

mc/

J.L. Merrill, Jr.
Caso 5

194258

194258

24



P A T E N T E D E I N V E N C I O N

a favor de

WESTERN ELECTRIC COMPANY, INCORPORATED - de nacionalidad
norteamericana - domiciliada en NEW YORK (E.U.) 195 Broadway,

por:

" Amplificador de válvula de vacío para convertir la impe-
dancia positiva en negativa ".

=====:oOo:=====

M e m o r i a D e s c r i p t i v a

Este invento se refiere a circuitos de impedancia negativa, como, por ejemplo, aparatos para transformar impedancia positiva en negativa, repetidores de impedancia negativa y circuitos que los comprendan, y líneas de trans-

194258

- 2 -



misión cargadas con impedancias negativas.

Un objeto del invento es proporcionar un sistema estable de transmisión que comprende un repetidor o amplificador de impedancia negativa en forma de válvula de vacío, conectado en serie entre dos líneas inductivamente cargadas, o en serie entre dos líneas sin carga, o en serie entre una línea cargada y otra no cargada.

En uno de sus aspectos, el invento es una forma específica de válvula convertidora de impedancia negativa, o sea de circuitos de válvula de vacío para convertir la impedancia positiva en negativa. El convertidor práctico (esto es, real o actual) puede reducirse a un circuito de cuatro bornes con igual valor eléctrico, compuesto de elementos de impedancia positiva en unión de un aparato que puede llamarse convertidor ideal de impedancia negativa. Este convertidor ideal es una red o sistema de cuatro bornes, con una relación de transformación de impedancia de $k:1$, donde k es un número real para una frecuencia prescrita, y aproximadamente un número real dentro de una gama prescrita y limitada de frecuencias que comprenden la frecuencia mencionada, pero que a frecuencias inferiores y superiores a esta gama puede tener un ángulo de fase apreciable. En el circuito equivalente, algunos de los elementos de impedancia positiva aparecen como red a un lado del convertidor ideal, y el resto como una red al otro lado del mismo. Estas dos redes tienden a hacer que el factor de transformación de impedancia para el circuito equivalente del convertidor práctico sea diferente del correspondiente al convertidor ideal.

De conformidad con una característica del invento, el convertidor práctico puede construirse de manera que en su circuito equivalente, dentro de la gama de frecuencias que in-



194258

terese, y prescindiendo de la disposición de potencia, estas dos redes practicamente se equilibren, anulándose mutuamente; en consecuencia, solo queda el efecto del convertidor ideal, que puede representar el convertidor práctico.

5 Conforme a una modalidad del invento, para conseguir más fácilmente este equilibrio o reducir el efecto de desnivel de las dos redes, la impedancia de los ramales en serie de las redes puede hacerse relativamente baja, y relativamente alta la de los ramales en derivación.

10 De acuerdo con una modalidad del invento, el convertidor se construye de modo que desarrolle una impedancia negativa dentro de una gama prescrita de frecuencias, y una impedancia positiva fuera de ella. Conviene este régimen de impedancia por las siguientes razones, entre otras. A frecuencias muy elevadas o muy bajas, los elementos de impedancia positiva del convertidor determinan la impedancia observada en sus bornes. Para muchos fines prácticos se necesita no solo que la impedancia en los bornes sea negativa para una determinada gama de frecuencias, la de primordial interés, sino también que la impedancia en los bornes sea positiva a frecuencias exteriores a dicha banda. Una impedancia positiva a frecuencias altas y bajas puede ser conveniente por dos razones: primero, para conseguir estabilidad contra la oscilación, y segundo, para atenuar o pasar otras señales a frecuencias en que tal vez no se desee amplificación. Por ejemplo, en una línea telefónica puede hacer falta amplificar para la gama vocal de frecuencias, pero no a las frecuencias inferiores de llamada, de selección, etc. Esto obedece a que la dominación de potencia que se exige de un convertidor de impedancia negativa para intensificar corrientes de llamada y de selección tendría que ser mucho mayor de la requerida para

15

20

25

30

194258

- 4 -

2400



ampliar corrientes vocales nada más. Para suministrar energía a estas frecuencias más bajas podrían resultar más económicas los generadores de llamada o los amplificadores de impulsos de disco.

5 Una forma específica de convertidor de impedancia negativa conforme a este invento es un amplificador de descarga eléctrica espacial compuesto de una impedancia de contrarreacción común a los circuitos de cátodo-ánodo y de cátodo-rejilla, y apropiada para servir de circuito de acoplamiento de entrada y de circuito de acoplamiento de salida para el amplificador, una impedancia de carga de circuito anódico en serie con la impedancia de contrarreacción del circuito cátodo-ánodo, y medios para producir en el amplificador una regeneración que haga negativa su impedancia de entrada dentro de una gama determinada de frecuencias; cuyos medios comprenden una línea de regeneración cuya tensión de entrada depende y se deriva de la citada impedancia de carga del circuito anódico. La contrarreacción reduce la impedancia de entrada del amplificador a un factor bajo, y la regeneración lo hace descender más aún, haciéndola negativa para la gama prescrita de frecuencias. La impedancia de carga del circuito anódico comprende una red para regular la magnitud y fase de la impedancia de entrada del amplificador, por ejemplo, para graduar la amplificación e igualar la atenuación cuando el convertidor se conecta como repetidor en serie en una línea de transmisión telefónica. El repetidor, aunque es de utilidad general, sirve especialmente para uso en circuitos de zonas de intercambio de sistemas telefónicos, donde es difícil obtener amplificación y estabilidad contra la oscilación porque la impedancia con que tropiezan las líneas servidas varía mucho a causa de la gran diversidad de

10

15

20

25

30

194258

- 5 -



elementos que se han de conectar o poner en circuito.

5 En un aspecto específico, el invento es una línea de transmisión cargada de impedancias negativas a intervalos regulares, que dentro de una gama determinada de frecuencias hacen esencialmente no reactiva la impedancia característica media de la línea; ésta tiene una atenuación relativamente baja y es estable para todas las terminaciones de impedancia positiva.

10 En otro aspecto, el invento es una línea de transmisión dividida en secciones de longitud igual o distinta, con una impedancia negativa en serie en el centro de cada sección, y el valor de cada impedancia negativa es tal que la línea resulta estable para todas las terminaciones de impedancia positiva, y dentro de una gama determinada de frecuencias es la misma para todas las secciones la impedancia característica al final de la sección.

15 Otros objetos, aspectos y características del invento se apreciarán por la siguiente descripción, con referencia a los planos, en los cuales indican:

20 Las figs. 1 a 4, diseños explicativos cuya finalidad general es contribuir a desarrollar los conceptos en que se funda el invento.

25 Las figs. 5 y 6, el esquema de circuito y el circuito equivalente de un convertidor práctico de impedancia negativa, y la fig. 5A, el circuito de la figura 5, con sus triodos representados por sus circuitos equivalentes.

30 Las figs. 7 y 8, el esquema de circuito y el circuito equivalente de otro convertidor práctico de impedancia negativa, y la fig. 7A, una modificación del circuito de la figura 7.

La fig. 9, la característica de impedancia en dia-

194258



grama polar, según se observa en los bornes -1- de la figura 7, con una resistencia conectada a los bornes -2-.

5 Las figs. 10 y 11, convertidores de impedancia negativa, respectivamente en serie y en derivación con una línea.

Las figs. 12, 13 y 14, redes para uso con un convertidor de impedancia negativa conectado en serie con una línea de transmisión.

10 La fig. 15, un repetidor de impedancia negativa en serie entre secciones de línea con carga inductiva.

La fig. 16, círculos de pérdidas por reflujo, que facilitan la comprensión de la figura 15.

La fig. 17, un repetidor de impedancia negativa en serie entre una línea con carga inductiva y otra no cargada.

15 La fig. 18, una red de impedancia aplicable al repetidor de la figura 17.

Las figs. 19 y 20, el esquema de montaje de una línea de transmisión con carga de impedancia negativa y el mapa de impedancia única de la misma línea.

20 La fig. 21, el mapa de impedancia de frecuencia única para estabilidad en una línea sin carga; y

La fig. 22, círculos de estabilidad a diversas frecuencias para un cable no cargado.

25 La figura 1 muestra un convertidor ideal -C- de impedancia negativa, que puede considerarse como un tipo de transformador con factor negativo de transformación o conversión de impedancia designado por $-k:l$. El convertidor -C- puede tener cuatro bornes, y sirve para transmisión bilateral. Como se indica en la figura 2, si se conecta una impedancia
30 positiva Z_N a los bornes -2-, los bornes -1- acusan $-kZ_N$. Según la figura 3, aplicando una impedancia positiva Z_N a los

194258

- 7 -

24



bornes -1-, en los bornes -2- se vé Z_N/k . De conformidad con G. Crisson ("Negative Impedance and the Twin 21-Type Repeater", Bell System Technical Journal, julio 1931), hay dos tipos de impedancia negativa, en serie y en derivación. Dado que la impedancia se define por $Z=E/I$, la impedancia "negativa" puede ser Z multiplicada por -1 (es decir, $-Z=-E/I$) o Z dividida por -1 (o sea $-Z = E/-I$). La impedancia negativa en los bornes -1-, fig. 3, es la del tipo en serie o de tensión invertida, $-E/I$. La impedancia negativa en los bornes -2-, figura 3, es del tipo en derivación o de corriente invertida, $E/-I$.

Toda válvula convertidora práctica (esto es, real o actual) contiene elementos de impedancia positiva en su circuito equivalente, como el convertidor ideal. Esto se representa en la figura 4, que muestra el esquema de circuito equivalente de un convertidor práctico. Algunos de estos elementos de impedancia positiva aparecen como una red N_1 a la izquierda del convertidor ideal; los otros se presentan como una red N_2 a la derecha. De ordinario, estas redes N_1 y N_2 tienden a desviar el factor de transformación para el circuito equivalente del convertidor práctico respecto al factor propio del convertidor ideal. Si las redes N_1 y N_2 , vistas desde el convertidor G , tuvieran la misma configuración y la impedancia de cada elemento de N_1 fuese igual a k veces la impedancia del elemento homólogo de N_2 , estas redes N_1 y N_2 (prescindiendo de la disipación de potencia) equilibrarían sus efectos, anulándose, y quedaría solo el efecto del convertidor ideal, pudiendo representarse la fig. 4 por la fig. 1. En otras palabras, el convertidor práctico sería tal que en su circuito equivalente cada red N_1 y N_2 , vista desde la otra (a través del convertidor ideal), neutralizaría

194258

- 8 -

24



el efecto de esta última (con el factor de transformación del circuito equivalente del convertidor práctico), y el factor de transformación de impedancia para el convertidor práctico sería el mismo que para el convertidor ideal.

5 Como puede apreciarse por las figuras 5 y 6, descritas más adelante, puede resultar difícil el intento de hacer el convertidor práctico de manera que las redes N_1 y N_2 del circuito equivalente del mismo, vistas desde C, tengan igual configuración y la impedancia de cada elemento de N_1 como k veces la impedancia del elemento homólogo de N_2 . (Por ejemplo, agregando a cada red los elementos necesarios para darle la misma configuración de la otra, observadas ambas desde C, asignando luego a cada elemento de N_1 una impedancia de valor igual a k veces la del elemento homólogo de N_2).

10

15 Sin embargo, de conformidad con una característica del invento descrita más adelante, es fácil hacer el convertidor práctico de modo que en su circuito equivalente, dentro de la gama de frecuencias que interesan, las redes N_1 y N_2 se anulen o neutralicen mutuamente en lo esencial sus efectos sobre el factor de transformación. Esto puede conseguirse

20 construyendo el convertidor práctico de modo que resulten en las redes N_1 y N_2 de su circuito equivalente las condiciones que siguen dentro de la gama de frecuencias que interesan:

25 1ª, algunos de los elementos en serie y en paralelo tienen sus impedancias inferiores y superiores, comparadas respectivamente, a cada una de las dos impedancias entre las cuales ha de conectarse el convertidor, con lo que los efectos de estos elementos en serie y en paralelo sobre el factor de transformación de impedancia del circuito equivalente del convertidor

30 práctico son mínimos; y 2ª, los demás elementos (de las redes N_1 y N_2) tienen sus impedancias y sus posiciones en el traza-

194258

- 9 -



do de las redes de manera que los elementos restantes de cada red se anulen esencialmente o neutralicen el efecto de los demás de la otra red, según el factor total de transformación del circuito equivalente del convertidor práctico.

5 La figura 5, muestra el esquema de montaje de un convertidor práctico de impedancia negativa con arreglo a un aspecto específico del invento. Comprende dos transformadores T_1 y T_2 ; dos válvulas idénticas de vacío V_1 , con preferencia normalmente polarizadas para amplificación de clase A; dos condensadores similares C_1 , cada uno de los cuales acopla el ánodo de una válvula a la rejilla de la otra, para producir regeneración; dos resistencias análogas R_1 , que conectan respectivamente las rejillas de las válvulas al polo negativo de la batería B; y dos resistencias R_2 , una en cada circuito de cátodo, para polarización de rejilla. El polo negativo de la batería B está a tierra, y las válvulas V_1 y V_2 en contrafase. Un arrollamiento del transformador T_1 se halla en serie con las resistencias R_2 entre los cátodos, y tiene a tierra su punto medio. Las resistencias R_2 y las dos mitades de este arrollamiento producen contrarreacción y caídas de tensión en corriente continua para polarizar de igual modo las rejillas de ambas válvulas. La resistencia en corriente continua de una de las mitades del arrollamiento puede ser mayor que la de la otra mitad en una cantidad dada, y entonces la resistencia del elemento R_2 contiguo a esa otra mitad puede exceder en igual cantidad de la del otro elemento R_2 . Las válvulas V_1 pueden ser, por ejemplo, triodos dobles del tipo 407A- Western Electric, con la constante de amplificación μ de cada triodo igual a 30, aproximadamente.

30 Si bien las válvulas representadas en la figura 5 (y las de la fig. 7, que se describe a continuación) no



5 tienen más que una rejilla, el término triodo se aplica en este caso, de un modo genérico para designar aparatos de descarga con varias rejillas, por ejemplo, tetrodos y pentodos con cátodo, ánodo y una rejilla o elemento regulador de descarga espacial.

