

MINISTERIO DE INDUSTRIA
REGISTRO DE LA PROPIEDAD INDUSTRIAL



(19) ES	(11) NUMERO 443.948	(20) A1
(21)	(22) FECHA DE PRESENTACION 30.12.75.	

PATENTE DE INVENCION

(30) PRIORIDADES: (31) NUMERO 537.433	(32) FECHA 30 de diciembre de 1.974	(33) PAIS EE.UU. de A.
(47) FECHA DE PUBLICIDAD	(51) CLASIFICACION INTERNACIONAL H03F	(62) PATENTE DE LA QUE ES DIVISIONARIA
(64) TITULO DE LA INVENCION PERFECCIONAMIENTOS EN CIRCUITOS AMPLIFICADORES DE BANDA ANCHA		
(71) SOLICITANTE (S) WESTERN ELECTRIC COMPANY, INCORPORATED, entidad norteamericana.		
DOMICILIO DEL SOLICITANTE 195 Broadway, New York 10007, EE.UU. de A.		
(72) INVENTOR (ES) Thomas Joseph Aprille, Jr.		
(73) AGENCIAS (ES)		
(74) REPRESENTANTE D. JAIME GOMEZ-ACEBO Y MODET.		

CONCEDIDA
- 8 ENE. 1977

Este invento se refiere a un circuito amplificador de banda ancha que comprende un elemento amplificador de gran ganancia que tiene un trayecto de circuito de entrada y un trayecto de -- circuito de salida.

5 El empleo de realimentación negativa, donde una parte de la señal de salida se combina desfasada con la señal de entrada para reducir la distorsión generada en un amplificador, ha sido normalmente durante muchos años. No obstante, en el campo de los sistemas de comunicaciones alámbricas las líneas de transmisión, tanto si son aéreas, pares revirados ó tubos coaxiales, atenúan las señales transmitidas en función al contenido de frecuencia -- de las señales. Por consiguiente, en los amplificadores repetidores es necesario corregir la distorsión introducida por la línea de transmisión así como la generada dentro del amplificador. 10 Además, en una red de comunicaciones de banda ancha, donde las frecuencias caen necesariamente en la gama de VHF, las impedancias se deben equilibrar entre los amplificadores y la línea para evitar reflexiones de la señal y ondas estacionarias.

15 El equilibrio de la impedancia, como es lógico, se puede conseguir simplemente añadiendo resistencia en serie con la línea ó en derivación con la misma. No obstante, estos métodos de "fuerza bruta", reducen el rendimiento del amplificador, y exigen más ganancia, además, la resistencia añadida a la señal de entrada aumenta sensiblemente el ruido generado. El equilibrio -- de impedancia se consigue comúnmente mediante el uso de una red de acoplamiento de transformador híbrido en el circuito de realimentación. Además de introducir una cierta pérdida de señal y -- una cierta degradación por ruido de la señal de entrada, estas -- redes tienden a introducir un defasaje considerable, particularmente a frecuencias elevadas. Este defasaje puede dar lugar a -- 20 25 30

problemas de estabilidad en un amplificador de gran ganancia.

La patente Estadounidense número 2,541,322 enseña el empleo de circuitos múltiples de realimentación en un amplificador de una ó más etapas para conseguir amplificación simultáneamente lineal e impedancias de entrada y de salida convenientes para fines de equilibrio. Otros han investigado y ampliado la solución del equilibrio de impedancia en un amplificador de banda ancha - mediante el uso de realimentación de circuitos múltiples. Véase, por ejemplo, la patente Estadounidense número 3.493.882, y "Transistor Stage for Wideband Amplifiers" (Etapa Transistorizada para Amplificadores de Banda Ancha), de G. B. B. Chaplin, C. J. N. Candy y A. J. Cole, Institution of Electrical Engineers - Proceedings, volúmen 106, parte B, suplemento número 16 de Mayo de 1959, página 762 y siguientes. No obstante, cada una de estas revelaciones describe un caso especial en que las redes de realimentación son resistivas y la característica del amplificador es lineal; cualquier adaptación de la ganancia exigiría redes de incorporación de líneas adicionales.

El problema anterior se resuelve según el invento que consigue equilibrio de impedancia junto con adaptación de la ganancia dependiendo de la frecuencia en un amplificador de banda ancha sin necesidad de redes de acoplamiento híbrido en un circuito de realimentación ó redes de incorporación de líneas, y se caracteriza porque un primer dispositivo de realimentación, que depende de la frecuencia, se acopla al trayecto del circuito de salida para acoplar una primera señal de realimentación proporcional a la corriente de salida de dicho circuito amplificador en derivación con el trayecto del circuito de entrada, y un segundo dispositivo de realimentación que depende de la frecuencia se acopla a dicho trayecto del circuito de salida y no al primer dis

positivo de realimentación para acoplar una segunda señal de realimentación proporcional al voltaje de salida del circuito amplificador en serie con el trayecto del circuito de entrada, siendo eficaces dichos primer y segundo dispositivos de realimentación para generar impedancias de entrada y de salida del circuito amplificador predeterminadas y una característica de ganancia predeterminada que depende de la frecuencia del circuito amplificador.

