

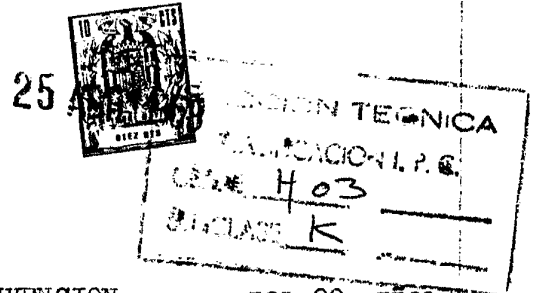
364479

P.- 41.012

PHN 3113

25 ABR 1969

**Memoria descriptiva**



para solicitar PATENTE DE INVENCION por 20 años

a nombre de N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN

entidad / ~~de nacionalidad~~ holandesa

con domicilio en Emmasingel 29, Eindhoven, Holanda

por: "UNA DISPOSICION DE CIRCUITO PARA RECIBIR SEÑALES ELECTRICAS" (Clase Internacional H03k)



Este invento se refiere a una disposición de circuito para recibir señales eléctricas que está provista de terminales de entrada para la conexión de una línea de entrada de aplicación de las señales, cuyos terminales de entrada están conectados a través de un circuito de acoplamiento a un circuito resonante en paralelo que puede ser sintonizado a las frecuencias de la señal y que incluye uno o más elementos de disipación de la energía de la señal, estando dicho circuito resonante en paralelo conectado a través de un circuito de transformación de inversión de impedancia a la entrada de un transistor dispuesto en configuración de base común, teniendo tales proporciones el circuito de acoplamiento entre los terminales de entrada y el circuito resonante, el circuito de transformación de inversión entre el circuito resonante y la entrada del transistor y los elementos que disipan la energía de la señal, que se obtiene una adaptación de energía sustancialmente óptima en los terminales de entrada y una compensación de ruidos sustancialmente óptima en la entrada del transistor.

Tal disposición de circuito es conocida de la Solicitud de Patente Holandesa núm. 6.517.121. Esta disposición de circuito conocida tiene gran número de propiedades ventajosas. Puesto que la línea de alimentación conectada al terminal de entrada está adaptada a la alimentación de energía de una manera sustancialmente sólida, la energía de la señal aplicada se utiliza de una manera sustancialmente óptima y se evita que se produzcan en la línea de alimentación reflexiones



de la señal que perturban. Se obtiene una disposición de circuito que tiene una relación de señal a ruido muy satisfactoria, debido a la adaptación o compensación sustancialmente óptima del transistor para ruidos. Como se describe además en la antes citada solicitud de Patente, la llamada capacidad de manipulación de señal de la disposición de circuito es ventajosa, y la disposición de circuito es ventajosa y tiene una selectividad satisfactoria,

Un objeto del invento es proporcionar una disposición de circuito que, a la vez que conserva las citadas propiedades ventajosas, es adecuada para sintonización por medio de un diodo de capacidad variable y en que la anchura de la banda de paso de la disposición de circuito es sustancialmente constante en todo el margen de sintonización, y para este fin la disposición de circuito de acuerdo con el invento se caracteriza porque el circuito resonante puede ser sintonizado capacitivamente por medio de al menos un diodo de capacidad variable, porque tanto el circuito de acoplamiento entre los terminales de entrada y el circuito resonante, como el circuito de transformación de inversión entre el circuito resonante y la entrada del transistor, están formados principalmente, de manera conocida, por una inductancia en serie, y porque las pérdidas de señal producidas por los citados elementos que disipan la energía de la señal están constituidas total o parcialmente por las pérdidas naturales del diodo de capacidad variable.

Con objeto de obtener una anchura de banda

25



5 constante en todo el margen de sintonización en un circuito resonante sintonizado capacitivamente, la conductancia total que existe en paralelo a través del circuito debe ser inversamente proporcional al cuadrado de la frecuencia de sintonización. En la disposición de  
10 circuito de acuerdo con el invento se hace uso del hecho conocido de que las inductancias en serie, incorporadas entre los terminales de entrada y el circuito resonante y la entrada al transistor, aumentan la resistencia de la línea de alimentación y la resistencia de entrada del transistor, respectivamente, para conductancias que son activas a través del circuito, y que son inversamente proporcionales al cuadrado de la frecuencia. Además, se hace uso del hecho de que también las  
15 pérdidas naturales del diodo de capacidad variable producen una conductancia de sustitución activa a través del circuito resonante que es inversamente proporcional al cuadrado de la frecuencia. La conductancia total a través del circuito resonante tiene por tanto la dependencia correcta de la frecuencia que se requiere para una anchura de banda constante en todo el margen de sintonización; dado que además las relaciones entre esas tres conductancias son independientes de la frecuencia de sintonización, cuyas relaciones determinan la adaptación de energía en los terminales de entrada y la adaptación de ruidos de entrada al transistor, se mantienen en todo ese margen de sintonización la adaptación óptima de energía en los terminales de entrada y la adaptación óptima de ruido en la entrada al transistor.

