



19	ES	11	NUMERO	449644	10	A1
		21				
		22	FECHA DE PRESENTACION			

PATENTE DE INVENCION

30	PRIORIDADES:	32	FECHA	33	PAIS
31	NUMERO				
	594,026		8.Julio.75		Estados Unidos

47	FECHA DE PUBLICIDAD	51	CLASIFICACION INTERNACIONAL	62	PATENTE DE LA QUE ES DIVISIONARIA
			H04M		

64	TITULO DE LA INVENCION
	"UN DISPOSITIVO ELECTRONICO PARA RECIBIR Y TRANSMITIR SEÑALES TELEFONICAS".

71	SOLICITANTE (S)
	STANDARD ELECTRICA, S.A.

	DOMICILIO DEL SOLICITANTE
	Madrid, calle de Ramirez de Prado, Nº 5.

72	INVENTOR (ES)
	Kenneth Watt Martin

73	TITULAR (ES)
	STANDARD ELECTRICA, S.A.

74	REPRESENTANTE
	D. Eugenio Barroso Espinosa de los Monteros.

El presente invento se refiere a un dispositivo electrónico apropiado para su utilización con una línea telefónica a dos hilos que incluye un micrófono dinámico de baja-salida acoplado a un preamplificador. La señal de salida del preamplificador se acopla, a través de un primer 5 cuadripolo de ecualización que responde a una señal de ecualización referida a la corriente de línea DC, para ecualizar el espectro de frecuencia y amplitud de la señal transmitida sin tener en cuenta la longitud de la línea telefónica o las 10 pérdidas. La salida del cuadripolo de ecualización se aplica a un amplificador excitador de línea, y como una primera entrada a un separador de señal electrónico o híbrido. La salida del excitador de línea se acopla a dos hilos, y como una segunda entrada, a través del separador a modo de atenuador. La salida del separador se acopla a un amplificador 15 de recepción, a modo de un segundo cuadripolo de ecualización, que también responde a la señal de ecualización para ecualizar el espectro de frecuencias de la señal recibida como una función de la longitud de la línea. Las pérdidas 20 del atenuador se seleccionan de tal manera que sean iguales a la ganancia del excitador de línea a fin de aislar la señal transmitida y dar paso a la señal recibida al amplificador de recepción. En una configuración apropiada, la señal de ecualización es una tensión de alimentación DC derivada de la misma línea telefónica. La impedancia de salida 25 del excitador de línea se disminuye durante la transmisión para reducir la sensibilidad del aislamiento del separador y, como consecuencia, la sensibilidad de la señal de efecto local. Los diferentes circuitos de la malla utilizan cargas 30 activas y otros circuitos para proporcionar un máximo margen

dinámico de señal de transmisión aún a bajas tensiones en el terminal de línea.

El invento se refiere a dispositivos electrónicos y, más concretamente, a un dispositivo que se adapta a un
5 amplio margen de longitudes de líneas telefónicas, pérdidas y condiciones de funcionamiento.

Los dispositivos telefónicos convencionales incluyen un micrófono de carbón, un híbrido transformador, un receptor dinámico, y diferentes componentes tales como resistencias,
10 condensadores, etc., y se utilizan para interconectar una línea a dos hilos normalizada con el microteléfono. Debido a la naturaleza pasiva de los componentes primarios (por ejemplo, el micrófono de carbón) los dispositivos telefónicos normales tienen diversas desventajas tales como un gran tamaño,
15 falta de fiabilidad, no compatibilidad con otros dispositivos telefónicos electrónicos ni versatilidad. Los dispositivos telefónicos electrónicos son también conocidos en esta técnica y evitan muchas de las anteriores desventajas proporcionando sin embargo una ganancia de transmisión y
20 recepción y una potencia de salida suficientes para hacer posible la utilización de transductores dinámicos de baja eficacia en los microteléfonos. Sin embargo, estos dispositivos telefónicos electrónicos tienen diferentes desventajas tales como que son costosos, frágiles y, lo más importante, incompatibles con muchas de las posibilidades y servicios
25 telefónicos existentes. Por ejemplo, los problemas de incompatibilidad surgen del hecho de que requieren unas tensiones DC relativamente elevadas para los dispositivos electrónicos, dado que derivan su alimentación de la línea telefónica. Por
30 el contrario, esto impide o limita el funcionamiento parale-

lo con dispositivos telefónicos convencionales. Además, la elevada resistencia DC de estos primeros dispositivos limita las longitudes de bucle de línea telefónica máximo en centrales con equipo de supervisión convencional, lo que
5 requiere ciertos niveles de caída de corriente mínimos para un funcionamiento satisfactorio.

Estas y otras desventajas se salvan con el presente invento en donde se describe un dispositivo electrónico que proporciona las funciones normales de un dispositivo telefónico electrónico y además proporciona: un híbrido electrónico
10 para separar la señal de recepción de la señal de transmisión eliminando efectos locales; corrige los niveles de caída de la corriente de línea DC para el equipo de supervisión de la oficina central de teléfonos; mantiene niveles relativamente
15 constantes de transmisión y recepción en todo el margen de distancias convencionales de líneas telefónicas entre la malla y las centrales; utiliza eficientemente las alimentaciones DC disponibles, es independiente de las características de impedancia AC de la línea telefónica y, más concretamente
20 proporciona funcionamiento para la tensión DC del terminal entre el máximo normal de 8,0 voltios o menos, incluyendo 2,2 voltios.

Resumiendo, el invento se refiere a un dispositivo electrónico para recibir y transmitir señales telefónicas
25 por una línea a dos hilos. Este dispositivo incluye un primer amplificador y elementos para aplicar la porción de transmisión de las señales telefónicas al primer amplificador. Primeros elementos que responden al primer amplificador para aplicar la salida de señal amplificada del amplificador a la
30 línea. Segundos elementos que responden al primer amplifica-

dor y a la de los primeros elementos para separar la porción recibida de las señales telefónicas a partir de las señales telefónicas compuestas en una salida del mismo. El dispositivo incluye un segundo amplificador acoplado a la salida de los segundos elementos para aumentar el nivel de las señales recibidas separadas; y terceros elementos para derivar la tensión de funcionamiento para la malla de las líneas telefónicas. Cuartos elementos para acoplar el primer amplificador a los primeros elementos y que responden a la tensión de funcionamiento para alterar las características frecuencia/amplitud de la salida de señal amplificada del primer amplificador de acuerdo con el nivel de la tensión de alimentación. Las configuraciones del multicircuito incluyen elementos para proporcionar una baja tensión de funcionamiento en el terminal de línea y, controlar la impedancia de salida del amplificador excitador de línea asociado para reducir la sensibilidad del híbrido electrónico y, como consecuencia, la sensibilidad de la señal de efecto local a las características de impedancia de línea.

Las ventajas de este invento aparecerán más evidentes en la descripción que sigue junto con los dibujos que se acompañan, en los cuales.

La fig. 1 es un esquema combinado y un diagrama funcional de un dispositivo telefónico electrónico de acuerdo con los principios del presente invento; y

Las figs. 2-6 son despieces del multicircuito para utilizar en los diferentes bloques del diagrama funcional de la Fig. 1.

Refiriéndonos a la fig. 1, en ella se muestra un diagrama bloque del dispositivo electrónico 10 de acuerdo

con el presente invento. El dispositivo 10 incluye un micrófono dinámico de baja salida 12 o cualquier otra entrada de señal telefónica apropiada, tal como una entrada de datos. La salida del micrófono 12 está acoplada a un amplificador de ganancia fija 14 cuya salida está acoplada a un atenuador fijo 16 y al detector de transmisión 18. La salida del detector 18 está acoplada, como una segunda entrada, al atenuador 16 y, como una primera entrada, al control de impedancia de salida 20. La salida del atenuador 16 está acoplada, como una primera entrada, al ecualizador de señal de transmisión 22 que puede tomar la forma de un atenuador variable como se describirá más adelante. La salida del ecualizador 22 se acopla a otro amplificador de ganancia fija 24 cuya salida se acopla al excitador de línea 26 y, como una primera entrada, a la unión totalizante 28. La salida del excitador de línea 26 está acoplada a una línea telefónica a dos hilos 30 en donde sus conductores se detallan como 30a y 30b, a modo de un protector de polaridad 32. La parte del dispositivo de guarda 32 está conectada al dispositivo por los conductores de línea 30a' y 30b'.

El conductor 30a' se acopla, como una segunda entrada, a la unión totalizante 28 por medio de un atenuador fijo 34. El conductor 30a' también se acopla a tierra por medio de un cuádrupolo filtro que comprende la resistencia R1 y el condensador de filtraje C1. La unión de la resistencia R1 y de C1 proporciona la toma de la tensión de funcionamiento (V_S) para el dispositivo electrónico. El otro lado de la línea telefónica se conecta a tierra en el conductor 30b' por medio de una resistencia sensible R2.

El conductor 30b' también se acopla, como una se-

gunda entrada, al control de impedancia de salida 20. La salida del control de impedancia 20 se acopla al excitador de línea 26. La entrada del excitador de línea 26 se acopla también, por el terminal 36, como una segunda entrada, a la unión totalizante 28. La salida de la unión 28 se acopla, como una primera entrada, a un atenuador variable 38. La salida del atenuador 38 se acopla también a un transductor de salida 40 por medio de un amplificador de recepción de ganancia fija 42. Finalmente, la tensión e funcionamiento V_S se acopla también, como una segunda entrada, a los atenuadores 22 y 38 por medio de los terminales 44 y 46, respectivamente.

Describiremos seguidamente el funcionamiento del dispositivo electrónico 10 de la fig. 1. Como describiremos con más detalles después al referirnos a los circuitos concretos de las figs. 2-6, una primera función del dispositivo 10 es utilizar la tensión DC disponible en el extremo del dispositivo de la línea telefónica, de una manera controlada para satisfacer los requerimientos de:

(I) mínimo consumo de corriente DC para una resistencia de bucle dada asegurando un funcionamiento apropiado del equipo de supervisión de la oficina central (II) proporcionar polarización DC, o potencial de funcionamiento, al amplificador excitador de línea y el amplificador de recepción para asegurar un margen dinámico satisfactorio bajo todas las condiciones de funcionamiento especificadas; y (III) proporcionar una señal de tensión DC que refleje exactamente la corriente de línea de tal manera que la señal DC pueda ser utilizada para ecualizar las pérdidas sobre un margen dado de las pérdidas de línea. Ya que el amplificador excitador de línea 26 capta la mayoría de la corriente de la línea tele-

fónica, se utiliza con ventaja su influencia dominante para proporcionar un consumo de corriente estable y repetible que puede ajustarse para establecer el nivel de consumo de corriente del dispositivo a una especificación dada.

