



CONFERENCIA

19 ES	11 NUMERO 461.618	10 AI
21	22 FECHA DE PRESENTACION 16-8-77	

PATENTE DE INVENCION

30 PRIORIDADES: 31 NUMERO	32 FECHA	33 PAIS
Ser. 714.306	16 de Agosto de 1976	Norteamerica.

47 FECHA DE PUBLICIDAD	51 CLASIFICACION INTERNACIONAL H04B; G08C	62 PATENTE DE LA QUE ES DIVISIONARIA
------------------------	--	--------------------------------------

64 TITULO DE LA INVENCION
Perfeccionamientos en redes de transmisión de señales.

71 SOLICITANTE (ES)
WESTERN ELECTRIC COMPANY, INCORPORATED, entidad norteamericana.

DOMICILIO DEL SOLICITANTE
residente en 195 Broadway, New York, New York 10007, EE.UU. de A.

72 INVENTOR (ES)
Roy Baxter Blake, James de Goulard Gwatkin III, Judy Pat Magee, Glendon Russell Porter.

73 TITULAR (ES)

74 REPRESENTANTE
D. Jose Miguel Gomez-Acebo y Pombo.

Este invento se refiere a una red de transmisión de señales que comprende un dispositivo transformador, cuyo dispositivo tiene un primario y un secundario, estando destinado el primario a acoplar la red de transmisión un dispositivo de transmisión de dos conductores y teniendo el secundario un primer y un segundo terminales, cuyo primer terminal se conecta a un potencial de referencia; un dispositivo amplificador que tiene una primera y una segunda entradas y una salida dispuesto para amplificar señales de salida, conectandose la primera entrada en circuito con el segundo terminal del secundario del transformador; y medios conectados a una filiación de circuito con el segundo terminal del secundario del transformador para suministrar señales entrantes a la red de transmisión.

En sistemas telefónicos y sistemas similares de comunicaciones es frecuentemente necesario mejorar las señales que se transmiten por un trayecto de transmisión bidireccional de dos conductores. Además, suele ser necesario acoplar un trayecto de transmisión bidireccional de dos conductores a un trayecto de transmisión de cuatro conductores que comprenden un trayecto de entrada y un trayecto de salida. La mejora de la señal en un trayecto de transmisión de dos conductores bidireccional se consigue normalmente empleando circuitos híbridos para acoplar señales del trayecto de dos conductores a trayectos unidireccionales separados, cada uno de los cuales comprenden amplificadores unidireccionales. Se emplean dispositivos similares para el acoplamiento de los trayectos de transmisión de 2 a 4 conductores de 4 a 2 conductores excepto que se necesita un solo circuito híbrido. Con anterioridad a este invento, se han utilizado transformadores especiales y redes equilibradoras de precisión en los dispositivos híbridos. El empleo de dichos transformadores y re-

des equilibradoras es indeseable debido al costo, tamaño y dificultad de ajustar el circuito de equilibrio para hacer coincidir la impedancia de las líneas de llegada. Recientemente se han desarrollado redes equilibradoras automáticas para esta finalidad. No obstante, su complejidad y costo han limitado también su uso.

Se han propuesto los llamados dispositivos híbridos electrónicos para acoplar un trayecto de transmisión bidireccional de dos conductores a un trayecto de cuatro conductores incluyendo dos trayectos unidireccionales que pueden comprender o no amplificación para mejorar la transmisión de la señal en el trayecto bidireccional. En dicho circuito híbrido electrónico se emplean un primer y un segundo transformadores para acoplar las etapas de amplificación unidireccionales al trayecto de transmisión bidireccional de dos conductores. Las señales procedentes de una primera dirección se suministran desde un primer trayecto de dos conductores, por el primer transformador, a una de las etapas de amplificación unidireccionales y, después por el segundo transformador a un segundo trayecto de dos conductores. De un modo similar, las señales procedentes de la segunda dirección se suministran desde un segundo trayecto de dos conductores por el segundo transformador a la segunda de las etapas de amplificación unidireccionales y, después, por el primer transformador al primer trayecto de dos conductores, proporcionando de este modo amplificación para ambas direcciones de transmisión en el trayecto de transmisión bidireccional de dos conductores.

Un problema que surge con este dispositivo de la tecnología anterior es que una parte de la señal que se transmite en cada dirección en el trayecto de dos conductores aparece en la etapa de amplificación y es amplificada por dicha etapa para la

dirección opuesta de transmisión. O sea, existe una cierta potencia de fugas de las señales que se transmiten en cada dirección dando por resultado señales de error. Por consiguiente, las salidas de las etapas de amplificación se deforman por las llamadas señales de error. Se han propuesto diversos repetidores bidireccionales sin elementos híbridos que intentan reducir al mínimo los efectos de estas señales de error, En un circuito particular, una parte de la señal desarrollada en la salida de cada etapa de amplificación unidireccional se suministra a una entrada de otra etapa de amplificación unidireccional donde se combina con la entrada procedente del transformador correspondiente en un intento de cancelar la señal de error desarrollada a través del transformador asociado con la etapa de amplificación. Esto se consigue empleando elemento resistivos para acoplar una parte de cada salida de amplificador a una entrada del otro amplificador. Un problema existente con esta forma de enfoque es que el empleo de elementos resistivos no proporciona compensación de la impedancia compleja presentada por la mayoría de los trayectos de transmisión, por ejemplo, líneas telefónicas de dos conductores o similares, para la impedancia compleja presentada por los transformadores de acoplamiento. Por consiguiente, los circuitos conocidos de la tecnología anterior, en el mejor de los casos, se limitan a aplicaciones que comprenden conexiones a impedancias simplemente resistivas, al contrario de las impedancias complejas presentadas por las líneas telefónicas reales. Verdaderamente, éste circuito repetidor bidireccional sin elementos híbridos sufre inestabilidad de frecuencia, según se sabe, y cuando se emplea para conseguir niveles de ganancia prácticos en líneas telefónicas reales puede oscilar causar señales de eco, o ambas cosas. Estos problemas del dispositi

- vo de la tecnología anterior se pueden mitigar parcialmente empleando una red modificadora de la impedancia de las líneas intentando que el trayecto de transmisión aparezca como simplemente resistivo. El empleo de una red modificadora de la impedancia es indeseable debido al costo y dificultad de ajuste. Además, la interacción entre los ajustes de ganancia y de impedancia en dichos dispositivos complica aún más los procedimientos de ajuste. Además, la red de modificadora de la impedancia no compensaría la impedancia compleja del transformador de acoplamiento. Verdaderamente, si se emplea una red modificadora de la impedancia en el trayecto de transmisión, se añaden componentes de distorsión adicionales a las señales que se transmiten lo cual exigiría necesariamente igualación adicional, aumentando de nuevo la complejidad y costo del repetidor bidireccional sin elementos híbridos.
- 5.
- 10.
- 15.