Sea μ_1 la amplificación de la tensión ánodo-tierra de cada válvula de vacío al componente que resulta de la tensión interna de generador ánodo-cátodo en la otra válvula, y μ_2 la amplificación de la tensión cátodo-rejilla de cada
10 válvula al componente que resulta de la tensión interna de generador ánodo-cátodo en la válvula. La tensión cátodo-rejilla puede considerarse integrada por dos componentes, la tensión cátodo-tierra y la tensión tierra-rejilla. Así, μ_2 es el factor por el cual ha de multiplicarse la tensión entre el cátodo de cada válvula y tierra (o el polo negativo
15 de la batería B) para obtener el valor del componente que resulta de la tensión interna de generador ánodo en la válvula (o, en otras palabras, μ_2 es la constante de amplificación de válvula, designada usualmente por μ); y μ_1 es la cantidad por la cual deberá multiplicarse la tensión entre el ánodo de cada
20 válvula y tierra (o el polo negativo de la batería B) para obtener el componente de la tensión interna de generador ánodo-cátodo de la otra válvula, que resulta de la caída de tensión entre su rejilla y tierra. El factor de amplificación μ_1 es igual a $\beta\mu_2$, designando β la relación de la tensión entre
25 tierra y la rejilla de cada tubo a la tensión entre tierra y el ánodo del otro. Representando los triodos por sus circuitos equivalentes de modo convencional, el circuito de la figura 5 puede reducirse al de la figura 5A. En esta figura, la tensión entre tierra y el cátodo de una válvula se designa por e_2 , y la tensión entre tierra y el cátodo de la otra vál-

30

194258

- 11 -



vula por e_1 ; y por e_3 la tensión que atraviesa la resistencia R_1 del circuito de ánodo de esta segunda válvula. El generador de ánodo de una válvula se representa en forma de dos generadores en serie, uno designado por su tensión μe_3 , siendo $\mu e_2 + \mu e_3$ la tensión total de generador anódico en esta válvula. Se vé que $\mu_2 e_3 = (\mu_2) \left(\frac{e_3}{e_1} \right) e_1 = \mu_2 \beta e_1 = \mu_1 e_1$. En el circuito específico de la figura 5,

10

$$\beta = \frac{e_3}{e_1} = \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{\omega C_1}},$$

15

donde ω designa la velocidad angular en radianes. Por consiguiente, μ_1 , amplificación de la tensión en el circuito de ánodo, depende de los valores relativos de C_1 y R_1 , así como de μ , constante de amplificación de la válvula.

20

La figura 6 muestra el circuito equivalente de la figura 5, derivado aplicando la teoría de circuitos de la figura 5A. La figura 6 comprende los transformadores, condensadores y resistencias antes mencionados, más un convertidor ideal C de impedancia negativa con un factor de transformación de $-(\mu_1 - 1)/(\mu_2 + 1) : 1$. Además, la resistencia interna de ánodo de las válvulas se presenta como impedancia en serie con el transformador T_1 , expuesta como resistencia de valor $2R_p/(1 + \mu_2)$, tomando como R_p el valor de la resistencia interna en cada válvula. Si μ_1 se aproxima a μ_2 y ambas son mucho mayores que la unidad, k se acerca a la unidad. Si $k = 1$ y $2R_p/(1 + \mu_2)$ es de reducido orden de magnitud con relación a la impedancia que afronta la resistencia (es decir, con relación a la suma de todas las impedancias situadas efectivamente en serie con la resistencia), la acción del convertidor, al menos en primera aproximación, es independiente de varia-

30

194258

- 12 -

24 JUL



5 ciones leves en las constantes de válvula y en la tensión de
batería. Haciendo μ_2 grande y R_p pequeño, se tiende a redu-
cir la impedancia de la resistencia identificada en la figu-
ra 6 como $2R_p/(1+\mu_2)$ y a hacer insignificante su efecto
sobre la impedancia negativa propia del convertidor. En la
figura 6 pueden designarse todos los elementos de la izquier-
da del convertidor ideal C como una red N_1 , y como una red
 N_2 todos los de la derecha del mismo, a la manera ya expues-
ta en la figura 4. Según se ha indicado, es evidente que
10 resultaría difícil construir el circuito de la figura 5 de
modo que en su circuito equivalente, representado en la fi-
gura 6, las redes N_1 y N_2 , vistas desde C, tuvieran la misma
configuración y la impedancia de cada elemento de la primera,
fuese k veces mayor que la de cada elemento homólogo de la
segunda.
15

Sin embargo, si todos los elementos en serie del
circuito de la figura 6 pueden hacerse de impedancia relati-
vamente pequeña, y todos los elementos en paralelo relativa-
mente dotados de gran impedancia, el circuito se aproximará
20 al del convertidor ideal. En otras palabras, el funciona-
miento o el efecto del circuito se aproxima al del converti-
dor ideal siempre que, al reemplazar los transformadores T_1
y T_2 por sus redes equivalentes habituales, todas las impe-
dancias (de elementos de las redes N_1 y N_2) efectivamente en
serie en el circuito con respecto a la transmisión entre bor-
nes -1- y -2- sean mucho más pequeñas que cada una de las dos
impedancias que han de aplicarse a los bornes -1- y -2-, y
todas las impedancias situadas efectivamente en derivación a
través del circuito con relación a la transmisión entre bornes
25 -1- y -2- sean mucho mayores que cada una de las dos impedan-
cias que deban aplicarse a los bornes -1- y -2-. A elevadas
30

194258

-13 -



frecuencias surge una dificultad de orden práctico. Los arrollamientos de los transformadores T_1 y T_2 han distribuido capacidad e inductancia de dispersión. A cierta frecuencia, esta capacidad y esta inductancia resonarán, y si tal frecuencia no es idéntica para T_1 y T_2 , el circuito puede ser inestable y oscilar como se explica más lejos.

Un convertidor del tipo aquí descrito es esencialmente un amplificador de reacción, y como tal debe ajustarse a la regla de estabilidad de Nyquist (véase el artículo de H. Nyquist sobre Teoría de la regeneración, Bell System Technical Journal, enero 1932. Sin embargo, con referencia al convertidor ideal, existe otra regla análoga que puede aplicarse para determinar la estabilidad incondicional. Tomando como base el convertidor ideal de la fig. 2, y en el supuesto de que una línea u otro circuito de impedancia Z_L (no representado en dicha figura) está conectado a los bornes -1-, si kZ_N fuera igual a Z_L en magnitud y fase es evidente que la impedancia de la red $Z_L - kZ_N$ sería cero, y se produciría oscilación o silbido. Resulta, pues, evidente que kZ_N no debe ser igual a Z_L ; o, lo que es lo mismo, que la relación kZ_N/Z_L no debe ser igual a $1/0$ si el sistema ha de ser estable. Además, puede demostrarse que, para un convertidor ideal, la relación kZ_N/Z_L es el factor de reacción ($\mu\beta$, según se define en la pág. 32 de "Network Analysis and Feedback Amplifier Design", de N.W. Bode, publicado en 1945 por D. Van Nostrand Company, Nueva York) del amplificador en el convertidor. En su virtud, la regla de estabilidad de Nyquist para amplificadores de reacción puede glosarse como sigue: Si un convertidor ideal de impedancia negativa ha de ser estable, el lugar de la relación kZ_N/Z_L dentro de la gama de frecuencias desde más a infinito no debe comprender el punto $1/0$.

194258



24J

5

Desde un punto de vista de ingeniería práctica, existe para apreciar la estabilidad una norma que suele ser más útil que la regla general, y puede enunciarse como sigue. El convertidor ideal de impedancia negativa será incondicionalmente estable siempre que la magnitud kZ_N/Z_L sea inferior a la unidad a cualquier frecuencia en que el ángulo de esta relación sea cero.

10

15

20

En un convertidor práctico, como el expuesto en las figuras 5 o 6, rige la misma regla de estabilidad, salvo que Z_L debe tomarse como impedancia observada mirando hacia la red N_1 desde el convertidor ideal C, y Z_N como impedancia vista al mirar hacia la red N_2 desde el convertidor ideal C. Si los elementos de N_2 se hacen iguales o menores que $1/k$ veces los elementos homólogos de N_1 en cuanto a impedancia a todas las frecuencias, estas dos redes pueden omitirse al considerar la estabilidad para muchos fines prácticos. De otro modo, el efecto de N_1 ha de incluirse en Z_L , y el de N_2 en Z_N , al aplicar la regla de estabilidad. Si a cualquier frecuencia existe entonces un estado de resonancia que hace subir la impedancia Z_N apreciablemente, kZ_N podrá ser mayor que Z_L ; y si al ocurrir esto es cero el ángulo de la relación kZ_N/Z_L , el circuito puede oscilar. Por consiguiente, conviene evitar que se produzca tal resonancia en la red N_2 de la figura 4.

25

30

Un medio de impedir la resonancia en la red N_2 se expone en las figuras 7 y 8. La primera es similar a la figura 5, salvo la sustitución del transformador T_2 por una bobina de retardo o de inductancia L_2 , y la inserción de una resistencia R_3 en serie con el condensador C_1 ; además, el condensador C_2 está montado en derivación a través de R_1 . La red C_1 , R_3 y R_1 determina ampliamente el valor de μ_1 a bajas

194258

- 15 -



frecuencias, como la red R_3 , R_1 y C_2 el de μ_1 a frecuencias elevadas. Igual que en la figura 5, $\mu_2 = \mu$, y μ_1 es la amplificación desde la tensión de ánodo-tierra de cada válvula al componente total de la tensión interna de generador ánodo-cátodo en el otro triodo.

El circuito equivalente en la figura 7 se ha derivado aplicando la teoría de circuitos, y aparece en la figura 8. A la derecha del convertidor ideal C se han dispuesto todos los elementos de reactancia en derivaciones a través de los bornes -2-. Puede producirse antirresonancia, pero en cualquiera de estos casos la impedancia a la derecha del convertidor ideal quedará determinada ante todo por la red acoplada a los bornes -2-. Una característica importante de la figura 7 es que en su circuito equivalente, representado en la figura 8, el circuito entre el convertidor ideal C y los bornes -2- no contiene impedancia situada efectivamente en serie que, por resonar con capacitancia en derivación efectiva a través del circuito, pudiera hacer la impedancia a la derecha de C mayor que a la izquierda, creando así el riesgo de inestabilidad o silbido.

En la figura 6, por el contrario, la inductancia de dispersión del transformador T_2 , en serie efectiva en el circuito, entre el convertidor ideal C y los bornes -2-, podría resonar a elevada frecuencia con capacitancia en paralelo (capacitancia distribuida de los arrollamientos de T_2), a través de los bornes de la derecha del convertidor C, y haciendo que la impedancia del lado derecho del convertidor C sobrepase $1/k$ veces la del lado izquierdo (con lo que se crea un estado potencial de silbido que habría de exigir cuidado al diseñar o proyectar el convertidor y sus circuitos asociados.)

194258

- 16 -

24 JUL



En la figura 8, como en la figura 6, el factor de transformación $-k$ es igual a $-(\mu_1 - 1)/(\mu_2 + 1)$, donde μ_1 depende de los valores de las impedancias en el circuito RC que acopla las rejillas y los ánodos de las válvulas de vacío (así como del factor de amplificación de las propias válvulas). A frecuencias altas y bajas, μ_1 no es un número real, sino una cantidad compleja cuyo ángulo y magnitud se determinan a estas frecuencias ampliamente por los valores de las impedancias que acaban de citarse. En la gama de frecuencias de servicio, si estas impedancias se ajustan de modo que μ_1 se aproxime a μ_2 y ambas sean mucho mayores que la unidad, k se acerca a la unidad. Cuando, en una banda limitada de frecuencias, todos los elementos en derivación de la figura 8 se hacen relativamente grandes, y relativamente pequeños todos los elementos en serie, como se ha dicho con referencia a la figura 6, y además $k = 1$, el circuito de la figura 8 (y, en correspondencia, el de la figura 7) se aproxima, funcionando en esta banda de frecuencias, a un convertidor ideal con un factor de transformación de -1 veces el de impedancia del arrollamiento de línea del transformador T_1 frente a los bornes $-1-$ respecto a la impedancia del otro arrollamiento de este transformador. Si k se acerca a la unidad y la impedancia $R_p/(1 + \mu_2)$ es de pequeña magnitud con relación a la impedancia opuesta, las variaciones de corriente de batería y los cambios de válvula influirán poco sobre la impedancia negativa ofrecida por el convertidor. (Como se ha indicado ya con relación a la figura 6, haciendo μ_2 grande y R_p pequeño, por ejemplo, mediante apropiada selección del tipo de válvula y de las tensiones de servicio, se tiende a hacer insignificante $2R_p/(1 + \mu_2)$).

Solo puede obtenerse resistencia negativa dentro

194258

24 JU



de una gama limitada de frecuencias. Por ejemplo, cuando se conecta una resistencia (no dibujada) a los bornes -2- de la figura 8, la impedancia que se observa mirando a los bornes -1- semeja el lugar señalado en el diagrama polar de la figura 9. Entre una frecuencia f_2 y otra más alta f_3 se vé en los bornes -1- una impedancia que se aproxima a resistencia negativa, y a algunas frecuencias entre f_2 y f_3 se encuentra una resistencia puramente negativa. A frecuencia cero, la impedancia observada es algo positiva, igual a la de corriente continua en el arrollamiento primario del transformador T_1 . A una frecuencia baja f_1 , el lugar muestra una impedancia positiva. Puede aplicarse la admitancia que corresponde a esta porción del lugar de impedancia, por ejemplo, cuando los bornes -1- están en serie en una línea de transmisión telefónica, para el paso de corrientes de baja frecuencia, de llamada, numeración y otras semejantes. A frecuencias elevadas f_4 , el lugar de impedancia se acerca el origen, y la impedancia se acerca a cero por la capacitancia. Cuando se trata de frecuencias superiores a las de la banda, a lo largo de la línea telefónica, comúnmente conviene que la impedancia sea positiva, porque la amplificación a esas frecuencias elevadas no es útil y puede perjudicar por aumentar la dificultad de conseguir un funcionamiento estable. Como se explica a continuación, cuando se emplean bornes -1- en serie con una línea de transmisión de frecuencia vocal, la impedancia más apropiada para aplicar a los bornes -2- no suele ser una resistencia pura, sino una red con impedancia compleja.