30 A fin de que el invento pueda ser fácilmente



te llevado a la práctica, se describirán a continuación con detalle algunas realizaciones del mismo, a modo de ejemplos, con referencia a los dibujos esquemáticos que se acompañan, en los cuales:

5           La Figura 1 ilustra el diagrama de circuito de principio de una disposición de circuito de acuerdo con el invento;

10           la Figura 2 ilustra un diagrama de sustitución para explicar el funcionamiento de la disposición de circuito de la Figura 1;

          La Figura 3 ilustra otra realización perfeccionada de una disposición de circuito de acuerdo con el invento; y

15           la Figura 4 ilustra una parte de otra realización perfeccionada de una disposición de circuito de acuerdo con el invento.

          En la disposición de circuito principal de la Figura 1, una línea de alimentación asimétrica 1, por ejemplo, un cable coaxial de alimentación, está conectada a los terminales de entrada 2 y 3 de la disposición de circuito. El terminal de entrada 3 está conectado a masa. Al uso de una línea de alimentación, por ejemplo, de las llamadas de "conductores gemelos", situada simétricamente con relación a masa, debe incorporarse un transformador de acoplamiento equilibrador (simétrico-asimétrico(balun)) entre la línea de alimentación y los terminales de entrada, por medio de cuyo transformador puede ser conectada la línea de alimentación simétrica a los terminales de entrada situados asimétricamente con relación a masa.

20  
25  
30



Las señales de la línea de alimentación son aplicadas a través de una inductancia en serie  $L_a$  a un circuito resonante en paralelo que puede ser sintonizado. Este circuito consiste principalmente en una inductancia  $L_p$  y un diodo de capacidad variable  $C_v$ . A través de una línea 4 se aplica al cátodo del diodo de capacidad variable una tensión de corriente continua mediante la cual puede variarse la capacitancia  $C_v$  del diodo de capacidad variable y, por consiguiente, la sintonización del circuito resonante. Un condensador  $C_o$  de alto valor que está conectado en serie con el diodo de capacidad variable, sirve para evitar que la tensión de corriente continua aplicada a través de la línea 4 pase a masa. Las pérdidas resistivas producidas por el diodo de capacidad variable están indicadas en la disposición de circuito de principio de la Figura 1 por una resistencia  $R_s$  operativa en serie con el diodo de capacidad variable.

Además, el circuito resonante está conectado a través de una inductancia en serie  $L_i$  a la entrada de un transistor T dispuesto en configuración de base común. Los elementos de circuito sirven para la alimentación de corriente continua del transistor T y se han omitido en el diagrama de circuito de principio de la Figura 1, para mayor simplicidad.

La entrada del transistor T tiene una conductancia  $G_i = 1/R_i$  para las frecuencias de la señal, en que  $R_i$  representa la resistencia de entrada del transistor. A fin de que el ruido añadido a la señal por el transistor T sea el mínimo, el transistor debe estar conectado a un circuito cuya conductancia  $G_s$  tenga un



valor dado  $G_{\text{sopt}}$  que es, en general, considerablemente inferior a la conductancia de entrada  $G_i$  del transistor. Esto significa que para una adaptación óptima para ruido del transistor en el terminal de entrada del transistor (en la sección transversal D ilustrada en la Figura 1) debe prevalecer una cierta desadaptación de energía que puede venir indicada por la relación de amplitud de ondas estacionarias

$$\sigma_i = \frac{G_i}{G_{\text{sopt}}}$$

La solicitud de Patente a que se ha hecho referencia en el preámbulo muestra que, aunque se use un circuito resonante en paralelo que incluya elementos de disipación de la energía de la señal, y cuando se conecta directamente el transistor al circuito resonante, tanto la adaptación óptima de energía en los terminales de entrada 2-3 (la sección transversal A de la Figura 1) como la adaptación óptima de ruidos en la entrada del transistor (la sección transversal D de la Figura 1), solamente pueden obtenerse si la conductancia de fuente óptima del transistor  $G_{\text{sopt}}$  es mayor que la conductancia de entrada  $G_i$  del transistor. Puesto que en el transistor usual  $G_{\text{sopt}}$  es menor que  $G_i$ , debe incorporarse un circuito de transformación de inversión de impedancia entre el circuito resonante y la entrada al transistor. En la disposición de circuito de la Figura 1, ese circuito está formado principalmente por la inductancia en serie  $L_i$ , cuya impedancia es considerablemente mayor para las frecuencias de la señal que la



resistencia de entrada  $R_i$  del transistor.