- El problema anterior se resuelve según el invento en una red de transmisión de señales caracterizada porque se conectan medios entre los medios que suministra la señal de entrada y la segunda entrada del dispositivo amplificador y que tienen una característica de transferencia compleja predeterminada para generar una señal que es virtualmente una réplica o copia de una señal de error desarrollada a través del secundario del transformador en respuesta a la señal entrante, debido a los componentes de impedancia completa del dispositivo de transmisión de dos conductores cuando se conecta al primario del transformador, en cuyo aparato la señal de réplica o copia y la señal de error se combinan algebraicamente por acción del dispositivo amplificador para efectuar virtualmente cancelación de la señal de error, de modo que las partes indeseables de las señales de llegada se eliminan
- 20.
- 25.
- 30.

prácticamente de las señales de salida del dispositivo amplifi-
cador.

En el dibujo.

5. La figura 1 ilustra en forma esquemática simplificada de conjuntos una modalidad del invento para acoplar un dispositivo de transmisión de dos conductores a un dispositivo de transmisión de 4 conductores.

10. La figura 2 representa en forma de diagrama de conjuntos simplificado otra modalidad del invento contenida para mejorar señales en un dispositivo de transmisión bidireccional de 2 conductores.

La figura 3 representa detalle de una red canceladora activa que se puede emplear en las modalidades de las figuras 1 y 2.

15. La figura 4 ilustra detalle de otra red canceladora que se puede emplear también en las modalidades de las figuras 1 y 2; y

La figura 5 representa detalles de las unidades de ganancia utilizadas en las modalidades de las figuras 1 y 2

20. Estos y otros problemas se resuelven según los principios de invención que se describen en la presente memoria en un repetidor de frecuencia vocal bidireccional sin elementos híbridos.

25. En una modalidad del invento, se emplea un transformador de acoplamiento para conectar un trayecto de transmisión bidireccional de dos conductores a un trayecto de transmisión de 4 conductores, que comprende un trayecto de salida y un trayecto de entrada, cada uno de los cuales puede comprender una etapa amplificadora. La etapa amplificadora de salida
30. comprende una primera y una segunda entradas y una salida, co

nectándose la primera entrada en circuito en un arrollamiento del transformador de acoplamiento. De un modo similar, la etapa amplificadora de entrada comprende una primera y una segunda entradas y una salida con la salida conectada en una relación de circuito con el arrollamiento del transformador de acoplamiento. Una señal de error desarrollada a través del arrollamiento del transformador, debido a la impedancia compleja del trayecto de transmisión de dos conductores y la impedancia compleja del transformador de acoplamiento en respuesta a las señales procedentes de la etapa amplificadora de entrada, se compensa, según un aspecto del invento, empleando una red canceladora activa que tiene una característica de transferencia compleja para generar una señal de compensación que es prácticamente una réplica o copia de la señal de error. La red canceladora fija se conecta en circuito entre la salida del amplificador de entrada y la segunda entrada del amplificador de salida, por lo que la señal de réplica o copia se suministra a la etapa amplificadora de salida, donde se combina algebraicamente con la señal de error para producir una señal de salida prácticamente exenta de los componentes de la señal de error causados por potencia de fuga de las señales de entrada al trayecto de salida en el repetidor.

En una modalidad específica del invento, se emplea una red canceladora activa que tiene una característica de transferencia compleja de cuarto orden, v.g., función de atenuación contra frecuencia que incluye un primer par de polos y ceros empleando prácticamente para emular la impedancia compleja del transformador de acoplamiento y que afecta a la característica de transferencia de la red canceladora en

- una gama de frecuencia "baja", un segundo par de polos y ceros que depende del calibre del trayecto de transmisión de dos conductores; y que afecta a la característica de transferencia de la red canceladora en la gama de frecuencias baja a media; y un par cuadrático de polos y un par cuadráticos de ceros que afectan a la característica de transferencia de la red canceladora en la gama de altas frecuencias. Los pares individuales de los pares de polos y ceros se pueden ajustar de una forma selectiva para equiparar la función de atenuación
5. contrafrecuencia de la red canceladora, v.g., la característica de transferencia a características específicas del trayecto o dispositivo de transmisión de dos conductores particular al que se conecta el repetidor del presente invento, por ejemplo capacitancia y diámetro del hilo conductor.
- 10.
15. En otra modalidad del invento, se emplea la llamada red canceladora de compromiso que tiene una característica de transferencia compleja de segundo orden, v.g., función de atenuación contra frecuencia para emular la impedancia compleja del transformador de acoplamiento y la impedancia compleja de una red de conmutación telefónica. La característica de transferencia de la red canceladora de compromiso comprende un primer y un segundo pares de polos y ceros para emular al llamado dispositivo de dos conductores de central que puede estar representados por un resistor fijo de valor conocido en serie con un capacitor fijo de valor conocido y la característica del transformador de acoplamiento.
- 20.
- 25.
30. En otra modalidad del presente invento que sirve de ejemplo, las señales que se transmiten en un trayecto de transmisión bidireccional de dos conductores se mejoran empleando un primer y un segundo transformadores de acoplamiento

- to destinados a conectar la primera y la segunda etapa amplifi-
cadora al primer y al primer y segundo trayectos de transmi-
sión de dos conductores. Cada etapa amplificadora tiene una
primera y una segunda entradas y una salida. Una primera entra-
da del primer amplificador se conecta en circuito con un arro-
llamiento del primer y transformador de acoplamiento y la sali-
da se conecta en relación del circuito con el arrollamiento
del segundo transformador. De un modo similar, la primera en-
trada del segundo amplificador se conecta en circuito con el
arrollamiento del segundo transformador y la salida se conec-
ta en relación del circuito con el arrollamiento del primer
transformador. Una primera red canceladora activa que tiene
una característica de transferencia compleja se conecta en
circuito entre la salida del segundo amplificador y la segun-
da entrada del primer amplificador. De un modo similar, una
segunda red canceladora activa, que tiene una característica
de transferencia compleja, se conecta en circuito entre la
salida del primer amplificador y la segunda entrada del se-
gundo amplificador. La primera red canceladora activa tiene
una característica de transferencia compleja para emular la
impedancia compleja del primer trayecto de transmisión de
dos conductores y la impedancia compleja del primer trans-
formador de acoplamiento, mientras que la segunda red cance-
ladora activa tiene una característica de transferencia com-
pleja para emular la impedancia compleja del segundo trayec-
to de dispositivo de transmisión de dos conductores y el se-
gundo transformador de acoplamiento. La primera y segunda
redes cancelador funcionan para generar señales que son prác-
ticamente iguales que las señales de error desarrolladas a
través del primer y el segundo arrollamiento del transforma-

5. dor, respectivamente, debido a la impedancia compleja reflejada a los arrollamientos desde el primer y el segundo trayectos de transmisión de dos conductores y las impedancias complejas del primer y segundo transformadores, respectivamente en respuesta a señales de las salidas del segundo y primer amplificadores, respectivamente. Entonces, las señales de réplica o copia se combinan algebraicamente con la señal de salida correspondientemente que incluye señales de error por el primer y segundo amplificadores para producir señales de salida en cada dirección de transmisión prácticamente exentas de componentes de señal de error.