Entre frecuencias tales como f_2 y f_3 , la red a través de los bornes -2- regula con gran precisión la impedancia negativa. Por consiguiente, la banda principal de transmisión en que se desea una impedancia negativa tiene ge-



5
10
neralmente su centro entre dos de estas frecuencias, y es preferible que esté en medio de ellas. Por ejemplo, en el caso de un convertidor utilizado en un repetidor de impedancia negativa para frecuencia vocal, las frecuencias de su lugar de impedancia que corresponden a f_2 y f_3 pueden ser 300 ciclos por segundo y 4000 ciclos por segundo, respectivamente, y el ángulo de fase de la impedancia negativa en cada una de estas dos frecuencias puede diferir de 180 grados en unos 5 a 10 grados. Desde luego puede obtenerse amplificación en una banda más ancha de 300 a 4.000 ciclos por segundo, si se quiere.

15
20
En un diseño práctico específico de circuito de convertidor del tipo de la figura 7, por encima de la banda vocal de frecuencias, μ_1 es aproximadamente igual a μ_2 , y como μ_1 y μ_2 son grandes comparados con la unidad, la relación de transformación del convertidor, $-\frac{\mu_1-1}{\mu_2+1} : 1$, se aproxima mucho a $-0,9 : 1$ a frecuencias vocales. Las válvulas V_1 son triodos dobles del tipo 407A Western Electric, y μ es aproximadamente 30 por cada triodo. El factor de impedancia del transformador de línea es 1:9, subiendo del arrollamiento de línea al conectado conductivamente a los cátodos.

25
En el circuito equivalente del convertidor, los ramales en paralelo de las redes equivalentes a cada lado del convertidor ideal son impedancias altas a frecuencias vocales, y pueden desdarse. Para anular el efecto de resistencia en serie sobre el lado izquierdo del convertidor ideal en este circuito, se necesita al lado derecho del mismo una resistencia en serie $1/k$ veces mayor (en este caso, de unos 2.000 ohms.

30
En el circuito práctico se añade esta resistencia, como indica R_4 en la figura 7A, donde la sección -71- es el mis-



mo circuito que la sección -71- de la figura 7. Así, en la figura 7A, cuando se conecta una red de impedancia Z_N a través de los bornes -2-, por ejemplo como se expone en la figura 2 o en las figuras 10, 11, 15 o 17, descritas más adelante, resulta que para frecuencias vocales, la impedancia en los bornes -1-, mirando desde la línea, se aproxima a $-0,1 Z_N$. Insertando una resistencia R_4 , como la de la figura 7A, en el circuito de la figura 8, en calidad de elemento conectado en serie, por ejemplo, entre el borne superior -2- y la unión de C_1 y L_2 , el circuito de la figura 8 se modifica de manera que pasa a ser equivalente al circuito de la figura 7A, y en este circuito equivalente la resistencia R_4 será parte de la red N_2 , comprendida entre el convertidor C y los bornes -2-, y que sirve para neutralizar, dentro de una gama determinada de frecuencias (la gama de frecuencias vocales o la que interese), el efecto de la red N_1 sobre la relación global de transformación del circuito equivalente del convertidor.

En el mencionado circuito equivalente, las redes N_1 y N_2 incluyen elementos de impedancia en serie y en derivación (el transformador T_1 puede sustituirse por su red habitual T equivalente), y algunos de ellos tienen impedancias menores y mayores, respectivamente, que cualquiera de las dos impedancias entre las cuales se ha de conectar el convertidor (o sea, las impedancias que han de conectarse a través de los bornes -1- o de los bornes -2-), y los otros elementos de las dos redes N_1 y N_2 tienen impedancias tales que los de cada red pueden neutralizar esencialmente el efecto de los de la otra sobre la relación total de transformación del circuito equivalente del convertidor práctica de la figura 7A. (Por ejemplo, el elemento restante R_4 de la red N_2 es igual

194258

- 20 -



a $1/k$ veces la suma de la resistencia $2R_2$, la resistencia $\frac{2R_p}{1+\mu_2}$ y las resistencias de los ramales en serie de la red T equivalente del transformador T_1). En este circuito equivalente para el convertidor de la figura 7A, dentro de la gama vocal de frecuencias, cada ramal en derivación de las redes N_1 y N_2 (incluyendo el ramal de la red equivalente T del transformador T_1 , el ramal que comprende los condensadores C_1 y C_2 y las resistencias R_2 y R_3 , y también el ramal L_2) es de impedancia elevada en comparación con cada una de las dos impedancias entre las cuales ha de conectarse el convertidor, y la impedancia de los ramales en serie de la red N_1 es de k veces la de los ramales en serie de la red N_2 ; en otras palabras, R_4 es $1/k$ veces la suma de $2R_2$, la resistencia $\frac{2R_p}{1+\mu_2}$ y la resistencia de los ramales en serie de la red equivalente T del transformador T_1 (siendo $k = \frac{\mu_1 - 1}{\mu_1 + 1}$).

En el caso de esta red equivalente del convertidor de la figura 7A, como en el de la red equivalente (fig. 8) del convertidor de la figura 7, todos los elementos de reactancia de la red N_2 (incluso los condensadores C_1 y C_2 y la inductancia L_2) están en ramales conectados en paralelo en esa red, de modo que todos los ramales en serie de esa red tienen reactancia insignificante, o, en otras palabras, dicha red no tiene ramales en serie con reactancia apreciable.

En cuanto a los convertidores de las figuras 7 y 5, se prefieren de modo que en su circuito equivalente (fig. 6, con sus transformadores T_1 y T_2 , y figura 8, con el transformador T_1 sustituido por su red equivalente habitual T), la impedancia de todos los elementos en serie del circuito (entre los bornes -1- y el convertidor ideal C y entre éste y los bornes -2-) sea muy inferior a las impedancias que han

194258

- 21 -



de aplicarse a los bornes -1- y -2-, respectivamente, y las impedancias de todas las derivaciones del circuito (entre C y los bornes -1- y entre C y los bornes -2-) sean mucho mayores que la que haya de aplicarse a los bornes -1- o a los bornes -2-.

5

Los convertidores incluidos en el invento no son solo los de contrafase, sino también los de tipo unilateral, como el que se obtiene (no dibujado) omitiendo en la figura 5 los siguientes elementos del lado derecho de la figura: V_1 , C_1 , R_1 , R_2 y el arrollamiento entre R_2 y tierra. Sin embargo, en el caso de la figura 5 el tipo en contrafase ofrece importantes ventajas, que comprenden: rendimiento doble que el circuito unilateral (a base de válvulas de tipo análogo para ambos circuitos); reducción del ruido de corriente, por el funcionamiento en contrafase; y, especialmente, que μ_1 no depende enteramente del factor de acoplamiento entre las dos mitades del arrollamiento con toma central del transformador T_2 , y que el efecto del transformador de triple arrollamiento T_2 sobre el factor de transformación del convertidor puede compensarse o neutralizarse mucho más fácilmente por medio de un transformador en contrafase (de triple arrollamiento), T_1 que con el transformador de dos arrollamientos resultante de omitir el arrollamiento intercalado entre R_2 y tierra.

10

15

20

25

30

En el convertidor montado en contrafase (figs. 5 y 6), dentro de una determinada banda de frecuencias, k puede aproximarse a la unidad, por ejemplo, según se ha indicado; la suma de las impedancias $2R_2$ y $\frac{2R_2}{1+\mu_2}$ puede reducirse a un valor insignificante, lo mismo que la admitancia de la derivación que comprende los condensadores C_1 y las resistencias R_1 , como se hizo constar antes; y los transformadores T_1 y T_2 , mirando desde el convertidor ideal C, pueden hacerse iguales

194258

- 22 -

249



en lo posible, para que cada uno de ellos neutralice esencialmente el efecto del otro sobre el factor de transformación del convertidor.

5 Los convertidores a que se refiere el invento comprenden también el convertidor unilateral (no dibujado), que se obtiene omitiendo en la figura 7 los elementos siguientes: válvula derecha V_1 , resistencia R_2 de su cátodo, espiras del arrollamiento T_1 conectadas entre esa resistencia y tierra, y los elementos C_1 , R_3 , R_1 y C_2 que unen el ánodo de la válvula izquierda a la rejilla de la válvula derecha. Sin embargo, en contraste con este circuito unilateral, la forma correspondiente en contrafase expuesta en las figuras 7 y 8 ofrece importantes ventajas, sobre todo la de que el acoplamiento reactivo a través del carrete L_2 tiene como suplemento 10 el acoplamiento de alimentación positiva desde el ánodo de cada válvula a su rejilla pasando por la otra válvula (que actúa como amplificador en la línea de regeneración). Así, el ángulo de fase de μ_1 no depende por completo del acoplamiento entre las dos mitades del arrollamiento de L_2 , como sucedería en el montaje unilateral. Además, en este último aparecería en su circuito equivalente un elemento en serie 15 entre los bornes -2- y el convertidor ideal C , cuyo valor dependería de la inductancia de dispersión en L_2 ; este elemento sería reactivo y por ello introduciría el riesgo de silbidos, como antes se ha expuesto. 20 25

Suponiendo en la figura 7, por ejemplo, los bornes -1- conectados en serie en una línea y los bornes -2- enlazados a una red Z_N , como indica la figura 10, el convertidor puede mirarse como un circuito de válvula con reacción negativa y positiva y los bornes -1- como bornes de entrada y de 30 salida, con lo que la impedancia de entrada es la de salida

194258

- 23 -

24 J



asimismo. En cada triodo, producen contrarreacción la impedancia de la resistencia R_2 en su cátodo y las espiras del arrollamiento del transformador T_1 conectadas entre esa resistencia y el polo negativo de la batería B. Esta reacción negativa disminuye notablemente la impedancia entre el cátodo y tierra (como la acción reactiva en un acoplamiento catódico reduce su impedancia de cátodo-tierra). El descenso de impedancia entre el cátodo de cada triodo V_1 y tierra reduce la impedancia de entrada (y de salida) que aparece en los bornes -1-, mirando desde la línea. Esta impedancia disminuye además y se hace negativa por la regeneración producida en cada triodo en virtud de la conexión de su ánodo, por el circuito RC, a la rejilla del otro triodo, y del ánodo de éste, por el circuito RC también, a la rejilla del primer triodo. En el circuito de cada triodo, y también en el del convertidor como conjunto, la reacción total es preferiblemente negativa, por predominio de la reacción negativa sobre la positiva. Este predominio de la reacción negativa tiende a estabilizar el sistema contra variaciones de las constantes en la válvula y de las tensiones de batería del ánodo.

Si se admite también, por ejemplo, que en la figura 7 están los bornes -1- conectados en serie en la línea, y los bornes -2- conectados a la red Z_N , como muestra la figura 10, se apreciará que los triodos amplificadores están montados para producir en sus circuitos de ánodo una tensión, derivada de la caída de tensión en la red, que refuerza o incrementa la corriente de línea. Esta tensión de refuerzo es, pues, proporcional a la corriente de línea, y ocasiona un aumento de corriente sobre la situación antes de amplificar o repetir. Como la tensión es asimismo proporcional a la impedancia de la red, el incremento de transmisión o aumento de corriente será

194258



proporcional a ella, y puede hacerse subir o bajar ajustando en forma correspondiente la impedancia de la red.

5 Las tensiones que producen el incremento del repetidor se obtienen mediante conexión reactiva dentro del circuito del amplificador. Las tensiones que aparecen a través de la red se reconducen a las rejillas por líneas que comprenden los condensadores de acoplamiento C_1 , los cuales conectan el ánodo de cada triodo a la rejilla del otro. Esto origina una polaridad o fase para la tensión amplificada de la red, 10 que refuerza la corriente de línea, con lo que la reacción es positiva. Las tensiones que aparecen en el circuito de cátodo de cada válvula, entre el cátodo y tierra, se aplican a la rejilla en tal polaridad o fase que la tensión amplificada presente en el circuito de ánodo se opone a la corriente 15 de línea. Esta reacción es negativa. La amplificación depende de la resultante de estas dos tensiones reactivas.

En el circuito de rejilla de cada válvula se intercalan elementos para regular la reacción a las frecuencias 20 altas y bajas, a fin de reducir el incremento fuera de la gama de frecuencias en que se desea amplificación e impedancia negativa (por ejemplo, en el caso de un repetidor telefónico, la banda de frecuencias para servicio telefónico normal) y aumentar la estabilidad del repetidor. Los condensadores de acoplamiento C_1 y las resistencias R_1 y R_3 establecen combinaciones que reducen la regeneración desde la red a bajas 25 frecuencias. Los condensadores C_2 y las resistencias R_3 y R_1 dan combinaciones que reducen la misma reacción a frecuencias altas o de la gama que interesa. Según se ha indicado antes, la red C_1 , R_3 y R_1 determina ampliamente el valor de μ_1 a bajas frecuencias, y la red R_3 , R_1 y C_2 desempeña igual papel 30 respecto al valor de μ_1 a frecuencias elevadas.

194258

- 25 -

24 J



La red Z_N suplementa esta acción selectiva de frecuencia proporcionando selectividad además de la suministrada en el circuito del amplificador. Esto sirve para limitar el incremento a la banda de transmisión del circuito particular para trabajar con el cual se ha proyectado o ajustado la red, y, por tanto, para aumentar la estabilidad del repetidor (contra silbidos). Como se explica más adelante, la red sirve también no sólo para ajustar la amplificación a cualquier valor que convenga dentro de los límites tolerables del repetidor, sino también para igualar o modelar la característica de incremento a fin de compensar las características de pérdida de frecuencia de las líneas asociadas al repetidor, sobre todo si no están cargadas.

Con los bornes -1- conectados en serie en la línea y los bornes -2- enlazados a la red reguladora de impedancia (red reguladora de amplificación) Z_N , puede gobernarse el repetidor y se intervienen las válvulas sin estorbar la conversación en la línea. Para facilitar estas pruebas, se emplean con preferencia jacks de clavija J_1 , J_2 y J_3 ; los dos primeros se conectan respectivamente a los cátodos de los dos triodos V_1 (fig. 7), mientras que J_3 se conecta a tierra (o sea al punto medio del circuito que conecta los cátodos). Estos jacks se emplean para conexión de voltímetro al verificar las tensiones de corriente alterna de cátodo-tierra de las dos secciones triodo de la válvula. Estas pruebas de tensión indican si la válvula funciona satisfactoriamente y si las tensiones suministradas son buenas. Los jacks J_1 y J_2 se emplean igualmente para conectar desde cada uno de ellos a tierra (J_3) un receptor telefónico avisador, de elevada impedancia (unos 75.000 ohms) especialmente proyectado para el repetidor. Conectado así, el teléfono se ha-

194258

- 26 -

24



lla efectivamente a través del arrollamiento del transformador T_1 (de entrada o salida), y así controla ambas direcciones de transmisión a lo largo de la línea.