5 La tensión de alimentación DC o tensión de funcionamiento V_S del dispositivo 10 se suministra por un sencillo filtro RC que comprende la resistencia R1 y el condensador C1. En una construcción práctica la resistencia R1 se seleccionó de 360 ohmios y el condensador de 220 MFD. Para
10 una línea telefónica típica, la tensión V_S varía desde un mínimo de 0,8 a 2,2 volts. dependiendo de la resistencia de bucle de dicha línea. Ya que este potencial derivado V_S es una indicación exacta de la resistencia total del bucle y por lo tanto de la corriente línea DC, se utiliza, de
15 acuerdo con una característica del presente invento, para controlar la ganancia de los atenuadores 22 y 38 para la ecualización de las pérdidas del cable. Además, las diferentes etapas de ganancia de la fig. 1 están diseñadas para funcionar con ganancias estables de bucles cerrados sobre
20 el amplio margen de tensiones de funcionamiento V_S . Como se describirá con más detalles cuando nos refiramos al resto de los dibujos, el valor de la resistencia R1 se seleccionó para optimizar el margen dinámico de las señales transmitidas y recibidas aún a muy bajas tensiones terminales. Además,
25 las diferentes etapas que no contribuyen directamente a la transmisión y recepción de las salidas de potencia, están diseñadas para utilizar un mínimo de corriente DC, de tal manera que este diseño contribuye al funcionamiento con baja tensión DC de acuerdo con los principios del presente invento
30 Refiriéndonos más concretamente a las diferentes

etapas del dispositivo 10 de la fig. 1, puede verse que la señal de transmisión del transductor dinámico o micrófono 12 pasa por el amplificador 14, los atenuadores 16 y 22 y los amplificadores 24 y 26. La respuesta total de la frecuencia de transmisión se determina en primer lugar por el micrófono 12, el amplificador 14 y el atenuador de ecualización de transmisión 22. El amplificador 14 se selecciona para tener una ganancia fija y, en una configuración determinada, proporciona una ganancia de 24 db a un KHz. El atenuador 16 está bajo el control del detector de transmisión 18 para proporcionar una pérdida de 0 o de 10 db. Esto es, cuando se suministra por el micrófono 12 una señal de transmisión que es menor que un nivel de umbral dado, el detector de transmisión 18 capta este nivel de transmisión y conmuta el atenuador 16 para proporcionar una pérdida cero. El detector de transmisión 18 es un detector de nivel AC que tiene una respuesta rápida y una reposición lenta, y funciona para reducir el ruido de fondo durante la operación de recepción del dispositivo 10 de la fig. 1. El detector de transmisión 18 también funciona para controlar la salida del control de impedancia 20.

El atenuador 22 proporciona una atenuación variable y una respuesta en frecuencia que varía como una función de la tensión de funcionamiento V_S . Así, el atenuador 22 proporciona ecualización de transmisión, para amplitud y frecuencia, en un amplio margen de las diferentes pérdidas del cable. El atenuador 22 también se utiliza para limitar la ganancia de transmisión cuando la tensión terminal DC, o tensión de funcionamiento V_S , es muy baja, a fin de impedir el recorte de los niveles de la señal de voz normal.

Como se ha indicado anteriormente, la tensión de funcionamiento V_S puede variar desde un máximo de 2,2 volts que corresponde a una línea telefónica de pérdidas prácticamente nulas, a 0,8 volts. que corresponde a una línea de máximas pérdidas y la mínima tensión de alimentación del dispositivo 10, utilizado en una determinada configuración del invento. La atenuación proporcionada por el atenuador 22 es mínima cuando V_S está en el margen de 1,1 a 1,15 volts. Este margen corresponde a una resistencia de bucle total típica de 2650 a 2200 Ohms respectivamente, en un típico sistema a 48 volts. Cuando V_S aumenta del 1,15 a 2,2 volts (siendo 2,2 volt. la tensión máxima correspondiente a pérdidas de línea prácticamente nulas) la atenuación media proporcionada por el atenuador 22 aumenta hasta su máximo. Por otra parte, disminuyendo V_S de 1,1 volts a la tensión mínima de funcionamiento del sistema que es de 0,8 volts. también hace que aumente la atenuación proporcionada por el atenuador 22. Este incremento de la atenuación en el margen de baja tensión tiene por fin disminuir correspondientemente la ganancia de transmisión a, aproximadamente, la misma cadencia en que disminuye el margen dinámico de transmisión. Consecuentemente, esto tiene el efecto favorable de retener un margen del margen dinámico por encima de los niveles de conversación normales, a fin de impedir la distorsión que resultaría del recorte. Como consecuencia, el dispositivo telefónico electrónico del presente invento, funciona con buena calidad, con potencia reducida, baja al mínimo de la tensión terminal DC del dispositivo (aproximadamente 2,2 volts) que corresponde también a la mínima tensión de funcionamiento de 0,8 volts. Así, es posible el funcionamiento con

otros dispositivos convencionales en longitudes de línea telefónica más largas y a tensiones terminales DC correspondientemente bajas.

5 Como se ha descrito, el aumento de la tensión de funcionamiento V_S de 1,15 a 2,2 volts. hace que la atenuación media aumente a un máximo. Las características del atenuador 22 se seleccionan de tal manera que la atenuación en el extremo superior del espectro de frecuencia aumente a una cadencia más rápida (cuando aumenta V_S) que en
10 el extremo inferior del espectro. De otra manera, el roll-off (atenuación gradual de la respuesta ganancia-frecuencia en ambos lados de la banda) se hace más pronunciado para mayores valores de V_S . Esta característica de atenuación/frecuencia se diseña para proporcionar casi una perfecta ecua-
15 lización de transmisión en la respuesta de amplitud y frecuencia para un cable de calibre # 26 de 10 a 300 mts, alimentado de un puente de 48 voltios y 400 ohmios.

El amplificador 24 funciona como un circuito de banda ancha y ganancia fija que aumenta la salida de salida
20 relativamente baja del atenuador lo suficiente como para hacer funcionar el excitador de línea 26 y proporcionar una señal utilizable a la entrada del separador 28 en el terminal de entrada 36. Sin embargo, como se ha indicado anteriormente, ya que el amplificador 24 no contribuye directamente
25 a la salida de potencia del dispositivo 10, se considera como un circuito de bajo consumo de corriente.

El amplificador excitador de línea 26 además de establecer y controlar las características DC del dispositivo, también proporciona la potencia de la señal de salida
30 de transmisión para excitar la línea telefónica y establecer

la impedancia de salida AC del dispositivo. El amplificador 26 es un circuito de banda relativamente ancha que tiene una muy elevada ganancia en bucle abierto. Esto se hace así, de tal manera que las diferentes características de funcionamiento del amplificador 26 puedan determinarse por componentes de realimentación externa y pasivas, tales como resistencias, y la línea telefónica misma. La impedancia de salida del amplificador 26 se determina utilizando realimentación de corriente desde la resistencia sensible R2 y junto con un grado de realimentación de tensión. La resistencia R2 tiene normalmente un valor muy bajo y en una construcción práctica, se eligió para R2 el valor de tres ohmios.

La impedancia terminal del dispositivo 10 (la cual determina las pérdidas de retorno del sistema) está determinada por la impedancia de salida R_o del amplificador 26. Como se ha indicado anteriormente y se discutirá después con más detalles, la impedancia de salida del amplificador 26 está determinada por la realimentación de corriente y tensión del amplificador 26. El control de la impedancia de salida 20 funciona para conmutar una porción del dispositivo de realimentación del amplificador 26 a fin de ajustar la impedancia de salida R_o a uno o dos valores. Esto es, el amplificador 26 funciona con un valor de R_o durante la transmisión (típicamente de 300 ohmios) y otro durante la recepción (típicamente de 900 ohmios). El estado de transmisión o recepción está determinado por el detector de transmisión 18. Como discutiremos después, se utiliza la técnica de impedancia a dos niveles para reducir la sensibilidad de la señal de efecto local a diferentes impedancias de línea. Esto es, la pérdida de retorno durante el estado de

recepción de impedancia más elevada es casi perfecta durante la recepción pero pobre durante la transmisión. Como consecuencia, la longitud de la línea tiene muy poco efecto sobre la impedancia terminal.

5 La función del híbrido electrónico, que separa la señal recibida de la señal de transmisión y recepción compuesta en la línea telefónica y encamina la señal de recepción al multicircuito amplificador de recepción, se realiza por el amplificador 26, el atenuador 34 y la unión totalizante 10 28. La separación de señal real está proporcionada en la unión totalizante 28. La señal proporcionada en el terminal de entrada 36 por la salida del amplificador 24 es la señal de transmisión solamente debido a la impedancia de salida baja del amplificador 24 y el aislamiento de la señal de 15 recepción proporcionada por el amplificador 26. El amplificador 26 amplifica e invierte esta señal de transmisión en un factor K . La salida del amplificador 26, KT , y la señal de recepción R_x se atenúan por el atenuador 34 en un factor de $1/K$. De esta manera, el atenuador 34 reduce la salida 20 del amplificador 26 a prácticamente la misma amplitud que la señal de salida del amplificador 24. En consecuencia, estas dos señales se cancelan en la unión totalizante 28 y solamente permanece una señal de recepción atenuada.

 Así, se requieren el amplificador 26 y el atenuador 25 34 para proporcionar señales de transmisión a la entrada de la unión totalizante 28 con amplitudes iguales y polaridades opuestas para todas las condiciones de línea sobre las frecuencias de interés. Aunque esta función no puede realizarse perfectamente, es deseable de cualquier modo alguna señal de transmisión residual para proporcionar algún 30 efecto local. Realmente, el dispositivo ideal produciría

un nivel de efecto local óptimo sin importar las condiciones de la línea. Como se discutirá con mayor detalle, un dispositivo telefónico electrónico 10 según el invento consigue un grado de independencia de las condiciones de la línea debido al diseño del atenuador 34 y el amplificador 26.

5 En una configuración construida, el atenuador 34 era un divisor resistivo y un dispositivo de cambio de fase RC que se optimizaría para proporcionar una cancelación máxima sobre la banda de frecuencia de audio para 1800 ohmios en una línea

10 de calibre 26. Este es el peor caso para la reducción de efecto local ya que los atenuadores 22 y 38 funcionan para proporcionar ganancias máximas en este margen. Sin embargo, la reducción en ganancia proporcionada por los atenuadores 22 y 38 a muy grandes o muy cortas longitudes de línea tiende a

15 reducir las ganancias respectivas y a simplificar los requerimientos de compensación.

Idealmente, el amplificador 26 funcionaría como un perfecto generador de tensión, esto es, con impedancia de salida cero. En este caso, el atenuador 34 podría ajustarse

20 exactamente para una ganancia de tensión constante del amplificador 26 y una perfecta cancelación. Sin embargo, ya se sabe en esta técnica que no puede obtenerse tal característica lineal, dado que la salida del amplificador 26 está a través de la línea telefónica y establece la impedancia del

25 dispositivo, esto es, la señal recibida debe aparecer necesariamente, o desarrollarse, a través de la impedancia de salida del amplificador 26. Sin embargo, ya que la impedancia terminal para una pérdida de retorno mínima (esto es, adaptación de impedancia) es más crítica cuando se está

30 - recibiendo una señal, esta distinción en la situación crítica

se puede aprovechar, de acuerdo con los principios del presente invento, para reducir la sensibilidad de la señal de efecto local a las variaciones de la impedancia de la línea telefónica. Esto se consigue mediante la conmutación de dos niveles de impedancia en el diseño del amplificador 26. En la práctica a que nos hemos referido, la impedancia de salida del amplificador 26 es aproximadamente de 900 ohm. (que es la impedancia de línea telefónica convencional) durante los períodos de recepción y reposo. Como consecuencia, este valor de la impedancia de recepción permite que las señales recibidas desarrollen niveles normales de tensión a través de los terminales del dispositivo y proporcionan óptimas pérdidas de retorno.

Sin embargo, si la impedancia del dispositivo, ó R_o , se mantuviera a 900 ohms. durante la transmisión, la ganancia de tensión del amplificador 26 sería una función de la impedancia de la línea telefónica y los niveles de efecto local variarían grandemente con las diferentes longitudes de cable. Por lo tanto, de acuerdo con una característica del presente invento, la impedancia del dispositivo R_o se conmuta a, aproximadamente, 300 ohms. durante la transmisión lo que lleva al amplificador 23 significativamente más cerca de ser un generador de tensión ideal. Nótese que una R_o de 300 ohms. reduce el efecto de las variaciones de la impedancia de línea en la ganancia de tensión del amplificador 26, y los niveles de efecto local permanecen substancialmente constantes para las diferentes longitudes de línea. Se ha encontrado que esta técnica reduce las variaciones de efecto local relativas a la impedancia de línea en, aproximadamente, 6 db. Esto es particularmente deseable durante condiciones

de impedancia desfavorables, tales como funcionamiento en paralelo con mallas telefónicas convencionales. Además los cambios de efecto local entre las condiciones de transmisión y recepción se han encontrado que son despreciables, debido a la reducida ganancia de transmisión durante la operación de recepción proporcionada por el atenuador 16. Esto es, la ganancia reducida aproximadamente se equilibra con la cancelación en la unión totalizante 28 debido al incremento de R_o de 300 a su nivel de 900 ohmios.