En el dibujo:

La figura 1 es un diagrama de conjuntos parcialmente esquemático que ilustra una modalidad del invento que incorpora un elemento amplificador no inversor.

La figura 2 es un circuito equivalente de un elemento amplificador no inversor útil para derivar ecuaciones de diseño.

La figura 3 es un circuito equivalente de la modalidad de la figura 1, útil para derivar ecuaciones de diseño de circuitos.

La figura 4 es un diagrama de conjuntos de una red pasiva útil para sintetizar las redes de realimentación del invento.

La figura 5 es un diagrama esquemático de un amplificador diseñado según los principios del invento.

La figura 6 es un diagrama parcialmente en forma de conjunto y parcialmente esquemático que ilustra una modalidad del invento que emplea un elemento amplificador inversor: y

La figura 7 es un circuito equivalente de la modalidad de la figura 6, útil para derivar ecuaciones de diseño de circuitos.

Expuesto brevemente, en una modalidad ilustrativa, el circuito amplificador de banda ancha del invento comprende un elemento amplificador de gran ganancia con dos circuitos de realimen

tación principales que dependen de la frecuencia. Una señal de realimentación se acopla en derivación con el circuito de entrada; la otra se acopla en serie con el circuito de entrada. Las funciones de transferencia de los circuitos de realimentación se eligen, para generar impedancias predeterminadas de entrada y de salida del amplificador con fines de equilibrio, y una característica de ganancia predeterminada del circuito amplificador que depende de la frecuencia.

Se ha averiguado que la ganancia de potencia de dicho circuito amplificador es sensiblemente igual a la magnitud de la recíproca del producto de las funciones de transferencia de las dos redes de realimentación.

Refiriéndose de un modo específico a la figura 1, se ilustran parcialmente en forma de conjuntos y parcialmente de una forma esquemática, una modalidad del invento que incorpora un amplificador bistático. Los transistores 11 y 12, que forman las etapas amplificadoras se conectan cada uno en una configuración de emisor común. Dos etapas de emisor común en cascada eligen para representar una clase general de amplificadores que no son inversores; ó sea, donde la señal de entrada y la señal de salida están en fase. Un elemento amplificador que tiene un número par de etapas de emisor común en tandem, ó cualquier otra combinación de etapas que no sea inversora, servirá igualmente bien para esta modalidad. Una primera red de realimentación 13 se conecta en un circuito principal desde la salida del colector del transistor 12 hasta la entrada del emisor del transistor 11. Un circuito principal se define como un circuito que comprende todas las etapas amplificadoras y un acoplamiento desde una salida de la última etapa hasta una entrada de la primera etapa. Una segunda red de realimentación 14 se conecta en un circuito principal des

de la salida del emisor del transistor 12 hasta la entrada de la base del transistor 11. Ambas redes de realimentación pueden ser convenientemente de la variedad de tres terminales con dos accesos. La red de realimentación 13 que se conecta entre el colector de salida y el emisor de entrada, representa una fuente de voltaje que depende del voltaje de salida. La red de realimentación 14 conectada entre el emisor de salida y la base de entrada representa una fuente de corriente que depende de la corriente de salida.

Como ayuda para comprender el proceso de diseñar redes de realimentación 13 y 14 para poner en práctica el invento, se derivaran unas cuantas ecuaciones. Un circuito equivalente aplicado para análisis de una clase general de amplificador que no es inversor, como es el elemento amplificador bistático de la figura 1 sin redes de realimentación, se ilustra en la figura 2. En esta figura, la entrada del amplificador está representada por una impedancia z_x a través de la cual fluye una corriente i_x . La salida está representada por una fuente de corriente controlada I_s . I_s se obtiene por el producto de la corriente de entrada i_x y la ganancia de la corriente del amplificador, que es la variable dependiente de la frecuencia k . Debido a la dirección elegida para I_s , el producto es $-ki_x$.

Un circuito equivalente para todo el amplificador de la figura 1, incluyendo las redes de realimentación, se ilustra en la figura 3. En esta figura, la red de realimentación¹³ se ilustra como una fuente de voltaje aV_o conectada en serie con z_x y la red de realimentación 14 adopta la forma de una fuente de corriente de valor $-bI_o$ conectada en derivación con la impedancia z_x . Los voltajes de entrada y de salida, corrientes e impedancias, e impedancia fuente y de carga se indican en la forma clásica.