5 Cualquier convertidor práctico de impedancia negativa, como el representado en la figura 4, puede emplearse con eficacia suma como repetidor de impedancia negativa para amplificar en una línea de transmisión, bien conectando una red Z_N a los bornes -2- e insertando los bornes -1- en serie con la línea, según se expone en la figura 10, bien conectando una red Z_N a los bornes -1- y disponiendo los bornes -2- 10 en paralelo a través de la línea, conforme a la figura 11. En ambas figuras, -3- designa la línea y -4- el convertidor. El convertidor de las figs. 7 o 7A se ha designado específicamente para conectar una red Z_N a los bornes -2- e insertar 15 los bornes -1- en serie con la línea, del modo indicado en la figura 10. Este convertidor introducirá entonces un tipo de tensión invertida (por ejemplo, en serie) de impedancia negativa en serie con la línea. Prácticamente la mitad del arrollamiento primario del transformador T_1 debe insertarse 20 en un lado de la línea, y la otra mitad en el otro lado, a fin de asegurar el debido equilibrio contra corrientes longitudinales. El convertidor -4- puede ser, por ejemplo, como se representa en las figuras 5, 7 o 7A, y la red Z_N , por ejemplo, como muestran las figuras 12, 13, 14 o 18, descritas 25 a continuación.

 Cuando se emplea el convertidor de las figuras 7 o 7A con bornes -1- en serie con una línea de transmisión -3-, la red Z_N conectada a bornes -2- del modo expuesto en la 30 figura 10 regulará la impedancia negativa vista en los bornes -1- entre frecuencias tales como f_2 y f_3 , indicadas en la figura 9, que corresponden a la banda de primordial interés (y

194258

- 27 -

24 JU



así regulará la amplificación del repetidor). Esta red preferida para uso con el convertidor cuando el repetidor se emplea en líneas de transmisión de frecuencia vocal no será ordinariamente una resistencia, sino que consistirá en alguna combinación de resistencia y capacidad, o de resistencia, capacidad e inductancia.

En las figuras 12, 13 y 14 se exponen tres formas fundamentales de las redes apropiadas para conectar a los bornes -2- de las figuras 7 o 7A. La forma de red de la figura 12 sirve para uso con el convertidor cuando éste se intercala en serie con un circuito de cable cargado con bobinas (pupinizado). Cuando se asignan valores adecuados a los elementos de la figura 12, esta red presenta una impedancia que, a frecuencias entre 0,2 y 1,1 aproximadamente de la frecuencia límite f_c del cable cargado periódicamente, simula ser la impedancia característica del circuito de cable cargado inductivamente, que termina en cualquier punto de la sección de carga. De $0,2f_c$ a $0,9f_c$, la impedancia de la red es muy semejante a la de línea, y por encima de $0,9f_c$ se mantiene suficientemente baja, para evitar inestabilidad, la relación entre el componente resistivo de la impedancia de red y el de la impedancia de línea. La sección fundamental de la red comprende la resistencia R_{10} en derivación por una combinación en serie de inductancia L_{10} y capacitancia C_{10} , y simula aproximadamente la impedancia característica vista en el arrollamiento de carga a 0,2 de la línea de transmisión cargada periódicamente. La red se adapta a plena carga inductiva añadiendo la inductancia L_{20} en serie con la sección fundamental. Una capacitancia de adaptación C_{20} a través de los bornes de la red adapta ésta a cualquier terminación de sección fraccionaria deseada. Los elementos componentes de la red se evalúan por la in-



ductancia del carrete de carga y por la capacitancia y la impedancia característica de la línea, y pueden ser ajustables para uso con diferentes servicios de línea o secciones finales.

5 Las redes de las figuras 13 y 14, cuando a sus elementos se asignan valores adecuados, presentan impedancias que, convertidas en sus negativas y multiplicadas por un número real apropiado, sirven para inserción en una línea sin carga. (Como se apreciará más adelante, no están proyectadas para simular impedancias características de las líneas asociadas). La figura 13 es útil en un repetidor de impedancia negativa para una línea sin carga cuando la sección de un lado del repetidor difiere en tipo o longitud de la sección del otro lado. Los elementos R_{22} , R_{21} y C_{21} están proporcionados para una de las secciones de la línea, y los elementos R_{11} , R_{12} y C_{12} lo están para la otra sección. La figura 14 es aplicable a un repetidor de impedancia negativa cuando se emplean varios repetidores en sucesión para carga de impedancia negativa, como se describe más abajo. La red de esta figura comprende dos partes en serie; una de ellas se compone de la resistencia R_{13} y la capacitancia C_{13} en serie, derivadas por la inductancia L_{13} ; la otra consta de resistencia R_{23} e inductancia L_{23} , derivadas por la capacitancia C_{23} .

En muchos casos, especialmente en la zona de una ciudad conocida por "zona de intercambio", una línea ya cargada con carretes de inductancia en serie, periódicamente espaciados, para mejorar su respuesta al transmitir, puede todavía tener más reducida su atenuación, añadiendo una impedancia negativa en serie en la línea cargada. Tal adición suele producir irregularidad de impedancia; pero en muchos casos esta irregularidad no es un defecto serio de transmi-



5 sión en líneas cargadas con bobinas, y resulta más que com-
pensada por el incremento de transmisión conseguido insertan-
do esta impedancia negativa. En tales casos, la impedancia
negativa intercalada en la línea se prefiere con caracterís-
tica similar al elemento negativo de la impedancia caracte-
rística de la línea cargada con bobinas, multiplicada por un
número real cuyo valor depende de la pérdida en retorno de
la línea por el punto de inserción. La impedancia negativa
puede proporcionarse, por ejemplo, mediante un repetidor de
10 impedancia negativa como el de la figura 10, y comprender el
convertidor de las figuras 7 o 7A con una red Z_{II} de impedan-
cia Z_{II} , como la red de la figura 12.

Un método de tal aplicación del repetidor de im-
pedancia negativa a líneas cargadas por inducción puede expli-
carse mediante el ejemplo expuesto en la figura 15, donde se
15 supone, por razones de sencillez, que las dos secciones -5- y
-6- de la línea cargada periódicamente con carretes y entre las
cuales se conecta el repetidor de impedancia negativa son
idénticos, suponiendo, por ejemplo, de 4,5 decibels la atenua-
ción de cada una. Sus terminaciones distantes pueden estar,
20 por ejemplo, en oficinas centrales -8- y -9-, respectivamente,
que comprenden instalaciones de conmutación para conectar las
líneas -5- y -6- a otros circuitos, por ejemplo, a líneas de
abonados con sus estaciones -10- y -11-. El repetidor -7- pue-
de estar, por ejemplo, en una tercera central -12- de la zona
25 de intercambio. El convertidor de impedancia negativa -13-
del repetidor puede ser, como acaba de indicarse, el expues-
to en las figuras 7 o 7A.

Si la sección -5- se pone en circuito abierto o en
30 circuito corto en -8-, al variar la frecuencia en la banda de
paso, la impedancia Z_5 observada en la punta del repetidor (re-



gistrada en el plano de resistencia-reactancia) oscilará o seguirá un círculo que comprende la impedancia característica Z_0 . Para circuitos de intercambio cargados con bobinas, esta impedancia Z_5 dará vuelta al círculo aproximadamente una vez por cada punto de carga de la sección, al investigar Z_5 dentro de la banda de paso de frecuencias. Si la sección de línea no contiene irregularidades de estructura u otras irregularidades de impedancia, al poner la línea en circuito abierto o en corto circuito por -8-, la pérdida de retorno $\left[20 \log_{10} \left(\frac{1 + Z_5/Z_0}{1 - Z_5/Z_0} \right) \right]$, expresada en decibels, será el doble de la atenuación en la sección, o de 9 decibels en el ejemplo de la figura 15.

En la figura 16 se vé un círculo -16- trazado sobre el plano normalizado de impedancia, o sea sobre un plano de resistencia-reactancia en el que las abscisas son componentes resistivos o reales de la relación Z_5/Z_0 , y las ordenadas componentes reactivos de la misma. Sobre este plano, el punto $1 + j0$ es igual a la impedancia característica Z_0 de cualquier línea. El círculo -16- es el lugar de todos los posibles valores de Z_5/Z_0 que dan una pérdida de retorno de 9 decibels. Como muestra la figura 16, para esta pérdida será mínimo el círculo Z_5/Z_0 a 0,477, o, en otras palabras, será mínimo a $0,477Z_0$. La impedancia Z_5 alcanzará su máximo a $2,09Z_0$. En consecuencia, para cualquier pérdida de retorno determinada, la impedancia Z_5 tendrá un valor máximo y otro mínimo.

Designemos por -h el factor por el cual tiene que multiplicarse la impedancia Z_N de la red Z_N para obtener el valor de la impedancia negativa que presenta a la línea el repetidor (en los bornes -1- de las figuras 7 o 7A, por ejemplo).

194258



5

Por razones de estabilidad, la impedancia negativa del repetidor ($-hZ_N$) no puede exceder de $-0,477Z_0$ x 2 si la línea ha de ponerse en corto circuito o en circuito abierto por ambos extremos -8- y -9-, tomando por idénticas las dos secciones de línea. La impedancia negativa ($-hZ_N$) tiene variaciones debidas a factores de construcción, que ascienden a un 10%, de modo que la impedancia negativa tolerable debe reducirse en 10%. Por eso, $-hZ_N$ no puede exceder de $0,429Z_0$ x 2, o sea $0,858Z_0$.

10

Si en la conexión de conversación se suponen de 6 decibels cada una, por ejemplo, la pérdida de retorno en -8- de la línea de abonado que comprende la estación -10-, y la pérdida de retorno en -9- de la línea que comprende la estación -11-, tanto Z_5 como Z_6 siguen el círculo -17- de 15 decibels de pérdida en retorno, que muestra la figura 16, cuando la línea se conecta en servicio de abonados.

15

20

La variación de la característica de incremento por inserción dentro de la banda de frecuencias transmitidas puede computarse como sigue. Por el círculo de 15 decibels de pérdida en retorno puede verse que el valor mínimo de impedancia que puede tener Z_5 durante el servicio de conversación del circuito es de $0,696Z_0$, y el máximo de $1,43Z_0$. Si la impedancia negativa ($-hZ_N$) de $-0,858Z_0$ se inserta en este circuito, los valores máximo y mínimo del incremento por inserción pueden hallarse sustituyendo en la siguiente ecuación:

25

$$\text{Incremento en decibels} = 20 \log_{10} \frac{1}{1 - \frac{hZ_N}{Z_5 + Z_6}}$$

30

El valor máximo es de 8,3 decibels, y el mínimo de 3,1 decibels. El incremento efectivo por inserción se halla, por consiguiente, entre 8,3 y 3,1 decibels. Así, la pérdida de 9 decibels de la línea se ha reducido en unos 5 de-

194258

- 32 -

24 JUN



cibels.

En general, cuando se inserta el repetidor en una línea cargada con bobinas y que presente irregularidades mínimas de estructura u otro carácter, la pérdida de línea puede reducirse aproximadamente a la mitad de su valor no amplificado por el incremento del repetidor. En repetidores terminales, esta reducción es algo menor de la mitad; en los intermedios puede ser un poco mayor, como acaba de exponerse.

Debe observarse que el repetidor de impedancia negativa introduce un cambio apreciable en la respuesta a frecuencias de transmisión. Los repetidores para líneas telefónicas bifilares de tráfico bilateral y doble amplificación, comúnmente conocidos por "repetidores tipo -22-", introducen esta variación, aunque esto no sea tal vez generalmente apreciado.

La figura 17 muestra un repetidor -27- de impedancia negativa que conecta en serie una línea -25- cargada inductivamente y otra no cargada -26-. El repetidor -27- puede estar en una central -22-. Las líneas -25- y -26- pueden conectar centrales -28- y -29-, por ejemplo, con instalaciones de conmutación (no dibujadas) para conectar las líneas -25- y -26- a otros circuitos, por ejemplo, líneas de abonados (no representadas). Las centrales -22-, -28- y -29- pueden estar todas en la misma zona de intercambio. En muchos casos, especialmente dentro de una de estas zonas, un circuito que consiste de una línea cargada por inducción (como la -25-) y otra no cargada (como la -26-), en sucesión, puede tener ventajosamente reducida la atenuación conectando una impedancia negativa (como la -27-) en serie entre las líneas, según la figura 17, por ejemplo. En esta figura, el repetidor de impedancia negativa -27- puede ser, por ejemplo, del tipo representado en la

24 JUL



figura 10, que comprende un convertidor 13- de impedancia negativa como el de las figuras 7 o 7A, con una red Z_N como la expuesta en la figura 18.

5 La red Z_N de la figura 18 comprende dos redes -31- y -32- en serie. La -31- es como la red de la figura 12, y está determinada por la pérdida en retorno de la línea cargada -25-; la red -32- está determinada por las constantes de línea por unidad de longitud y por la longitud de la línea no cargada -26-. Esta red -32- puede ser, por ejemplo,
10 la representada en la figura 13 como compuesta de elementos R_{11} , R_{12} y C_{12} .

Carga de impedancia negativa.

La impedancia negativa puede insertarse en una línea de transmisión uniforme para disminuir la atenuación
15 sin ocasionar una irregularidad que pueda observarse en los bornes, y esta operación se puede denominar carga de impedancia negativa. Por este procedimiento es posible insertar impedancias negativas en serie en la línea, y estas im-
pedancias, operadas en sucesión, están espaciadas periódica-
20 mente, a intervalos que en la práctica no son mayores de una semionda a la máxima frecuencia deseada en la banda de paso de la línea cuando se halla cargada de estas impedancias ne-
gativas. (Esta frecuencia se determina por la constante de propagación de la línea cargada de impedancias negativas,
25 distinta de la constante de propagación de la línea sin carga.) La teoría de la carga de impedancias negativas aplica también una sola impedancia negativa en serie en una sección
uniforme de línea, aproximadamente por el centro de la sección,
cuando la distancia desde esta impedancia a cada extremo
30 no pasa de un cuarto de la longitud de onda que se acaba de mencionar.