La admitancia en la sección transversal C representada en la Figura 1, vista en la dirección del transistor, es:

$$\frac{1}{R_i + j\omega L_i} = \frac{R_i - j\omega L_i}{R_i^2 + \omega^2 L_i^2},$$

5. donde  $\omega$  es la frecuencia angular de la señal y  $j = \sqrt{-1}$ . Puesto que  $\omega L_i \gg R_i$ , se tiene que esa admitancia es igual a

$$\frac{R_i}{\omega^2 L_i^2} + \frac{1}{j\omega L_i} = G'_i + \frac{1}{j\omega L_i}$$

Puesto que

$$G'_i = \frac{R_i}{\omega^2 L_i^2} = \frac{1}{G_i \omega^2 L_i^2}$$

se tiene que para las conductancias  $G_i$  y  $G'_i$  en las secciones transversales D y C, vistas en la dirección del transistor, se cumple que:

$$G_i G'_i = \frac{1}{\omega^2 L_i^2}$$

25



Puede verse, de forma correspondiente, que para las conductancias  $G_s$  y  $G'_s$  en las secciones transversales D y C, vistas en la dirección de los terminales de entrada 2-3, se cumple en forma aproximada que:

$$G_s G'_s = \frac{1}{\omega^2 L_i^2} \quad \text{luego } G_i G'_i = G_s G'_s \quad \text{ó } \frac{G_i}{G_s} = \frac{G'_s}{G'_i}$$

5                    Debido a la transformación de inversión de la inductancia  $L_i$  se consigue así que, aunque la entrada del transistor debe estar conectada para adaptación óptima de ruidos a una conductancia  $G_{s\text{opt}}$  que es menor que  $G_i$ , la conductancia requerida  $G'_s$  en la sección trans-  
10                    versal C en la dirección de los terminales de entrada debe ser mayor que  $G'_i$ . Mientras se mantiene una adaptación sustancialmente óptima de ruidos en los terminales de entrada 2-3, ello puede obtenerse de una manera sencilla proveyendo al circuito resonante de uno o más ele-  
15                    mentos que disipan la energía de la señal. Puesto que se obtiene una adaptación óptima de ruidos en la entrada del transistor si

$$\frac{G_i}{G_s} = \sigma_i \quad \text{y dado que} \quad \frac{G_i}{G_s} = \frac{G'_s}{G'_i}$$

20                    esa adaptación óptima de ruidos se obtiene si se logra que la relación

$$\frac{G'_s}{G'_i} \quad \text{de las conductancias en la sección trans-}$$



versal C sea igual al valor deseado  $\sigma_i$ .

La admitancia

$$G'_i + \frac{1}{j\omega L_i} \text{ formada por } L_i$$

5 y  $R_i$  en la sección transversal C vista en la dirección del transistor, se ha representado en el lado de la derecha de la sección transversal C en el diagrama de sustitución de la Figura 2 mediante la disposición en paralelo de la inductancia  $L_i$  y de la conductancia  $G'_i$ . La admitancia en la sección transversal B en la dirección  
10 de los terminales de entrada 2-3 se ha representado en forma similar mediante la disposición en paralelo de una inductancia  $L_a$  y una conductancia  $G'_a$  para las cuales se tiene que

$$G'_a = \frac{R_a}{\omega^2 L_a^2}$$

15 en que  $R_a$  es la resistencia de la línea de alimentación. Una fuente de tensión  $e$ , que representa la fuerza electromotriz de la señal alimentada por la línea de alimentación, se ha representado en serie con  $G'_a$ .

20 El circuito resonante ilustrado entre las secciones transversales B y C en la Figura 1 se ha representado en el diagrama de sustitución de la Figura 2 mediante la disposición en paralelo de una inductancia



$L_p$ , la capacitancia del diodo de capacidad variable  $C_v$  y una conductancia  $G_p$  que es originada por las pérdidas resistivas  $R_s$  del diodo de capacidad variable.

5 A fin de obtener una adaptación de energía sustancialmente óptima en los terminales de entrada 2-3, la relación  $\sigma_a$  de ondas estacionarias en la sección transversal B, para la cual se cumple que

$$\sigma_a = \frac{G'_a}{G_p + G'_i}$$

10 debe ser al menos aproximadamente igual a 1. En la práctica se logra que  $\sigma_a$  sea preferiblemente no mayor que 2. Por otra parte, como se ha ilustrado aquí en lo que antecede para adaptación óptima de ruidos del transistor, en la sección transversal C debe cumplirse que

$$\sigma_i = \frac{G'_s}{G'_i} = \frac{G'_a + G_p}{G'_i} .$$

En la práctica  $\sigma_i$  puede ser igual a, por ejemplo, 9.

15 De esas dos expresiones para  $\sigma_a$  y  $\sigma_i$  puede deducirse que, para obtener, a un tiempo, adaptación de energía óptima en los terminales de entrada y adaptación de ruidos óptima en el transistor, las tres conductancias  $G'_a$ ,  $G_p$  y  $G'_i$  representadas en la Figura 2, deben estar en relaciones fijas entre ellas, de acuerdo con:



$$G'_a : G_p : G'_i = 1 : \frac{1}{\sigma_a} \frac{\sigma_i - \sigma_a}{\sigma_i + 1} : \frac{1}{\sigma_a} \frac{\sigma_a + 1}{\sigma_i + 1}$$

