

332757

26 OCT. 1900



332757

MEMORIA DESCRIPTIVA

para solicitar

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

en

E S P A Ñ A

por VEINTE años

a nombre de N.V. PHILIPS'GLOEILAMPENFABRIEKEN, entidad holandesa, establecida en Emmasingel 29, Eindhoven, Holanda, por:

"DISPOSICION DE CIRCUITO PARA EL CONTROL AUTOMATICO DE GANANCIA DE UNA SEÑAL ELECTRICA"

=====

5            La invención se refiere a una disposición de circuito para el control automático de ganancia de una señal eléctrica en que esta señal es aplicada a un circuito de entrada desde el cual son derivadas una primera tensión de señal suministrada a un primer camino de transmisión y una segunda tensión de señal que está en oposición de fase con la primera tensión de señal y que es suministrada a un segundo camino de transmisión que incluye un ele-



5       mento de impedancia variable, siendo controlado el elemento de impedancia variable por una magnitud de control que varía con la amplitud de señal y siendo combinadas las dos señales conducidas a través de los caminos de transmisión en una salida común de modo que con amplitudes altas de señal estas dos señales se compensan substancialmente entre sí en la salida común.

10       Para el uso del control automático de ganancia, por ejemplo, en receptores de radio o televisión, es conocido utilizar una así llamada disposición de circuito puente. En esta disposición de circuito, dos tensiones de señal de fases opuestas son derivadas de la señal de entrada y son suministradas a través de dos caminos de transmisión a una etapa amplificadora subsiguiente. Un  
15       camino de transmisión incluye un diodo cuya impedancia es controlada por una magnitud de control, estando incluido un pequeño capacitor en el otro camino de transmisión. Con amplitudes de señal bajas, el diodo es conductor y la transmisión de la señal se efectúa principalmente a  
20       través de este diodo. Con amplitudes de señal crecientes, el diodo es excitado gradualmente cada vez más en la dirección de bloqueo, mientras que con señales de entrada muy altas el diodo bloqueado constituye una impedancia principalmente capacitiva; esta impedancia constituye junto con el capacitor y el otro camino de transmisión un circuito puente que está substancialmente en el  
25       estado de equilibrio de modo que la transmisión de señal es considerablemente atenuada.

30       Una gran ventaja de tales circuitos puente controlables es el rango de control muy amplio, dado que la



atenuación resultante del estado de equilibrio del circuito puente es prácticamente ilimitado.

Otra clase de circuito para el control automático de ganancia consiste en un circuito resonante paralelo que está incluido en el camino de transmisión de la señal y en el cual un así llamado diodo amortiguador está conectado para corriente alterna en disposición paralela; la impedancia de este diodo de amortiguamiento es controlada por la magnitud de control en un sentido tal que con señales bajas la impedancia del diodo es alta, de modo que el circuito resonante tiene una calidad elevada y una gran selectividad y las señales son poco atenuadas. Con una amplitud de señal creciente, la impedancia del diodo disminuye de modo que el circuito es amortiguado y las señales transmitidas son atenuadas. Una ventaja importante de tales disposiciones de circuito de control automático de ganancia que incluyen un diodo amortiguador es que a diferencia del circuito puente antes mencionado la impedancia de entrada de la disposición de circuito disminuye con una señal de aumento. Esto es importante si la disposición de circuito está incluida en el circuito colector de un transistor precedente. El aumento con una corriente alterna de colector de amplitud de señal en aumento de este transistor produce una tensión alterna de colector sobre la impedancia de entrada del circuito de control automático de ganancia que en el caso de una impedancia de entrada constante aumentaría proporcionalmente, lo que rápidamente resultaría en una sobre-excitación del espacio de colector de este transistor. En un circuito de control automático de ganancia que tiene un diodo



amortiguador, la impedancia de entrada de este circuito disminuye con una amplitud de señal en aumento de modo que la tensión alterna en el electrodo de colector del transistor precedente aumenta en forma considerablemente  
5 menos rápida. En estas disposiciones de circuito, por lo tanto, la sobre-excitación del espacio de colector ocurre sólomente con amplitudes de señal considerablemente más altas.

Otra ventaja de los circuitos con control automático de ganancia que tienen un diodo amortiguador es  
10 que con una señal de entrada en aumento la calidad del circuito resonante disminuye de modo que aumenta el ancho de banda pasado. Con la recepción de transmisores muy potentes el ancho de banda del receptor por lo tanto,  
15 es automáticamente aumentado.