Las impedancias de entrada y de salida para el circuito equivalente se pueden representar como:

$$Z_i = \frac{z_x - akZ_L}{1 - bk}$$

5

$$Z_o = \frac{Z_g + zx - kZab}{-Ka}$$

Si la ganancia k del elemento amplificador es grande, entonces las impedancias pueden ser aproximadas:

10

$$Z = \frac{a}{b} Z_L$$

$$Z = \frac{b}{a} Z_S$$

15

Un equilibrio perfecto de impedancia exige que la impedancia de entrada del amplificador Z_i sea la conjugada de la impedancia fuente Z_S . O sea, las dos deben tener componentes resistivos iguales y componentes reactivos iguales que tengan igual valor y signo opuesto. Empleando el símbolo Z_S para la conjugada de Z_g , por lo tanto, para equilibrio de impedancia.

$$Z_i = Z_S = \frac{a}{b} Z_L$$

20

y de un modo similar.

$$Z_o = Z_L = \frac{b}{a} Z_S$$

Resolviendo cada ecuación para a/b se obtiene:

25

$$\frac{Z_S}{Z_L} = \frac{a}{b} = \frac{Z_S}{Z_L} = \left\{ \frac{Z_S}{Z_L} \right\} = \frac{a}{b}$$

El único modo en que la ecuación (7) puede ser exacta es si a/b , $Z_S Z_L$ y Z_S/Z_L , son todas reales; a , b , Z_S y Z_L , como es lógico, pueden ser complejas.

30

La ganancia de potencia del circuito equivalente de la figura 3, con impedancias de entrada y de salida, se puede ex-

presar como:

$$G = \frac{|I|^2 \operatorname{Re}(Z_L)}{|I_i|^2 \operatorname{Re}(Z_i)}$$

donde $\operatorname{Re}(Z)$ es la parte real Z .

Sustituyendo $-ki_x = I_o$ e $i_x = bI_o = I_i = i_x (1 + bk)$

se obtiene.

$$G = \frac{|k|^2 |i_x|^2 \operatorname{Re}(Z_L)}{|i_x|^2 |1 + bk|^2 \operatorname{Re}(Z_i)}$$

Para grandes valores de k , se puede obtener el resulta-

do aproximado por

$$G = \frac{\operatorname{Re}(Z_L)}{|b|^2 \operatorname{Re}(Z_i)}$$

A partir de la ecuación (7)

$$Z_S b = Z_L a$$

$$Z_S b = Z_L a$$

Sumando las dos ecuaciones (11) y (12) se obtiene

$$\frac{\operatorname{Re}(Z_L)}{\operatorname{Re}(Z_S)} = \frac{b}{a}$$

Como, en un sistema físicamente realizable, $\operatorname{Re}(Z_S)$ y $\operatorname{Re}(Z_L)$ son ambas mayores que cero y como b/a es real,

$$G = \frac{\operatorname{Re}(Z_L)}{|b|^2 \operatorname{Re}(Z_i)} = \frac{b}{|b|^2 |a|} = \frac{1}{|ab|}$$

Ahora se puede diseñar un amplificador para poner en -- práctica el invento con ayuda de las ecuaciones (7) y (14). La -- ecuación (7), $Z_S^*/Z_L = a/b$ implica, como es lógico, la restric-- ción de que la fracción de relación de impedancia Z_S/Z_L , que no-- sotros llamaremos R por conveniencia, sea real. La práctica, co

mb es lógico, esto no supone una restricción grave puesto que -
tanto Z_S^* y Z_L se suelen diseñar, como reales. Por lo tanto, a/b
se define totalmente por las impedancias que deseamos equilibrar.
La ecuación (14) se puede resolver para a ó para b con el fin de
5 obtener:

$$|a| = \frac{1}{\sqrt{G \left| \frac{Z_L}{Z_S} \right|}} = \frac{1}{\sqrt{G/R}}$$

$$|b| = \frac{1}{\sqrt{G \left| \frac{Z_S}{Z_L} \right|}} = \frac{1}{\sqrt{GR}}$$

siendo a la relación de la realimentación de voltaje a
la entrada por la red 13 al voltaje de salida, a es la función
de transferencia de voltaje de la red 13; siendo b la relación
de la realimentación de corriente a la entrada por la red 14 a
la corriente de salida, b es la función de transferencia de cor-
riente de la red 14. Como la ganancia de energía G está en fun-
ción a la frecuencia para proporcionar la ganancia adaptada que
es el objeto de nuestro diseño de amplificador, ello implica que
tanto a como b esten en función a la frecuencia. Una vez que te-
nemos la expresión para a ó para b , el resto resulta fácil de -
hallar a través de la relación de la ecuación (7).