10. La figura 1 ilustra, en forma de diagrama de conjuntos simplificado, un repetidor de frecuencia vocal sin elementos híbridos que ilustran una modalidad del invento. La modalidad de la figura 1 se ha concebido para acoplar un trayecto o dispositivo de transmisión bidireccional de dos conductores, por ejemplo, una línea telefónica de dos conductores, a un trayecto o dispositivo de transmisión de cuatro conductores, y está destinada principalmente al utilizarse con líneas telefónicas cargadas de tipos perfectamente conocidos, por ejemplo cable de dos conductores de calibre 19, 22, 24, 25 y 26. No obstante, los principios del invento descrito en la presente memoria no están limitados a cables cargados y tienen igual aplicación a dispositivos de transmisión telefónicos sin cargar.

15. 20. 25. 30. Por consiguiente, en la figura 1 se ilustra un transformador de acoplamiento 101 que comprende un arrollamiento primario 102 y un arrollamiento secundario 103. En el arrollamiento 102 se incluye un capacitor de punto medio 104 que se emplea de una manera conocida para extraer información

de señalización. El transformador 101 está destinado a conectar o acoplar un trayecto o dispositivo de transmisión de dos conductores bidireccional, por ejemplo una línea telefónica de dos conductores del tipo cargado, a un trayecto o dispositivo de transmisión de cuatro conductores, también de un tipo conocido en la tecnología, que comprende un trayecto de salida 105 y un trayecto de entrada 106. El transformador 101 puede ser cualquiera de los numerosos transformadores de acoplamiento conocidos en la tecnología y tiene preferiblemente una relación de espiras de 1:1.

5.
10.

Un primer terminal de arrollamiento 103 se conecta a un punto de potencial de referencia, por ejemplo potencial de tierra, mientras que un segundo terminal de arrollamiento 103 se conecta a la primera entrada 110 de la unidad de ganancia 111 y a un primer terminal del resistor 112. La salida 113 de la unidad de ganancia 111 está destinada a conectarse al trayecto de salida 105. De un modo similar, la primera entrada 115 de la unidad de ganancia 116 está destinada a conectarse al trayecto de entrada 106 mientras que la segunda entrada 117 se conecta a un punto de potencia de referencia, por ejemplo, potencial de tierra. La salida 118 de la unidad de ganancia 116 se conecta a un segundo terminal del resistor 112 y a una entrada de la red canceladora activa 120. Una salida de la red canceladora 120 se conecta en circuito con la segunda entrada 121 de la unidad de ganancia 111. Se observará que las unidades de ganancia 111 y 116 son virtualmente amplificadores unidireccionales del tipo diferencial que tienen una impedancia de salida relativamente baja.

15.
20.
25.

Los detalles de las unidades de ganancia que se pueden emplear en esta modalidad del invento se ilustran en la

30.

figura 5 y se describirán más adelante. Los detalles de las re
des canceladoras activas que se pueden emplear para la red can
celadora 120 se ilustran en las figura 3 y 4 y también se des
cribirán más adelante.

5. En la práctica, un dispositivo de transmisión telefó
nica de dos conductores, por ejemplo un cable telefónico carga
do de dos conductores, se conecta a través de los terminales
de comunicación privada (T) y de llamada (R) de la bobina 102
del repetidor en cuestión. Adicionalmente es conveniente que
10. se conecte también un capacitor modificador de la impedancia
(no ilustrado) a través de los terminales T y R para modificar
el valor de capacitancia del dispositivo telefónico conectado
al de una longitud predeterminada del cable. Por consiguiente,
la impedancia compleja del trayecto de transmisión de dos con
15. ductores, v.g., el cable telefónico, que incluye el capacitor
modificador de la impedancia y la impedancia compleja del trans
formador, aparecen a través de la bobina 103, o sea $Z(s)$. Por
lo tanto, según resultara evidente, la señal de error VE se
desarrolla a través de la bobina 103 en respuesta a señales de
20. entrada V_{in} procedentes de la unidad de ganancia 116, o sea,

$$VE = V_{in} \left(\frac{1}{1 + R/Z(s)} \right)$$

- donde V_{in} es la salida de la unidad de ganancia 116, R es el
valor de resistencia del resistor 112 y $Z(s)$ es la impedancia
25. compleja en la bobina 103 cuando el dispositivo de dos conduc
tores se conectan a través de los terminales T y R del arrolla
miento 102 del transformador 101.

La señal de error VE se suministra, además de la se
ñal de salida normal procedente del dispositivo de transmisión
bidireccional, a la entrada 110 de la unidad de ganancia 111.

30. O sea, una parte de la señal entrante en el trayecto 106 se aco

- pla en alternación al trayecto de salida 105 por el transformador 101. Se observará que como la impedancia de salida de la unidad de ganancia 116 es virtualmente cero las señales de salida normales se aislan virtualmente del trayecto de entrada 106, según resultará evidente a los expertos en la materia. En la práctica, las interfases entre el repetidor y el dispositivo de 4 conductores, v.g., los trayectos 105 y 106, se emplean para asegurar una coincidencia de la impedancia apropiada. De éste modo, según un aspecto del invento, la señal de error indeseable VE prácticamente se reduce al mínimo en la señal de salida procedente de la unidad de ganancia 111 empleando una red canceladora activa 120 para generar una señal que emula virtualmente la señal de error VE de la ecuación 1. Esto se consigue empleando una red canceladora activa que tiene una característica de transferencia compleja virtualmente igual a

$$G(s) = \frac{1}{1 + R/Z(s)} \quad (2)$$

- donde Z (s) es la impedancia compleja desarrollada a través del arrollamiento 103 cuando el repetidor en cuestión se conecta a un dispositivo de transmisión de dos conductores y R es el valor de resistencia del resistor 112. Se observará que el valor del resistor 112 se elige de modo que la impedancia en la bobina o arrollamiento 102 sea la de una terminación de línea de transmisión deseada. Por ejemplo, para un cable telefónico cargado de dos conductores es conveniente una terminación de 9000 Ohmios + 2,15 microfaradios.

- La red canceladora 120 que tiene características de transferencia compleja G(s) responde a las señales de entrada Vin desarrolladas en la salida 118 de la unidad de ganancia

116 para generar una señal que es virtualmente una réplica de la señal de error VE. Esta señal de réplica o copia se suministra a la entrada 121 de la unidad de ganancia 111 donde se combina algebraicamente con las señales de salida normales

5. y la señal de error VE suministrada a la entrada 110 para producir una señal de salida 113 virtualmente exenta de componentes de señal de error. A su vez, la señal de salida exenta de error se suministra al trayecto de salida 105.

10. La figura 2 representa una forma simplificada de un repetidor de frecuencia vocal bidireccional sin elementos híbridos, que ilustra una segunda modalidad del invento que sirve de ejemplo para mejorar las señales de frecuencia vocal que se transmiten en un trayecto o dispositivo de transmisión bidireccional de dos conductores. En éste caso también esta
15. modalidad del invento está destinada a utilizarse principalmente por cables telefónicos cargados de dos conductores pero se puede emplear igualmente en aplicaciones para cables telefónicos sin cargar de dos conductores.