El objeto de la invención es proveer una disposición de circuito para el control automático de ganancia que tiene tanto el rango de control amplio de un circuito puente controlable como las ventajas de una disposición  
20 de circuito que tiene un diodo amortiguador, esto es la capacidad de manejar señales altas sin la ocurrencia de distorsiones y el control automático de ancho de banda. La disposición de circuito de acuerdo con la invención se caracteriza porque el primer camino de transmisión  
25 de la señal incluye una impedancia principalmente ohmica y porque la impedancia del elemento de impedancia variable es controlada de modo que disminuye con una amplitud de señal en aumento mientras que la segunda tensión de señal excede a la primera tensión de señal en una magnitud tal que el circuito de entrada es sometido a un amor-  
30 tud tal que el circuito de entrada es sometido a un amor-



tiguamiento que aumenta considerablemente a medida que prosigue el control.

5 Debería mencionarse que ya es conocido en un circuito puente en que tensiones de señal de la misma amplitud son suministradas a los dos caminos de transmisión, disminuir la impedancia del elemento de resistencia variable en el segundo camino de transmisión con una amplitud de señal en aumento. Sin embargo, en esta disposición de circuito el amortiguamiento del circuito de 10 entrada, que aumenta solo ligeramente con el progreso del control, es compensado por un segundo elemento de resistencia variable controlado en sentido opuesto por la magnitud de control a incluido en el primer camino de transmisión de señal.

15 La invención será descripta a continuación más detalladamente con referencia a las figuras mostradas en el dibujo, en que:

La figura 1 muestra un diagrama de circuito básico de un circuito de control automático de ganancia que 20 sirve para explicar la invención;

La figura 2 muestra un diagrama de circuito básico de una disposición de circuito de acuerdo con la invención;

25 La figura 3 muestra otra realización desarrollada de una disposición de circuito de acuerdo con la invención.

La figura 1 muestra un circuito de control automático de ganancia para ser usado en la parte de frecuencia intermedia de un receptor de radio. La disposición de 30 circuito está precedida por un transistor mezclador 1 que



suministra una señal de frecuencia intermedia que puede consistir, por ejemplo, en una onda portadora de 460 kc/s modulada en amplitud por una señal.

5 Un circuito resonante incluido en el circuito  
colector de este transistor mezclador y constituido por  
un capacitor 2 y un inductor 3 está sintonizado a la frecuencia portadora de la señal. La señal es derivada por  
10 medio de un devanado de acoplamiento que consiste en dos partes 4a y 4b a un extremo del cual está conectado un primer camino de transmisión de señal que incluye un resistor 5, mientras que el otro extremo de este devanado de acoplamiento está conectado un segundo camino de transmisión de señal que incluye un diodo 6 y un capacitor de bloqueo 7. Los dos caminos de transmisión de señal están  
15 conectados entre sí en una salida común que está conectada al terminal de entrada de una etapa amplificadora 8 subsiguiente. El otro terminal de entrada de esta etapa amplificadora y la derivación central sobre el devanado de acoplamiento están conectadas a masa.

20 La impedancia del diodo 6 es controlada con la ayuda de una tensión de control  $V_r$  suministrada a este diodo a través de un resistor 9; el capacitor de bloqueo 7 sirve para evitar que la tensión de control fluya a masa a través de la entrada del amplificador 8, o el resistor  
25 5.

En disposiciones de circuito para el control automático de ganancia, la tensión de control  $V_r$  varía con la amplitud de la señal suministrada por la disposición de circuito y puede ser derivada por ejemplo de una manera ya  
30 conocida, de la salida de la etapa amplificadora 8. La



tensión de control es elegida de modo que con amplitudes bajas de señal el diodo es bloqueado, mientras que con una amplitud de señal en aumento este diodo es excitado gradualmente cada vez más en la dirección de paso. Con amplitudes bajas de señal, por lo tanto solamente el primer camino de transmisión que incluye el resistor 5 es permeable a la señal y la señal es transmitida a través de este camino a la entrada de la etapa amplificadora 8. La relación de transformación  $n_p/n_a$  entre el inductor primario 3 y la mitad inferior 4a del devanado de acoplamiento que funciona como devanado secundario es elegida de modo que se efectúa la transmisión de señal óptima sin permitir que la impedancia de entrada de la etapa amplificadora 8 ejerza una influencia excesivamente grande sobre la calidad y la frecuencia de sintonía del circuito resonante 3, 4. En la práctica la relación de transformación  $n_p/n_a$  puede ser elegida, por ejemplo, igual a 30.