La salida de la unión totalizante 28 es la señal recibida más la señal de efecto local. El atenuador de ecualización de recepción 38, que es funcional y estructuralmente similar al atenuador 22, ecualiza la señal recibida en frecuencia y amplitud para las diferentes longitudes de cable. En una configuración construida, el atenuador 38 se seleccionó para proporcionar prácticamente un funcionamiento idéntico al del atenuador 22 entre 0 y 1800 ohms. de resistencia de la línea telefónica. La pérdida del atenuador 38 es mínima cuando la resistencia de la línea telefónica es aproximadamente de 1800 ohms; sin embargo, a diferencia del atenuador 22, la pérdida del atenuador 38 permanece a su nivel mínimo cuando la resistencia de la línea telefónica, o la longitud de línea telefónica efectiva, aumenta de 1800 ohms, esto es, reduciendo la tensión DC en el terminal.

Finalmente, el amplificador 42 proporciona una ganancia fija y amplifica la salida de señal de recepción relativamente baja del atenuador 38, a un nivel suficiente como para excitar en transductor de salida 40. Se requiere una ganancia relativamente elevada en esta etapa para compensar las pérdidas introducidas por el atenuador 34 antes de

la unión totalizante 28. Como discutiremos después refiriéndonos a las figs. de los circuitos, las características DC del amplificador 42 proporcionan un giro de la tensión máxima a través del transductor de salida 40 para cualquier tensión de alimentación DC, V_S .

Refiriéndonos a la fig. 2, en ella se muestran los diagramas esquemáticos del amplificador 14, el atenuador 16 y el control de ecualización de transmisión 22, apropiado para utilizar en el dispositivo electrónico telefónico 10 de la fig. 1.

El amplificador 14 comprende una etapa amplificadora de emisor común convencional que, en una configuración construida, proporcionó una ganancia de 24 db. Sin embargo, la alimentación de corriente al transistor Q1 del amplificador 14 viene proporcionada por un transistor de carga de corriente constante Q2. Esto es, Q1 es una carga de corriente constante activa que proporciona una corriente de polarización DC al colector de Q1 (que es necesario para un bajo ruido y una ganancia suficiente a valores bajos de V_S) sin cargar la señal AC. Esto es, el transistor Q2 proporciona una gran impedancia AC suministrando un nivel sustancialmente elevado de corriente al transistor Q1. El transistor Q2 se polariza, en funcionamiento, como una fuente de corriente constante por el diodo reflector de corriente D1. Este potencial del diodo reflector de corriente en el electrodo base del transistor Q2 también está disponible como una señal del diodo reflector de corriente en el terminal activo o transistor generador de corriente constante de otros circuitos del dispositivo electrónico 10.

La señal de entrada proporcionada por el transduc-

tor 12 se acopla tambien al detector de transmisión 18 a través del amplificador 14. El detector 18 proporciona un lógico "1" a su salida para recepción o condiciones normales y un lógico "0" para el modo de transmisión. El detector
5 18 puede tomar cualquiera de las configuraciones de circuitos apropiados, pero preferiblemente, funciona como un dispositivo de conmutación de ataque rápido/caída lenta para proporcionar un control prácticamente no detectable de la ganancia de transmisión e impedancia de salida. La salida del
10 detector 18 se acopla al control de impedancia de salida 20 y a la entrada, o electrodo base, del transistor Q3 del atenuador 16. Puede verse que, cuando el detector 18 proporciona su lógico 1, el transistor de salida Q3, se polariza en conducción derivando una porción de la señal de salida
15 del amplificador 14 a tierra, a través del electrodo principal del transistor Q3.

El atenuador de ecualización de transmisión 22 comprende un filtro/atenuador de dos polos que utiliza la resistencia dinámica de los diodos como elementos de control de ganancia. La señal de audio de transmisión pasa a
20 través de la resistencia R101 y la R102. La forma de la atenuación de la respuesta en frecuencia viene proporcionada por el condensador C101 junto con el diodo D101, y el condensador C102 junto con el diodo D102, cuya función es
25 derivar la señal de transmisión a tierra. Los diodos D101 y D102 proporcionan elementos de resistencia variable.

La resistencia dinámica o de pequeña señal del diodo D101 está determinada por la corriente DC que pasa de V_S a través de los diodos D103 y D104, la resistencia
30 R103 y el mismo diodo D101. Cuando V_S está cerca de su

valor máximo, la resistencia del diodo D101 es relativamente baja y la pérdida de señal a través del condensador C101 y el diodo D101 es relativamente grande. Sin embargo, cuando V_S disminuye hacia su valor mínimo, la resistencia del diodo D101 aumenta sustancialmente y, como consecuencia, disminuye la atenuación de la señal. Cuando V_S es aproximadamente de 1,15 volts., los diodos D104 y D101 están en o cerca del corte y, como consecuencia, no hay prácticamente pérdida de señal. Así, la ganancia total de transmisión cuando los diodos D104 y D101 están en el corte, es máxima.

El condensador C102 y el diodo D102 funcionan de una manera similar. Sin embargo, debido al tamaño relativamente pequeño del condensador C102, este circuito funciona para situar un "cero" mucho más elevado en el espectro de audio, que el circuito del condensador C101 y el diodo D101. Como consecuencia, el circuito asociado con el condensador C102 y el diodo D102 funciona para proporcionar la mayoría de la compensación de frecuencia del control de ecualización 22 de acuerdo con una característica del presente invento. De otra manera algo diferente, el roll-off a alta frecuencia se hace más pronunciado cuando aumenta V_S .

Las resistencias R104 y R105 del control de ecualización de transmisión 22 funcionan para aumentar la caída de tensión en los diodos D103 y D104, respectivamente. Estas funciones conforman las características totales de la ecualización de transmisión 22 a fin de ecualizar o aceptar el cable de calibre 26. El resto de los componentes asociados con el control de ecualización de transmisión 22 de la fig.2 funciona para reducir la ganancia de transmisión cuando V_S cae de, aproximadamente 1,1 volts, a la tensión de funcio-

namiento mínima de 0,8. La corriente que pasa a través de la resistencia R105 es mayor que la corriente máxima que pasa a través de la resistencia R106 para la inmensa mayoría del margen de las tensiones de funcionamiento V_S . Como consecuencia, el transistor medidor de corriente Q4 permanece saturado dado que no puede suministrar toda la corriente programada por el diodo D105. Como consecuencia, éste funciona para mantener los transistores Q5 y Q6 en el corte y, esencialmente, fuera del circuito del control de ecualización de transmisión 22.

Sin embargo cuando V_S cae a aproximadamente 1,1 volts. (nótese que la ganancia de transmisión es máxima cuando V_S es aproximadamente de 1,15 volts) la corriente que pasa a través del diodo D105, D106 y R105 se reduce a un valor igual a la corriente máxima que pasa a través del diodo D107 y la resistencia R106 debido al inminente corte de los diodos D105 y D106. Una posterior reducción de V_S resulta en una paso de corriente a través del diodo D107 y la corriente reflejada de los transistores Q5 y Q6, porque el transistor Q4 ya no puede suministrar la corriente necesaria máxima a través de la resistencia R106. Como consecuencia la corriente de los transistores Q5 y Q6 pasa por el diodo D101 y aumenta la atenuación de la señal de transmisión. Como se ha indicado anteriormente, esta atenuación empieza a aproximadamente 1,1 volts. y aumenta cuando disminuye la tensión de alimentación V_S al valor mínimo de 0,8 volts. Nótese que el control de ecualización de transmisión 22 se diseña principalmente teniendo en cuenta sus características de atenuación y respuesta en frecuencia para adaptar un calibre de cable dado (tal como el cable de cali-

bre 26) para fines de ecualización.

Refiriéndonos a la fig. 3, en ella se muestran los diagramas esquemáticos del amplificador excitador de línea 26, el control de impedancia de salida 20 y la guarda de po-
5 laridad 22. El funcionamiento del amplificador excitador de línea 26 lo describiremos en unión de las figs. 4 y 5 que proporcionan, respectivamente, los diagramas simplifi-
cados de los circuitos equivalentes DC y AC del amplifi-
cador 26.

10 Como se ha indicado anteriormente, la obtención del margen dinámico de transmisión máximo para el funciona-
mineot en longitudes de línea telefónica largas o funciona-
miento paralelo, particularmente cuando la tensión terminal DC es baja, requiere que la vía colector-emisor del tran-
15 sistor de salida se acople directamente a través de la línea y funcione a saturación. Esto es, cualquier elemento acoplado
en serie para la estabilización de la corriente de línea DC,
Tal como una resistencia de emisor, por ejemplo, reduce la
oscilación de la tensión de salida de la señal de transmi-
20 sión. En las figs. 3 y 4, los transistores de salida en para-
lelo Q_0 se muestran acoplados directamente a través de la
línea telefónica excepto para la caída de tensión inducida
por la guarda de polaridad 32 que se representa por un diodo
32' en la fig. 4 y la caída de la resistencia sensible R2.
25 La línea telefónica en la fig. 4 se representa esquemática-
mente por la batería de la central B_e , la impedancia terminal de la
central R_e y la resistencia de línea telefónica R_l . Como
describiremos con más detalles después, se utiliza una guar-
da de polaridad única, de acuerdo con los principios del
30 presente invento, para disminuir las pérdidas de señal y DC.

La resistencia sensible R2 se utiliza para realimentación AC y típicamente tiene un valor muy pequeño y, por lo tanto, sólo un efecto despreciable en las características DC del total del dispositivo telefónico electrónico. En una configuración ya construida, la resistencia sensible R2 tenía un valor de 3 ohms.

Los transistores de salida Q_0 absorben la mayoría de la corriente de línea DC. Como consecuencia, es necesario controlar exactamente esta corriente para el control total de las características DC de los dispositivos electrónicos. Las conexiones en paralelo del electrodo base de los transistores Q_0 proporcionan la señal de información y el control necesario para el establecimiento exacto de la corriente de colector dado que la tensión de la unión base-emisor es una indicación exacta del paso de corriente por el colector. En el presente invento, esta tensión base-emisor se controla y utiliza en un sistema de realimentación para determinar la corriente de excitación de base necesaria para establecer la corriente de colector requerida. Puede apreciarse por las personas familiarizadas en esta técnica que los transistores de salida adaptados exactamente, tales como los que resultan en la fabricación de circuitos integrados, son preferidos para este diseño.

Suponiendo inicialmente que la resistencia R120 de las figs. 3 y 4 está cortocircuitada, o sea, 0 ohms, el funcionamiento del amplificador 26 es el siguiente. El transistor Q10 y los transistores de salida Q_0 tendrían las mismas tensiones base-emisor y ya que los transistores Q10 y Q_0 están adaptados, la corriente de colector en cada transistor sería la misma. Como consecuencia, la corriente

te de colector del transistor Q10 reflejaría exactamente la corriente de línea DC que pasa a través de los transistores de salida Q_o . El funcionamiento real, la resistencia R120 tiene un valor finito y en una configuración ya construida, tenía un valor de, aproximadamente, 2400 ohms. No obstante, se mantiene la función de apreciación de la corriente exacta del transistor Q10 y la pérdida de corriente se reduce sensiblemente. La corriente de colector del transistor Q10, que es una función exacta de las corrientes de colector de los transistores de salida Q_o , pasa a través del diodo D110 que, a su vez, controla el transistor reflector de corriente Q11. De esta manera, la corriente de colector del transistor Q11 es también aproximadamente igual a la corriente de colector de Q10. La corriente de colector del transistor Q11 se convierte en una señal de tensión en la resistencia R121. Como consecuencia, la tensión desarrollada a través de la resistencia R121 es también una indicación exacta de la corriente de colector que pasa a través de los transistores de salida Q_o .