La síntesis de la red de realimentación física 13 a par-
tir de la función de transferencia a , se puede conseguir median-
te el empleo de métodos normales enseñados por los textos sobre
síntesis de redes. Un ejemplo es el material de técnicas de sín-
tesis de función de transferencias contenido en Synthesis of Pa-
sive Network, de E. A. Guillemin (John Wiley & Sons, 1957).

Un enfoque práctico a la síntesis de las redes reconoce
que las redes de dos accesos y tres terminales compuestas ente-
ramente por elementos pasivos pueden representarse por una red

ó una red T. Consideremos, por lo tanto, la red generalizada
ilustrada en la figura 4. La red pasiva general se compone por
una admitancia en serie Y_3 con una admitancia en derivación Y_1 ,
por un lado, y una admitancia en derivación Y_2 por otro lado. -
5 El voltaje a través de la admitancia Y_1 se define como V_1 y el -
voltaje a través de la admitancia Y_2 se define como V_2 . La cor-
riente que penetra en la unión Y_1, Y_3 se define como I_1 y la cor-
riente que penetra Y_2, Y_3 se define como I_2 . Según es bién sa-
bido, la función de transferencia de voltaje V_1/V_2 , tomada cuan-
10 do I_1 es igual a cero, se obtiene como:

$$h_{12} = \frac{V_1}{V_2} \Big|_{I_1 = 0} = \frac{Y_3}{Y_3 + Y_1} = a$$

De un modo similar, la función de transferencia de cor-
rientes $-I_1/I_2$, tomada cuando V_1 es igual a cero, se obtiene
15 por:

$$-g_{12} = -\frac{I_1}{I_2} \Big|_{V_1 = 0} = \frac{Y_3}{Y_3 + Y_2} = b.$$

El signo negativo, como es lógico, es causado por la di-
20 rección supuesta de la corriente I_1 . Como a es una relación de
transferencia de voltaje y b es una relación de transferencia -
de corriente, la escala de impedancia es posible en una u otra
red.

Para el caso en que las impedancias de entrada y de sa-
25 lida sean semejantes, ó sea cuando R es igual a 1, las redes de
realimentación son iguales, pero con la entrada y la salida in-
tercambiadas de forma que una sea la imagen de espejo de la otra
ó sea;

$$a = h_{12} = \frac{Y_3}{Y_3 + Y_1} = \frac{Y_3}{Y_3 + Y_2} = b.$$

Cuando la relación de impedancia R es menor que 1, si la red de realimentación de corriente 14 sea sintetizado primero en la forma π , la red de realimentación de voltaje se puede derivar fácilmente empleando una imagen de espejo de la red de realimentación 14 con la adición de una admitancia Y_4 en paralelo con Y_2 y una admitancia Y_5 en paralelo con Y_3 . La función de transferencia de voltaje y pasa a ser entonces:

$$a = h_{12} = \frac{Y_5 + Y_3}{Y_5 + Y_3 + Y_4 + Y_2}$$

pero como a es igual a bR , se podrá ver fácilmente que Y_5 es igual a $(R - 1)Y_3$ o Y_4 es igual a $(1 - R)Y_3$. Aunque Y_5 es negativa, y por lo tanto en general no es realizable de una forma pasiva, la combinación $Y_5 + Y_3$ es realizable como un elemento de una sola admitancia en la red π .

Cuando la relación de impedancia R es mayor que 1, la red de realimentación de voltaje 13 se puede sintetizar en primero en la forma π y derivarse de la misma red de realimentación de corriente. La red derivada pasa a ser entonces una imagen de espejo de la red 13 con una admitancia añadida $Y_5 = Y_3 \left(\frac{1}{R} - 1 \right)$ poniendo en derivación Y_3 y una admitancia añadida $Y_4 = Y_3 \left(1 - \frac{1}{R} \right)$, poniendo en derivación Y_1 . La combinación de Y_5 e Y_3 es realizable, como Y_3/R . Se observará que en el caso en que R sea menor que 1, Y_1 no entra en los cálculos y, por lo tanto, se puede eliminar de la red π general como carga innecesaria en la entrada. De un modo similar, en el caso en que R sea mayor que 1, la admitancia Y_2 se puede eliminar.

Una modalidad particularmente conveniente del invento se ilustra en forma esquemática en la figura 5. Esta configuración de circuitos se puede utilizar para producir equilibrio de

impedancia y una adaptación de ganancia, que compensa la atenuación de frecuencias sufridas por la transmisión de una señal de banda ancha; a través de un cable coaxial.