Si, por ejemplo,  $\sigma_a = 1$  y  $\sigma_i = 9$ , se tiene que

$$G'_a : G_p : G'_i = 1 : 0,8 : 0,2$$

Es deseable que la anchura de la banda de paso de la disposición de circuito, en todo el margen de sintonización sea independiente de la frecuencia de sintonización. Para la anchura de banda B, se tiene que:

$$B = \frac{G_{tot} \omega^2 L_{tot}}{2 \pi} \quad (2)$$

en que  $G_{tot}$  representa la conductancia total que hay a través del circuito resonante ( $G_{tot} = G'_a + G_p + G'_i$ ) y  $L_{tot}$  representa la inductancia total del circuito que está formado por la disposición en paralelo de  $L_a$ ,  $L_p$  y  $L_i$ . De la anterior ecuación para la anchura de banda se deduce que ésta es únicamente independiente de la frecuencia si  $G_{tot}$  es inversamente proporcional al cuadrado de la frecuencia de sintonización  $\omega$ . Puesto que, por otra parte, las conductancias  $G'_a$ ,  $G_p$  y  $G'_i$  deben estar en relaciones fijas entre ellas, como se representa por la ecuación (1) para que se tenga una adaptación correcta de energía en los terminales de entrada y una adaptación de ruidos correcta del transistor, las tres conductancias



$G'_a$ ,  $G'_p$  y  $G'_i$  deben ser inversamente proporcionales al cuadrado de la frecuencia. Esta condición se satisface de una manera sencilla en la disposición de circuito de acuerdo con el invento.

5 Como ya se ha visto anteriormente, para la conductancia  $G'_i$  se cumple que

$$G'_i = \frac{R_i}{\omega^2 L_i^2}$$

10 y puesto que la resistencia de entrada  $R_i$  del transistor es sustancialmente independiente de la frecuencia, la conductancia  $G'_i$  es por tanto inversamente proporcional al cuadrado de la frecuencia. En la disposición de circuito de acuerdo con el invento, la inductancia en serie  $L_i$  sirve por tanto, a un tiempo, para la transformación de inversión de impedancia de la resistencia de entrada del transistor, ya descrita en lo que antecede, y para  
15 obtener la dependencia de la frecuencia de la conductancia transformada  $G'_i$  que se requiere para una anchura constante de la banda de paso.

Para la conductancia  $G'_a$  se tiene que

$$G'_a = \frac{R_a}{\omega^2 L_a^2}$$

20 de modo que también esa conductancia depende de la frecuencia en la forma que se requiere para una anchura de



la banda de paso constante.

5 La conductancia  $G_p$  se debe a las pérdidas naturales del diodo de capacidad variable  $C_v$ , cuyas pérdidas se han representado mediante la resistencia  $R_s$  en la Figura 1. La admitancia del diodo de capacidad variable con pérdidas es:

$$\frac{1}{j\omega C_v + R_s} = \frac{j\omega C_v}{1 + j\omega C_v R_s} = \frac{j\omega C_v + (\omega C_v)^2 R_s}{1 + (\omega C_v R_s)^2}$$

10 Puesto que  $\omega C_v R_s \ll 1$  se tiene que la admitancia del diodo de capacidad variable es igual a  $j\omega C_v + (\omega C_v)^2 R_s = j\omega C_v + G_p$ . El diodo de capacidad variable puede por tanto ser representado, como en la Figura 2, mediante la disposición en paralelo de una capacitancia  $C_v$  y una conductancia  $G_p$  para la cual se tiene  $G_p = (\omega C_v)^2 R_s$ . Dado que se tiene además para la frecuencia  $\omega$  de resonancia que

$$\omega^2 = \frac{1}{L_{tot} C_v}, \text{ de ello se deduce que}$$

$$G_p = \frac{R_s}{\omega^2 L_{tot}^2}$$

15 en que  $L_{tot}$  es la inductancia total en serie formada por la disposición en paralelo de  $L_a$ ,  $L_p$  y  $L_i$ .

Puesto que la resistencia  $R_s$  de pérdida en



serie del diodo de capacidad variable es sustancialmente independiente tanto de la frecuencia como de la tensión de sintonización a través del diodo de capacidad variable, se tiene que la conductancia en paralelo  $G_p$  originada por las pérdidas del diodo de capacidad variable a través del circuito resonante es, con una aproximación muy satisfactoria, inversamente proporcional al cuadrado de la frecuencia de sintonización. Puesto que tanto las conductancias  $G_a'$  y  $G_i'$  como la conductancia  $G_p$  son inversamente proporcionales al cuadrado de la frecuencia, se consigue, por una parte, que en la disposición de circuito de acuerdo con el invento la conductancia total operativa a través del circuito resonante dependa de la frecuencia en la forma correcta que se requiere para una anchura de la banda de paso que sea independiente de la frecuencia en todo el margen de sintonización, mientras, que, por otra parte, se conservan en todo el margen de sintonización las relaciones correctas entre las tres conductancias que vienen dadas por la ecuación (1) y que se requieren para la correcta adaptación de corriente en los terminales de entrada y para la correcta adaptación de ruido del transistor.