Con una amplitud de señal en aumento, la impedancia del diodo 6 es reducida con la ayuda de la tensión de control  $V_r$  de modo que la transmisión de señal se efectúa igualmente a través del segundo camino de transmisión a la entrada del amplificador 8. Sin embargo, esta señal está en oposición de fase con relación a la señal aplicada a través del primer camino de transmisión de modo que a medida que el diodo 6 se vuelve más conductor, es compensada una mayor parte de la señal aplicada a través del primer camino de transmisión por la señal aplicada a través del segundo camino de transmisión, de modo que se logra la atenuación de la señal. La atenuación de señal de la disposición de circuito es muy grande tan pronto



como la resistencia del diodo 6 se ha vuelto substancialmente igual a la del resistor 5 con la ayuda de la tensión de control  $V_r$ ; el circuito puente constituido por las dos mitades del devanado de acoplamiento, el diodo 6 y el resistor 5 está entonces substancialmente en el estado de equilibrio y la amplitud de la señal de salida de la disposición de circuito aplicada al amplificador 8 es solo muy baja con respecto a la de la señal de entrada aplicada al circuito de entrada.

10 Dado que la impedancia del diodo 6 disminuye con una amplitud de señal en aumento, el amortiguamiento del circuito resonante 2,3 aumenta con una amplitud de señal en aumento; esto es importante dado que, como se ha establecido en el exordio, se evita así la distorsión en el transistor 1 precedente, realizándose además un control automático de ancho de banda y el rango de control es adicionalmente ensanchado.

15 El grado de este aumento en amortiguamiento puede ser calculado de la manera siguiente:

20 En el estado no controlado, cuando el diodo 6 está bloqueado, el amortiguamiento ejercido sobre el circuito primario por el circuito secundario es despreciable con respecto a la resistencia ~~de~~ resonancia del circuito primario mismo, que en la práctica puede ser de 10 KOhm.

25 En el estado completamente controlado, la resistencia  $R_6$  del diodo 6 es igual a la resistencia  $R_5$ . Por ejemplo, la resistencia  $R_5$  puede ser 100 ohms de modo que en el estado controlado una resistencia  $R_5 + R_6 = 2 R_5 = 200$  ohms es conectada sobre el devanado de acoplamiento.

30 Si, como se ha supuesto antes, la relación de transforma-



ción entre el devanado primario 3 y una mitad del devanado de acoplamiento es igual a 30, la relación de transformación entre el devanado primario y todo el devanado de acoplamiento es igual a 15 de modo que la resistencia de amortiguamiento transformada a través de este transformador para el lado primario es  $(15)^2 \cdot 200 \text{ Ohms} = 45 \text{ kOhm}$ .

De este ejemplo numérico se sigue que en la disposición de circuito de la figura 1, apenas existe un aumento de amortiguamiento con el progreso del control. En el estado no controlado la resistencia de resonancia del circuito 2,3 es igual a 10 kOhm y en el estado completamente controlado, una resistencia de amortiguamiento adicional de 45 kOhm está conectada en paralelo con la misma de modo que la resistencia de resonancia total ha disminuído solamente a aproximadamente 8,2 kOhm.

A fin de obtener una mejora en esta relación, de acuerdo con la invención, la parte (4b) del devanado de acoplamiento a la que está conectado el segundo camino de transmisión de señal es muy agrandado con respecto a la parte (4a) a la que está conectado el primer camino de transmisión de señal. El devanado de acoplamiento es vuelto así muy asimétrico de modo que es suministrada una tensión de señal mucho mayor al segundo camino de transmisión (el diodo 6) que al primer camino de transmisión (el resistor 5). Esto está ilustrado en la figura 2.

La relación entre los números de espiras  $n_p$ ,  $n_b$  y  $n_a$  del devanado primario 3, y las partes 4b y 4a del devanado secundario respectivamente, puede ser, por ejemplo, 30 : 8 : 1. Debería mencionarse que con amplitudes de señal bajas, cuando el diodo 6 está bloquead, solamente



la parte 4a del devanado de acoplamiento es operativa para la transmisión de señal y esta señal es transmitida con la misma relación de transformación  $n_p : n_1 = 30 : 1$  como en la disposición de circuito de la figura 1, relación que es

5 óptima para las amplitudes de señal bajas. El agrandamiento de la parte de devanado 4b por lo tanto no afecta adversamente de ninguna manera las propiedades de la disposición de circuito para transmitir señales bajas.