5 El circuito de la figura 5 sigue el diagrama de conjuntos de la figura 1. El colector del transistor de la primera -
10 etapa 11 se conecta a través de un capacitor de acoplamiento 16 a la base de transistor de segunda etapa 12. Siguiendo la práctica del diseño típico de amplificador de alta frecuencia, los electrodos base y colector de ambos transistores 11 y 12 se aislan de tierra por medio de filtros de paso bajo 18-18. La red de realimentación 13 se conecta entre el emisor del transistor 11 y el colector del transistor 12 a través del capacitor de acoplamiento 19, y la red de realimentación de corriente 14 se conecta entre la base del transistor 11 y el emisor del transistor 12 a través del capacitor de acoplamiento 21. Un autotransformador 22 se ilustra conectado desde el terminal de entrada de señal 23 hasta la tierra. La señal de entrada se alimenta desde la toma de un autotransformador 22 a través de un capacitor de acoplamiento 24 hasta la base del transistor 11. El transformador 22 no es una parte necesaria de invento, pero puede ser útil para reducir la impedancia de entrada observada por el amplificador con el fin de mantener el valor de ruido muy bajo. Aunque el empleo del transformador introduce una pérdida en la red, su contribución al factor ruido puede compensarse con creces dicha pérdida. Como este transformador no es una red de realimentación, no afecta a la estabilidad del amplificador.

25 Según los principios del invento, los valores de los componentes de las redes de realimentación 13 y 14 se eligen para satisfacer las ecuaciones de diseño según se ha descrito anteriormente. En este caso, las impedancias de entrada y de -
30

sálida que se deseaban equilibrar eran cada una de 50 ohmios reales, pero el transformador 22 permitía una impedancia de entrada de equilibrio de 12,5 ohmios. La ganancia de potencia producida por el amplificador de la figura 5 se obtiene como . . .

5
$$G = 10 \left((0.4 \sqrt{f-10-6})^{-2} \right)$$

Como R es menor que 1, la red 14 se sintetizó primero. La admitancia en serie Y_3 era realizable como una resistencia - 26, mientras que la admitancia en derivación Y_2 era realizable como la combinación en paralelo de una resistencia 27, y la combinación en serie de una resistencia 28, y una inductancia 29 y una capacidad. La red de realimentación de voltaje 13 derivada de la red 14 comprende una resistencia en serie 32 y una admitancia en derivación que comprende la combinación en paralelo de una resistencia 33 y la combinación en serie de una resistencia 34, inductancia 36, y capacitancia 37.

10 El invento se puede poner en práctica también empleando un elemento amplificador que sea inversor. Dicho elemento amplificador puede estar compuesto, por ejemplo por una sola etapa de emisor común ó un número impar de etapas de emisor común puestas en cascada. Una modalidad del invento empleando un elemento amplificador inversor se ilustra en la figura 6. En esta figura, tres transistores 41, 42 y 43 se conectan en cascada. U sea, el colector del transistor 41 se conecta a la base del transistor 42 y el colector del transistor 42 se conecta a la base del transistor 43. Una red de realimentación 44, que es una fuente de voltaje que depende de la corriente de salida, se conecta entre el emisor del transistor de salida 43 y el emisor del transistor de entrada 41. De un modo similar, la red de realimentación 46, que es una fuente de corriente que depende del voltaje de salida, se conecta entre el colector del transistor 43 y la

báse del transistor 41.

Se observará que las redes de realimentación en el caso del elemento amplificador inversor, figura 6, se conectan opuestas a aquellas del caso del elemento amplificador no inversor, figura 1. O sea, la señal de realimentación derivada del voltaje de salida se conecta en la figura 6 como una fuente de corriente en derivación con la señal de entrada en lugar de como una fuente de voltaje en serie con la señal de entrada, como en la figura 1. De un modo similar, la señal de realimentación derivada de la corriente de salida se conecta en la figura 6 como una fuente de voltaje en serie con la señal de entrada en lugar de como una fuente de corriente en derivación con la señal de entrada en lugar de como una fuente de corriente en derivación con la señal de entrada como en la figura 1. Cada configuración de circuito se podría emplear para el caso del elemento amplificador inversor o del elemento amplificador no inversor. Las combinaciones ilustradas en este caso, mantienen la fase apropiada para la estabilidad del circuito del amplificador con redes de realimentación pasivas simples. Las combinaciones opuestas exigen una inversión de señal dentro de las redes de realimentación y el empleo de transistores ó transformadores para conseguir la inversión puede introducir defaseaje y problemas de estabilidad, particularmente con amplificadores que impulsen el estado actual de la tecnología en anchura de banda.