194258

- 34 -



5 La carga de impedancia negativa es similar a la carga por inducción en algunos respectos, pero difiere bastante de ella en otros. La carga con bobinas reduce la atenuación de una línea y la hace relativamente uniforme dentro de la banda de frecuencias de transmisión o de paso; cambia la impedancia de línea de tal modo que en el centro de la sección la impedancia característica en la banda de paso es mayor que la impedancia de la línea no cargada. Las distancias entre bobinas que comúnmente se encuentran en instalaciones telefónicas son de 1000, 1500, 2000 y 3000 metros. La velocidad de propagación de las ondas de frecuencia vocal que circulan por la línea disminuye materialmente mediante carga por inducción. La carga de impedancia negativa reduce también la atenuación y cambia la impedancia de línea. Sin embargo, una línea cargada de impedancia negativa puede tener una impedancia característica a media sección inferior a la impedancia característica del servicio no cargado. Además, la carga de impedancia negativa no reduce forzosamente la velocidad de propagación del cable; y (según se deduce de la patente española 177.771, de 26 abril 1947) esto significa, en efecto, que la distancia máxima entre puntos de carga puede ser mucho mayor con carga de impedancia negativa que con carga por bobinas, para la misma frecuencia límite.

10
15
20
25
30
Con carga de impedancia negativa, la impedancia característica a media sección puede convertirse en una resistencia pura en la banda de paso de frecuencias. Esto se demuestra en las figuras 19 y 20. La figura 19 representa en esquema una línea cargada de impedancia negativa designada por $-hZ_N$, con intervalos l . Esta impedancia negativa se inserta en equilibrio, la mitad de $-hZ_N$ a cada lado de la línea. La terminación de la línea se designa por Z_T ; la impedancia a

194258

- 35 -

24 JUL 19



media sección, por Z_H ; la impedancia a plena sección, por Z_F ,
y la impedancia a sección cero, por Z_G . La figura 20 expo-
ne la relación entre impedancia y distancia a lo largo de una
sección de carga de una línea perfectamente terminada, com-
5 puesta de cable BSA -22- (U.S. Standard Gage) cargado con $-hZ_H$
cada 13,4 kilómetros, para una impedancia característica a
media sección de 600 ohms. La figura 20 muestra el lugar de
impedancia para una sola frecuencia, 1000 ciclos por segundo;
a otras frecuencias, el lugar es análogo, y Z_H es una resisten-
10 cia pura en la banda de paso de frecuencias. (Para una línea
de longitud y tipo dados, y para la frecuencia particular del
ejemplo expuesto en la figura 20, $-hZ_H$ pasa por el origen, se-
gún se indica. Esto no es obligado en otras líneas o para
otras frecuencias). Si este lugar de impedancia de la figura
15 20, registrado sobre el plano de resistencia y reactancia, se
traza en el sentido de avance del reloj desde Z_H (impedancia
característica a media sección de 600 ohms), sobre una dis-
tancia de 6,7 kilómetros, la impedancia de la línea de trans-
misión a sección plena se encuentra en Z_F . En este punto se
20 inserta la impedancia negativa $-hZ_H$. Al otro lado de la im-
pedancia negativa está la impedancia a sección cero Z_G . Si
el lugar se sigue desde Z_G sobre una distancia de 6,7 kilóme-
tros, se halla también la impedancia a media sección Z_H de
600 ohms. Así, el ciclo de impedancia se completa y cierra
25 sobre sí mismo.

La inserción de esta impedancia negativa propor-
cionará un incremento apreciable, y, en general, con la im-
pedancia negativa constituida por el repetidor de la figura
10, que comprende el convertidor de las figuras 7 o 7A y la
red Z_N de las figuras 13 o 14, por ejemplo, este incremento
30 será mayor a frecuencias altas que a frecuencias bajas, y re-

194258

- 36 -

24



ducirá así la distorsión de frecuencia del cable no cargado, o sea que igualará hasta cierto punto la atenuación.

5 Se ha elegido como ejemplo una impedancia de 600 ohms a media sección porque es la usada de ordinario en instalaciones interurbanas. En la práctica, por lo general,, pueden emplearse otras impedancias.

10 La tabla 1, al final de esta memoria, muestra la impedancia negativa ($-R+jX$), la atenuación en decibels y la diferencia de fase en grados para cargar cable BSA -22- (U.S. Standard Gage) a distancias de 13,4 kilómetros, con impedancia característica de 600 ohms a media sección. Para fines de comparación, en la misma tabla se incluyen también la impedancia característica, la atenuación en decibels y la diferencia de fase en grados para cable BSA -22- sin carga.

15 Si se quiere, empleando el repetidor de la figura 10 que comprende el convertidor de las figuras 7 o 7A y la red Z_N de las figuras 13 y 14, por ejemplo, puede elegirse un valor de $-hZ_N$, que producirá una impedancia característica a media sección casi exclusivamente resistiva en la línea, y a la vez

20 igualará casi en absoluto la atenuación dentro de la banda de paso de frecuencias (y no solamente en parte, como indica la tabla 1).

Este ejemplo de carga de impedancia negativa es estable (o sea que la línea no dará silbidos), sea cual fuere

25 la terminación, siempre que la impedancia en ésta no tenga un componente de resistencia negativo.

En general, una línea cargada de impedancia negativa debe ser estable para todas las terminaciones que normalmente se encuentran en instalaciones telefónicas. Conviene, en efecto, que sea estable para todas las terminaciones de impedancia positiva. Si cada sección de la línea es

30 estable de dentro a dentro para todas las terminaciones de im-

194258

- 37 -



pedancias positiva, incluyendo circuito corto y abierto, una línea compuesta de varias de esas secciones adecuadamente dispuestas en sucesión será estable para todas las terminaciones de impedancia positiva. Todas las secciones deben tener la misma impedancia positiva cuando se unen por su punto medio a fin de reducir las pérdidas por reflexión; pero las secciones no necesitan ser de la misma longitud ni de igual servicio (definido por la impedancia característica y la constante de propagación de la línea no cargada), ni tampoco de la misma atenuación en carga, y, aunque lo sean, lo cierto es que si cada sección es estable por su parte, según queda dicho, lo será también la línea entera.

Estabilidad en la carga de impedancia negativa.

La siguiente exposición se refiere a la estabilidad de líneas uniformes sin carga por inducción, pero cargadas de impedancia negativa. Se supone que la impedancia negativa está situada en el centro de una sección de la línea, y que son iguales las terminaciones de ésta; este supuesto no es obligado, pero simplifica las explicaciones. Además, la solución de este caso especial es de tal forma que resulta evidente la solución rigurosa basada en hipótesis más generales.

El convertidor de impedancia negativa se ha de conectar en serie con la línea; es decir, los bornes -1- se conectan en serie, y los bornes -2- se conectan a una red Z_N , del modo general indicado en la figura 10. Sea Z_L la impedancia de la línea observada en los bornes -1-. El convertidor será estable siempre que el lugar de la relación hZ_N/Z_L , registrado sobre el plano de resistencia-reactancia dentro de la gama de frecuencias cero a infinito, no incluya el punto $1/0$, e incondicionalmente estable si, siendo cero el ángulo

194258

- 38 -

24 JUN 1955



de esta relación, su magnitud no llega a la unidad. Si son idénticas las dos secciones de la línea conectadas en serie con los bornes -1-, basándose en ecuaciones conocidas de líneas de transmisión puede deducirse para la impedancia Z_L la siguiente fórmula:

$$Z_L = 2Z_0 \frac{\frac{Z_T}{Z_0} + \operatorname{tgh} \gamma l/2}{1 + \frac{Z_T}{Z_0} \operatorname{tgh} \gamma l/2} \quad (1)$$

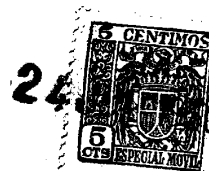
donde Z_0 es la impedancia característica de la línea; $l/2$, la longitud de la línea hasta la terminación en cada sentido; Z_T , la impedancia de la terminación, y γ la constante de propagación de la línea.

Si en lugar de Z_T/Z_0 en la ecuación (1) se incluye la $\operatorname{tgh} \underline{x}$, esta ecuación podrá escribirse del siguiente modo:

$$Z_L = 2Z_0 \operatorname{tgh} (\gamma l/2 + x) \quad (2)$$

donde $\underline{x} = \operatorname{tgh}^{-1} Z_T/Z_0$.

Si se permite que Z_T varíe de cero a infinito a lo largo del eje $+jX$ del plano de resistencia y reactancia, y de infinito a cero siguiendo el eje $-jX$, conforme a la teoría de transformación de la impedancia el lugar de $2Z_0 \operatorname{tgh} (\gamma l/2 + x)$ describirá un círculo. Esto significa que la impedancia Z_L , llevada al plano de resistencia y reactancia, caerá encima o dentro del círculo que comprende todos los valores positivos de la impedancia final Z_E , o sea todos los valores de Z_T para los cuales no es negativo el componente de



resistencia de Z_T . Este círculo viene dado por la ecuación (2) si Z_T es igual a una reactancia pura que varíe de cero a más infinito y a la inversa, de menos infinito a cero.

5 Así, el sistema que comprende el convertidor de impedancia negativa será estable cuando el lugar de la relación $hZ_N/2Z_0 \operatorname{tgh}(\gamma l/2 + x)$, dentro de la gama de frecuencias de cero a infinito, no incluya el punto $1/0$. El circuito será incondicionalmente estable siempre que la magnitud de esta relación sea inferior a la unidad en todos los

10 casos en que su ángulo sea cero. En otras palabras, el sistema será estable si a ninguna frecuencia queda $hZ_N/2$ encima o dentro del correspondiente círculo $Z_0 \operatorname{tgh}(\gamma l/2 + x)$, siendo $x = \operatorname{tgh}^{-1} \pm jX/Z_0$, y si, además, el lugar de $hZ_N/2$

15 dentro de la banda de frecuencias no encierra la familia de círculos. En la figura 21 se expone un círculo de estabilidad para una sola frecuencia, y en la figura 22 una familia de tres de estos círculos.

20 El área del círculo para cualquier longitud dada de línea $l/2$ variará con la frecuencia, porque γ y Z_0 son funciones de frecuencias. Además, cuanto mayor sea la longitud de línea y más intensa la atenuación por unidad de longitud, menor resultará este círculo.

25 La figura 21, además de presentar el mapa o lugar de impedancia a frecuencia única de $Z_0 \operatorname{tgh}(\gamma l/2 + x)$ para un cable o una línea donde $x = \operatorname{tgh}^{-1} \pm jX/Z_0$, muestra los lugares de circuito abierto y circuito corto de la impedancia de línea Z_L , donde el parámetro de movimiento a lo largo de la curva es distancia, o sea longitud de línea. La

30 impedancia en el punto marcado Z_0 es la que corresponde a una longitud infinita de línea. Los lugares de las impedan-



5 cias en circuito corto y abierto convergen en el punto Z_0 , donde cada una de ellas es igual a la impedancia característica Z_0 de la línea (puesto que la impedancia en circuito abierto o corto de una longitud infinita de línea es igual a la impedancia característica de la línea).

10 La figura 22 representa círculos de estabilidad para 6,7 kilómetros de cable BSA -22- no cargado, a frecuencias de 1000, 2000 y 3000 ciclos por segundo. Los lugares de las impedancias de circuito corto y abierto se indican también según varían con la frecuencia. Si ha de insertarse una impedancia negativa $-hZ_N$ entre dos secciones de 6,7 kilómetros de cable BSA -22- no cargado cada una, la estabilidad requiere que $-hZ_N/2$ quede fuera de estos círculos. La tabla 1 del final de esta memoria da una impedancia negativa
15 para tal carga. Se observará, comparando una mitad de la impedancia negativa ($-R + jX$) consignada en la tabla para 1000, 2000 y 3000 ciclos por segundo con los círculos de la figura 22, que el sistema de la tabla 1 será estable.

20 Para sistemas de carga de impedancia negativa, como el de la figura 19, la red expuesta en la figura 14, asignando valores adecuados a sus elementos, tendrá una característica de impedancia conveniente para Z_N asociada al convertidor de la figura 7 o 7A en el repetidor de la figura 10.

25 Ecuaciones para carga de impedancia negativa.

30 Algunas ecuaciones aplicables a carga de impedancia negativa se indican en la patente española antes mencionada. Sin embargo, estas ecuaciones no exponen la relación de las constantes de propagación de la línea, antes y después de cargar, con las impedancias características de la línea en iguales condiciones. Tal relación se ofrece en la



24 J

ecuación (3) siguiente. También figuran a continuación otras ecuaciones que han resultado útiles al proyectar sistemas de carga de impedancia negativa, y que se emplearán en lo sucesivo para determinar las limitaciones de esos sistemas.

5 De la ecuación de líneas de transmisión pueden derivarse las siguientes:

$$\operatorname{tgh} \rho l/2 = \frac{Z}{Z_0} \operatorname{tgh} \gamma l/2 \quad (3)$$

10 y

$$hZ_N = -Z_0 \left[\frac{(Z_0^2 - Z_H^2) \operatorname{tgh} \gamma l/2}{Z_0^2 - Z_H^2 (\operatorname{tgh} \gamma l/2)^2} \right] \quad (4)$$

15 donde hZ_N es la impedancia inserta en serie con una línea a intervalos l (puede estar en cualquiera de los cuatro cuadrantes del plano de impedancia; el factor h se entiende negativo o positivo, y en él está incluido el signo); Z_0 , la impedancia característica de la línea antes de cargarla con hZ_N ; Z_H , la impedancia característica a media sección de la línea cargada con hZ_N ; γ , la constante de propagación de la línea antes de cargarla; ρ , la constante de propagación de la línea después de cargarla; y l , la distancia entre puntos de carga.