20. Por consiguiente, en la figura 2 se ilustran transformadores de acoplamiento 201 y 202 destinados a conectar el repetidor en cuestión a dispositivos de transmisión bidireccionales de 2 conductores A y B, respectivamente. Los dispositivos A y B son ambas líneas de transmisión telefónicas de dos conductores, preferiblemente del tipo cargado. El trans
25. portador 201 comprende un arrollamiento primario 203 y un arrollamiento secundario 204. El arrollamiento 203 comprende un capacitor de punto medio 205 para extraer información de señalización. De un modo similar, el transformador 202 comprende un arrollamiento primario 206 y un arrollamiento se
30. cundario 207. El arrollamiento 206 comprende también un capa

5. citor de punto medio 208, de nuevo para extraer información de señalización. Adicionalmente, se emplean diodos de corriente inversa para un cierto valor de la polarización (no ilustrado) de una manera conocida, a través de los arrollamientos secundarios de los transformadores 201 y 202 para ofrecer el repetidor protección contra las sobrecargas de tensión.

10. Un primer terminal del arrollamiento 204 del transformador 201 se conecta a un punto de potencial de referencia, por ejemplo, potencial de tierra, mientras que un segundo terminal de arrollamiento 204 se conecta a la primera entrada 212 de una unidad de ganancia unidireccional 213. La salida 214 de la unidad de ganancia 213 se conecta en una relación de circuito con el resistor 215 con el arrollamiento 207 del transformador de acoplamiento 202 y se conecta el circuito

15. con una entrada de la red canceladora activa 216. De un modo similar, un terminal del arrollamiento 207 del transformador 202 se conecta a un punto de potencial de referencia, por ejemplo, potencial de tierra, mientras que un segundo terminal se conecta a la entrada 220 de la unidad de ganancia unidireccional 221. La salida 222 de la unidad de ganancia 221 se

20. conecta en una relación de circuito con el arrollamiento 204 del transformador 201, para el resistor 223, y se conecta en circuito con una entrada de una red canceladora activa 224. Una salida de la red canceladora activa 224 se conecta en

25. circuito con la segunda entrada 225 de la unidad de ganancia 213. De un modo similar, una salida de la red canceladora activa 216, se conecta en circuito con la segunda entrada 226 de la unidad de ganancia 221. Los detalles de las unidades de ganancia 213 y 221, que se puedan emplear en esta modalidad del invento, se ilustran también en la figura 5, mien

30.

tras que los detalles de las redes canceladoras activas 216 y 224, que se pueden emplear en esta modalidad del invento se ilustran en las figuras 3 y 4, que también se describirán más adelante.

5. En la práctica, un dispositivo de transmisión telefónico de 2 conductores A, por ejemplo un cable telefónico cargado de 2 conductores, se conecta a través de los terminales de comunicación privada (T) y de llamada (R) del arrollamiento 203 del transformador 201. Según se indica anteriormente,
10. es conveniente también que un capacitor modificador de la impedancia (no ilustrado) se conecta a través de los terminales T y R del arrollamiento 203 cuando se conecta a una sección de cable del tipo conocido como "extremo próximo" para modificar el valor de capacitancia de la sección de extremo
15. próximo conectada al valor de capacitancia de una longitud de cable determinada. De un modo similar, un dispositivo de transmisión telefónica de 2 conductores B, por ejemplo un cable telefónico cargado de dos conductores, se conecta a través de los terminales T y R del arrollamiento 206 del
20. transformador 202. De nuevo, es conveniente, que un capacitor modificador de la impedancia (no ilustrado) se conecte a través de los terminales T y R del arrollamiento 206 cuando se conecta a una sección de cable del tipo conocido como de extremo próximo" para modificar el valor de capacitancia
25. del dispositivo telefónico B, al de una longitud determinada de cable. Por consiguiente, la impedancia compleja de un dispositivo de transmisión de 2 conductores. A, cuando se conecta al arrollamiento 203, incluyendo el capacitor modificador, cuando se emplean, y la impedancia compleja del transformador 201, aparece a través del arrollamiento secundario 204, o
- 30.

5. sea, $Z(s)$ A. De un modo similar, la impedancia compleja del dispositivo de transmisión de 2 conductores B conectado al arrollamiento 206, que comprende el capacitor modificador cuando se emplea y la impedancia compleja al transformador 202, aparecen a través del arrollamiento 207, o sea, $Z(s)$ B. Así, según resultará evidente, se desarrolla la señal de error VEA a través del arrollamiento 204 del transformador 201 en respuesta a la señal VAB desarrollada en la salida 222 de la unidad de ganancia 221, por ejemplo.

10.

$$VEA = VOB \left(\frac{1}{1 + RA/Z(s)A} \right) \quad (3)$$

15. donde RA es el valor de resistencia del resistor 223 y ZA(s) es la impedancia compleja desarrollada a través del arrollamiento 204 cuando el dispositivo telefónico A se conecta a través de los terminales T y R del arrollamiento 203. De un modo similar, la señal de error VEB se desarrolla 203. De un modo similar, la señal de error VEB se desarrolla a través del arrollamiento 207 del transformador 202 en respuesta a la señal VOA desarrollada en la salida 214 de la unidad de ganancia 213, o sea

20.

$$VEB = VOA \left(\frac{1}{1 + RB/Z(s)B} \right) \quad (4)$$

25. donde RB es el valor de resistencia del resistor 215 y ZB (s) es la impedancia desarrollada a través del arrollamiento 207, cuando el dispositivo de transmisión B se conecta a través de los terminales T y R del arrollamiento 206 del transformador 202. Se verá de nuevo que como la impedancia de salida de las unidades de ganancia 213 y 226 es extraordinariamente baja, siendo virtualmente de cero, las señales que se transmiten normalmente en las dos direcciones de transmi

30.

5. sión, o sea, la dirección A a B y la dirección B a A, se aislan virtualmente de los trayectos opuestos de transmisión, según resultará evidente a los expertos en la materia. No obstante, las señales de error VEA y VEB, desarrollada a través de los arrollamientos de los transformadores respectivos, se suministran a las entradas 212 y 220 de las unidades de ganancia 213 y 221, respectivamente, que normalmente producirían señales de error que se transmitirían en dirección opuesta a la deseable.

10. De éste modo, según un aspecto del invento, la señal de error indeseable VEA se reduce prácticamente al mínimo en el trayecto de transmisión de A a B empleando la red canceladora activa 224 para generar una señal que emula virtualmente la señal de error VEA de la ecuación 3. Esto se consigue empleando una red canceladora que tiene una característica de transferencia compleja virtualmente igual a

15.

$$G(s) A = \frac{1}{1 + RA/Z(s)A} \quad (5)$$

20. La red canceladora activa 224, que tiene una característica de transferencia $G(s)A$, responde a señales desarrolladas en la salida 222 de la unidad de ganancia 221, para generar una señal que es prácticamente una réplica o copia de la señal de error VEA. Esta señal de réplica se suministra a la entrada 225 de la unidad de ganancia 213 donde se combina algebraicamente con las señales normales que se transmiten desde A hasta

25. B, incluyendo la señal de error VEA suministrada a la entrada 212 para producir una señal de salida 214, prácticamente exenta de componentes de señal de error.