Como en el caso de los circuitos de la figura 1 y de la figura 5, las redes de realimentación 44 y 46, pueden ser dispositivos de tres terminales y dos accesos. Con la ayuda del circuito equivalente de la figura 7, las ecuaciones de diseño para el amplificador de realimentación que emplea un elemento amplificador inversor se pueden derivar de una manera similar a la -

del amplificador empleando un elemento amplificador no inversor descrito anteriormente. En la figura 7, como en la figura 3, el circuito de entrada del elemento de amplificación está representado por una resistencia z_x , a través de la cual fluye la corriente i_x . El circuito de salida está representado por una fuente de corriente I_g . En este caso, el valor de la fuente de corriente es ki_x positivo porque el elemento amplificador es inversor. Una fuente de voltaje cI_0 se conecta en serie con z_x y una fuente de corriente $-dV_0$ se conectan en derivación con z_x .

La impedancia de entrada y de salida para el circuito - equivalente de la figura 7, se puede demostrar fácilmente como:

$$Z_i = \frac{z_x + kc}{1 + kdZ_L}$$

$$Z_o = \frac{z_x + Z_S + kc}{kdZ_S}$$

Para grandes valores de ganancia del amplificador k , Z_i y Z_o pasan a ser.

$$Z_i = \frac{c}{dZ_L}$$

$$Z_o = \frac{c}{dZ_S}$$

Para la condición equilibrada $Z_i = Z_S$ y $Z_o = Z_L$; las ecuaciones (23) y (24) dan:

$$Z_S Z_L = Z_S Z_L = \frac{c}{d} = (c/d)$$

Los resultados son en cierto modo similares a los obtenidos con el elemento amplificador no inversor. La fracción c/d y los productos $Z_S Z_L$ y $Z_S Z_L$, deben ser cada uno reales, aunque Z_S , Z_L , c y d pueden ser cada uno complejos.

Como en el caso del elemento amplificador no inversor, la ganancia de potencia en este caso puede exponerse como:

$$6 = \frac{1}{cd}$$

En este caso, como es lógico, c es la relación de la realimentación de voltaje a la entrada por la red 44 a la corriente de salida, y por lo tanto, se puede definir como la transimpedancia de la red 44; d, siendo la relación de la realimentación de corriente a la entrada por la red 46 al voltaje de salida, se puede definir como la transadmitancia de la red 46. Si definimos R' como la relación c/d que en este caso es igual a $Z_S Z_L$, entonces

$$|c| = \frac{1}{\sqrt{G/R'}}$$

$$|d| = \frac{1}{\sqrt{R'G}}$$

Las ecuaciones (25), (26), (27) y (28) son todo lo que se necesita para diseñar un amplificador según los principios del invento, empleando un elemento amplificador inversor. Las técnicas de sintetización para las redes de realimentación serán similares a las del caso no inversor.

De este modo, se pueden diseñar amplificadores de banda ancha para conseguir equilibrio de impedancia y ganancia adaptada predeterminada según los principios de este invento mediante el empleo de una realimentación de doble circuito principal. Los circuitos particularmente y las redes ilustradas en este caso, como es lógico, son solamente modalidades del invento que sirven de ilustración; los diseñadores de circuitos podrán emplear otras configuraciones de elementos amplificadores, tanto inversores como no inversores, y otras configuraciones de redes de realimentación sin desviarse del espíritu y alcance del invento.

Descrita suficientemente la naturaleza del invento, así como la manera de realizarlo en la práctica, debe hacerse constar que las disposiciones anteriormente indicadas son susceptibles de

modificaciones de detalle en cuanto no alteren su principio fundamental.

REIVINDICACIONES

5 1.- Perfeccionamientos en circuitos amplificadores de banda ancha del tipo que comprenden un elemento amplificador de gran ganancia que tiene un trayecto de circuito de entrada y un trayecto de circuito de salida, caracterizados porque un primer dispositivo de realimentación que depende de la frecuencia se acopla al trayecto del circuito de salida para acoplar una primera señal de realimentación proporcional a la corriente de salida del circuito amplificador en derivación con el trayecto del circuito de entrada, y un segundo dispositivo de realimentación que depende de la frecuencia se acopla al trayecto del circuito de salida y no al primer dispositivo de realimentación para acoplar una segunda señal de realimentación proporcional al voltaje de salida del circuito amplificador en serie con el trayecto del circuito de entrada, siendo dicho primer y dicho segundo dispositivos de realimentación efectivos para generar impedancias predeterminadas de entrada y de salida del circuito amplificador y una característica predeterminada de ganancia que depende de la frecuencia del circuito amplificador.

25 2.- Perfeccionamientos, según la reivindicación 1, caracterizados porque en tal circuito amplificador de banda ancha dicho primer dispositivo y dicho segundo dispositivo de realimentación son cada uno redes lineales pasivas.

3.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 1 y 2 caracterizados porque dicho elemento amplificador no es inversor.