20 Si $Z_0/(\operatorname{tgh} \gamma l/2)$, que es la impedancia en circuito abierto de media sección de la línea descargada, se hace igual a Z_{oc} en las ecuaciones (3) y (4), podrán reproducirse estas como sigue:

$$\operatorname{tgh} \rho l/2 = \frac{Z_H}{Z_{oc}} \quad (5)$$

30 y

$$\frac{hZ_N}{2Z_0} = \operatorname{tgh} (\gamma l/2 - M) \quad (6)$$



donde $M = \operatorname{tgh}^{-1} \frac{Z_H^2}{Z_0 Z_{oc}}$, y Z_{oc} es la impedancia en circuito abierto para una longitud $l/2$ de la línea descargada.

Para computar realmente las ecuaciones de ρ y hZ_N , (5) y (6) pueden escribirse del siguiente modo:

5

$$\rho \text{ (decibels y grados)} = 20 \log_{10} \frac{Z_H + Z_{oc}}{Z_{oc} - Z_H} \quad (7)$$

$$\text{y } hZ_N = -Z_{oc} \left[\frac{Z_0^2 - Z_H^2}{Z_{oc}^2 - Z_H^2} \right] \quad (8)$$

10

La ecuación (9) siguiente se deduce de la ecuación (8), y sirve especialmente para determinar Z_N cuando $hZ_N/2$ se conoce, y también las impedancias en circuito corto y abierto (Z_{sc} y Z_{oc} , respectivamente) de una longitud $l/2$ de línea no cargada. Es así:

15

$$Z_H = Z_{oc} \sqrt{\frac{Z_{sc} + hZ_N/2}{Z_{oc} + hZ_N/2}} \quad (9)$$

20

En la ecuación (3), que es fundamental, puede apreciarse que si el ángulo de Z_H se ajusta a un valor por el cual resulta de 90 grados el ángulo de la relación Z_H/Z_{oc} , la línea cargada tendrá una atenuación cero. Además, si la magnitud de Z_H/Z_{oc} es cero o infinito, la atenuación de la línea es cero. En realidad, el valor de la impedancia característica a media sección de una línea cargada, con las constantes del servicio no cargado, determinan la constante de propagación de esa línea cargada. La elección de una impedancia característica a media sección fija automáticamente la constante de propagación, y al mismo tiempo determina el valor de la impedancia de carga.

25

30



Carga de impedancia negativa para circuitos estables de atenuación mínima.

Teóricamente, los circuitos de cable de atenuación cero pueden obtenerse con carga de impedancia negativa, y serán estables para todas las terminaciones de impedancia positiva. Sin embargo, tales circuitos no son prácticos, a causa de que su impedancia característica a media sección (al menos para carga concentrada e intervalos apreciables) resultará muy baja (cero) o muy alta (infinito). Pero es posible realizar sistemas de carga prácticos con atenuación muy baja y estables a pesar de ello para todas las terminaciones de impedancia positiva. Las ecuaciones que siguen definen las limitaciones de tales circuitos.

En la sección sobre estabilidad con carga de impedancia negativa se hace notar que un circuito cargado será estable siempre que la relación $hZ_N/2Z_0 \operatorname{tgh} [(\gamma l/2 + x)]$ dentro de la banda de frecuencias de cero a infinito no comprenda el punto $1/0$. Prácticamente, el circuito será estable si cuando el ángulo de esta relación es cero su magnitud resulta siempre inferior a la unidad. El circuito silbará si la relación es de $1/0$. Por consiguiente, una ecuación de oscilación es como sigue:

$$\frac{hZ_N}{2Z_0 \operatorname{tgh} [(\gamma l/2) + x]} = 1/0 \quad (10)$$

donde, como antes, $x = \operatorname{tgh}^{-1} (\pm jX/Z_0)$. Sustituyendo hZ_N en la ecuación (8) y omitiendo el signo negativo, porque en esa ecuación h se ha supuesto positiva o negativa, pero ahora se considera negativa, resulta lo siguiente:



$$Z_{oc} \frac{\left[\frac{Z_o^2 - Z_H^2}{Z_{oc}^2 - Z_H^2} \right]}{Z_o \operatorname{tgh} \left[(\gamma l/2) + x \right]} = 1/\underline{O} \quad (11)$$

5

Substituyendo $\operatorname{tgh} \left[(\gamma l/2) + x \right]$ por su equivalente

$$Z_{oc} \frac{\left[\frac{Z_o^2 - Z_H^2}{Z_{oc}^2 - Z_H^2} \right]}{Z_o \left[\frac{(\pm jX/Z_o) + \operatorname{tgh} (\gamma l/2)}{1 + (\pm jX/Z_o) \operatorname{tgh} (\gamma l/2)} \right]} = 1/\underline{O} \quad (12)$$

10

15

Como $Z_o \operatorname{tgh} (\gamma l/2)$ es la impedancia en corto circuito (Z_{sc}) de la longitud $l/2$ de cable, y $Z_o/\operatorname{tgh} (\gamma l/2)$ es la impedancia en corto circuito Z_{oc} de la longitud $l/2$ de cable, la ecuación (12) puede escribirse así:

20

$$\frac{\frac{Z_o^2 - Z_H^2}{Z_{oc}^2 - Z_H^2}}{\frac{\pm jX + Z_{sc}}{\pm jX + Z_{oc}}} = 1/\underline{O} \quad (13)$$

25

Despejando la ecuación (13), el resultado es

$$\frac{Z_{sc} \left[Z_{oc} (\pm jX) + Z_H^2 \right]}{Z_{oc} \left[Z_{oc} (\pm jX) + Z_H^2 \right]} = 1/\underline{O} \quad (14)$$

30

Esta ecuación (14) no puede cumplirse a menos que $+jXZ_{oc} + Z_H^2$ o $-jXZ_{oc} + Z_H^2$ sea igual a cero, lo cual solo es



posible si Z_H^2/Z_{oc} tiene un ángulo de 90 grados por ser jX una reactancia pura. De otro modo, la ecuación (14) se convierte en $Z_{sc}/Z_{oc} = 1/0$, lo que es imposible, pues como Z_{sc}/Z_{oc} varía con la frecuencia o con la longitud de cable, su lugar gira en torno a $1/0$, pero se aproxima a este valor solo como límite. Además, Z_{sc}/Z_{oc} es independiente del valor de hZ_N , y por sí mismo no puede referirse a la inestabilidad. Por tanto, la ecuación (14) solo puede cumplirse si Z_H tiene un ángulo tal que Z_H^2/Z_{oc} equivale a 90 grados. La impedancia Z_{oc} en circuito abierto de la longitud $l/2$ de cable, donde l es la distancia entre puntos de carga, depende de las constantes del cable no cargado, de la longitud $l/2$ de cable y de la frecuencia. La impedancia característica a media sección del cable Z_H , cargado con hZ_N a intervalos l , depende del valor de hZ_N , de las constantes del cable descargado, de su longitud y de la frecuencia.

Aunque se ha demostrado que, mientras Z_H tenga un valor tal que el ángulo de Z_H^2/Z_{oc} no sea igual a 90 grados, la cantidad $hZ_N/2Z_o \operatorname{tgh} \left[(\gamma l/2) + x \right]$ no puede ser igual a $1/0$ para ninguna combinación de terminaciones de impedancia positiva en la línea cargada con hZ_N , queda por señalar que en tanto la magnitud de Z_H permanezca entre cero e infinito y su ángulo sea tal que Z_H^2/Z_{oc} resulte menor de 90 grados a todas las frecuencias, la línea será incondicionalmente estable para todas las terminaciones de impedancia positiva, y $hZ_N/2Z_o \operatorname{tgh} \left[(\gamma l/2) + x \right]$ no encerrará el punto $1/0$. En primer lugar, se observará que, dentro de la gama de frecuencias de cero a infinito, $hZ_N/2Z_o \left[(\gamma l/2) + x \right]$ describe un diagrama de Nyquist. Esto puede apreciarse si se considera el convertidor ideal (fig. 1) y se comprueba que kZ_N/Z_L es el factor de reacción ($\mu\beta$ según se define en el tratado de H.W. Bode "Network Analysis and Feed-



back Amplifier Design"). En el caso de cualquier convertidor práctico (fig. 4), si los efectos de N_1 y N_2 se incluyen en h , $hZ_H/2Z_0 \left[(\gamma l/2) + x \right]$ describirá un diagrama de Nyquist. Si $Z_H = Z_0$, por la ecuación (8) se vé que hZ_H tiene que ser igual a cero (es decir, la línea está descargada y es estable). Si la impedancia de carga se hace negativa y finita, reduciendo la magnitud $|Z_H|$ de $|Z_0|$ hacia cero como límite, y se mantiene el ángulo de Z_H igual al de Z_0 , la atenuación se aproximará a cero, como puede apreciarse por la ecuación (3). De manera análoga, la atenuación de la línea se acercará a cero si la impedancia de carga varía hasta el punto de aumentar la magnitud de $|Z_H|$ hacia infinito, manteniendo el ángulo de Z_H igual al de Z_0 . El diagrama de Nyquist de $hZ_H/2Z_0 \operatorname{tgh} \left[(\gamma l/2) + x \right]$ en ningún caso se ampliará hasta pasar por $1/0$, pues a ninguna frecuencia tendrá Z_H^2/Z_{oc} un ángulo de 90 grados; o, en otras palabras, la ecuación (14) no podrá cumplirse. Esto es evidente, por que el ángulo de Z_{oc}^2/Z_{oc} sería el ángulo de Z_{sc} , que no es igual a 90 grados. Así, la atenuación del circuito puede hacerse próxima a cero, y ser incondicionalmente estable. Además, si la impedancia de carga hZ_H se hace tal que el ángulo de Z_H varíe desde el ángulo de Z_0 de modo que el de Z_H/Z_{oc} se aproxime a 90 grados, la atenuación de la línea cargada se acercará a cero (ecuación (7)), sea cual fuere la magnitud de $|Z_H|$. El diagrama de Nyquist de $hZ_H/2Z_0 \operatorname{tgh} \left[(\gamma l/2) + x \right]$ se ampliará, pero no lo hará a través del punto $1/0$ hasta que el ángulo de Z_H^2/Z_{oc} pase por 90 grados. Por eso, el valor de la impedancia característica a media sección Z_H de una línea cargada de impedancia negativa sirve como norma de estabilidad.

Por consiguiente, para que líneas cargadas de impedancia negativa tengan atenuación mínima y sean estables con



5 todas las terminaciones de impedancia positiva, el ángulo de Z_H/Z_{oc} debe aproximarse a 90 grados todo lo compatible con el requisito de que Z_H^2/Z_{oc} sea inferior a 90 grados a todas las frecuencias. Además, la magnitud de Z_H debe ser tan grande o tan pequeña como sea posible con relación a Z_{oc} , considerando que Z_H tiene que ser una impedancia práctica y encajar en el sistema telefónico.

A continuación se inserta la tabla 1, (mencionada anteriormente con referencia a las figuras 19 a 22).

10

Tabla 1

Sistema de carga de impedancia negativa para una sección de 13,4 kilómetros de cable BSA 22 (U.S. Standard Gage), con impedancia de 600 ohms a media sección.

<u>Frecuencia</u> <u>c.p.s.</u>	<u>Impedancia característica del cable cargado, a media sección ohms</u>	<u>Impedancia negativa, ohms</u>	<u>Constante de propagación de 13,4 Km. de cable cargado</u> <u>Db. Grados</u>	<u>Impedancia característica del cable BSA 22 no cargado ohms</u>	<u>Constante de propagación de 13,4 Km de cable BSA 22 no cargado</u> <u>Db. Grados</u>
300	600	-1105+j471	0.7 / 38.0	748-j740	7.5 / 50.2
500	600	-908+j605	1.6 / 58.9	581-j571	9.7 / 65.0
1000	600	-615+j611	3.5 / 88.6	414-j401	13.6 / 92.5
2000	600	-483+j453	5.1 / 125.8	297-j279	19.0 / 132.
3000	600	-447+j365	5.6 / 139.0	246-j225	22.9 / 165.

Debe entenderse que las disposiciones descritas son ejemplos de aplicación de los principios del invento. Los entendidos en la materia pueden idear muchas otras, sin apartarse del espíritu y alcance del invento.

30

194258

- 48 -

194258



-----: N O T A :-----

Se reivindica como objeto de esta patente:

- 5 1.- Un amplificador de válvula de vacío, para convertir la impedancia positiva en negativa dentro de un determinado margen de frecuencias, provisto al menos de un cátodo, un ánodo y una rejilla de mando; caracterizado por una red de contrarreacción común a los circuitos de cátodo-ánodo y de cátodo-rejilla y que sirve a la vez de acoplamiento de entrada y de salida para el amplificador; y por una red conectada en 10 el circuito de ánodo-rejilla para producir en el amplificador una regeneración que haga negativa la impedancia de entrada del amplificador dentro de la gama determinada de frecuencias.
- 15 2.- Un amplificador según la reivindicación 1, caracterizado por comprender un par de secciones triodo conectadas en contrafase, y porque la red que produce reacción positiva comprende una conexión desde el ánodo de cada sección triodo hasta la rejilla de mando de la otra sección.
- 20 3.- Un amplificador según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, caracterizado porque se conecta al circuito de ánodo una impedancia de carga, y la tensión de entrada a la red produce regeneración que depende y se deriva de la impedancia de carga del circuito anódico.
- 25 4.- Un amplificador según la reivindicación 3, caracterizado porque la impedancia de carga del circuito anódico comprende una red pasiva de elementos de resistencia y reactancia apropiada para regular la magnitud y fase de la impedancia de la línea de reacción negativa.
- 30 5.- Un amplificador según cualquiera de las reivindicaciones 3 o 4, caracterizado porque la red de contrarreacción y la impedancia de carga del circuito anódico están

194258

- 49 -

22 JUL



conectadas en serie en el circuito de ánodo-cátodo.

5 6.- Un amplificador según cualquiera de las reivindicaciones 3 a 5, caracterizado por disponerse una conexión a tierra entre la red de reacción negativa y la impedancia de carga del circuito anódico, y servir la línea de reacción positiva para introducir en el circuito de cátodo-rejilla una tensión que sea función de la que pasa a través de la impedancia de carga del circuito anódico, y reduzca la tensión de las rejillas del triodo con respecto a tierra
10 cuando la tensión a través de las impedancias de carga del circuito anódico eleva los potenciales anódicos del triodo con relación a tierra.