El colector del transistor Q11 se acopla, como una primera entrada ("-") a un amplificador operacional AII. Las resistencias R122 y R123 forman un divisor de tensión y la unión de las resistencias 122 y 123 se acopla a la otra entrada ("+") del amplificador intermedio AI. El amplificador AII fuerza la tensión a través de la resistencia R121 para que sea igual a la tensión proporcionada por el divisor de tensión, ajustando la corriente de excitación de base a los transistores de salida Q_o . Ahora, ya que la tensión a través de la resistencia R121 depende exactamente de la corriente de línea DC, y la tensión proporcionada

por el divisor de tensión R122 y R123 es dependiente de la tensión de línea DC, el amplificador AII establece una condición de equilibrio controlada por la resistencia de cable total que fija las características DC del dispositivo electrónico.

5

El divisor de tensión compuesto por las resistencias R122 y R123 y el amplificador operacional AI forman parte del amplificador de ganancia fija 24 de la fig. 1. Sin embargo, ya que su misión es controlar las características DC del amplificador 26, se detallan en la fig. 4.

10

En la fig. 3, el amplificador AII de la fig. 4 comprende los transistores Q13 a Q20. Los transistores Q13 y Q14 proporcionan una entrada diferencial; y los transistores Q12 y Q16-18 son reflectores de corriente que funcionan bajo el control de la resistencia R124 y el diodo D11. Puede verse que, debido a las cargas activas o de corriente constante, toda la ganancia que producen los transistores del amplificador 26 de la fig. 3 están polarizados en sus regiones de funcionamiento lineal aun cuando la tensión de funcionamiento, V_S sea de 0,8 volts.

15

20

Refiriéndonos a la fig. 5, en ella se muestra un circuito equivalente AC simplificado del amplificador 26 de la fig. 3. Ya que las características AC del amplificador 26 están afectadas por el control de impedancia de salida 20, el circuito 20 también se ilustra en la fig. 5. El control 20 incluye un transistor de conmutación Q301 que se acopla en serie con el condensador C301 y la resistencia R301 que están acopladas a través de la resistencia R302. Como consecuencia, el transistor Q301 responde a la salida del detector de transmisión 18 para variar la resistencia

25

30

de la resistencia R302 que está situada en el bucle de realimentación del amplificador 26. Esto es, el estado normal o de recepción del detector de transmisión 18 es un lógico "1" que mantiene conectado el transistor 301. Esta
5 resistencia R301 en paralelo con la resistencia R302 hacen que la impedancia del dispositivo R_o sea relativamente elevada. Durante la transmisión, la salida del detector 18 pasa a su lógico "0", o estado "bajo" que desconecta el transistor Q301. Esto quita la resistencia R301 del cir-
10 cuito, lo que hace que R_o pase a su valor de impedancia menor. En una configuración construida los valores de las componentes del amplificador 26 se seleccionaron de tal manera que la impedancia de recepción o normal R_o fuera de 900 ohmios mientras que la impedancia de transmisión R_o era de, aproximadamente, 300 ohmios.

En la fig. 3, el amplificador AIII de la fig. 5 comprende los transistores de entrada diferencial Q13 y Q14 de la fig. 3, que excitan los amplificadores de emisor común acoplados directamente Q15, Q19 y Q20. Q20 excita
20 la conexión base paralelo de los transistores de salida Q_o , esto es, el excitador de línea. Q20 está polarizado para suministrar suficiente señal de excitación para saturar los transistores de salida Q_o aún cuando la tensión terminal DC esté cerca de su mínimo. Los transistores Q16-18 son
25 cargas activas para los transistores Q15 y Q19 y contribuyen a que sea muy alta la ganancia en bucle abierto del amplificador 26. El transistor Q12 proporciona una polarización de corriente para los emisores del par de entrada diferencial Q13 y Q14. El condensador C112 se refiere a la entrada
30 no-invertida del amplificador AIII a tierra y, más importante

quita toda la realimentación A^C de la vía de realimentación DC proporcionada por el transistor Q11, como se ha indicado refiriéndonos al circuito equivalente DC de la fig. 4. Como se ha indicado anteriormente, la resistencia sensible
5 R2 proporciona un punto de muestreo para la realimentación AC del amplificador 26 como se ilustra en la fig. 5.

Refiriéndonos de nuevo a la fig. 3, el funcionamiento de la guarda de polaridad 32 es como sigue. Suponiendo que el conductor 30a está en el lado del potencial
10 positivo de la línea, esta condición establece una polarización directa del transistor Q401 y el diodo D401. El transistor Q401 recibiría entonces su corriente de excitación de base a través de las resistencias R401 y R401' que completan el circuito con el conductor de potencial
15 negativo 30b. Así el transistor Q41 puede saturarse completamente de tal manera que su V_{ce} sea del orden de 0,15 volts. De esta manera, la caída de tensión total a través de la guarda de polaridad es de 0,8 volts., que representa los 0,15 volts. V_{ce} + 0,65 volts. (o una caída V_d). De la
20 misma manera, cuando el conductor 30b está en el lado del potencial positivo de la línea telefónica, el transistor Q402 y el diodo D402 tienen una polarización directa. De esta manera, la guarda de polaridad 32 suministra la tensión de funcionamiento de la polaridad correcta al dispositivo
25 telefónico electrónico del presente invento sin importar la polaridad de la línea telefónica. Esto es importante desde el punto de vista práctico, dado que en muchos sistemas telefónicos las respectivas polaridades de las líneas no coinciden con otras. Finalmente, los condensadores C401 y
30 C402 mantienen la excitación DC de los transistores Q401

y Q402 durante grandes excursiones de la señal de transmisión.

Refiriéndonos a la fig. 6, en ella se muestra un diagrama esquemático de la unión totalizante 28 y el control de atenuación de recepción 38 de acuerdo con los principios del presente invento. Puede verse que las resistencias R501 y R502 están situadas a través de la línea telefónica en un divisor de tensión. La tensión así proporcionada reduce las señales de tensión de transmisión y de recepción. La relación de este divisor de tensión junto con la relación de la resistencia R503 y la red correctiva que comprende R504, C501 y C502, se selecciona de tal manera que la tensión de transmisión del amplificador 24 de la fig. 1 se diferencie o anule la tensión de transmisión amplificada e invertida proporcionada por el excitador de línea 26 en el punto E. Como se ha indicado anteriormente, la tensión recibida se atenúa, pero no se anula por la unión totalizante 28.

La relación de división de las resistencias R501 y R502 y la impedancia de la red correctiva que comprende los condensadores C501, C502 y la resistencia R504 se diseñará empíricamente para proporcionar un nulo óptimo a través del espectro de audio para 65 mts de cable de calibre #26. Se ha encontrado que esta selección proporciona buen comportamiento no solamente con 65 mts. de cable de 26 sino también en todas las condiciones de funcionamiento práctico. Como consecuencia, la unión totalizante 28, en unión del control de impedancia de salida y ecualización, de acuerdo con los principios del presente invento, realizan un control óptimo de efecto local para todas las condiciones de funcionamiento práctico, incluyendo el funcionamiento paralelo con dispo-

sitivos telefónicos convencionales.

Refiriéndonos al atenuador de ecualización 38 de la fig. 6, puede verse que dicho atenuador es también un atenuador filtro de dos polos similar en funcionamiento y estructura al atenuador 22 de las figs. 1 y 2. Como consecuencia, el funcionamiento del atenuador 38 no necesita ser explicado con más detalles. Sin embargo, puede verse que las señales de recepción y de efecto local pasan a través de las resistencias R601 y R602. Además, el condensador C601 en combinación con el diodo D601, y el condensador C602 en combinación con el diodo D602 proporcionan el control de atenuación y las características de respuesta en frecuencia, en respuesta al valor del potencial de funcionamiento derivado V_S .

Sin embargo, nótese que con referencia al atenuador 38 de la fig. 6, la resistencia dinámica de un diodo es más útil como una resistencia variable cuando el nivel de señal AC aplicado se mantiene en un valor relativamente bajo para impedir una distorsión excesiva. Desde el punto de vista práctico, para impedir la distorsión de la carga se necesita que la señal AC no exceda de, aproximadamente, 10 ó 12 milivolts. Por esta razón, se aplican niveles de señal relativamente pequeños a y se derivan del punto totalizador 28, y se proporcionan ganancias relativamente elevadas por el amplificador de recepción 42 de la fig. 1, de acuerdo con otra característica del invento.

Hemos tratado hasta aquí un dispositivo electrónico que facilita notablemente la ecualización de una línea telefónica automática, con una sensibilidad notablemente reducida de la señal asociada de efecto local, y funcionado

a muy bajos niveles de la tensión terminal incluyendo un funcionamiento paralelo a bajas tensiones de funcionamiento. La forma del invento ilustrado y descrito aquí es una configuración de estas técnicas, en forma normalmente preferida para su fabricación. Sin embargo, se muestra como una ilustración de los conceptos del invento, más que a modo de ilustración, y debe quedar entendido que son posibles diferentes modificaciones dentro del objetivo del invento.

Ha de quedar entendido que la anterior descripción de una forma determinada del invento se hace a modo de ejemplo y no debe considerarse como limitación de su alcance.

El presente invento corresponde a una solicitud de patente formulada en Estados Unidos el día 8 de Julio de 1975, señalada con el Nº 594,026 y se acogen por lo tanto, a los beneficios que otorgan los convenios internacionales vigentes.

-----NOTA-----

Los puntos de invención propia y nueva que se presentan para que sean objeto de esta patente de veinte años son los siguientes:

1.- Un dispositivo electrónico para recibir y transmitir señales telefónicas por una línea a dos hilos, que comprende:

- un primer amplificador
- elementos para aplicar la porción de transmisión de las señales telefónicas a dicho primer amplificador,
- primeros elementos que responden al primer amplificador para aplicar la señal de salida de dicho amplificador a la línea,
- segundos elementos que responden al primer amplificador

mg

y a la salida de los primeros elementos para separar las señales telefónicas recibidas de las señales telefónicas compuestas y para proporcionar las señales separadas en una salida de los mismos.

- 5 - un segundo amplificador acoplado a dicha salida de los segundos elementos para aumentar el nivel de las señales separadas,
- terceros elementos para derivar la tensión de funcionamiento para dicho dispositivo de la línea, y
- 10 - cuartos elementos acoplados entre el primer amplificador y los primeros elementos que responden a una señal relacionada con la tensión de funcionamiento para alterar las características de amplitud de dicha señal de salida del primer amplificador de acuerdo con las características de pérdida
- 15 de la línea.

2.- Un dispositivo, según el punto 1, en donde los cuartos elementos comprenden un atenuador variable que atenúa la señal de salida del primer amplificador sobre el margen de niveles de potencial de funcionamiento, en donde

20 la atenuación proporcionada por dicho atenuador variable es mínima cuando la tensión de funcionamiento está en la porción intermedia del margen y en donde la atenuación proporcionada por el atenuador aumenta cuando la tensión de funcionamiento aumenta o disminuye de la porción intermedia.

25 3.- Un dispositivo, según el punto 1, en donde la señal relacionada con la tensión de funcionamiento se deriva del potencial de funcionamiento.