30 4.- Perfeccionamientos según la reivindicación 3, caracterizados porque el elemento amplificador comprende un número -

par de etapas de transistores con emisor común acopladas en tándem.

5 5.- Perfeccionamientos según la reivindicación 3, caracterizados porque la ganancia de potencia que depende de la frecuencia de dicho circuito amplificador, es prácticamente igual a la magnitud de la recíproca del producto de la función de transferencia de voltaje en primer caso de dicho segundo dispositivo de realimentación y la función de transferencia de corriente en segundo caso de dicho primer dispositivo de realimentación.

10 6.- Perfeccionamientos según la reivindicación 4, caracterizados porque el primer dispositivo de realimentación se interpone entre el emisor de la última etapa de dicha etapa de emisor común y la base de la primera etapa de dichas etapas de emisor común y porque el segundo dispositivo de realimentación se
15 interpone entre el colector de la última etapa de dichas etapas de emisor común y el emisor de la primera etapa de dichas etapas de emisor común.

20 7.- Perfeccionamientos según la reivindicación 5, caracterizados porque las impedancias de entrada Z_i y de salida Z_o se interrelacionan con dicha función de transferencia de voltaje a y dicha función de transferencia de corriente b prácticamente por la expresión $Z_i/Z_o = a/b$, donde Z_o es la conjugada de la impedancia de salida Z_o .

25 8.- Perfeccionamientos en circuitos amplificadores de banda ancha, tal y como queda sustancialmente descrito en la presente Memoria, e ilustrado en los dibujos adjuntos.

La presente Memoria, consta de 19 hojas, escritas a máquina por una sola cara.

Madrid, - 4 MAR. 1976
WESTERN ELECTRIC COMPANY.

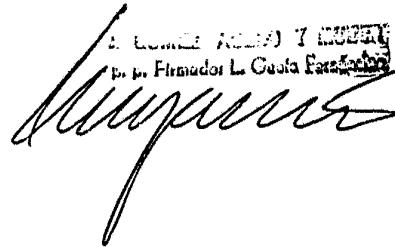
J. LUIS ALBA Y RUBEN
D. U. Firmador L. Costa Farfante




FIG. 1

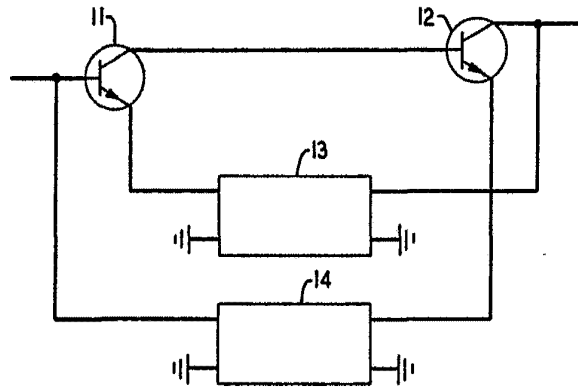


FIG. 2

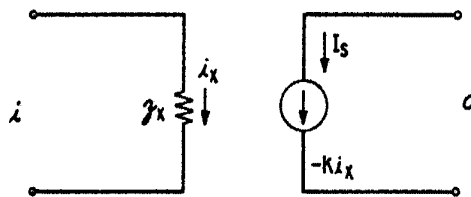
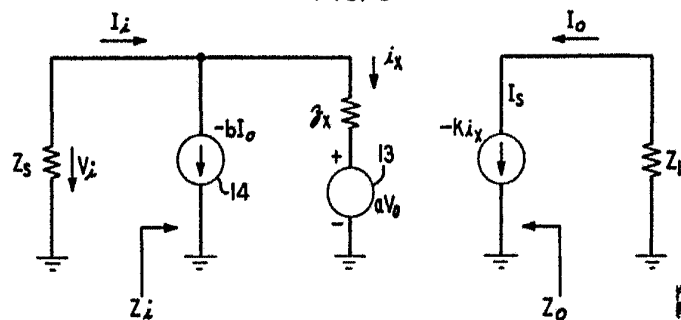


FIG. 3



REPRODUCED
VARIABLE

Handwritten signature or name, possibly "M. J. ...".