El estado final del control es alcanzado cuando

10 la señal aplicada a través del resistor 5 es compensado de manera substancialmente completa por la señal aplicada en oposición de fase a través del diodo 6. Dado que la tensión de señal suministrada al diodo 6 es considerablemente más alta ( $n_b/n_a$  veces) que la tensión de señal suministrada al resistor 5. Esta condición es alcanzada

15 ya cuando la resistencia  $R_6$  del diodo es substancialmente igual a  $\frac{n_b}{n_a} R_5$ . En primer lugar se obtiene entonces la ventaja que el control del diodo 6 requiere una cantidad considerablemente menor de energía de control

20 que en la disposición de circuito de la figura 1, dado que el diodo necesita ser controlado mucho menos lejos en la dirección de paso, consistiendo la segunda ventaja en que el resistor 5 puede ser elegido menor (por ejemplo 33 Ohm en lugar de 100 Ohm), lo que resulta, como se probará más

25 adelante, en que el amortiguamiento del circuito de entrada en aumento aumenta con el restante control.

Este amortiguamiento puede ser determinado de la manera siguiente:

La combinación serie del diodo 6 y el resistor

30 5 es conectada sobre todo el devanado de acoplamiento;



1966

dado que en el estado controlado la resistencia del diodo  
 es  $\frac{n_b}{n_a} R_5$ . la resistencia total sobre el devando de

acoplamiento es:

$$5 \quad \left(1 + \frac{n_b}{n_a}\right) R_5 = \left(\frac{n_a + n_b}{n_a}\right) R_5$$

La relación de transformación entre el devanado  
 primario 3 y todo el devanado de acoplamiento es igual a  
 $n_p/n_a + n_b$  y la resistencia de amortiguamiento transfor-  
 mada para el lado primario por lo tanto es igual a

$$10 \quad \frac{\left(\frac{n_p}{n_a + n_b}\right)^2}{\frac{n_a + n_b}{n_a}} R_5 = \frac{n_p^2}{n_a(n_a + n_b)}$$

$$R_5 = \frac{(n_p)^2}{n_a} \frac{1}{1 + n_b/n_a} R_5$$



De esta fórmula resultará evidente que el alargamiento de la parte 4b del devanado de acoplamiento resulta en un aumento considerable en el amortiguamiento del circuito primario. Esto se debe directamente al aumento del número de espiras  $n_b$  de la parte 4b e indirectamente a la posibilidad de reducir la resistencia  $R_5$ .

Como se mostró precedentemente, en la disposición de circuito de la figura 1 en que  $n_p : n_b : n_a = 30 : 1 : 1$  y  $R_5 = 100 \text{ Ohm}$ , en el estado controlado la resistencia de amortiguamiento transformada es igual a 45 kOhm. En la disposición de circuito de la figura 2 en que  $n_p : n_b : n_a = 39 : 3 : 1$  y  $R_5 = 33 \text{ Ohm}$ , en el estado controlado la resistencia de amortiguamiento transformada es 3300 Ohm.

Las dos tensiones de señal suministradas a los dos caminos de transmisión pueden ser derivadas del circuito de entrada de diferentes maneras. En lugar de un devanado de acoplamiento que consiste de dos partes como se muestra en la figura 2, pueden ser usados dos devanados de acoplamiento separados no conectados entre sí para corriente continua, siendo el segundo camino de transmisión considerablemente más grande que el primer camino de transmisión.

Como alternativa, el inductor 3 o la capacitancia 2 del circuito resonante pueden ser subdivididos en una pluralidad de secciones inductivas o capacitivas a las cuales están conectados los dos caminos de transmisión de modo que las dos tensiones de señal están en oposición de fase entre sí con respecto a masa y la tensión de señal suministrada al segundo camino de transmisión es substancialmente más alta que la tensión de señal suministrada al primer camino de transmisión. Debería mencionarse además que el



circuito de entrada puede ser de un tipo aperiódico en lugar de estar constituido por un circuito resonante. Se obtiene una considerable simplificación en la disposición de circuito si el devanado de acoplamiento al que está conectado el segundo camino de transmisión está combinado con al menos una parte de la inductancia primaria; el primer camino de transmisión está conectado a un devanado de acoplamiento separado. Otra realización desarrollada del mismo es mostrada en la figura 3. Elementos de circuito correspondientes a los de la figura 2 están indicados por los mismos números de referencia.