15 7.- Un amplificador según la reivindicación 4, caracterizado porque, dentro de la determinada banda de frecuencias, el factor de amplificación del amplificador y la atenuación de la línea de reacción positiva adquieren valores tales que son respectivamente bastante grande y bastante pequeña para lograr juntas que el valor de la impedancia de entrada al amplificador sea unas n veces mayor que el componente negativo de la impedancia de carga del circuito anódico,
20 siendo n un número real.

25 8.- Un amplificador según cualquiera de las reivindicaciones 3 a 7, caracterizado porque la impedancia de reacción negativa, la impedancia de carga del circuito anódico y los trayectos espaciales de ánodo-cátodo de los triodos están todos en serie.

30 9.- Un amplificador según la reivindicación 1, caracterizado por un par de triodos conectados en paralelo y provisto cada uno de ellos de ánodo, cátodo y rejilla reguladora de descarga; un primer circuito que conecta entre sí los cátodos y comprende una primera bobina de inductancia; un

194258

- 50 -



segundo circuito que conecta los ánodos entre sí y comprende otra bobina de inductancia; una línea que conecta un punto del primer circuito, entre las mitades de la primera bobina de inductancia y un punto del segundo circuito, entre las mitades de la segunda bobina; un tercer circuito que conecta las rejillas entre sí a través de una impedancia que tiene su punto medio conectado a la línea de enlace; y un par de líneas de reacción, una de las cuales conecta la rejilla de un triodo a un punto del segundo circuito situado entre la segunda bobina y el ánodo del otro triodo, mientras que la segunda línea de reacción conecta la rejilla del último triodo a un punto del segundo circuito situado entre la segunda bobina y el ánodo del primer triodo.

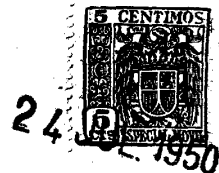
10.- Un amplificador según la reivindicación 9, caracterizado porque una de las bobinas de inductancia está inductivamente conectada en serie con una línea de transmisión, y una impedancia está acoplada a la otra bobina de inductancia y adaptada para regular la impedancia del amplificador vista desde la línea de transmisión.

11.- Un amplificador según la reivindicación 9, caracterizado porque una de las bobinas de inductancia está inductivamente acoplada en derivación con una línea de transmisión, y una impedancia se acopla a la otra bobina de inductancia de manera que regule la impedancia del amplificador vista desde la línea de transmisión.

12.- Un amplificador según la reivindicación 9, caracterizado porque una de las bobinas de inductancia está inductivamente acoplada en serie con una línea de transmisión, y una impedancia de dos polos está acoplada a la otra bobina de inductancia; mientras que el acoplamiento inductivo entre la línea y la primera bobina de inductancia se hace

194258

- 51 -



de impedancia negativa dentro de la gama prescrita de frecuencias por medio de las líneas de reacción vistas mirando a la línea; la atenuación de la línea aumenta con la frecuencia, y la impedancia del aparato bipolar varía con la frecuencia, de modo que la suma de la impedancia negativa y de la impedancia de línea a que hace frente, disminuye con la frecuencia lo suficiente para producir una nivelación substancial en la atenuación de la línea de transmisión.

13.- Un amplificador según cualquiera de las reivindicaciones 9 a 12, caracterizado porque la primera bobina de inductancia sirve de arrollamiento a un primer transformador que tiene el otro arrollamiento conectado a un par de bornes.

14.- Un amplificador según la reivindicación 13, caracterizado porque la segunda bobina de inductancia está conectada inductivamente a un arrollamiento para formar un segundo transformador, y el primer transformador sirve para compensar, dentro de la gama determinada de frecuencias, los efectos desfavorables del segundo transformador sobre la impedancia del amplificador, vista desde el par de bornes.

15.- Un amplificador según la reivindicación 13, caracterizado porque la segunda bobina de inductancia está inductivamente conectada a un arrollamiento que a su vez está conectado a un segundo par de bornes, y una impedancia conectada a uno de los pares de bornes sirve para regular la impedancia del amplificador vista en el otro par de bornes.

16.- Un amplificador según la reivindicación 3, caracterizado porque la impedancia de carga del circuito anódico está conectada en serie con la red de reacción negativa del circuito de ánodo-cátodo, y la red productora de reacción positiva comprende una línea de regeneración cuya tensión de



5 entrada depende y se deriva de la impedancia de carga del
circuito anódico, comprendiendo además esta línea de regene-
ración positiva elementos de impedancia capacitiva en serie
y resistiva en paralelo a fin de atenuar frecuencias infe-
5 riores a las de la gama de frecuencias determinada, y ele-
mentos de impedancia resistiva en serie y capacitiva en de-
rivación a fin de atenuar frecuencias superiores a las de
dicha banda.

10 17.- Un amplificador según la reivindicación 16,
caracterizado porque la impedancia de carga del circuito
anódico está dispuesta de manera que disminuye para frecuencias
por encima de la banda prescrita, a fin de reducir a estas
frecuencias más altas la reacción positiva.

15 18.- Un amplificador según la reivindicación 3,
caracterizado por estar conectado a una línea telefónica sin
carga, y porque la impedancia de carga del circuito compren-
de una red para atenuar al menos en parte la línea telefóni-
ca dentro de la gama prescrita de frecuencias, y la red tie-
ne una resistencia conectada en serie con un circuito ramifi-
20 cado provisto de capacitancia en un ramal y resistencia en el
otro.

25 19.- Un amplificador según la reivindicación 3,
caracterizado porque está conectado a una línea de transmi-
sión cargada por inducción, y la impedancia de carga del oir-
cuito anódico está constituida de modo que su característica
de frecuencia de impedancia se parezca a la de la línea car-
gada inductivamente.

30 20.- Un amplificador según la reivindicación 3,
caracterizado porque está conectado en serie entre dos sec-
ciones de una línea de transmisión cargada inductivamente, y
el valor de la impedancia negativa del amplificador dentro de

194258

- 53 -

24 JUL



la gama determinada de frecuencias de la línea es igual al negativo de la impedancia característica de la línea cargada por inducción, multiplicado por un factor que es esencialmente un número real dentro de dicha gama de frecuencias, y cuyo valor a todas las frecuencias, de cero a infinito, es inferior a la impedancia total de línea que afronta el amplificador.

21.- Un amplificador según la reivindicación 3, caracterizado porque está conectado en serie entre una sección de línea de transmisión no cargada y una sección de línea de transmisión cargada por inducción, y el valor de la impedancia negativa del amplificador dentro de la determinada gama de frecuencias de las secciones de la línea de transmisión es igual a la suma de dos impedancias negativas componentes, una de ellas igual al negativo de la impedancia característica de la sección de línea inductivamente cargada multiplicado por un factor que es esencialmente un número real dentro de la banda prescrita de frecuencias; el citado valor de un componente para todas las frecuencias desde cero hasta infinito es inferior a la impedancia mínima de la sección de línea cargada, y la otra impedancia negativa componente, llevada al plano de resistencia-reatancia, queda fuera del círculo definido por $Z_0 \operatorname{tgh}(\gamma l + x)$, donde l es la longitud de la sección de línea no cargada, y Z_0 , γ y x son como se definen en la precedente memoria.

22.- Amplificador de válvula de vacío para convertir la impedancia positiva en negativa.

Esta memoria consta de cincuenta y tres páginas, escritas por una sola cara.

BARCELONA, 24 JUL 1958

P.A.

J. SERRA
I.P.



16-258

FIG. 1

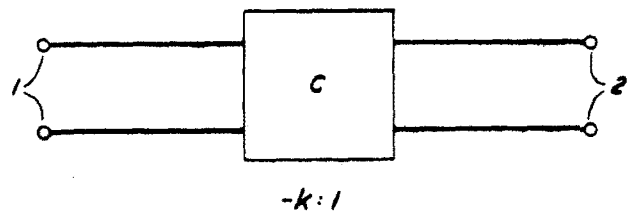


FIG. 2

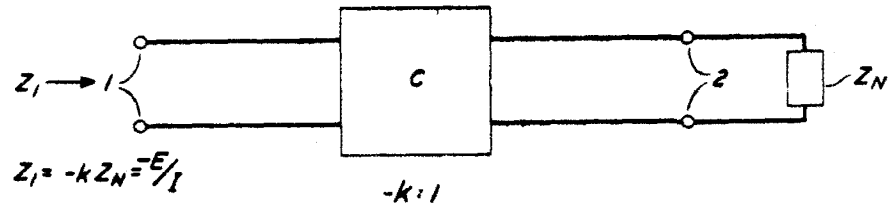


FIG. 3

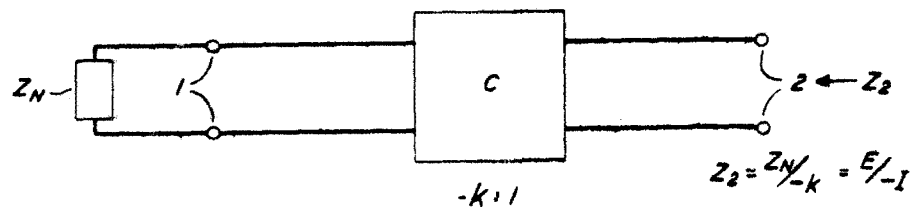
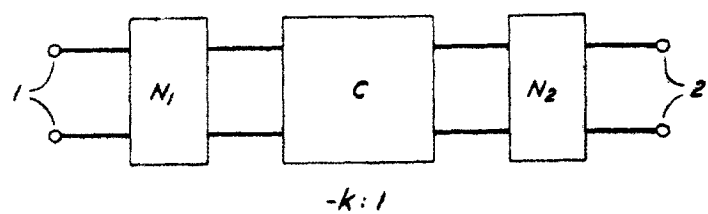
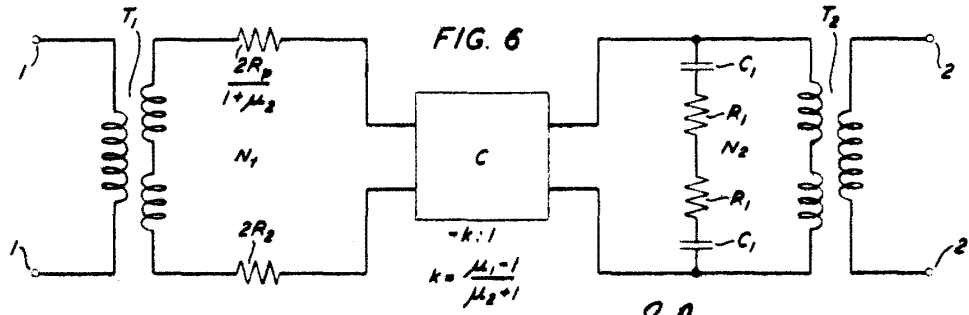
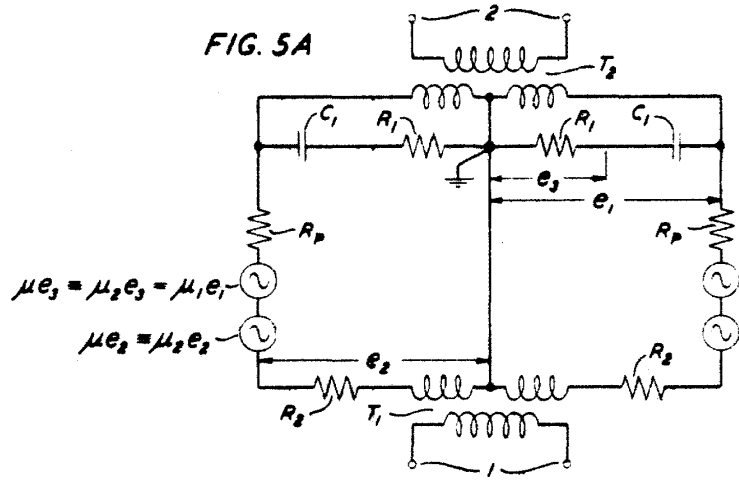
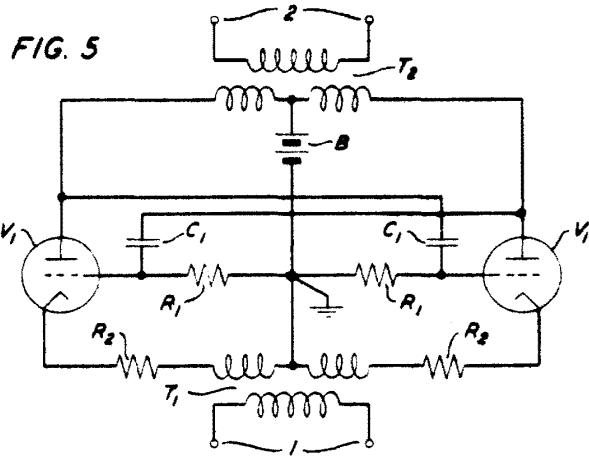


FIG. 4



JOSE M. SOLBAR
 M.P.

