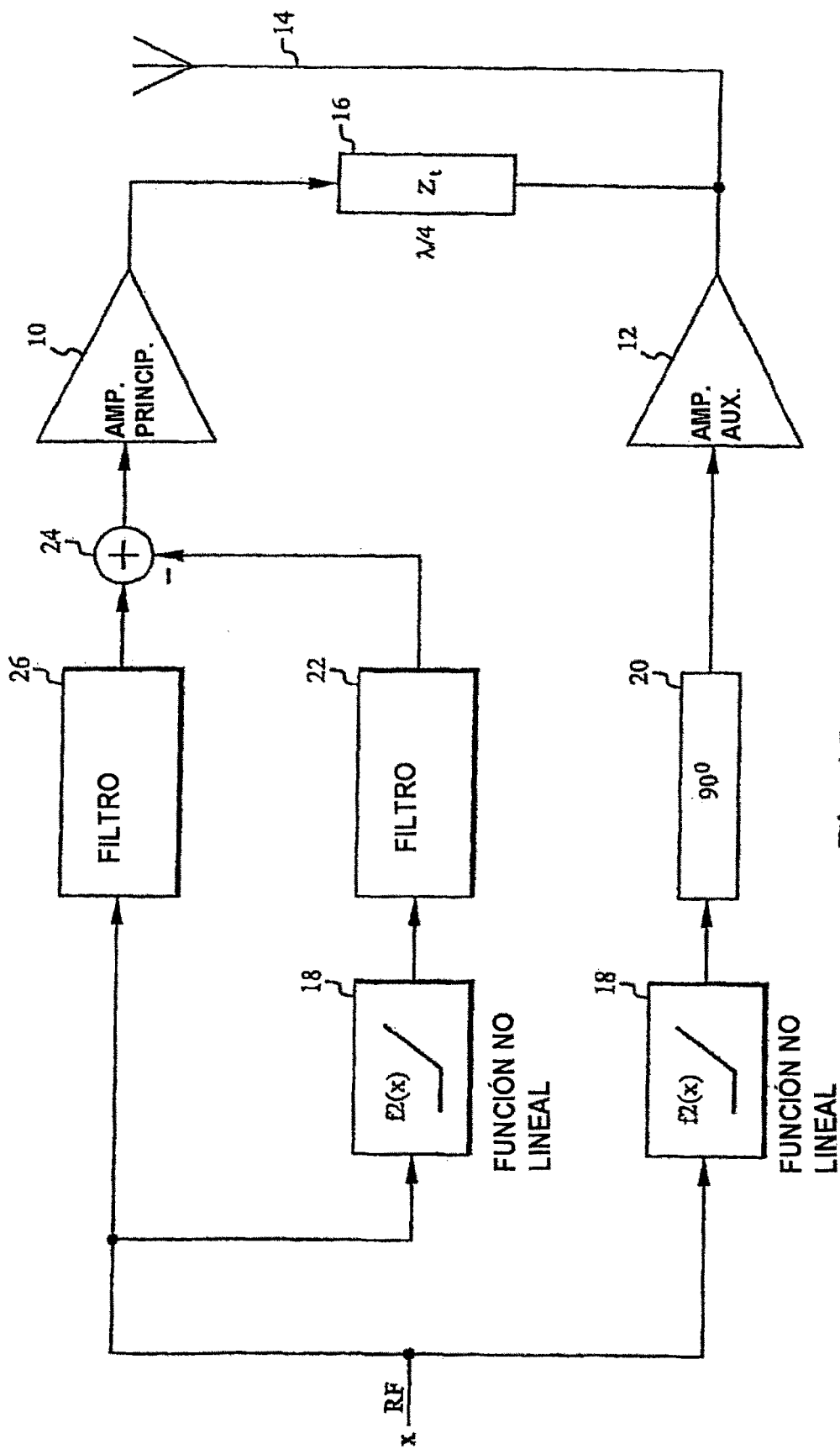


Fig. 15

