



MEMORIA DESCRIPTIVA

para solicitar

PATENTE DE INVENCIÓN

en

E S P A Ñ A

por VEINTE años

a nombre de N.V. PHILIPS'GLOELLAMPENFABRIEKEN, entidad holandesa, establecida en Emmasingel 29, Eindhoven, Holanda, por:
"DISPOSICION DE CIRCUITO PARA RECIBIR SEÑALES ELECTRICAS"

La invención se refiere a una disposición de circuito para la recepción de señales eléctricas que comprende terminales de entrada para ser conectados a una línea de entrada de suministro de las señales, por ejemplo un cable de antena, y en que las señales son aplicadas desde los terminales de entrada a la entrada de un transistor en disposición de base común a través de una red de acoplamiento que tiene un circuito resonante sintonizado a las frecuencias de señal.

Tales circuitos de entrada son usados frecuentemente por ejemplo, en sintonizadores para receptores de televi-



sión, en amplificadores de antena para receptores de tele-
visión, en receptores de radio y en receptores de radar o -
en amplificadores intermediarios en un cable de transmisión.
Usualmente, se imponen sobre dichas disposiciones de cir -
5 cuito un gran número de exigencias.

En primer lugar, la disposición de circuito debe -
ser adaptada a la impedancia de la línea de entrada de una
manera satisfactoria tal que substancialmente toda la po -
tencia de señal disponible en el terminal de entrada sea -
10 recibida por la disposición de circuito de modo que no sea
reflejada ninguna, o solamente poca, energía de señal y se
haga un uso óptimo de la potencia de señal disponible. La
adaptación correcta es particularmente importante en recep -
tores de televisión y de radar dado que las reflexiones que
15 ocurren en el caso de una adaptación incorrecta dan lugar a
las así llamadas imágenes "fantasmas" durante la reproduc -
ción.

En segundo lugar el factor de ruido del circuito
de entrada debe ser tan pequeño como sea posible. El ruido
20 introducido en las restantes etapas, si lo hubiera, no es
muy interferente; sin embargo, el ruido del circuito de -
entrada es amplificado por todas las etapas y consecuentemente
es este ruido el que determina principalmente las -
propiedades de ruido de toda la disposición de circuito.

25 En tercer lugar, es importante que la modulación
cruzada producida por el circuito sea tan pequeña como sea
posible. La modulación cruzada es producida por el hecho -
de que una señal de interferencia es recibida junto con la
señal deseada, siendo las dos señales mezcladas con el tran -
30 sistor no lineal. La modulación cruzada produce una distor-



sión considerable de la señal deseada así como la ocurrencia de las así llamadas recepciones parásitas en que el mismo transmisor es recibido con varias sintonías.

En cuarto lugar, el circuito de entrada de un receptor debería ser capaz de manejar señales grandes de una manera libre de distorsión. Las amplitudes de señal recibidas por la antena de un receptor pueden variar intencionalmente de acuerdo con la intensidad y la distancia de los transmisores. En relación a las restantes etapas del receptor, estas variaciones usualmente ya son reducidas considerablemente por medio de un control automático de volumen. Sin embargo estas variaciones están presentes en forma total en la etapa de entrada.

El objeto de la invención consiste en proveer una disposición de circuito, en que en relación con las propiedades antes mencionadas, pueden obtenerse mejoras considerables con respecto al circuito conocido, y la disposición de circuito de acuerdo con la invención se caracteriza porque, a fin de lograr tanto una adaptación de potencia substancialmente óptima de la línea de entrada como una adaptación al ruido substancialmente óptima del transistor, el circuito resonante en la red de acoplamiento comprende uno o más elementos disipadores de la potencia de señal y que funcionan paralelamente sobre el circuito resonante y porque el acoplamiento entre el transistor y el circuito resonante es tal que dicho acoplamiento funciona como una red transformadora que invierte la resistencia de entrada del transistor.