Sustituyendo en la ecuación (1) los valores encontrados para  $G_a'$ ,  $G_p$  y  $G_i'$ , se tiene que:

$$\frac{R_a}{\omega^2 L_a^2} : \frac{R_s}{\omega^2 L_{tot}^2} : \frac{R_i}{\omega^2 L_i^2} = 1 : \frac{1}{\sigma_a} \frac{\sigma_i - \sigma_a}{\sigma_i + 1} : \frac{1}{\sigma_a} \frac{\sigma_a + 1}{\sigma_i + 1}$$



Cuando  $\sigma_a$  vale 1 y  $\sigma_i$  vale 9, se tiene por consiguiente que:

$$\frac{R_a}{L_a^2} : \frac{R_s}{L_{tot}^2} : \frac{R_i}{L_i^2} = 1 : 0,8 : 0,2.$$

5 En la práctica la resistencia  $R_a$  de la línea de alimentación puede ser, por ejemplo, de 75 ohmios, la resistencia de pérdida del diodo de capacidad variable puede ser de 1 ohmio y la resistencia de entrada del transistor puede ser de 10 ohmios, de modo que la anterior ecuación se transforma en:

$$\frac{75}{L_a^2} : \frac{1}{L_{tot}^2} : \frac{10}{L_i^2} = 1 : 0,8 : 0,2$$

10 En este caso se ha visto que  $L_a : L_{tot} : L_i = 7,75 : 1 : 6,32$ . Puesto que  $L_{tot}$  está constituida por la disposición en paralelo de  $L_a$ ,  $L_p$  y  $L_i$ , podemos además calcular que:

$$L_a : L_p : L_i = 7,75 : 1,4 : 6,32.$$

15 El valor de  $L_{tot}$ , y por tanto de todas las inductancias  $L_a$ ,  $L_p$  y  $L_i$  viene dado por el margen de sintonización a ser cubierto y por el diodo de capacidad variable disponible. Si por ejemplo, la disposición de circuito está diseñada para la banda III de VHF de TV cuya frecuencia máxima es



$$f_{\text{máx}} = \frac{\omega_{\text{máx}}}{2\pi} \quad 230 \text{ Mc/seg.}$$

y si la capacitancia mínima  $C_{\text{vmín}}$  del diodo de capacidad variable con un condensador de sintonización dispuesto posiblemente en paralelo es de 5 pF, el valor de  $L_{\text{tot}}$  se deduce de la expresión

$$L_{\text{tot}} = \frac{1}{\omega_{\text{máx}}^2 C_{\text{vmín}}} \quad 94,4 \text{ nH.}$$

5                      Para la anchura B de la banda de paso, con ayuda de la ecuación (2) encontramos que:

$$B = \frac{(G'_a + G_p + G'_i)\omega^2 L_{\text{tot}}}{2\pi} = \left\{ \frac{R_a}{L_a^2} + \frac{R_s}{L_{\text{tot}}^2} + \frac{R_i}{L_i^2} \right\} \frac{L_{\text{tot}}}{2\pi}$$

10                      Sustituyendo en la anterior expresión los valores que se obtienen de las proporciones a que se ha hecho referencia en lo que antecede, se halla para la anchura B de la banda de paso el valor  $B = 4,22 \text{ Mc/s}$ . Para uso en un receptor de televisión se requiere generalmente una anchura de banda de aproximadamente 10 Mc/s para recibir la señal de televisión total de la manera correcta. Con las proporciones a que se ha hecho referencia en lo que antecede, la disposición de circuito de acuerdo con el invento tiene por tanto una selectividad demasiado grande para recepción en la banda IV. El aumento de la anchura de banda que es necesario en tales casos puede obtenerse incorporando una resistencia de pérdida adicional en la disposición de circuito. Una condición necesaria es entonces

15

20



que esa resistencia de pérdida adicional produzca una conductancia a través del circuito resonante en paralelo que sea inversamente proporcional al cuadrado de la frecuencia de sintonización. Por ejemplo, esa resistencia adicional puede ser incorporada en serie con el diodo de capacidad variable  $C_v$ , o en serie con la inductancia  $L_p$ , o en serie con la disposición en paralelo formada por  $C_v$  y  $L_p$ . Las proporciones de los otros elementos de la disposición de circuito deben ser adaptadas, por supuesto, al valor de esa resistencia adicional y a la forma de su conexión.

En la disposición de circuito de principio de la Figura 1 puede ser ventajoso efectuar la transmisión de la señal en una o más de las secciones transversales A, B, C y D por medio de un circuito de transformador que tenga arrollamientos acoplados magnéticamente. Mediante la elección correcta de, por ejemplo, la relación de transformación, pueden obtenerse unas proporciones para los otros elementos del circuito que sean más ventajosas en determinadas circunstancias. La inductancia de dispersión de tal circuito de transformación puede entonces formar al menos parte de la inductancia en serie requerida  $L_a$  ó  $L_i$ , mientras que también puede obtenerse la inductancia en paralelo requerida  $L_p$  mediante tal circuito de transformación. Es así posible, por ejemplo, conectar las inductancias en serie  $L_a$  ó  $L_i$ , o el diodo de capacidad variable a una toma o derivación de la inductancia  $L_p$ .