En la disposición de circuito de la figura 3, el circuito emisor del transistor 1 incluye un resistor 10 conectado a una tensión continua positiva y desacoplada para la frecuencia de señal por medio de un capacitor 11. Este resistor es usado para el suministro de corriente continua del transistor 1. El circuito colector de este transistor incluye en serie con el circuito resonante 2, 3 un resistor 13 desacoplado por medio de un capacitor 12. El fin para el que se usa este resistor se establecerá más adelante. Con la ayuda del devanado de acoplamiento 4a, es derivada la tensión de señal para el primer camino de transmisión que incluye el resistor 5. La parte inferior de este devanado de acoplamiento está a potencial de masa para las frecuencias de señal con la ayuda de un capacitor 14. La tensión de señal para el segundo camino de transmisión que incluye el diodo 6 y el capacitor de acoplamiento 7 es derivada del inductor 3 con la ayuda de una derivación 15 sobre este inductor de modo que la parte del inductor entre la derivación 15 y el terminal a masa por medio



del capacitor 12, funciona como un devanado de acoplamiento para el segundo camino de transmisión de señal. Así, se economiza un devanado de acoplamiento adicional para el segundo camino de transmisión (a saber, el devanado 4b en la figura 2).

Los dos caminos de transmisión de señal, a saber el primer camino de transmisión de señal que incluye el resistor 5 y el segundo camino de transmisión de señal que incluye el diodo 6 y el capacitor de acoplamiento 7, están ambos conectados al electrodo de base de un transistor amplificador 16. El devanado 4a es arrollado de modo que la tensión de señal suministrada al resistor 5 están en oposición de fase con respecto a la tensión de señal en la derivación 15. El circuito emisor del transistor 16 incluye un resistor emisor 17 que está conectado a una tensión continua positiva y que es desacoplado por un capacitor 18. El circuito colector del transistor 16 incluye un circuito resonante 19 sintonizado a las frecuencias de señal con la ayuda del cual la señal es desacoplada (de una manera no mostrada) y un resistor 21 conectado en serie con el mismo y desacoplado por un capacitor 20. La parte superior de este resistor es conectada a través del resistor 9 a la unión del diodo 6 y el capacitor de acoplamiento 7.

Una tensión de control automático de ganancia es suministrada a través de un conductor 22 a la parte inferior del devanado de acoplamiento 4a, tensión que puede ser derivada, por ejemplo, por rectificación de la señal de salida del transistor 16. El control automático de ganancia se efectúa de la manera siguiente:



En el caso de recepción de señales bajas, es suministrada una tensión de control tal a través del conductor 22, el devanado de acoplamiento 4a y el resistor 5, al electrodo de base del transistor 16 que una corriente continua emisor-colector comparativamente alta fluye a través de este transistor de modo que este transistor es ajustado para amplificación máxima. La alta corriente continua de colector del transistor 16 fluye también a través del circuito 19 y el resistor 21 de modo que es producida una tensión positiva alta sobre este resistor que es suministrada a través del resistor 9 al catodo del diodo 6.

Una corriente continua que es independiente del control automático de ganancia circula igualmente a través del circuito emisor-colector del transistor 1, el inductor 3 y el resistor 13. Esta corriente continua produce sobre el resistor 13 una tensión continua positiva que es suministrada a través del inductor 3 al ánodo del diodo 6. La disposición de circuito es dimensionada de modo que con amplitudes bajas de señal la tensión continua positiva sobre el resistor 21 es más alta que aquella sobre el resistor 13 de modo que el diodo 6 es bloqueado y la transmisión de señal se efectúa de manera substancialmente exclusiva a través del primer camino de transmisión de señal.

Con una amplitud de señal en aumento, el transistor 16 es controlado en la dirección inversa de manera conocida por la tensión de control suministrada a través del conductor 22 de modo que la amplificación de este transistor disminuye, disminuyendo también la tensión continua sobre el resistor 21. De acuerdo a como disminuye esta tensión



continúa por debajo del valor de la tensión continua pro-  
ducto sobre el resistor 13, el diodo 6és excitado gradual-  
mente cada vez más en la dirección de paso de modo que el  
circuito puente constituido por los elementos 3, 4a, 5, 6  
5 y 7 alcanza el estado de equilibrio, Así se alcanza una  
considerable reducción de la amplificación mientras que  
además el circuito resonante 2, 3, es substancialmente  
amortiguado.