30. De un modo similar, la señal de error indeseable VEB se reduce virtualmente al mínimo en el trayecto de transmisión

desde B hasta A empleando una red canceladora activa 216 para generar una señal que emula virtualmente la señal de error VEB de la ecuación 4. Esto se consigue empleando una característica de transferencia prácticamente igual a

$$5. \quad G(s)B = \frac{1}{1 + RB/Z(s)B} \quad (6)$$

La red canceladora 216, que tiene la característica de transferencia $G(s)B$, responde a señales desarrolladas en la salida 214 de la unidad de ganancia 213 para generar una señal que es virtualmente una réplica o copia de señal de error VEB. Esta señal de réplica se suministra a la entrada 226 de la unidad de ganancia 221, donde se combina algebraicamente con la señal que normalmente se transmite desde B hasta A, incluyendo la señal de error VEB que se suministra a la entrada 220 de la unidad de ganancia 221 para producir una salida 222 virtualmente exenta de componentes de señal de error.

De nuevo, se observará que los valores de resistencia de los resistores 215 y 223 se eligen de modo que la impedancia en las bobinas 203 y 206 de los transformadores 201 y 202, incluyendo los capacitores de punto medio 205 y 208, respectivamente sea la de una terminación de línea de transmisión deseada. Por ejemplo, es conveniente una terminación de 900 Ohmios mas 2,15 microfaradios para un cable telefónico cargado de dos conductores.

La información de señalización de los dispositivos A y B se desvía alrededor del repetidor en cuestión con las conexiones de circuito 209 y 210 que comprenden bobinas de inductor 211. Las bobinas de inductor 211 se conectan para estar en serie oponiéndose para asegurar una elevada inductancia en el circuito de derivación, lo cual resultará evidente a los exper

tos en la materia, para bloquear la transmisión de las señales de frecuencia vocal. No obstante, en bajas frecuencias el inductor es ineficaz para bloquear los componentes de frecuencia que están por debajo de la banda vocal o banda acústica telefónica normal, y como las señales de llamada se deben derivar, existe una pequeña gama de frecuencias en la cual el repetidor en cuestión tendería hacia la inestabilidad. Esta tendencia hacia la inestabilidad se elimina en la modalidad proporcionando una inversión de fases en las conexiones del circuito de derivación de la señal 209 y 210, según se ilustra en la figura 2. Esta inversión de fase elimina el refuerzo de los componentes de la señal de corriente alterna de baja frecuencia que pasan por las conexiones de circuito 209 y 210 con aquellas que pasan por las unidades de ganancia del repetidor y, por lo tanto, se estabiliza de un modo adicional el repetidor en cuestión.

Se observará que las redes canceladoras activas 216 y 224 pueden ser configuraciones de circuito similares o de configuraciones diferentes dependiendo de la aplicación específica a que se destine el repetidor. Las configuraciones pueden ser diferentes cuando un lado del repetidor se conecta, por ejemplo a una red de conmutación telefónica y el otro lado se conecta a un cable telefónico de dos conductores. En dicha aplicación, el cancelador de compromiso de la figura 4 se emplea en el lado de conmutación, mientras que el cancelador de la figura 3 se emplea en el lado del cable.

La figura 3 ilustra detalles de una red canceladora activa que se puede emplear en los repetidores bidireccionales de las figuras 1 y 2. La red canceladora de la figura 3 está destinada a utilizarse con diversas longitudes y diámetros de

- cable telefónico cargado de dos conductores. La función $G(s)$ realizada por el circuito de la figura 3 se ha elegido de modo que sea prácticamente igual a la característica de transferencia compleja generalizada de la ecuación 1. No obstante, se observará que la impedancia compleja $Z(s)$ de la ecuación 1 varía de acuerdo en el dispositivo de transmisión telefónica particular de dos conductores conectados al repetidor y, por lo tanto, la realización del circuito de $G(s)$ debe ser suficientemente versátil para equiparar las diversas configuraciones de cables telefónicos disponibles. En la práctica, el criterio de comportamiento para los circuitos llamados híbridos es que la pérdida de los llamados circuitos transhíbridos normalizados ha de ser superior a 30 dB para la longitud de cable máximo empleada. Podemos determinar que la característica de transferencia compleja $G(s)$ necesaria para conseguir este objetivo es una función racional de cuarto orden de la fórmula

$$G(s) = K1 \frac{(s + z1) (s + z2) (s^2 + a\omega_z s + \omega_z^2)}{(s + p1) (s + p2) (s^2 + 2b\omega_p s + \omega_p^2)} \quad (7)$$

- donde el par de polo-cero $(p1, z1)$ dependen principalmente de la impedancia compleja del transformador y afecta a la característica de transferencia en la gama de baja frecuencia, por ejemplo por debajo de 400 Hz; el par de polo-cero $(p2, z2)$ depende del diámetro del cable y afecta a la característica de transferencia en la gama de frecuencias baja y media, por ejemplo 300 Hz a 2.800 Hz; los pares cuadráticos de polos y ceros afectan a la característica de transferencia en la gama de alta frecuencia, por ejemplo, 2.800 Hz a 4.200 Hz.

- Como se emplean diversos diámetros de hilo diferentes en la central telefónica, es necesario que el par de polo-cero $(p2, z2)$ sea ajustable. No obstante, hemos determinado que $p2$ y

z2 exigen cada uno solamente un valor único por diámetro de hilo y que el valor de z2 se puede tratar como un múltiplo constante del valor de p2 para la mayoría de los diámetros de cable. Esta realización simplifica notablemente el ajuste del repetidor en la práctica, además, como la capacitancia estable es crucial en la gama de alta frecuencias y difiere entre ciertos diámetros de cable, es necesario que los pares cuadráticos de polos y ceros sean ajustables para permitir diámetros de cable particulares diferentes.

5.

10.

Un circuito que se puede emplear convenientemente para realizar la característica de transferencia de cuarto orden deseada de la ecuación 7 se ilustra en la figura 3, por consiguiente, se suministran señales desde la salida de una unidad de ganancia asociada por el terminal 301 a un divisor de voltaje que comprende resistores 302 y 303 donde la señal se pone en escala de amplitud. A su vez, la señal en escala de amplitud se suministra por el amplificador separador 304 al llamado circuito bicuadrático activo 305 que comprende el amplificador 306 y los componentes de circuito correspondiente según se ilustra en la figura 3. El amplificador separador 304 es un amplificador diferencial de gran ganancia del tipo llamado operacional conectado en una configuración sin inversión bien conocida en la profesión. El amplificador 304 proporciona aislamiento entre el divisor de voltaje de entrada y el circuito bicuadrático 305.

15.

20.

25.

El circuito bicuadrático 305 es un simple filtro de RC activo amplificador y se emplea para realizar los pares cuadráticos de polos y ceros de la ecuación 7, o sea:

30.