La expresión "una red transformadora inversora", debe entenderse en la presente como significando una red -



que transforma la resistencia, de modo que si dicha resistencia disminuye aumenta la resistencia transformada.

A fin de que la invención pueda ser fácilmente llevada a la práctica, algunas realizaciones de la misma -
5 serán descritas a continuación más detalladamente a título de ejemplo, con referencia a los dibujos que se acompañan, en que:

Las figuras 1, 2, 3, 4 sirven para explicar el funcionamiento de las disposiciones de circuito conocidas;

10 Las figuras 5, 6, 7, 8 y 9 para explicar el funcionamiento de la disposición de circuito de acuerdo con la invención.

Las figuras 11, 12, 14 y 16 muestran varias realizaciones de una disposición de circuito de acuerdo con -
15 la invención, y

Las figuras 13 y 15 sirven para explicar el funcionamiento de la disposición de circuito mostrada en la figura 12 y figura 14, respectivamente.

La figura 1 muestra un diagrama de circuito simplificado de un circuito de entrada convencional de un receptor. Una antena 1 está conectada a terminales 2 de antena del circuito de entrada ocasionalmente a través de un transformador simetrizador (no mostrado). La potencia de señal suministrada por la antena es aplicada, a través de -
25 una red de acoplamiento que comprende un circuito resonante 3 sintonizado a las frecuencias de señal, a los terminales de entrada 4 de un transistor 5 en disposición de base común.

La figura 2 muestra un diagrama de circuito equivalente de la disposición de circuito mostrada en la figura
30



1. Una fuente de tensión de señal e suministra la tensión de señal recibida por la antena mientras que la resistencia de antena está indicada por un resistor R_a . El resistor R_i indica la resistencia de entrada interna del transistor 5 que puede ser, por ejemplo, 11 Ohms. El ruido producido por el transistor 5 está indicado por una fuente de tensión de ruido 6 en serie con el resistor R_i y una fuente de corriente de ruido 7 paralela sobre los terminales de entrada 4 del transistor.

10 A fin de lograr que la antena suministre la potencia de señal máxima de modo que no ocurran reflexiones de antena, la resistencia de antena R_a debería ser elegida igual a la resistencia de entrada R_i del transistor. Si la resistencia de antena en sí misma no es igual a la resistencia de entrada del transistor, la adaptación puede efectuarse por medio de un transformador de impedancia que puede ser incluido, por ejemplo, entre los terminales de antena 2 y el circuito resonante 3 ó entre el circuito resonante 3 y los terminales de entrada 4 del transistor.

20 Las dos fuentes de ruido 6 y 7 suministran energía de ruido que depende del valor de la impedancia de fuente R_s conectada a los terminales 4 del transistor, que es la impedancia en los terminales 4 vista en la dirección de la antena. Esta dependencia puede ser explicada de la manera siguiente.

25 Si la fuente de impedancia es ohmicamente muy baja, la fuente de corriente de ruido 7 es cortocircuitada por dicha impedancia de fuente. La fuente de tensión de ruido 6, sin embargo, entonces es plenamente operativa sobre la entrada del transistor de modo que el transistor --



produce mucho ruido. Por otro lado, si la impedancia de -
fuente R_s es ohmicamente muy alta, la fuente de tensión de
ruido 6 es inoperativa; sin embargo, la corriente de ruido
suministrada por la fuente 7, circula entonces totalmente
5 a través del transistor de modo que igualmente es produci-
do mucho ruido por el transistor. Para un valor dado R_{so} -
de la impedancia de fuente el ruido producido por el tran-
sistor es mínimo. La relación entre la resistencia de fuen-
te R_s y la potencia de ruido (en dB) es muestra en la figu-
10 ra 3.