En la Figura 3 se ha ilustrado otra realización perfeccionada de una disposición de circuito de



5 acuerdo con el invento. Puesto que con el diodo de capacidad variable existente es imposible cubrir todo el margen de VHF de TV, y por tanto la banda I y la banda III, la disposición de circuito representada incluye circuitos separados para las bandas I y III, como se ha ilustrado en la Figura 1, que están conectados entre sí en paralelo.

10 El circuito para sintonizar en la banda I incluye dos inductancias en serie  $L_{aI}$  y  $L_{iI}$ , un diodo de capacidad variable  $C_{vI}$  y un condensador de bloqueo de corriente continua  $C_{oI}$ , mientras que en paralelo a través de  $C_{vI}$  y de  $C_{oI}$  hay incluido un condensador compensador de ajuste  $C_{tI}$ . En serie con la capacitancia de sintonización total hay provista una resistencia de pérdida adicional para aumentar la anchura de banda. Al determinar las proporciones del circuito de banda I aparece que la inductancia requerida  $L_p$  (véase la Figura 1) es muy grande, por lo que puede omitirse.

20 El circuito para sintonizar en la banda III incluye las inductancias  $L_{aIII}$ ,  $L_{pIII}$  y  $L_{iIII}$ , un diodo de capacidad variable  $C_{vIII}$ , un condensador de bloqueo de corriente continua  $C_{oIII}$  y un condensador compensador de ajuste  $C_{tIII}$ . Una resistencia de pérdida adicional  $R_{III}$  sirve para obtener la anchura de banda requerida al sintonizar en la banda III.

25 El ánodo del diodo de capacidad variable  $C_{vI}$  recibe una tensión de corriente continua a través de un conmutador  $S_I$ , y el ánodo del diodo de capacidad variable  $C_{vIII}$  recibe una tensión de corriente continua a través de un conmutador  $S_{III}$  acoplado al conmutador  $S_I$ .



Cuando se sintoniza en la banda I los conmutadores están en las posiciones ilustradas. El diodo de capacidad variable  $C_{VI}$  está además conectado a través de  $S_I$  al contacto móvil de un potenciómetro de sintonización 6, de modo que ese diodo de capacidad variable recibe la tensión de corriente continua de sintonización requerida. Simultáneamente, el ánodo del diodo de capacidad variable  $C_{VIII}$  es aplicado a través de  $S_{III}$  a través de una tensión de corriente continua positiva de modo que el diodo  $C_{VIII}$  está en su dirección de paso y por tanto establece un cortocircuito, de modo que es imposible la recepción en la banda III.

Para recepción en la banda III se invierten los conmutadores  $S_I$  y  $S_{III}$  de modo que el diodo de capacidad variable  $C_{VIII}$  recibe la tensión de corriente continua de sintonización, y el diodo de capacidad variable  $C_{VI}$  recibe la tensión de corriente continua positiva, lo cual impide la recepción en la banda I.

Los dos circuitos que sirven para sintonizar en las bandas I y III tienen características de filtros de paso bajo. Para evitar la recepción no deseada de señales situadas en bandas de frecuencia más bajas, la disposición de circuito incluye un filtro 7 de pasa-altos conectado a los terminales de entrada 2 y 3, cuyo filtro da paso únicamente a las señales situadas en la banda I y en las bandas más altas. Además hay incluido un filtro 8 de pasa-altos antes de la inductancia en serie  $L_{aIII}$ , cuyo filtro da paso únicamente a las señales situadas en la banda III y en las bandas más altas.

Los dos circuitos de sintonización para



las bandas I y III están conectados, a través de un condensador de acoplo 9, al emisor del transistor T. Para el ajuste de corriente continua de ese transistor hay conectada una resistencia 10 entre el emisor y una tensión de alimentación negativa, una resistencia 11 entre la base y la tensión de alimentación negativa y una resistencia 12 conectada entre la base y masa. La base está conectada a potencial de masa para las frecuencias de la señal por medio de un condensador 13 de valor relativamente alto.

La parte de la disposición de circuito de la Figura 3 situada en el lado de la izquierda de  $L_{aI}$  y  $L_{aIII}$  puede ser modificada ventajosamente de la manera que se ha ilustrado en la Figura 4. Un circuito que comprende un condensador 14 en serie, una inductancia 15 en serie y una inductancia 16 en paralelo está incluido en esa disposición de circuito entre los terminales de entrada 2-3 y la inductancia  $L_{aI}$ . Análogamente, un circuito que comprende un condensador 17 en serie, una inductancia 18 en serie y una inductancia 19 en paralelo está incluido entre los terminales de entrada 2-3 y la inductancia  $L_{aIII}$ .