K2

$$\frac{(s^2 + 2a\omega_z s + \omega_z^2)}{(s + 2b\omega_p s + \omega_p^2)} \quad (8)$$

Los detalles del circuito bicuadrático 305, incluyendo el amplificador 306 y los componentes de los circuitos correspondientes, se describen en la patente EE.UU. 3.919.654. Los resistores 307, 308 y 309 del circuito bicuadrático 305 son variables para ajustar los valores de resistencia para servir a diferentes diámetros de cables telefónicos. Aunque los resistores 307, 308 y 309 se ilustran como continuamente ajustables, en la práctica se emplean dispositivos de conmutación para ajustar los valores de la aplicación particular del cable. De un modo específico, los valores de resistencia se producen desde un valor inicial elegido para permitir el uso de cable telefónico cargado de dos conductores, por ejemplo, de calibre 19, 22, 24 y 26, para permitir la utilización de cable telefónico de dos conductores de calibre 25 conocido comunmente como cable para red de área metropolitana (MAT). Los valores de resistencia se reducen de modo que la frecuencia resonada del circuito bicuadrático 305 se desplace a una frecuencia superior, equiparando de este modo con más precisión las características de frecuencia compleja del cable telefónico cargado de 2 conductores de calibre 25.

La salida del circuito bicuadrático 305 se suministra al capacitor 310 que, en combinación con el resistor 311, generan un par de polos-ceros (p_1, z_1) de la ecuación 7, o sea

$$\frac{(s + z_1)}{(s + p_1)} \quad (9)$$

en una forma que resultará evidente a los expertos en la materia. A su vez, la señal del capacitor 310 se suministra a la entrada sin inversión del amplificador 312. El amplificador 312 es también del tipo diferencial de gran ganancia conocido comúnmente como amplificador operacional y se conecta en una

configuración sin inversión. En el circuito de realimentación se incluye entre la salida y la entrada negativa del amplificador 312 una red de resistor-capacitor que comprende el capacitor 313, resistor fijo 314 y resistores variables 315 y 316, conectados en una relación descrita, para realizar el par de polo-cero(p2,z2) de la ecuación 7, o sea

$$K3 \frac{s+z2}{s+p2} \quad (10)$$

5. en una forma que resultará evidente a los expertos en la materia. El valor de resistor 315 varía para ajustar los valores de p2 y z2 para compensar los diversos calibres o diámetros de hilo. Es importante indicar que el ajuste de valor de resistencia del resistor 315 hace que los valores individuales p2 y z2 cambien, pero no cambian la relación de valores de p2 y z2 cuya relación permanece constante. No obstante, la variación del resistor 316 cambian la relación de los valores de p2 y z2. Este ajuste del resistor 316 se hace para permitir el empleo de cable telefónico cargado de dos hilos de calibre 25. Aunque los resistores 315 y 316 se ilustran como continuamente ajustables en la práctica se emplean con mayor ventaja resistencias conmutadas apropiadas para ajustar el repetidor al diámetro de hilo particular empleado. Las características de ajuste de este circuito son especialmente importantes puesto que, según se ha indicado anteriormente, hemos determinado que la relación de los valores de p2 y z2 es constante para diámetros o calibres de cables telefónicos cargados de dos conductores 19, 22, 24 y 26, pero es diferente para el calibre 25. Hemos determinado también que los valores p2 y z2 para cable telefónico cargado de dos conductores de calibre 19, 22, 24 y 26 son apropiados aunque una relación constante por cada calibre sea diferente. Por consiguiente, el resistor 315 es ajustable para compensar los di-

versos diámetros de hilo.

5. De este modo, en resumen, las señales de salida de una unidad de ganancia asociada se suministran al terminal de entrada 301 de la red canceladora ilustrada en la figura 3, se produce una señal de réplica conveniente en la salida 320. Aunque la modalidad descrita en la memoria para realizar la función de transferencia compleja de la ecuación 7 es una red activa, se podría realizar empleando una red pasiva, si así se desea.

10. La figura 4 ilustra detalles de una red canceladora activa del tipo llamado de compromiso que se puede emplear en las modalidades del invento ilustradas en la figura 1 y 2. La red canceladora llamada de compromiso se emplea cuando los terminales del repetidor en cuestión han de conectarse a una red de conmutación telefónica. Una representación razonables de la impedancia compleja presentada por una red de conmutación telefónica y una línea telefónica correspondiente es un compromiso del orden de 900 Ohmios en serie con 2,15 microfaradios, Por consiguiente, la red canceladora de compromiso representada en la figura 4, se ha diseñado para que tenga una característica de transferencia compleja para generar una señal que sea virtualmente la réplica de una señal de error generada en el repetidor cuando se conecta a un circuito de conmutación telefónica, o sea,

25.
$$G(s) = K4 \frac{(s+z3)}{(s+p3)} \frac{(s+z4)}{(s+p4)} \quad (11)$$

30. donde el par de polo-cero (p3,z3) compensa la característica de fase de la impedancia compleja del transformador y afecta a la característica de transferencia en una gama de frecuencias relativamente elevada, por ejemplo, 30KHz para p3 y 20 KHz para z3 y donde el par de polo-cero (p4,z4) emula la impedancia com-

pleja de la línea de conmutación telefónica y la línea de conexión telefónica, o sea el compromiso de 900 Ohmios en serie con 2,15 microfaradios.

- Refiriendonos a la figura 4, las señales de llegada procedentes de una unidad de ganancia asociada se suministra
5. al terminal 401 y, a su vez, por la combinación en paralelo del capacitor 402 y el resistor 403 a un divisor de voltaje que comprende los resistores 404 y 405. La combinación del capacitor 402 y resistores 403, 404 y 405 genera un par de polo-cero (p3, z3) que, según se ha indicado anteriormente, compensa la característica de fase del transformador de acoplamiento utilizado
10. en el repetidor en cuestión. El divisor de voltaje que comprende de los resistores 404 y 405 se emplea además para poner en escala la amplitud de la señal entrante. Las señales de amplitud en escala se suministran a la entrada positiva del amplificador
15. 406. El amplificador 406 es un amplificador diferencial del tipo de gran ganancia denominado comunmente como amplificador operacional y se conecta en una configuración sin inversión. El capacitor 407 y los resistores 408 y 409 se conectan en el circuito de realimentación entre la salida y la entrada negativa del
20. amplificador 406 y se emplea para generar el par de polo-cero (p4, z4) que compensa eficazmente la impedancia compleja de conmutación telefónica y de línea telefónica de conexión. Por consiguiente, el cancelador de compromiso de la figura 4 produce una señal de réplica conveniente en la salida 410 que se suministra a la unidad de ganancia correspondiente para efectuar
25. cancelación de la señal de error indeseable.

Aunque la modalidad del cancelador de compromiso para realizar la función de la ecuación 11 es una red activa, la función deseada podría realizarse empleando una red pasiva.