Esta solicitud que corresponde a la presentada  
10 en Holanda el 28 de Octubre de 1.965, bajo el número  
65-13948, se acoge a los beneficios del Artículo 51 del  
vigente Estatuto sobre Propiedad Industrial.

N O T A  
=====

15 Los puntos de invención propia y nueva que se  
presentan para que sean objeto de esta solicitud de Pa-  
tente de Invención en España por VEINTE años, son los  
siguientes:

1.- Disposición de circuito para el control  
automático de ganancia de una señal eléctrica en que esta  
20 señal es aplicada a un circuito de entrada desde el cual  
son derivadas una primera tensión de señal suministrada  
a un primer camino de transmisión y una segunda tensión



de señal que están en oposición de fase a la primera tensión de señal y que es suministrada a un segundo camino de transmisión que incluye un elemento de impedancia variable, siendo controlado el elemento de impedancia variable por  
5 una magnitud de control que varía con la amplitud de señal y siendo combinadas las dos señales conducidas a través de los caminos de transmisión en una salida común de modo que con amplitudes de señal altas estas dos señales se compensan entre sí de manera substancialmente completa en la salida común caracterizada porque el primer camino de transmisión de señal incluye una impedancia principalmente  
10 ohmica y que la impedancia del elemento de impedancia variable es controlada de modo que disminuye con una amplitud de señal en aumento, excediendo la segunda tensión de señal a la primera tensión de señal en una magnitud tal que  
15 sobre el circuito de entrada es ejercido un amortiguamiento que aumenta considerablemente con el progreso del control.

2.- Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizada porque la segunda tensión de señal es al menos dos veces y preferiblemente cinco veces mayor que la primera tensión de señal.  
20

3.- Disposición de circuito de acuerdo con las reivindicaciones 1 ó 2, en que el circuito de entrada tiene un circuito resonante sintonizado a las frecuencias de señal que está provisto con dos devanados de acoplamiento magnéticamente acoplados con el inductor y el circuito resonante caracterizada porque el devanado de acoplamiento para la segunda tensión de señal tiene un número de  
25 espiras considerablemente mayor que el devanado de acoplamiento para la primera tensión de señal.  
30

miento para la primera tensión de señal.



4.- Disposición de circuito de acuerdo con las reivindicaciones 1 ó 2, en que el circuito de entrada incluye un circuito resonante sintonizado a las frecuencias de señal caracterizada porque uno de los ramales del circuito resonante está subdividido en una pluralidad de secciones capacitivas o inductivas conectadas en serie y que los dos caminos de transmisión de señal están conectados a este ramal de modo que el segundo camino de transmisión está conectado a una sección de impedancia mayor que el primer camino de transmisión.

5.- Disposición de circuito de acuerdo con las reivindicaciones 1 ó 2, en que el circuito de entrada incluye un circuito resonante sintonizado a las frecuencias de señal, siendo derivada la primera tensión de señal desde un devanado de acoplamiento magnéticamente acoplado con el inductor del circuito resonante caracterizada porque la segunda tensión de señal es derivada desde una derivación sobre el inductor del circuito resonante, derivación que está dispuesta de modo que el segundo camino de transmisión está conectado a un número de espiras del inductor que es mayor que el número de espiras del devanado de acoplamiento.

6.- Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 5, caracterizada porque una tensión continua es suministrada al elemento de impedancia variable a través de dicho inductor.

7.- Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 6, en que el circuito resonante está incluido en el circuito de colector de un transistor, caracterizado porque dicha tensión continua es producida por medio de un



resistor incluido en el circuito de colector de este transistor.

5 8.- Disposición de circuito de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, caracterizada porque la salida común de los dos caminos de transmisión está conectada al electrodo de base de un transistor subsiguiente y que la impedancia principalmente ohmica incluida en el primer camino de transmisión es menor que 100 Ohms.

10 9.- Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 8, caracterizada porque el factor de amplificación del transistor a cuyo electrodo de base están conectados los dos caminos de transmisión es controlado por medio de una tensión de control que debe ser suministrada a través del primer camino de transmisión al electrodo de base de este transistor.