24 JU



P. O.
 JOSÉ M. BOLIBAR
 F. P.

J. R. JOSEPH
 1.5. 1934



FIG. 8

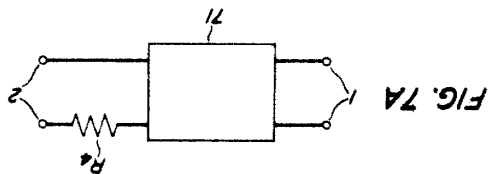


FIG. 7A

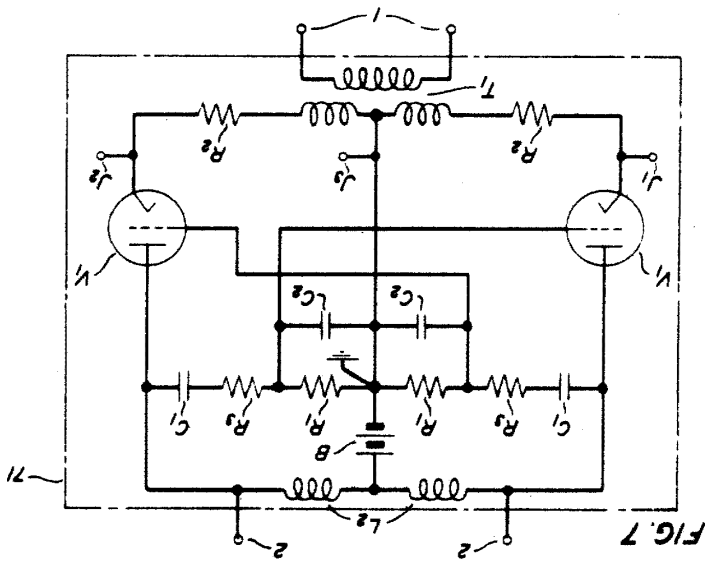


FIG. 7

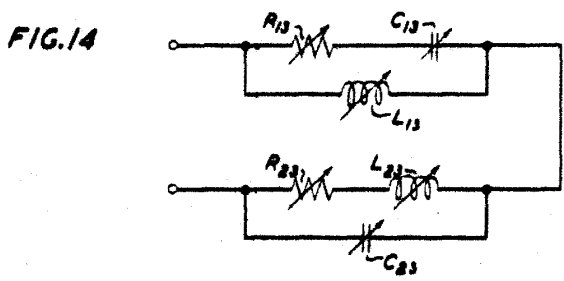
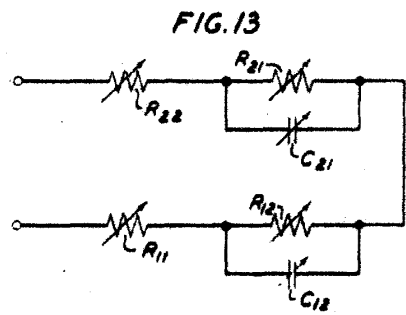
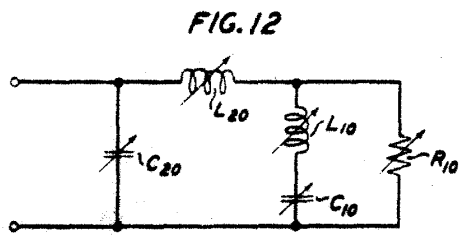
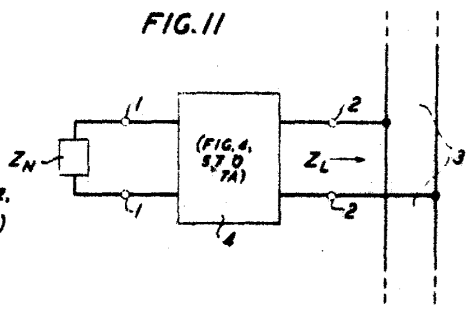
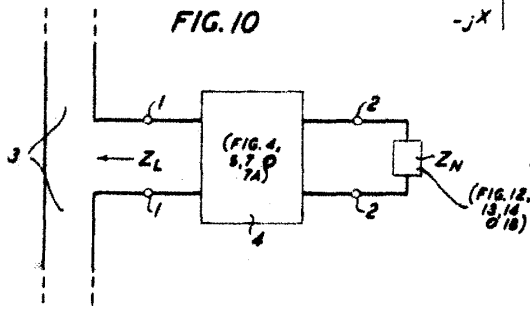
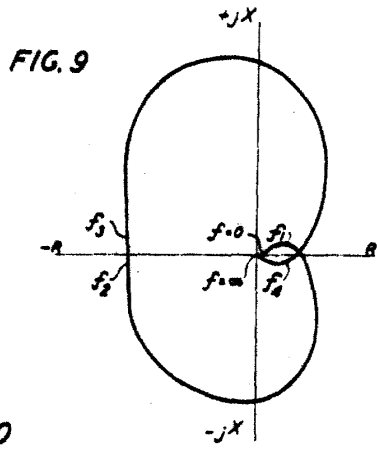


2400

24 JUL



134258

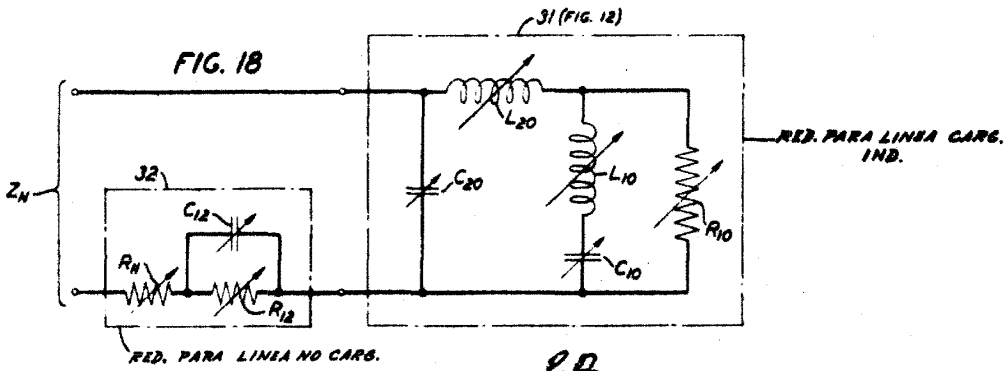
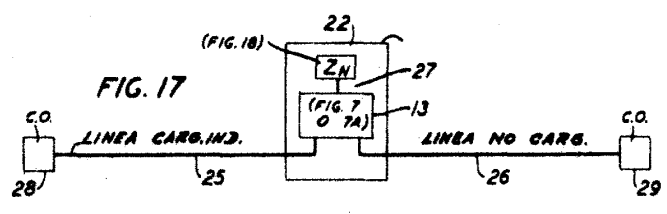
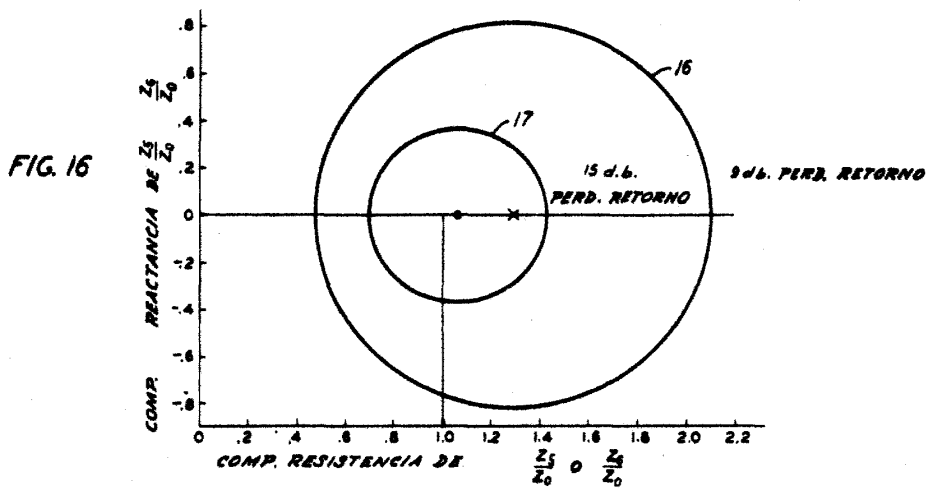
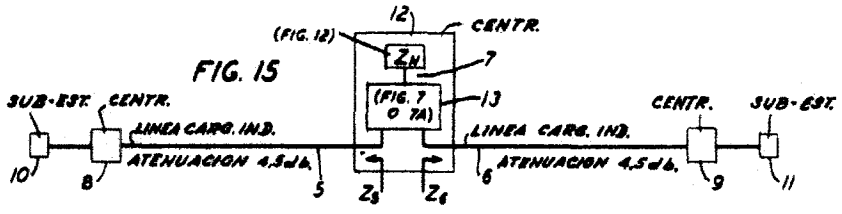


P.R.
 JOSE M. BOBBAE
 N.P.

24 JUL



124258



J.M.B. BOU BA
F. E.

JOSÉ M. ...
 F. R. ...

$h = \text{LONG. DE } \frac{1}{2} \text{ SECCION}$
 $Y = \text{CONS. DE PROYECCION DE LA LINEA NO CARG.}$
 $Z_0 = \text{IMP. CARACT. DE LA LINEA NO CARG.}$
 $X = \text{TGN} \left(-\sqrt{\frac{Z_0}{Z_0}} \right)$
 $Z_0 \text{ TGN} (Y \frac{h}{Z_0} + X)$ SIENDO

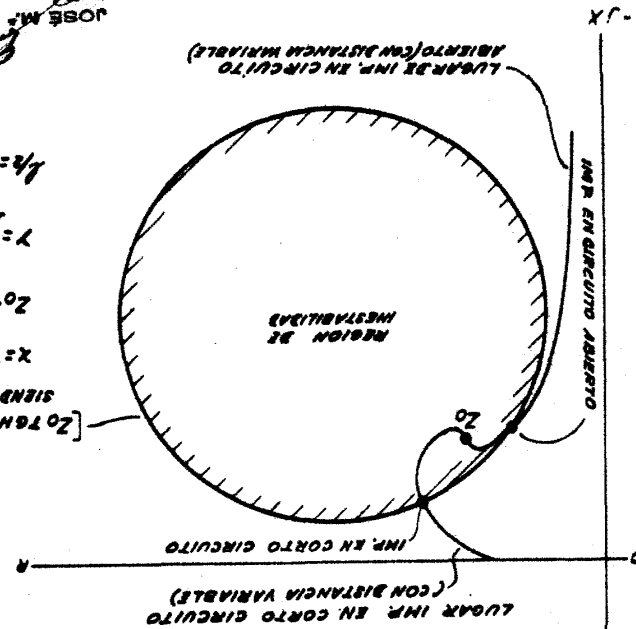


FIG. 21

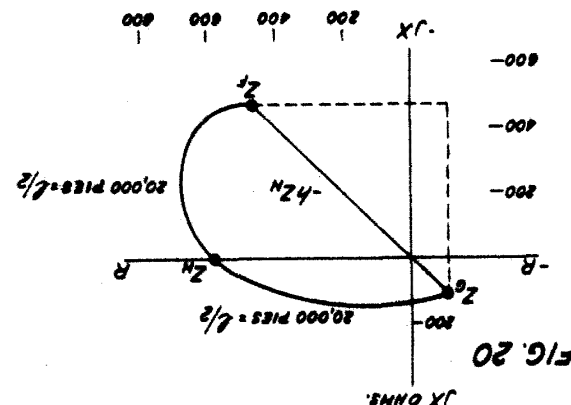


FIG. 20

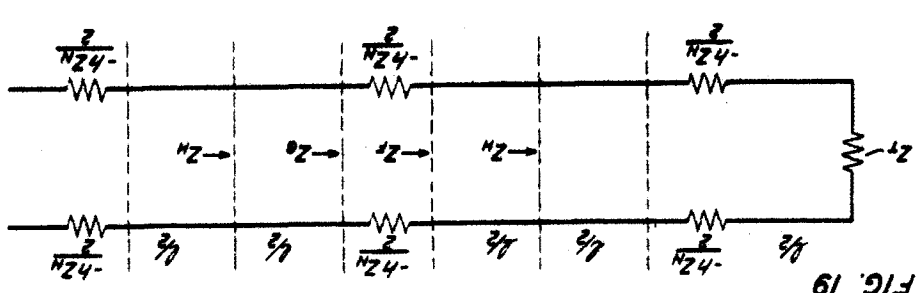


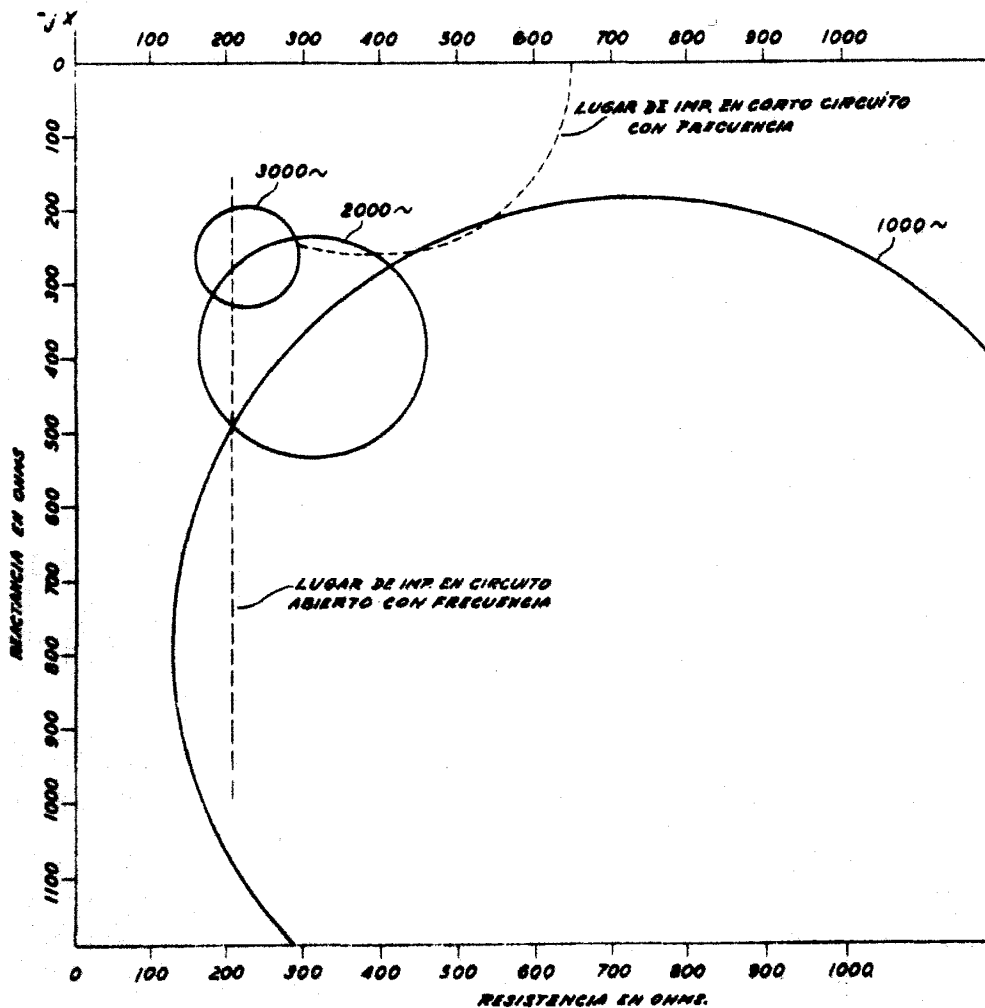
FIG. 19

184258



2458

FIG. 22



P.A.
JOSÉ M. BOLIBAR
E. E.