Un gran problema que se presenta particularmente
en los transistores en disposición de base común es que la
resistencia interna R_i y la resistencia óptima de ruido R_{so}
de los transistores usados en común, puede diferir conside-
15 rablemente de uno a otro. Por ejemplo la resistencia inter-
na puede ser de aproximadamente 11 Ohms y la resistencia -
de fuente óptima aproximadamente 100 Ohms. Si, como se ha
descrito con referencia a la figura 2, la antena está adap-
tada a un óptimo, R_s es igual a R_i y la resistencia de fuen-
20 te R_s del transistor es igual a su impedancia interna R_i .
Como se muestra en la figura 3, el factor de ruido del -
transistor (8 dB) entonces es considerablemente mayor que
el factor de ruido mínimo posible (3 dB).

Naturalmente, como alternativa es posible elegir
25 la impedancia de fuente del transistor óptima para la adap-
tación al ruido por medio de un transformador de impedancia
3 entre los terminales 2 de antena y los terminales 4 del -
transistor. Esto se muestra en la figura 4, en que el cir-
cuito resonante 3 no es mostrado para evitar la compleji-
30 dad del dibujo. La relación de espiras n del transformador



8 entonces debe ser igual a $n = \sqrt{\frac{R_{so}}{R_a}}$, de modo que la
 resistencia de fuente conectada a los terminales 4 es
 igual a $R_{so} = n^2 R_a = 100 \text{ Ohms}$. El factor de ruido del tran-
 sistor entonces es mínimo (3 dB), sin embargo, la carga pa-
 5 ra la antena que ocurre sobre los terminales 2 de antena
 entonces es igual a

$$\frac{R_l}{n^2} = \frac{R_i}{R_{so}} R_a = 0.11 R_a,$$

como resultado de lo cual ocurre una considerable falta de
 adaptación de la antena y así intensas reflexiones de ante-
 10 na.

El problema antes descrito puede ser resuelto -
 usando transistores en que la resistencia de fuente óptima
 es aproximadamente igual a la impedancia interna. En este -
 caso es posible tanto adaptar la antena correctamente como
 15 dar al transistor la resistencia de fuente óptima. Sin em-
 bargo, se ha encontrado que el factor de ruido mínimo de tal
 transistor es considerablemente más alto que en los transis-
 tores convencionales.

Una disposición de circuito considerablemente más
 20 favorable se obtiene si se introducen pérdidas de señal con-
 siderables en la red de acoplamiento entre los terminales 2
 de antena y los terminales de entrada 4 del transistor. Es-
 to se muestra esquemáticamente en la figura 5 por medio del
 resistor R_p . Para una adaptación de antena óptima es válida
 25 la exigencia de que:

$$\frac{1}{R_a} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_i} \quad (I)$$



y para una adaptación de ruido óptima del transistor es -
válida la exigencia que:

$$\frac{1}{R_{so}} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_a} \quad (II)$$

La eliminación de R_a de (I) y (II) dá:

5
$$\frac{1}{R_{so}} = \frac{2}{R_p} + \frac{1}{R_i} \quad \text{ó} \quad \frac{1}{R_p} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{R_{so}} - \frac{1}{R_i} \right).$$

Como se muestra en la figura 3, R_{so} en los tran-
sistores comunmente usados para etapas de entrada de ante-
na es mayor que R_i ; entonces la expresión $\frac{1}{R_{so}} - \frac{1}{R_i}$
es negativa de modo que el resistor en paralelo R_p requere -
10 rido es igualmente negativo.

Una solución para esta dificultad no puede encon-
trarse disponiendo un transformador 9 con devanados estre-
chamente acoplados entre el resistor de pérdida R_p y los -
terminales de entrada 4 del transistor. Esto se explicará -
15 con referencia a la figura 6.