Cuando se fijan correctamente las proporciones que guardan entre sí los elementos de circuito, el circuito 14-15-16 constituye un filtro de paso alto que da paso únicamente a las señales situadas en la banda I y en las bandas más altas de VHF. Además, la resistencia  $R_a$  de la línea de alimentación es reducida por ese circuito dentro de la banda I de VHF independientemente de la frecuencia, lo que se traduce en que la fija-



ción de las propiedades entre los otros elementos del  
circuito se simplifica. Análogamente, el circuito 17-18-  
19 constituye un filtro de pasa-altos que da paso única-  
mente a las señales situadas en la banda III y en las  
5 bandas más altas de VHF, y también reduce la resistencia  
de la línea de alimentación dentro de la banda III de  
VHF independientemente de la frecuencia.

Por tanto, se establecen las proporciones  
de los elementos 14 a 19 de circuito, por ejemplo, como  
10 sigue:

	C <sub>14</sub>	68 pF
	L <sub>15</sub>	100 $\mu$ H
	L <sub>16</sub>	180 $\mu$ H
	C <sub>17</sub>	12 pF
15	L <sub>18</sub>	69 $\mu$ H
	L <sub>19</sub>	24 $\mu$ H

Esta solicitud que corresponde a la pre-  
sentada en Holanda el 9 de Marzo de 1968, con el número  
68-03411, se acoge a los beneficios del artículo 51 del  
20 vigente Estatuto sobre Propiedad Industrial.



## REIVINDICACIONES

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

- 1.- Una disposición de circuito para recibir señales eléctricas que está provista de terminales de entrada para la conexión de una línea de entrada de aplicación de la señal, cuyos terminales de entrada están conectados a través de un circuito de acoplamiento a un circuito resonante en paralelo el cual puede ser sintonizado a las frecuencias de la señal y que incluye uno o más elementos que disipan la energía de la señal, estando conectado dicho circuito resonante en paralelo, a través de un circuito de transformación de inversión de impedancia, a la entrada de un transistor dispuesto en configuración de base común, teniendo tales proporciones el circuito de acoplamiento entre los terminales de entrada y el circuito resonante, el circuito de transformación de inversión entre el circuito resonante y la entrada del transistor y los elementos que disipan la energía de la señal, que se obtiene una adaptación de energía sustancialmente óptima en los terminales de entrada y una adaptación de ruidos sustancialmente óptima en la entrada del transistor, caracterizada porque el circuito resonante puede ser sintonizado capacitivamen-

25 ABR



te por medio de al menos un diodo de capacidad variable, porque tanto el circuito de acoplamiento entre los terminales de entrada y el circuito resonante, como el circuito de transformación de inversión entre el circuito resonante y la entrada del transistor están formados principalmente por una inductancia en serie, y porque las pérdidas en la señal producidas por los citados elementos que disipan la energía de la señal están constituidas, total o parcialmente, por las pérdidas naturales del diodo de capacidad variable.

2.- Una disposición de circuito según la reivindicación 1, caracterizada porque la disposición de circuito incluye al menos una resistencia de pérdida adicional, la cual, transformada a través del circuito resonante, produce una conductancia que es inversamente proporcional al cuadrado de la frecuencia.

3.- Una disposición de circuito para recibir señales eléctricas.

Tal y como se ha descrito en la Memoria que antecede, representado en los dibujos que se acompañan y con los fines que se han especificado.

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

Madrid, 25 ABR. 1969  
P.A.