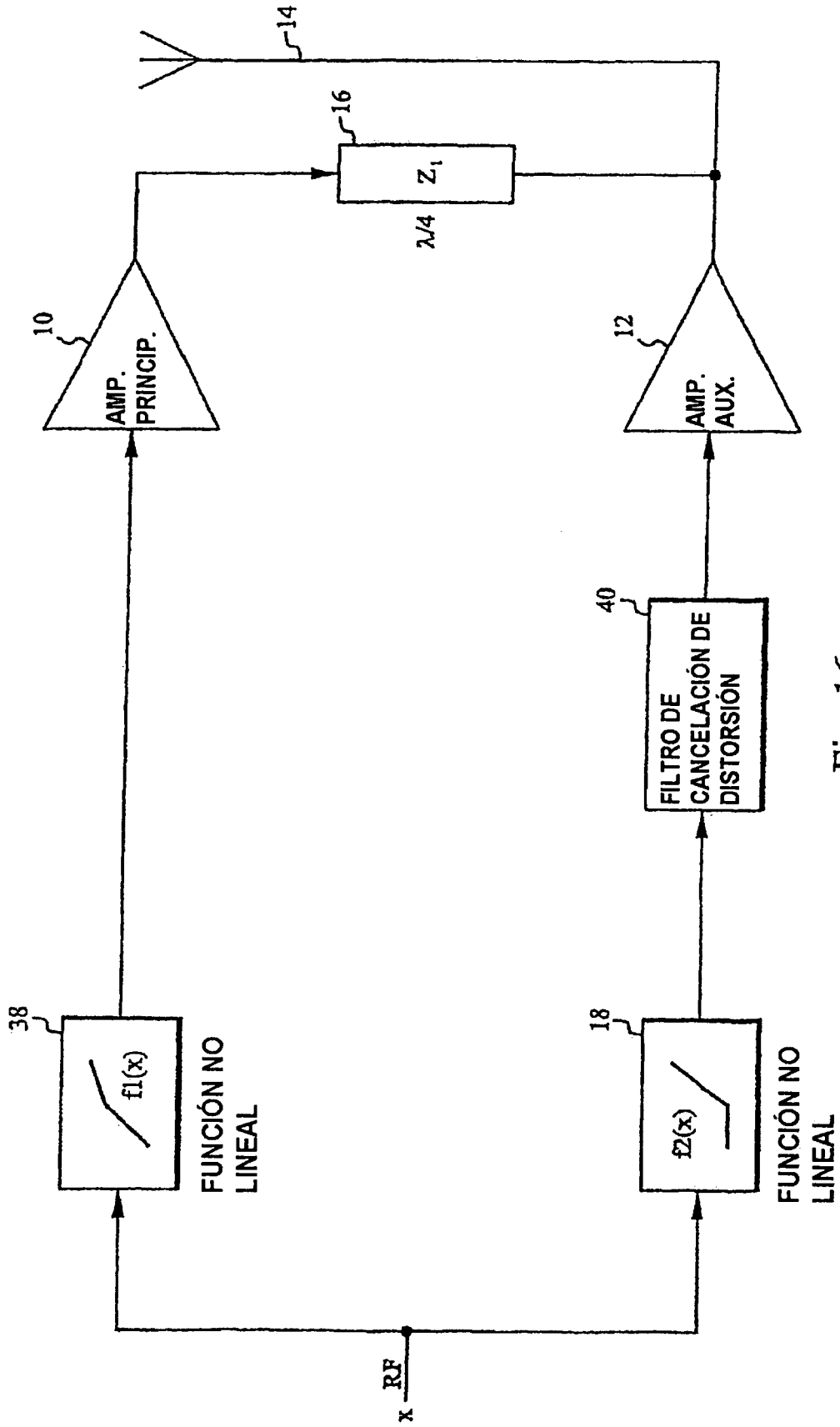


Fig. 16