En esta disposición de circuito la carga para la
antena está constituida por la disposición en paralelo de -
 R_p y la impedancia interna del transistor R_i' transformada
para el lado primario del transformador 9 para el cual es -
20 válido que $R_i' = \frac{R_i}{n^2}$ - Para una adaptación de antena -
óptima consecuentemente es válido que

$$\frac{1}{R_a} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_i'} = \frac{1}{R_p} + \frac{n^2}{R_i} \quad (III)$$

La impedancia de ruido R_s del transistor es cons-
tituida transformando la impedancia de fuente R_s' presente
25 sobre el lado primario y para la cual es válido que



$$\frac{1}{R_s'} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_p}, \text{ para el lado secundario de acuerdo a } R_s = n^2 R_s'.$$

De esto se sigue que

$$\frac{1}{R_s'} = \frac{n^2}{R_s} = \frac{1}{R_a} = \frac{1}{R_p} \quad (\text{IV})$$

5 La eliminación de $1/R_a$ de (III) y (IV) da

$$\frac{n^2}{R_s} = \frac{2}{R_p} + \frac{n^2}{R_i}$$

y para la adaptación de ruido óptima del transistor consecuentemente debe ser válido que:

$$10 \quad \frac{n^2}{R_{so}} = \frac{2}{R_p} + \frac{n^2}{R_i} \quad 6$$

$$\frac{1}{R_p} = \frac{n^2}{2} \left(\frac{1}{R_{so}} = \frac{1}{R_i} \right).$$

Dado que R_{so} es mayor que R_i , el resistor de pérdida requerido R_p , es negativo como en el circuito mostrado en la figura 6.

15 Una solución puede encontrarse incluyendo una red transformadora que invierte la resistencia de entrada R_i del transistor entre el resistor de pérdida R_p y los terminales 4 del transistor. Esta red transformadora comprende, por ejemplo, una reactancia serie que es grande con respecto a la resistencia de entrada R_i del transistor, por ejemplo, es al menos 5 veces mayor que R_i . Esto último se muestra en la figura 7. Esta figura muestra una red transformadora que tiene una inductancia serie 10, cuya reactancia $j\omega L$ es grande con respecto a R_i y un capacitor 11 en



paralelo que está conectado sobre el lado de antena de la inductancia l_0 .

La impedancia que se encuentra en los puntos 12 y vista en la dirección del transistor es igual a $R_i + j \omega L$.

5 La admitancia correspondiente es

$$\frac{1}{R_i + j \omega L} = \frac{R_i - j \omega L}{R_i^2 + (\omega L)^2}$$

que consiste de una parte real

$$\frac{R_i}{R_i^2 + (\omega L)^2}$$

y una parte imaginaria

10

$$\frac{-j \omega L}{R_i^2 + (\omega L)^2}$$

La impedancia en los puntos 12 vista en la dirección del transistor, puede ser representada consecuentemente por el circuito en paralelo de un resistor

$$R_i' = \frac{R_i^2 + (\omega L)^2}{R_i} = R_i + \frac{(\omega L)^2}{R_i}$$

15 y de una inductancia L' con una impedancia

$$j \omega L' = \frac{R_i^2 + (\omega L)^2}{-j \omega L} = j \omega L + j \frac{R_i^2}{\omega L}$$

Si $\omega L \gg R_i$ es válido que: $R_i' = \frac{(\omega L)^2}{R_i}$

y $j \omega L' = j \omega L$.

20 El diagrama de circuito equivalente así obtenido es mostrado en la figura 8. El capacitor l_1 es elegido



tan grande que para las frecuencias de señal la inductancia $j\omega L'$ está fuera de sintonía (la impedancia del capacitor 11 consecuentemente es igual a $-j\omega L' \approx -j\omega L$), de modo que la carga total para la antena es óhmica. La red transformadora que comprende la inductancia 10 y el capacitor 11 consecuentemente transforma la carga del secundario R_i en una carga R_i' que ocurre sobre el primario que es igual a $\frac{(\omega L)^2}{R_i}$. Así en éste se produce una inversión de transformación.