4.- Un dispositivo electrónico para recibir y transmitir señales telefónicas por una línea de dos hilos

30 según el punto 1 que comprende:

mgc

- + un preamplificador,
- elementos para aplicar señales de entrada a dicho preamplificador,
- un amplificador excitador de línea acoplado entre dicho preamplificador y la línea que responde al preamplificador para aplicar las señales de salida del preamplificador a la línea,
- elementos acoplados a través del amplificador excitador de línea y para separar las señales recibidas de la línea telefónica y para proporcionar las señales separadas en una salida de los mismos,
- un amplificador de recepción acoplado a dicha salida de los elementos de separación para aumentar el nivel de las señales separadas,
- elementos para derivar la tensión de funcionamiento de dicho dispositivo de la línea, y
- elementos acoplados entre dicho preamplificador y el amplificador excitador de línea que responden a las señales de entrada para disminuir la impedancia de salida del amplificador excitador de línea cuando el nivel de las señales de entrada excede un valor predeterminado.

5.- Un dispositivo electrónico para recibir y transmitir señales telefónicas por una línea de dos hilos según el punto 1 que comprende,

- un primer amplificador que tiene, por lo menos, una etapa a transistor,
- elementos para aplicar la porción de transmisión de las señales telefónicas al primer amplificador,
- primeros elementos que responden a dicho primer amplificador para aplicar la salida de señal amplificada de dicho

MGE

amplificador a la línea,

- segundos elementos que responde al primer amplificador y a la salida de los primeros elementos para separar las señales recibidas de las señales telefónicas de transmisión y recepción compuestas y que proporciona las señales recibidas separadas en una salida de los mismos,

5

- Un segundo amplificador acoplado a la salida de los segundos elementos para aumentar el nivel de las señales separadas, teniendo dicho segundo amplificador, por lo menos una etapa a transistor,

10

- terceros elementos para derivar la tensión de funcionamiento del dispositivo de la línea, y

- cuartos elementos para aplicar la tensión de funcionamiento a los amplificadores primero y segundo a través de cargas de corriente constante acopladas respectivamente a dichas etapas a transistor, por medio de los cuales la impedancia AC entre dichas etapas y la tensión de funcionamiento es substancialmente mayor que la impedancia DC entre ellas.

15

20

6.- Un dispositivo según el punto 5, en dónde los cuartos elementos incluyen un conjunto de transistores acoplados respectivamente a cada etapa a transistor de dichos amplificadores, cada uno de los cuales tiene su electrodo principal acoplado entre dicha tensión de funcionamiento y cada etapa a transistor, y su electrodo de control acoplado a un punto fijo a la tensión de referencia relativa a dicha tensión de funcionamiento para proporcionar una carga de corriente constante activa para cada una de las etapas a transistor.

25

30

7.- Un dispositivo, según el punto 1, que incluye

m/e

quintos elementos acoplados entre el segundo amplificador y los segundos elementos que responden a la señal relacionada con la tensión de funcionamiento para alterar las características de amplitud de las señales separadas.

- 5 8.- Un dispositivo electrónico según el punto 1 que incluye un amplificador adaptado para acoplar las señales telefónicas a una línea telefónica y para controlar la corriente DC que pasa a través de la línea telefónica a un valor predeterminado a una resistencia de bucle de la línea
- 10 telefónica dada, y que comprende:
- por lo menos, un transistor de salida que tiene los electrodos principales primero y segundo acoplados a través de dicha línea telefónica, y que tiene un electrodo de control,
 - 15 - elementos para aplicar dichas señales telefónicas al electrodo de control,
 - elementos acoplados entre dicho electrodo de control y uno de los electrodos principales para derivar una primera señal relacionada con la corriente DC que pasa a través de dichos
 - 20 electrodos principales,
 - Elementos acoplados a través de la línea telefónica para derivar una segunda señal relacionada con la tensión DC que aparece a través de la línea telefónica,
 - elementos para comparar las señales primera y segunda y proporcionar una tercera señal indicativa de la diferencia entre
 - 25 las señales primera y segunda y
 - elementos acoplados entre el electrodo de control y los elementos de comparación que responden a la tercera señal para ajustar el valor de la corriente DC que pasa a través de
 - 30 los electrodos principales, a un valor predeterminado.
- mgc*

9.- Un dispositivo electrónico que incluye un amplificador según el punto 8, en dónde los electrodos principales comprenden un electrodo emisor y un colector, en dónde el electrodo de control comprende un electrodo base y en dónde los elementos para derivar la primera señal se acoplan entre los electrodos base y emisor.

5

10.- Un dispositivo electrónico que incluye un amplificador según el punto 9, en dónde la primera señal es proporcional a la corriente DC que pasa a través de la línea telefónica.

10

11.- Un dispositivo electrónico que incluye un amplificador según el punto 10, en dónde la primera señal es la tensión DC base-emisor de dicho transistor.

15

12.- Un dispositivo electrónico con un amplificador según el punto 8 en dónde existen diferentes transistores con sus respectivos electrodos conectados en paralelo.

13.- Un dispositivo electrónico con un amplificador según el punto 12, en dónde los mencionados transistores tienen adaptadas las características de funcionamiento DC.

20

14.- Un dispositivo electrónico que incluye un amplificador según el punto 8, en dónde los elementos para comparar las señales primera y segunda comprenden un amplificador de entrada diferencial equilibrada que incluye un primero y un segundo y un tercer transistores, proporcionando el primer transistor una fuente de corriente constante activa para los transistores segundo y tercero, teniendo los transistores segundo y tercero electrodos de entrada acoplados respectivamente a una de las señales primera y segunda, y teniendo uno de los transistores primero y segundo su electrodo de salida acoplado al electrodo de control del transistor de salida.

25

30

15.- Un dispositivo electrónico que incluye un amplificador, según el punto 8, en donde los elementos para aplicar las señales telefónicas incorporan los elementos para comparar las señales primera y segunda.

5 16.- Un dispositivo electrónico según el punto 15 que incluye un amplificador adaptado para acoplar las señales telefónicas a una línea telefónica controlando la corriente de línea DC que pasa a través de la línea telefónica a un valor predeterminado una resistencia de bucle de línea telefónica dada, comprendiendo dicho amplificador:

10 - por lo menos un transistor de salida que tiene electrodos principales primero y segundo acoplados a través de la línea telefónica, y que tiene un electrodo de control,
- elementos para aplicar las señales telefónicas al electrodo de control,

15 - primeros elementos acoplados entre el electrodo de control y uno de los electrodos principales para derivar una primera señal relacionada con la corriente de línea DC que pasa a través de los electrodos principales,

20 - segundos elementos para proporcionar una señal de referencia relacionada con la resistencia de bucle de línea telefónica dada, y

25 - elementos acoplados a los elementos primero y segundos y al electrodo de control que responden a la primera señal y a la señal de referencia por ajustar la corriente de línea DC a dicho valor predeterminado.

17.- Un dispositivo electrónico que incluye un amplificador según el punto 16, en donde la primera señal se deriva de la tensión base-emisor de dicho transistor de salida.

30

M/E

18.- Un dispositivo electrónico que incluye un amplificador según el punto 17, en donde la señal de referencia está proporcionada por un divisor de tensión acoplado a través de la línea telefónica.

5 19.- Un dispositivo electrónico según el punto 16, en donde el transistor de salida está modulado por las señales telefónicas en un margen de valores de conductividad que incluyen sus valores de corte y de saturación.

10 20.- Un dispositivo electrónico que incluye un amplificador según el punto 16, en donde el transistor de salida incluye un bucle de realimentación entre uno de los electrodos principales y el electrodo de control, incluyendo dicho bucle de realimentación elementos que responden a las señales telefónicas para trasladar la impedancia de salida AC de dicho amplificador entre dos niveles en donde dicha impedancia de salida disminuye cuando al amplificador se aplican las señales telefónicas de la línea.

15

21.- Un dispositivo electrónico para recibir y transmitir señales telefónicas.

20 Tal y como se ha descrito en la memoria que antecede representado en los dibujos que se acompañan y a los fines especificados.



Handwritten signature or initials, possibly 'MGE', located at the bottom left of the page.

Esta memoria consta de treinta y siete hojas escritas por una sola cara.