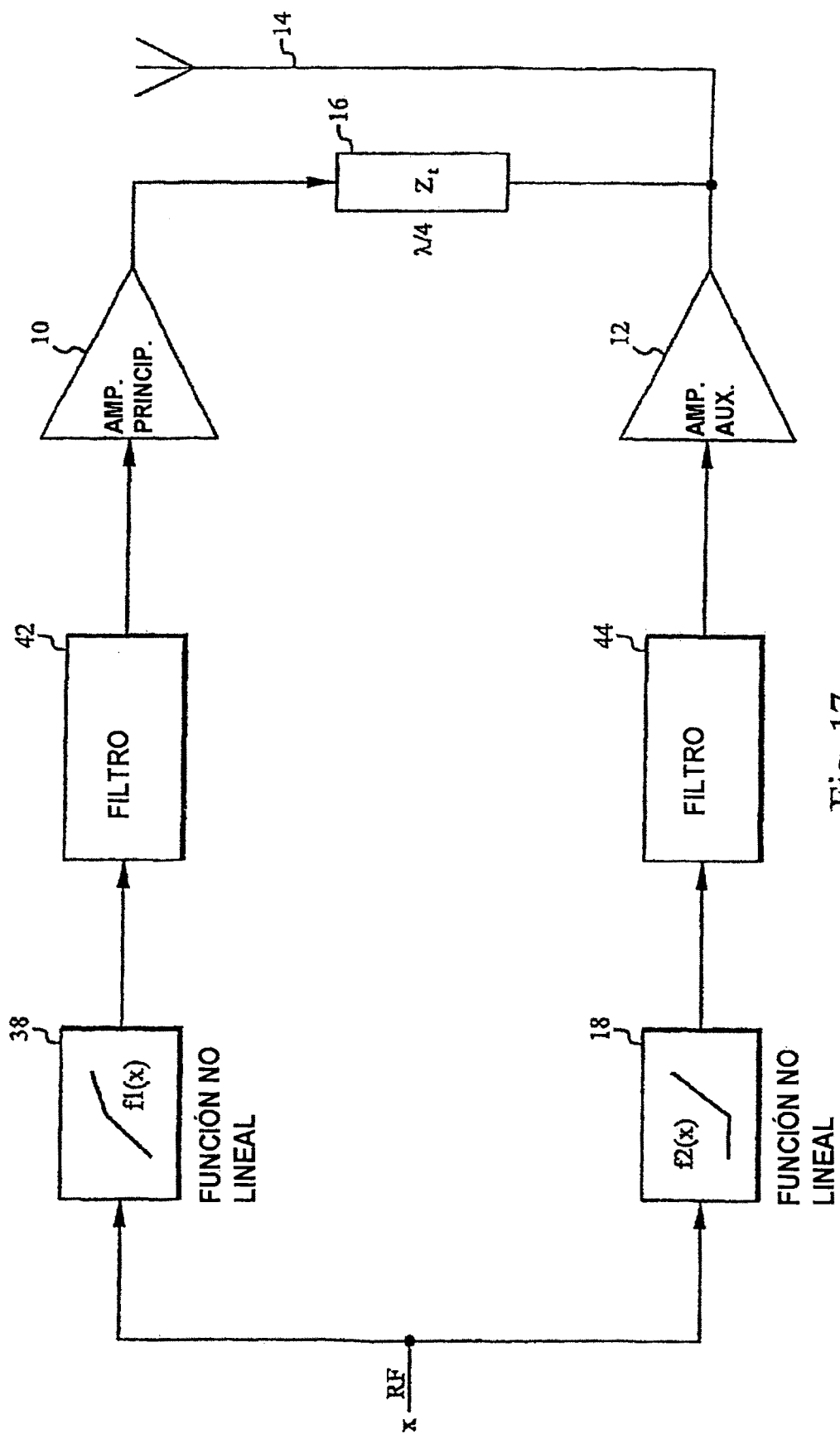


Fig. 17