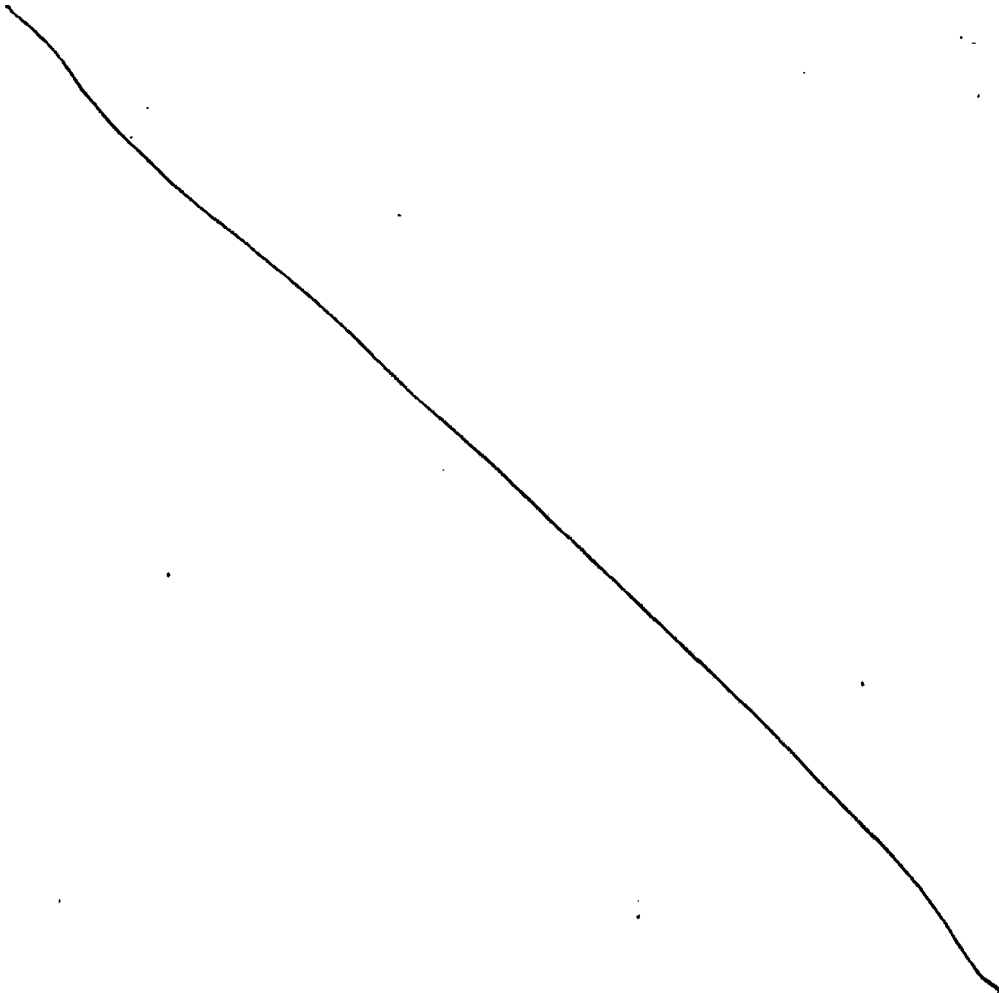
30. La figura 5 representa detalles de la unidad de ganancia

- cia que se pueden emplear en las modalidades de la figura 1 y 2, tomando la unidad 111 de la figura 1 como caso normal, por consiguiente, cada una de las unidades de ganancia comprende preferiblemente una etapa amplificadora diferencial 501 y una
5. etapa igualadora 502. Las señales normales, incluyendo una señal de error desarrollada a través del arrollamiento secundario de un transformador de acoplamiento correspondiente, se suministran por la entrada 110 al amplificador 503, mientras que una réplica de la señal de error generada por una red canceladora activa correspondiente, se suministra por la entrada 121
10. al amplificador 503. El amplificador 503 es también un amplificador diferencial del tipo de gran ganancia conocido comúnmente como amplificador operacional. El amplificador 503 y los resistores correspondientes 504, 505, 506 y 507, se conectan en
15. una configuración diferencial normal para combinar algebraicamente las señales suministradas por las entradas 110 y 121 y producir, en 508, una señal que es la diferencia algebraica de las entradas suministradas, produciendo por lo tanto, una salida virtualmente exenta de señal de error. La impedancia de entrada del amplificador 503, v.g., el valor de resistencia del resistor 506 en combinación con el resistor 507, debiera ser
20. suficientemente elevadas para no cargar indebidamente el transformador de acoplamiento correspondiente. La salida del amplificador 503 se suministra por el capacitor 509 y el resistor
25. 510 a la entrada positiva del amplificador 511. El capacitor 509 y el resistor 510 forman un filtro simple de paso alto que tiene la característica necesaria para que la respuesta de frecuencia de la unidad de ganancia y, por lo tanto, del repetidor, se reduzca a un cierto régimen predeterminado en la gama
30. de bajas frecuencias, por ejemplo por debajo de 200 Hz. Esta re

- ducción asegura que el repetidor sea estable en esta gama de bajas frecuencias. El amplificador 511, conjuntamente con los resistores 512, 513 y 514 y el potenciómetro 515, forman una configuración de amplificador sin inversión con una ganancia "plana" y se emplea para ajustar la característica de ganancia de las modalidades del presente invento. Aunque se representa un potenciómetro para efectuar el ajuste de la ganancia, igualmente se puede emplear cualquier número de otros dispositivos, por ejemplo, se pueden utilizar atenuadores conmutables o ajustables de una forma que resultará evidente a los expertos en la materia, para obtener una característica de ganancia plana conveniente, v.g, una característica que sea independiente de la frecuencia. Se observará también que el ajuste de la ganancia es independiente del ajuste del cancelador, lo cual es todo lo contrario que los dispositivos de la tecnología anterior que emplean redes modificadoras de la impedancia de la línea donde el ajuste de la ganancia depende del ajuste de impedancia de las redes modificadoras para hacer coincidir la línea telefónica con el repetidor y viceversa.
5. La salida del amplificador 511 se suministra al igualador 502. El igualador 502 es un filtro de paso bajo de una configuración conocida para realizar la llamada configuración del filtro de paso bajo de segundo orden y se emplea de una forma conocida por los expertos en instalaciones telefónicas para compensar la respuesta de frecuencia de los cables telefónicos aproximadamente entre las frecuencias de 1000 Hz y 3000 Hz. Adicionalmente, el igualador 502 proporciona también una reducción de frecuencia elevada conveniente en la gama de frecuencia de aproximadamente 4000 Hz. De este modo se asegura estabilidad de alta frecuencia del circuito general del repetidor. Uno de es-
- 10.
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.

5. tos circuitos de filtro de paso bajo se indica en la publicación "Handbook of Operational Amplifier Active RC Networks" (Manual de Redes de RC Activas con Amplificadores Operacionales) publicada por Burr-Brown Reserarch Corporation, 1966, en la página 80. La salida del igualador 502 es la señal de salida normal conveniente exenta de componentes de señal de error.