Madrid, 6 OCT. 1976



EUGENIO BARROSO
Secretario General



me

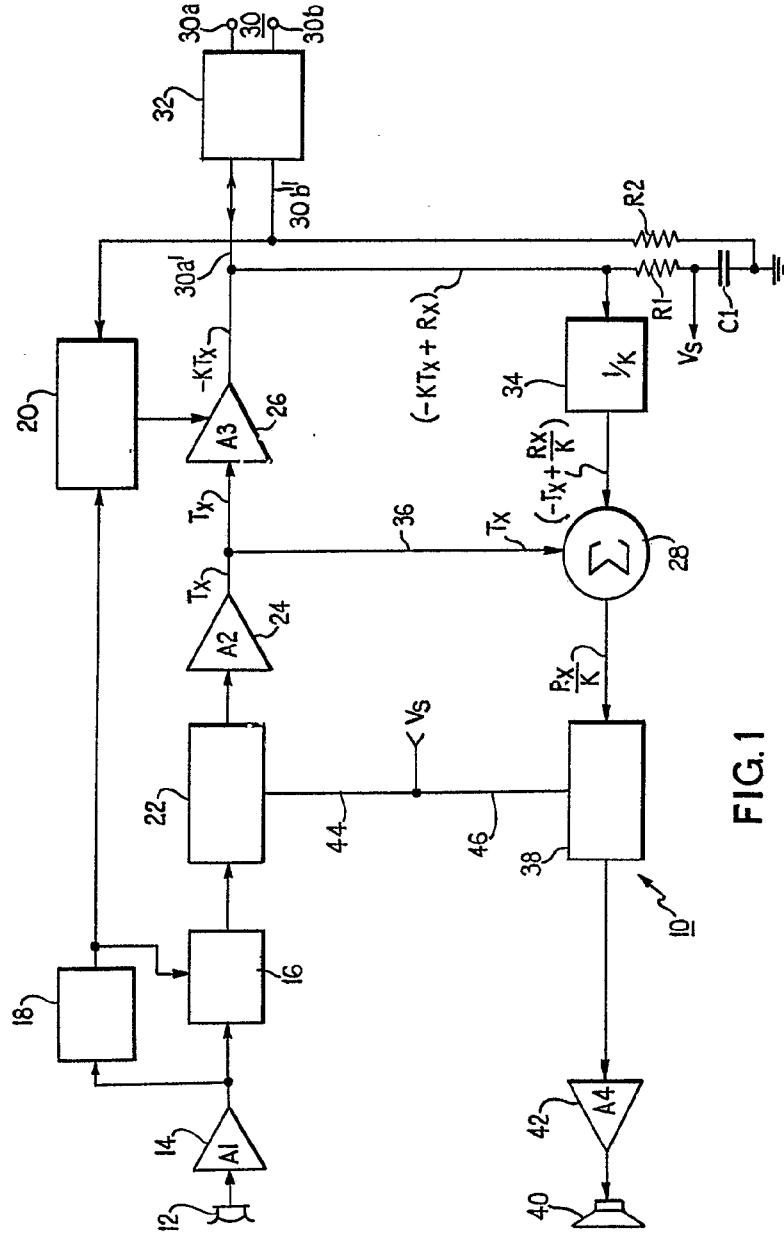


FIG. 1

U.S. PAT. 2,819,818

Stanley
 ELECTRIC CORPORATION
 Successors General

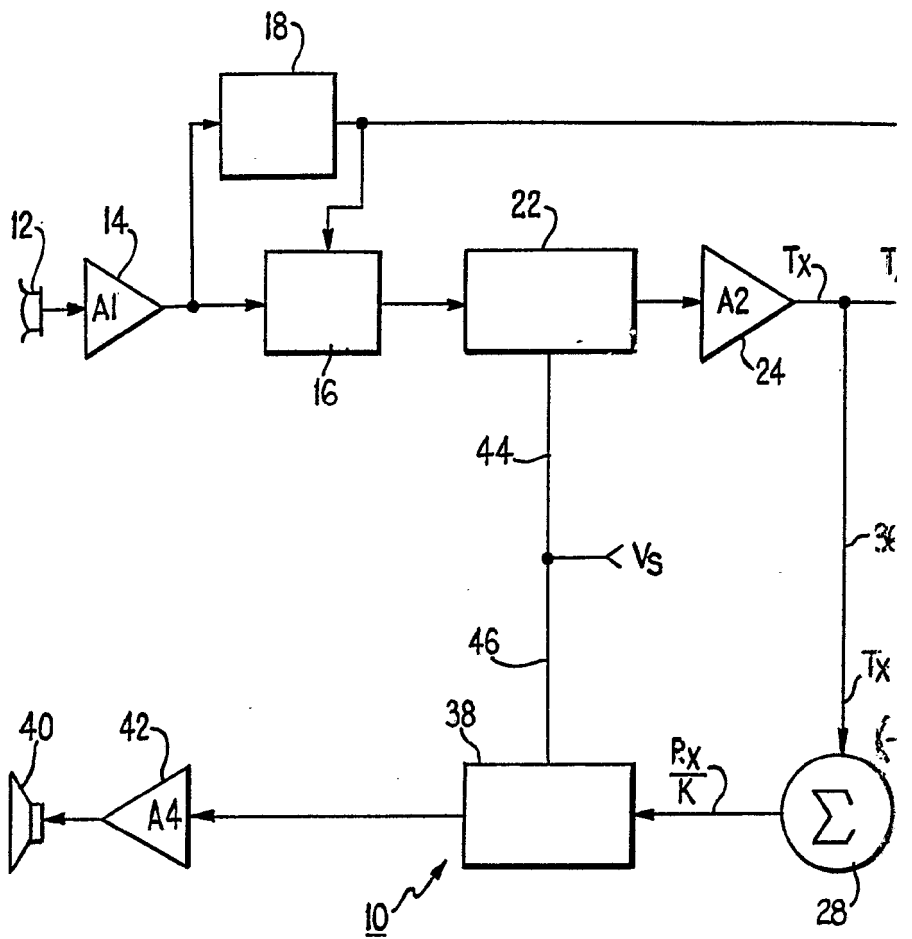
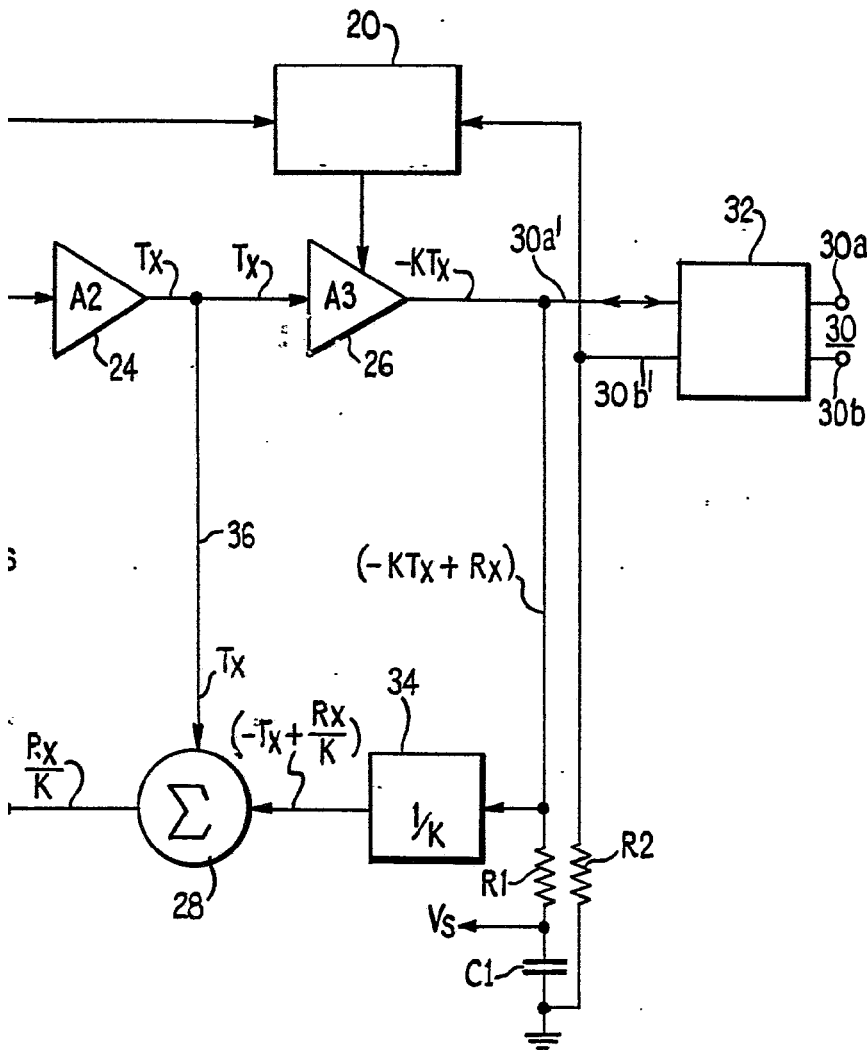


FIG. 1

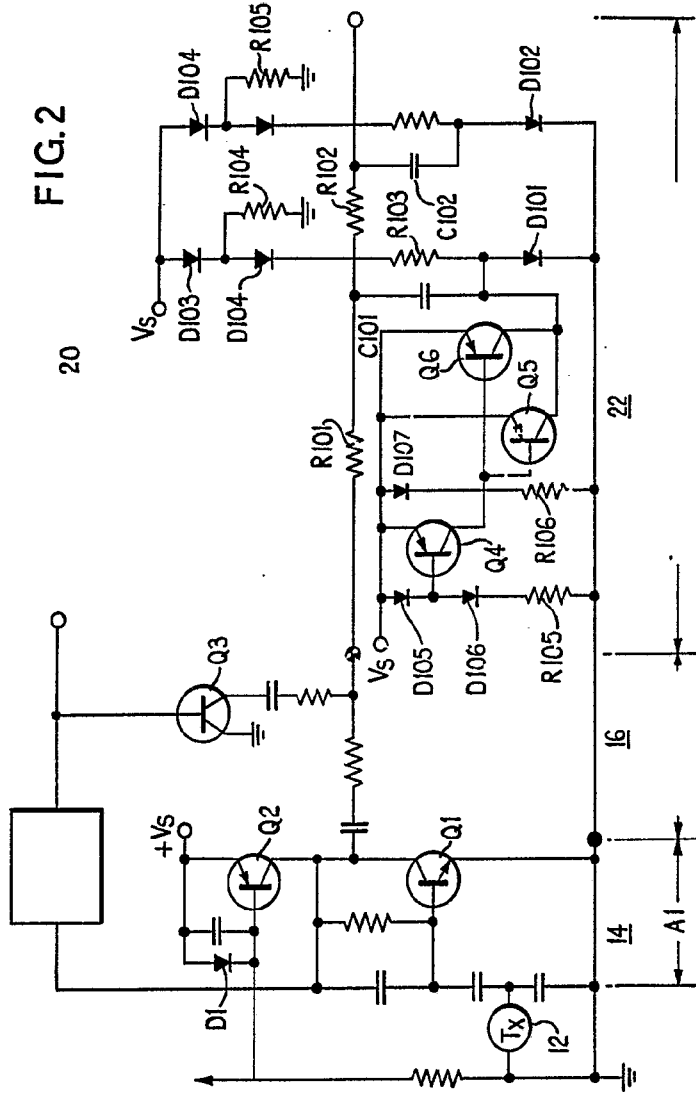




6 Oct. 1976

Eugenio Barroso
EUGENIO BARROSO
Secretary General

FIG. 2



Claw
ELECTRICAL INSTRUMENTS
S.A. General

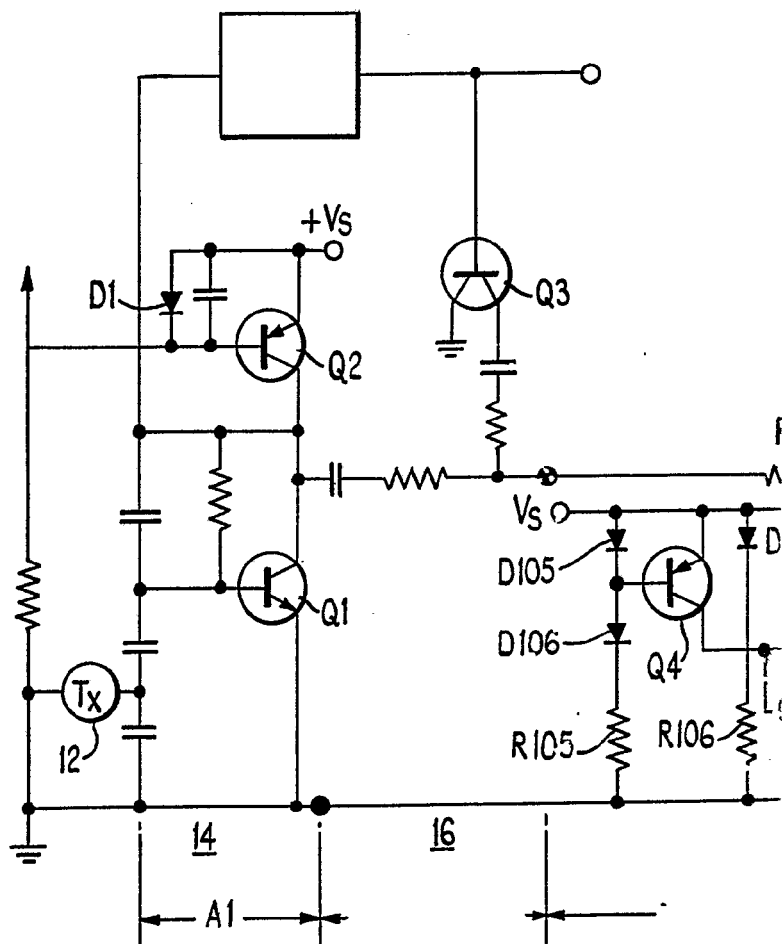
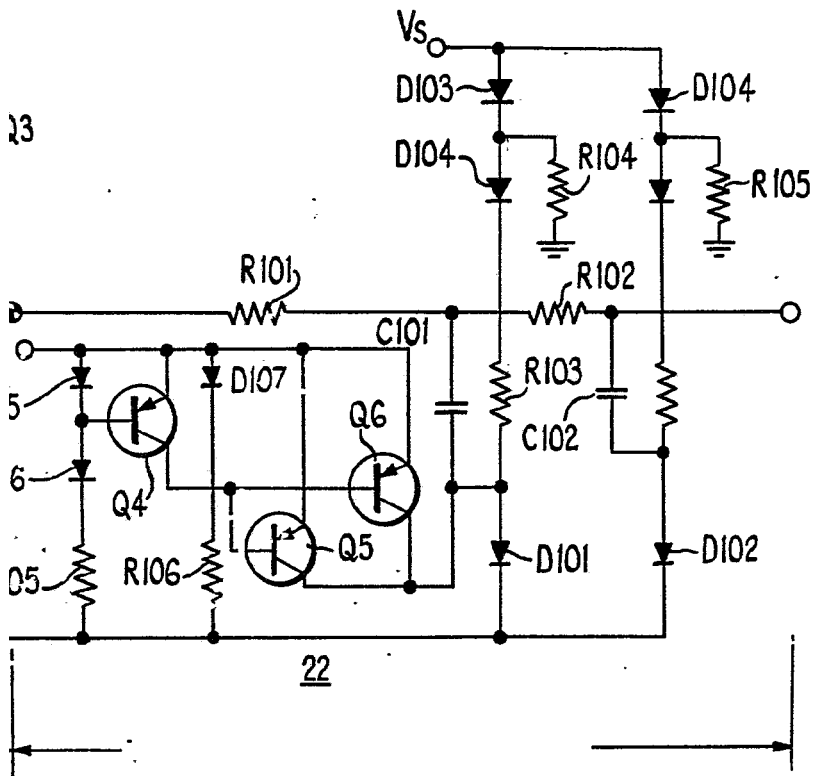