Alberto de Eizaburu  
Por Poder

23.4.69  
JJV.



364.477

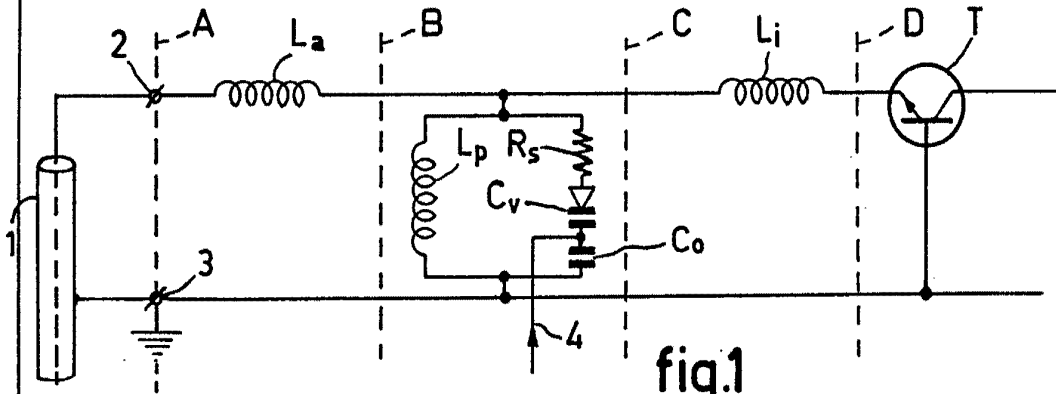


fig.1

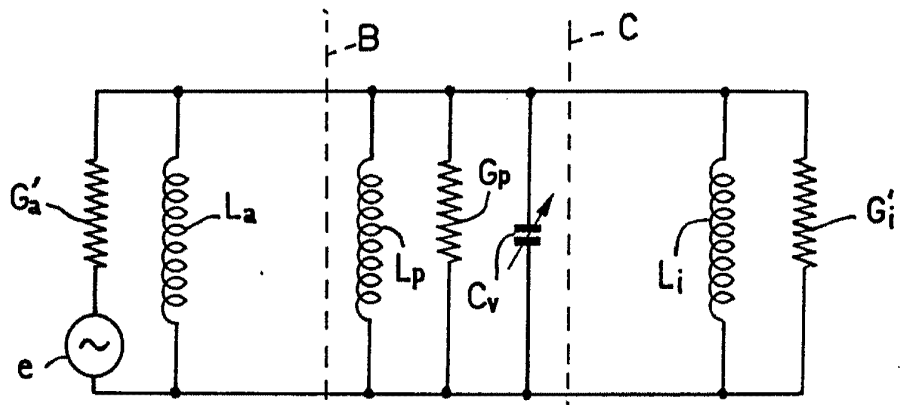


fig.2

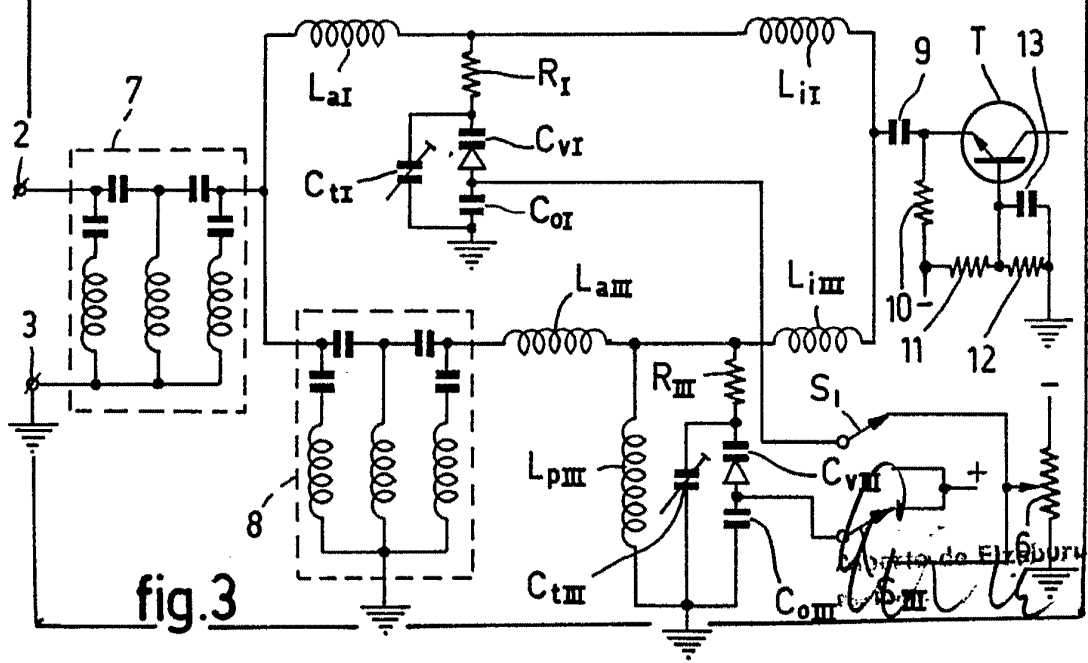


fig.3

Abt. de El. Bureau

36d d 11

25 APR 1969

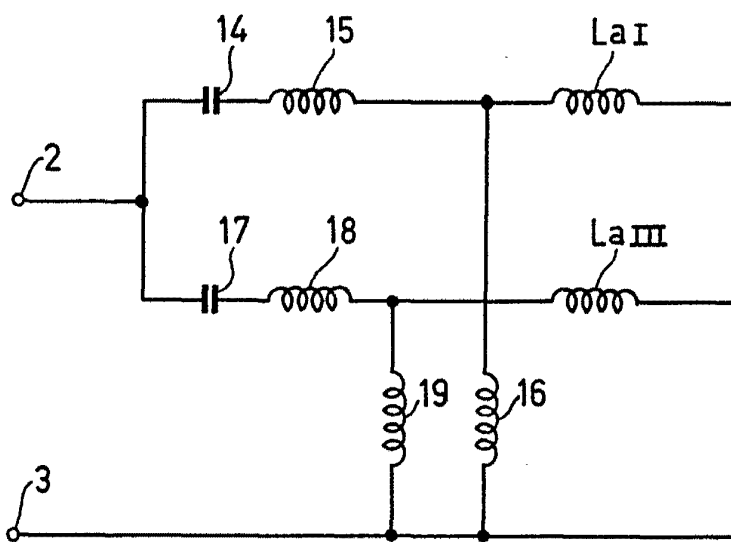


fig. 4

Ontwerper: J. de Eijzendaal  
Tekenaar: J. de Eijzendaal