15 10.- Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 9, caracterizada porque el circuito de salida del transistor a cuyo electrodo de base están conectados los dos caminos de transmisión incluye un resistor desde el cual es derivada la magnitud de control para el elemento de impedancia variable incluido en el segundo camino de transmisión.

20 11.- Disposición de circuito para el control automático de ganancia de una señal eléctrica.

25 Tal y como se ha descrito en la Memoria que antecede y para los fines que se han especificado.



Esta Memoria consta de veinte hojas escritas a máquina por una sola cara.

Madrid, 26 OCT. 1966

P. A.

Alberto de Ezabura  
Ministro de Asuntos Exteriores

332757

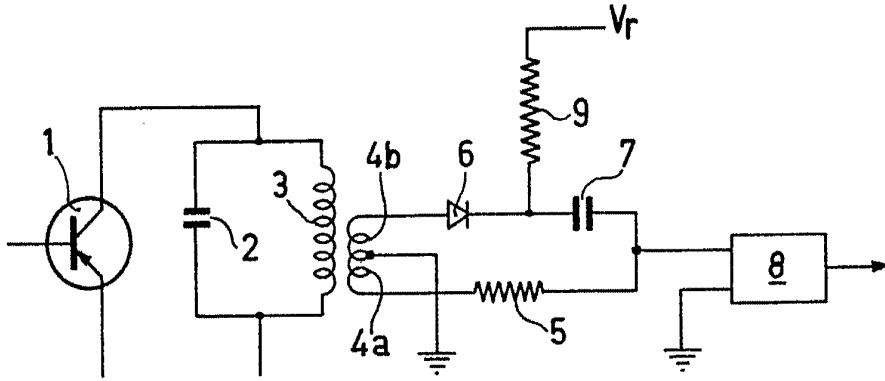


FIG. 1

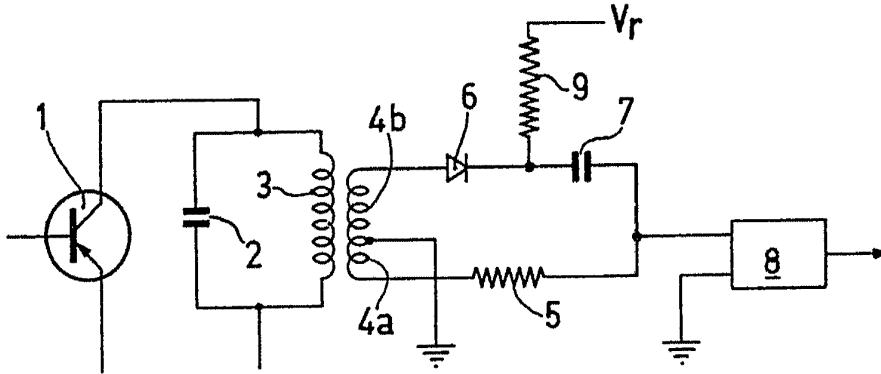


FIG. 2

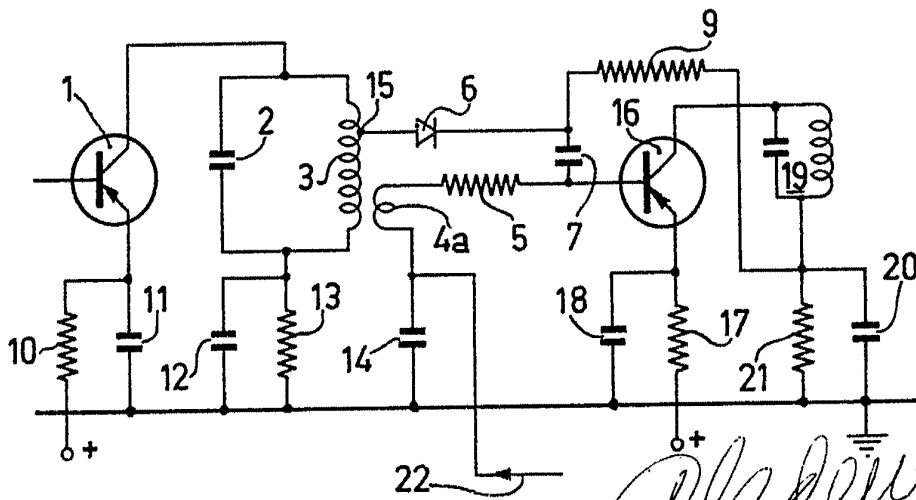


FIG. 3

*Bladimir*