FIG. 2

20

13



7 6 5 4 3 2 1

E. Barros
EUGENIO BARROSO
Secretario General

7/3

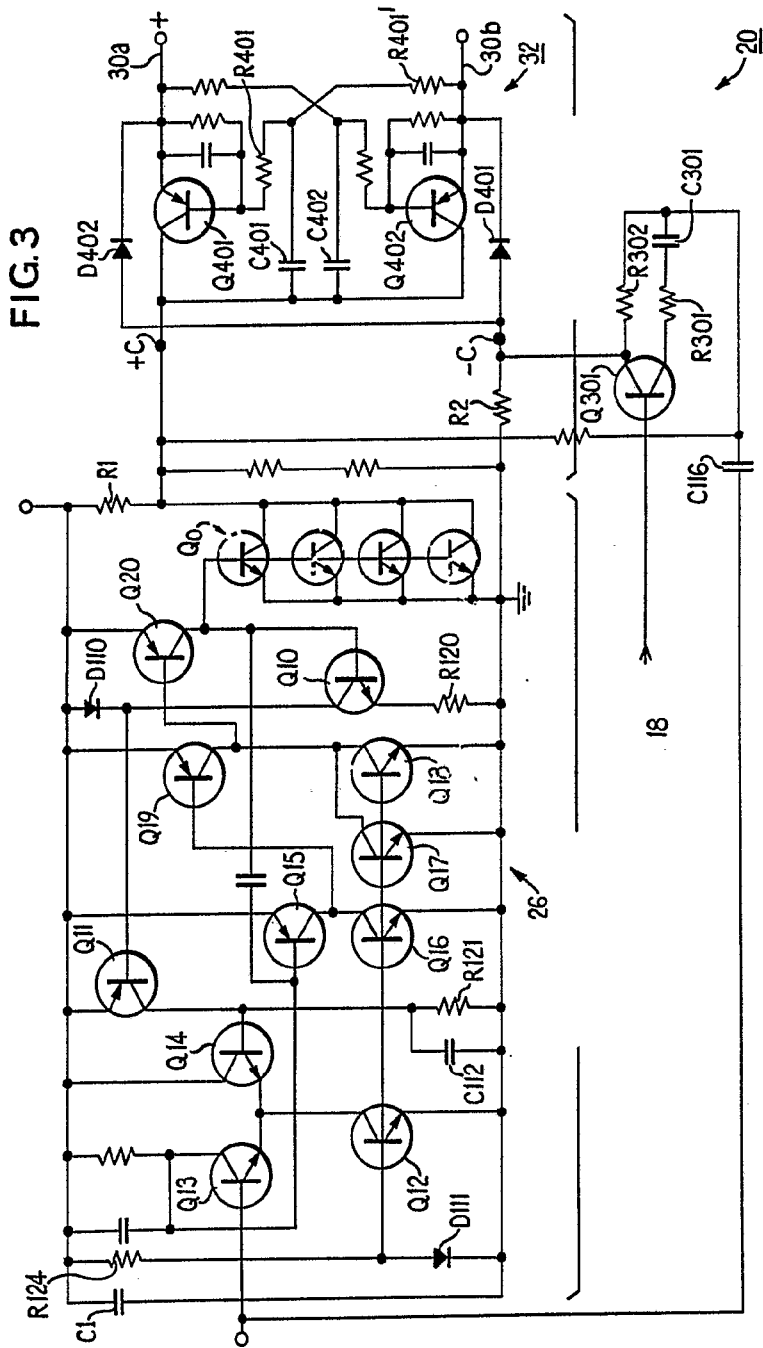


FIG. 3



Alta

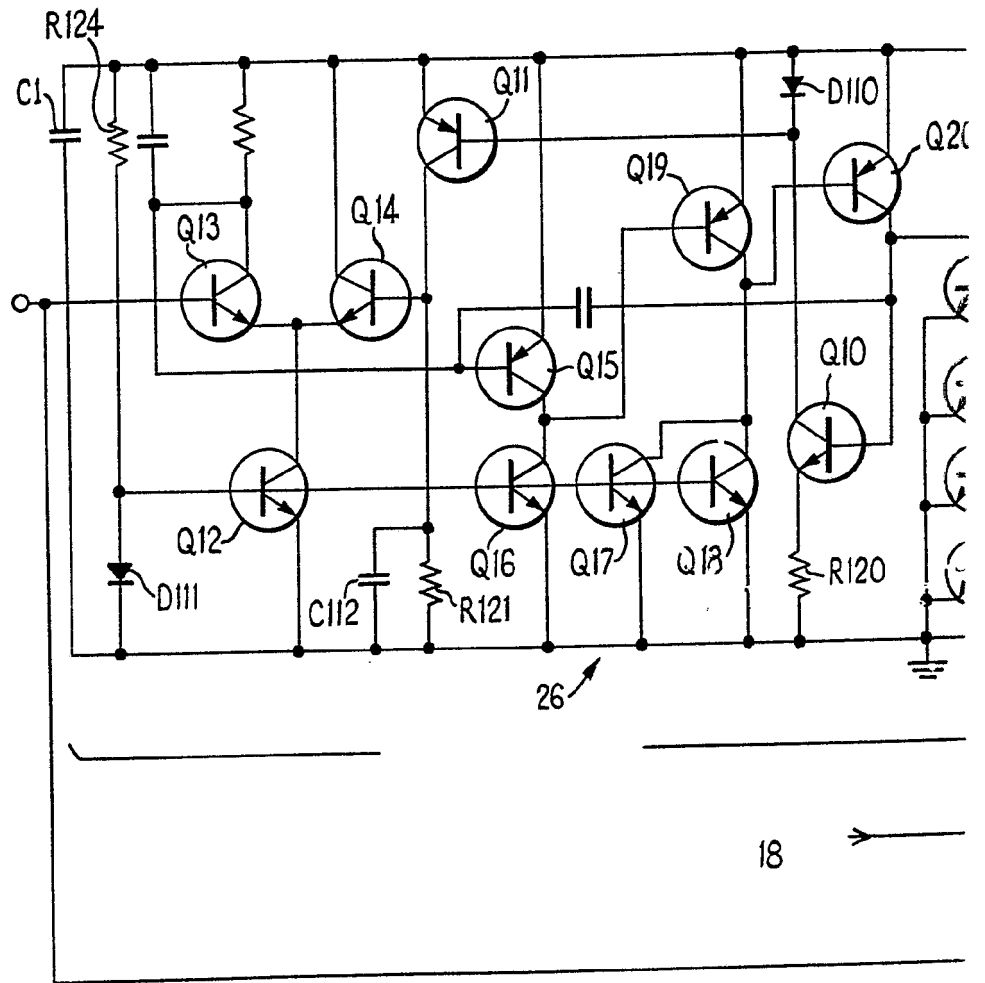
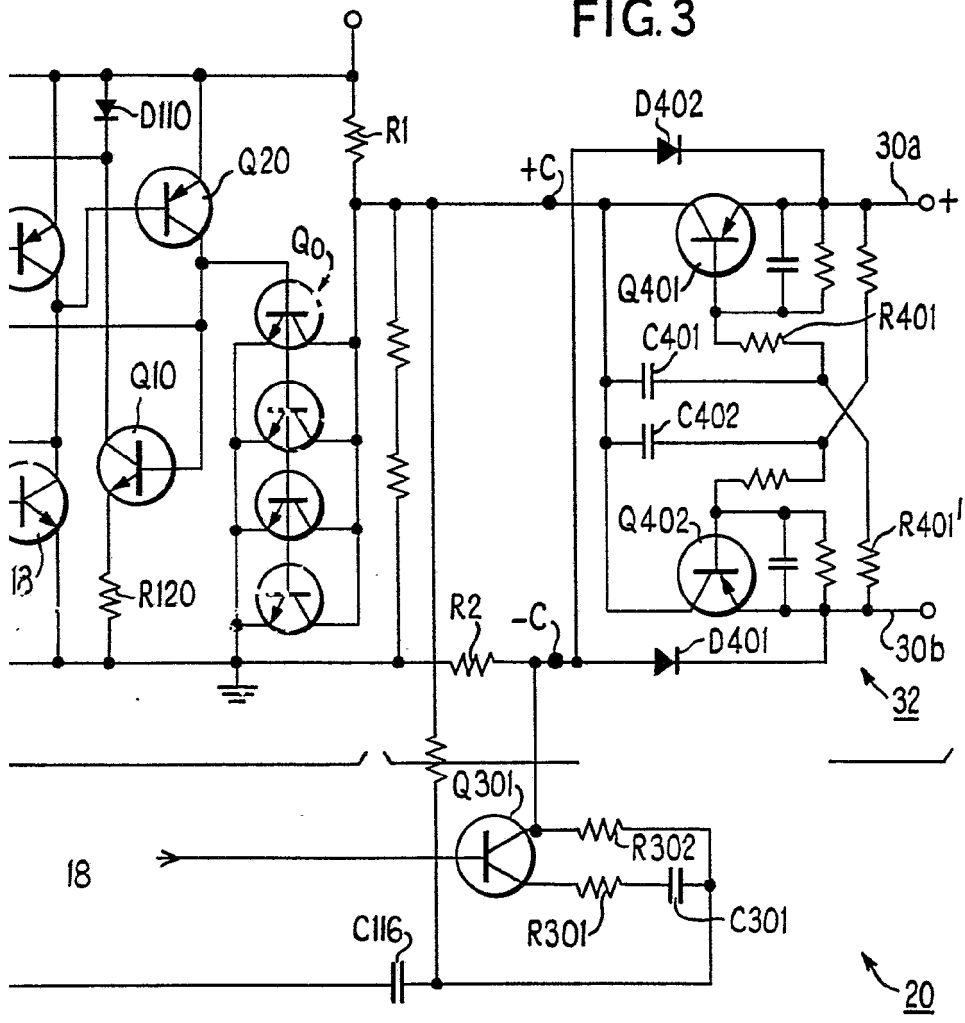