10. 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

- 1.- Perfeccionamientos en redes de transmisión de se-
ñales del tipo que comprenden: un dispositivo transformador
que tiene un primario y un secundario, cuyo primario está des-
tinado a acoplar la red de transmisión a un dispositivo de
transmisión de dos conductores y cuyo secundario tiene un pri-
mer y un segundo terminales, conectandose el primer terminal a
un potencial de referencia; un dispositivo amplificador que
tiene una primera y una segunda entradas y una salida se dispo-
ne para amplificar las señales de salida, conectandose la pri-
mera entrada en circuito con el segundo terminal del secundario
del transformador; y medios conectados en una relación de cir-
cuito con el segundo terminal del secundario del dispositivo
transformador para suministrar señales de entrada a la red de
transmisión; caracterizados porque se conectan medios en cir-
cuito entre los medios que suministran la señal de entrada y la
segunda entrada del dispositivo amplificador y que tiene una
característica de transferencia compleja determina, $(G(s))$ pa-
ra generar una señal que es virtualmente una réplica o copia
de una señal de error desarrollada a través del secundario del
dispositivo transformador en respuesta a las señales de entra-
da, debido a los componentes de impedancia compleja $(Z(s))$ del
dispositivo de transmisión de dos conductores, cuando se conec-
ta al primario el dispositivo transformador donde la señal de
réplica y la señal de error se combinan algebraicamente por el
dispositivo amplificador para efectuar virtualmente cancelación
de la señal de error, de modo que las partes indeseables de las
señales de entrada virtualmente se elimine de las señales de
salida del dispositivo amplificador.

30. 

2.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque el dispositivo generador de la señal de réplica comprende un dispositivo de red activa para producir característica de transferencia compleja virtualmente iguales a:

5.

$$\frac{1}{1 + R/Z(s)}$$

donde Z(s) es una impedancia compleja desarrollada a través del secundario del dispositivo transformador que comprende componentes de impedancia compleja del dispositivo de transmisión de dos conductores cuando se conecta a la red de transmisión y componentes de impedancia compleja del dispositivo transformador, y donde R es un valor de resistencia de la conexión de circuito entre el dispositivo que suministra la señal de entrada y el segundo terminal del secundario del dispositivo transformador.

10.

15.

3.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque el dispositivo generador de la señal de réplica comprende un dispositivo determinador de la atenuación contra la frecuencia que produce una función de transferencia de segundo orden determinada que tiene un primer y un segundo pares de polo-cero predeterminado eligiendose los valores del primer par de polo-cero para compensar los componentes de impedancia compleja del dispositivo transformador y eligiendose los valores del segundo par de polo-cero para compensar los componentes de impedancia compleja del dispositivo de transmisión de dos conductores.

20.

25.

4.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque el dispositivo generador de la señal de réplica comprende un dispositivo determinador de atenuación contra frecuencia para producir una función de transferencia de cuarto orden determinada, que tiene un primer y un segundo pa-

30.

res de polo-cero y un primer y un segundo pares cuadráticos de polo-cero, donde el primer par de polo-cero se elige para que afecte a la característica de atenuación contra frecuencia en una primera gama de frecuencias determinadas, el segundo par

5. de polo-cero se elige para que afecte a la característica de atenuación contra frecuencia en una segunda gama de frecuencia determinada, y donde los pares cuadráticos de polos y ceros se eligen para que afecten a la característica de atenuación contra frecuencia en una tercera gama de frecuencia determinada,

10. compensando de este modo los componentes de impedancia compleja del dispositivo de transmisión de dos conductores y el dispositivo transformador.

15. 5.- Perfeccionamientos según la reivindicación 4, caracterizados porque los medios que determinan la atenuación contra frecuencia comprenden medios ajustables para variar la característica de atenuación contra frecuencia con el fin de hacer coincidir la impedancia compleja del dispositivo de transmisión de dos conductores de tipo particular conectado al dispositivo transformador.

20. 6.- Perfeccionamientos según la reivindicación 5, caracterizados porque los medios ajustables comprenden medios para ajustar de una forma selectiva los valores del segundo par de polo-cero mientras mantienen la relación de los valores del segundo polo y el segundo cero constantes.

25. 7.- Perfeccionamientos según la reivindicación 6, caracterizados porque los medios ajustables comprenden además medios para ajustar de una forma selectiva los valores del segundo par de polo-cero para variar la relación de los valores del segundo polo y el segundo cero.

30. 8.- Perfeccionamientos según la reivindicación 7, ca-

racterizados porque los medios ajustables comprenden además me
dios para variar los valores de los pares cuadráticos de polos
y ceros.

5. 9.- Perfeccionamientos en redes de transmisión de se
ñales, tal y como queda sustancialmente descrito en la presen-
te Memoria y en los dibujos adjuntos.

Esta Memoria consta de treinta y dos hojas escritas
a máquina por una sola cara.

30 NOV. 1977
Madrid,

WESTERN ELECTRIC COMPANY, INCORPORATED.

J. M. García
Pa. de Herr.

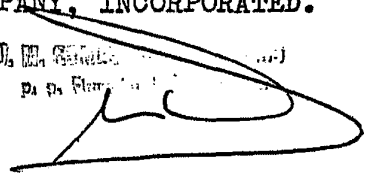


FIG. 4

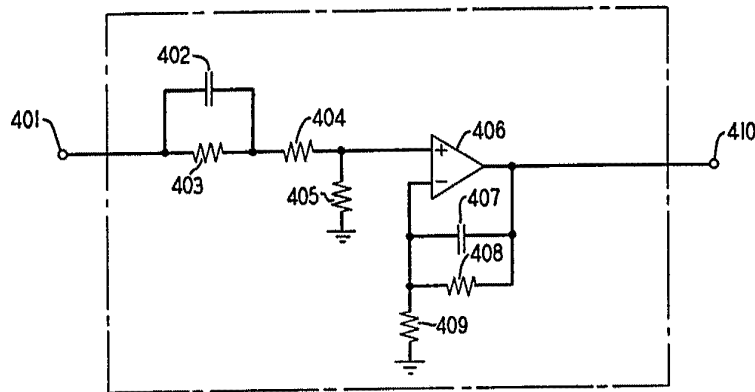
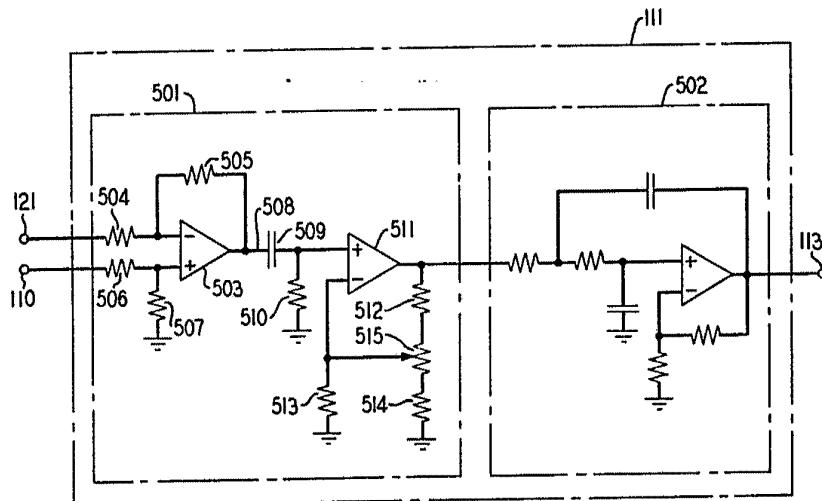


FIG. 5



MADE IN U.S.A.
NOV 1977
[Handwritten signature]