FIG. 4

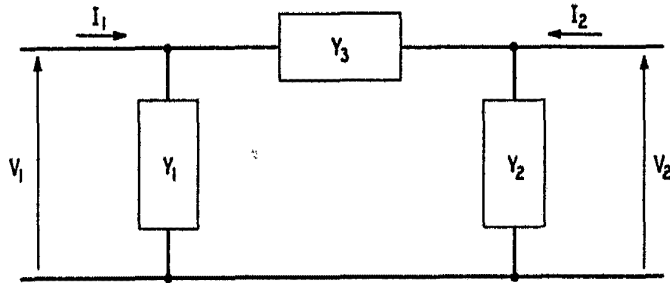


FIG. 6

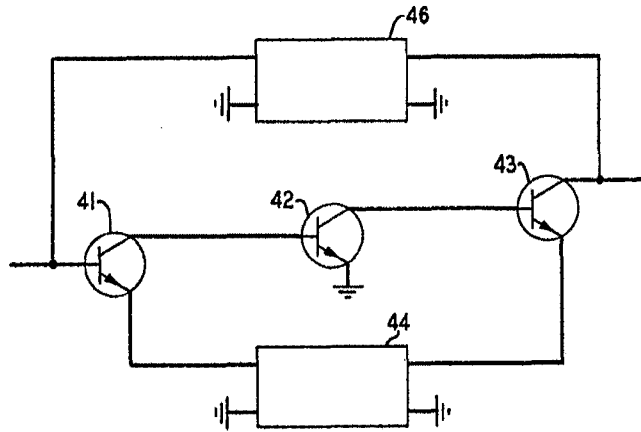
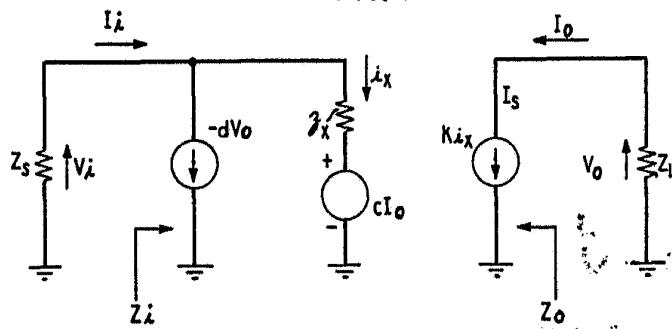


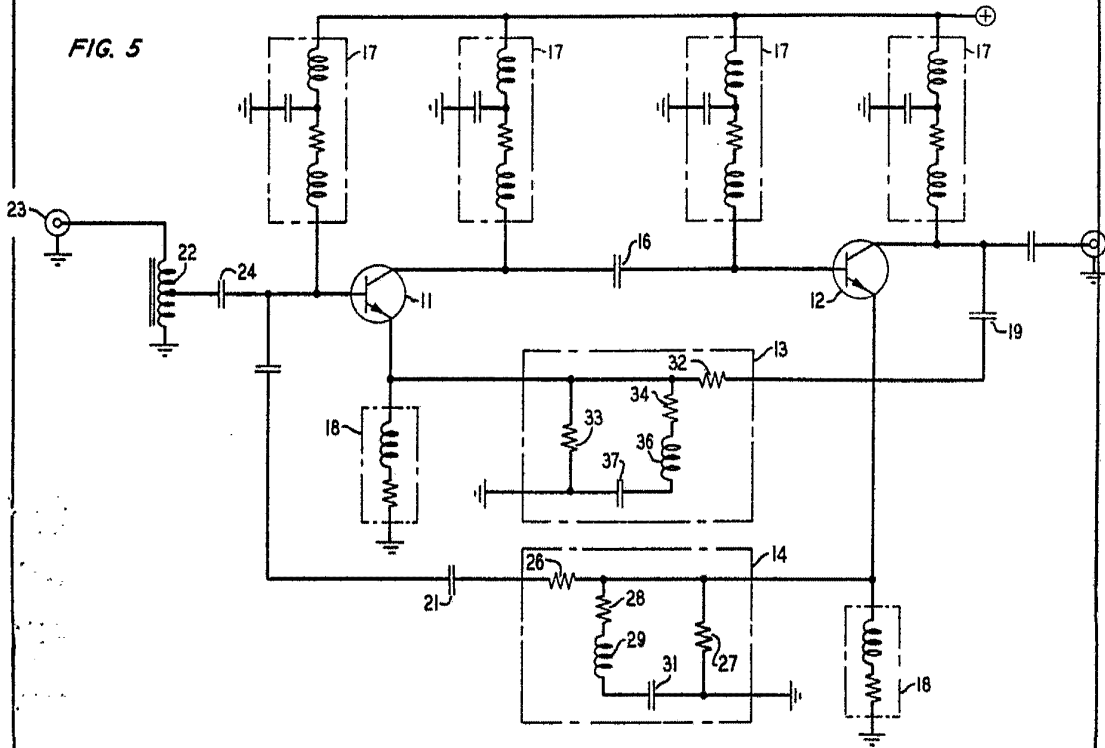
FIG. 7



ESCALA
VARIAS MAR. 1976

Madrid

[Handwritten signature]



**ESCALA
VARIABLE**

Madrid, 4 MAR. 1976

[Handwritten signature]