FIG. 3



Handwritten signature

FIG. 4

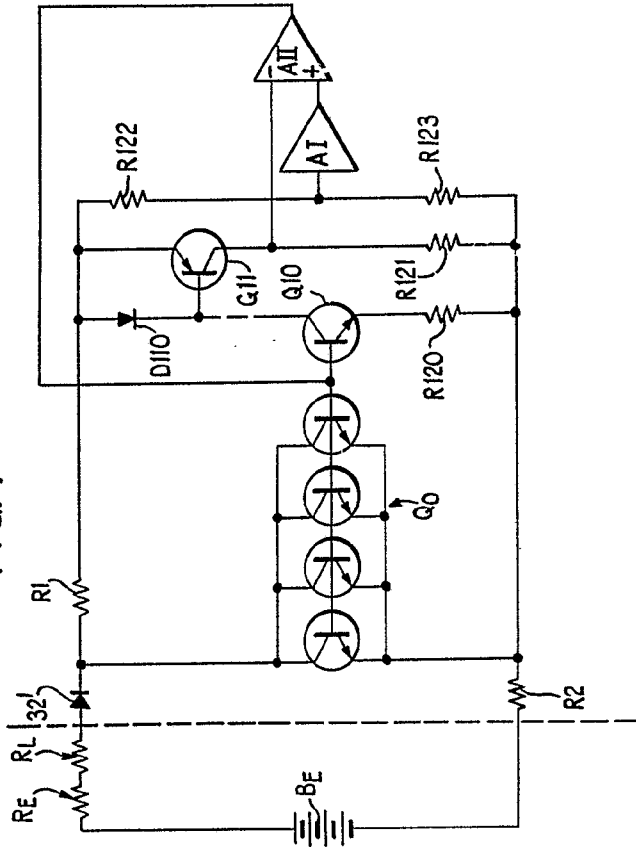
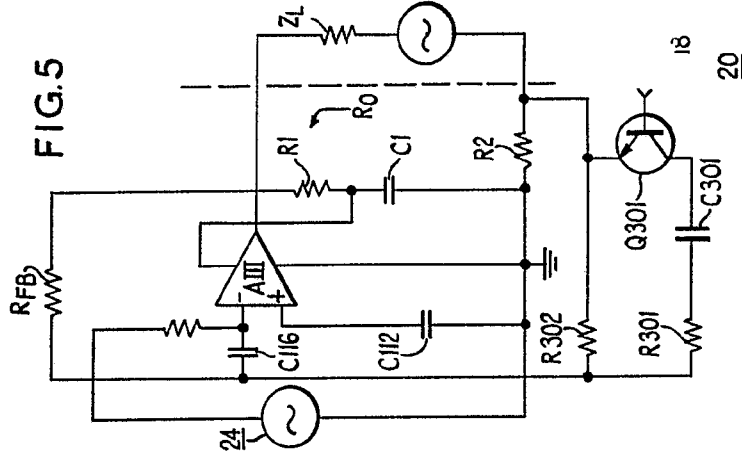
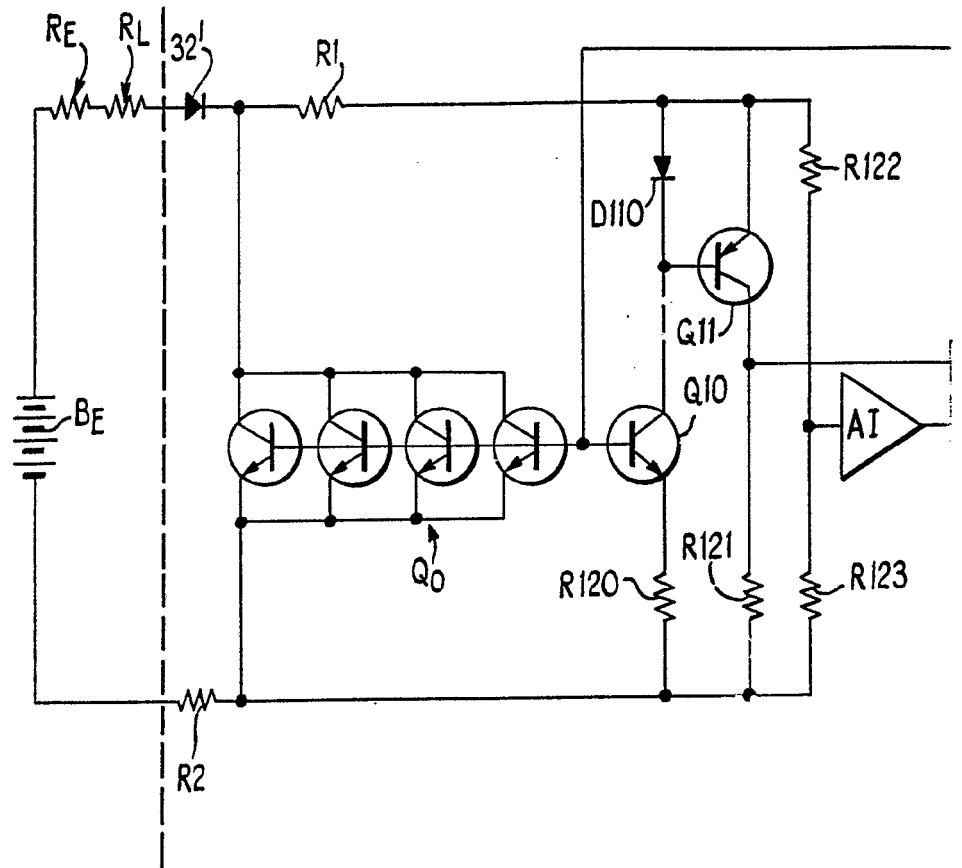


FIG. 5

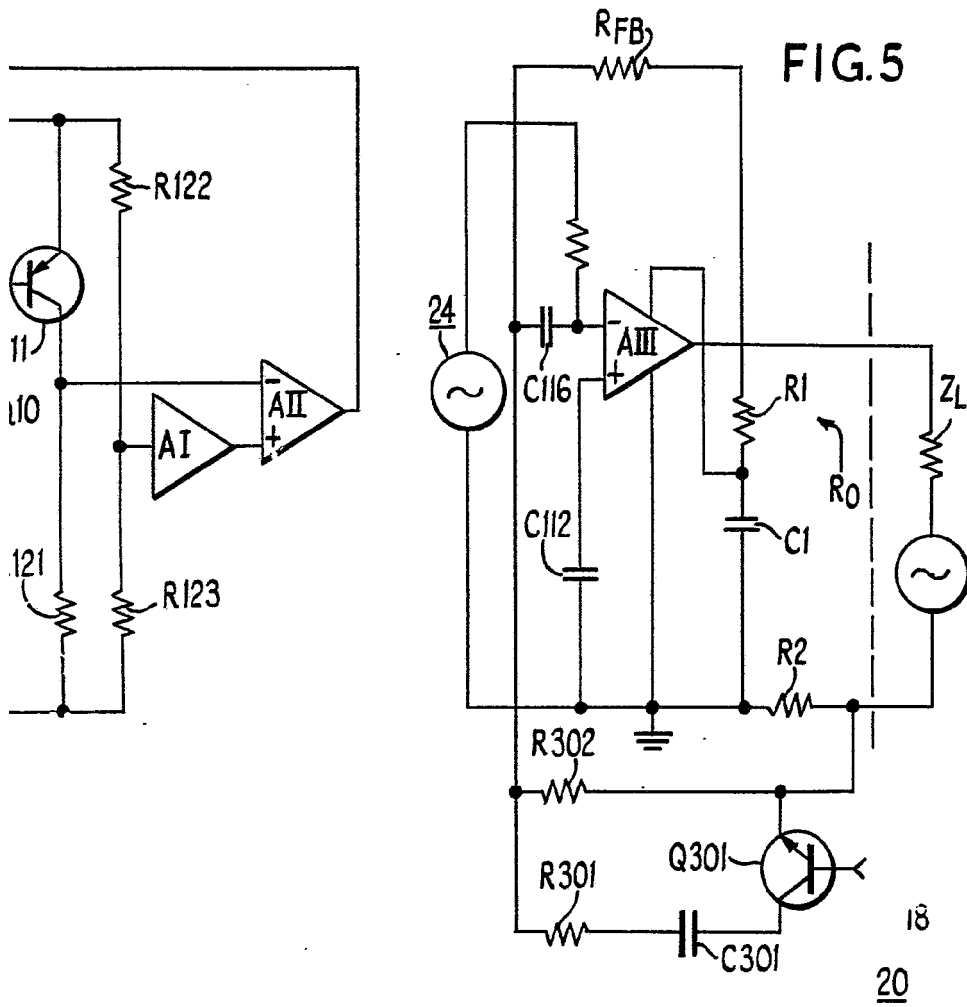


E. Carroso
 EUGENIO CARROSO
 Secretario General

FIG. 4



5/4



Eugenio Barroso
EUGENIO BARROSO
Secretario General

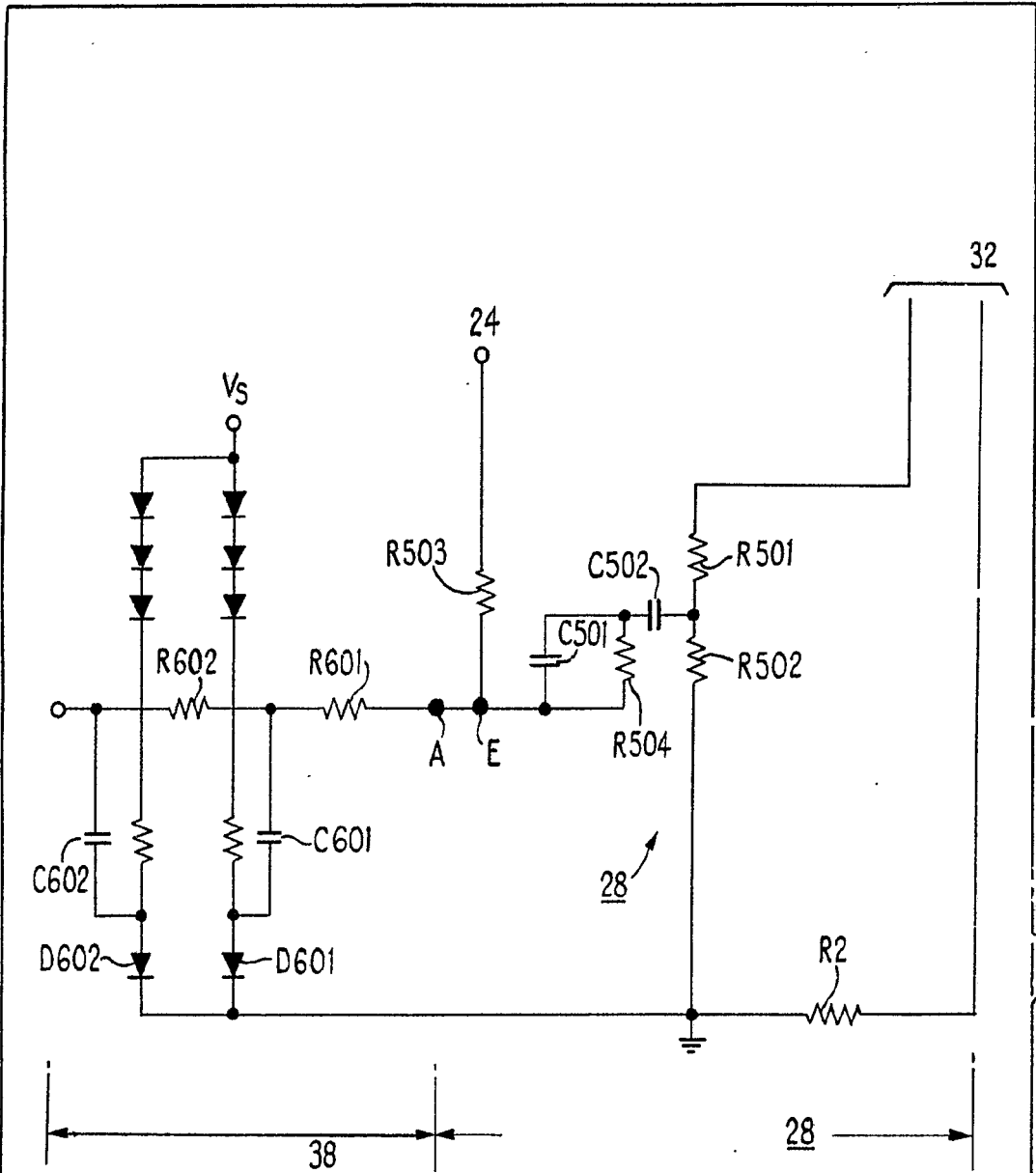
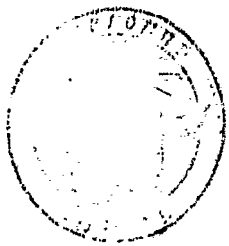


FIG. 6



EUGENIO BARROSO
- Secretario General