La impedancia de fuente secundaria que ocurre en los terminales 4 (ver figura 7) puede ser determinada de una manera correspondiente. La impedancia de fuente sobre el primario de la red transformadora es R_s' en que es válido - que $\frac{1}{R_s'} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_p}$. La impedancia de fuente en los puntos 12 que está constituida por el resistor R_s' y el capacitor 11, consecuentemente es igual a

$$\frac{-j\omega LR_s'}{R_s' - j\omega L}$$

y la impedancia de fuente en los terminales de entrada 4 del transistor es igual a

$$\frac{-j\omega L \cdot R_s'}{R_s' - j\omega L} + j\omega L = \frac{(\omega L)^2}{R_s' - j\omega L}$$

La admitancia de fuente en los terminales 4 consecuentemente es igual a

$$\frac{R_s' - j\omega L}{(\omega L)^2}$$

y consiste de una parte real $\frac{R_s'}{(\omega L)^2}$ y una parte imagina -



ria $\frac{-j \omega L}{(\omega L)^2} = \frac{1}{j \omega L}$. La impedancia de fuente de los terminales 4 consecuentemente puede ser representada por el circuito paralelo de un resistor $R_s = \frac{(\omega L)^2}{R_i'}$ y una inductancia $j \omega L$ (ver figura 9).

5 Como se ha demostrado precedentemente, el hecho de que el resistor de fuente óptimo R_{so} para la adaptación de ruido del transistor sea mayor que el resistor interno R_i del transistor era la causa de que el resistor de pérdida R_p que se requiere para obtener tanto la adaptación de
 10 antena óptima como la adaptación de ruido óptima sea negativo. Mediante la conexión intermedia de la red transformadora inversora 10-11 se logra que sobre el primario de la red transformadora la resistencia de fuente óptima R_{so}' sea menor que la resistencia de carga R_i' de modo que puede
 15 usarse un resistor de pérdida R_p positivo y consecuentemente fácil de realizar.

Si por ejemplo $R_i = 11$ Ohms y $R_{so} = 100$ Ohms y si $\omega L = 340$ Ohms

20 $R_i' = \frac{(\omega L)^2}{R_i} = \frac{(340)^2}{11} = 10.5 \text{ kOhm}$ y $R_{so}' = \frac{(\omega L)^2}{100} = 1160 \text{ ohm.}$

Para la adaptación de antena óptima se sigue que:

$$\frac{1}{R_a} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_i'} \quad (V)$$

y para la adaptación de ruido óptima

$$\frac{1}{R_{so}'} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_p} \quad (VI)$$

25 de lo que por eliminación de $1/R_a$ se sigue que

$$\frac{1}{R_{so}'} = \frac{2}{R_p} + \frac{1}{R_i'} \quad \text{ó} \quad \frac{1}{R_p} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{R_{so}'} - \frac{1}{R_i'} \right)$$



Con $R_{so}' = 1160 \text{ Ohm}$ y $R_i' = 10.5 \text{ kOhms}$ se encuentra de-
esto que $R_p = 2,6 \text{ kOhm}$; junto con (V) se sigue que

$$\frac{1}{R_a} = \frac{1}{2,6} + \frac{1}{10,5} \quad \text{m} \quad \text{ó} \quad R_a = 2.09 \text{ kOhm.}$$

Por medio de una red transformadora entre los terminales
5 2 de antena y la resistencia de pérdida R_p la resistencia
de antena activa sobre la resistencia de pérdida puede ser
llevada al valor encontrado.

Con este dimensionamiento de la potencia de se-
ñal suministrada por la antena se disipa un factor

$$10 \quad \frac{R_i'}{R_i + R_p} = 80\% \quad \text{en la red de acoplamiento.}$$

Proveyendo las pérdidas R_p en la red de acopla-
miento se obtiene consecuentemente una adaptación de rui-
do óptima del transistor sin que se pierda la adaptación
de antena. Como se muestra en la figura 3, ésto provee -
15 una disminución del factor ruido del transistor de apro-
ximadamente 5 dB. Por otro lado, debe tenerse en cuenta
que como resultado de las pérdidas R_p disminuye la poten-
cia de señal disponible en el terminal de entrada del -
transistor. Esto produce un aumento del factor de ruido
20 que es igual a la pérdida de la potencia de señal dispe-
nible. La potencia de señal disponible en los terminales
2 es igual a $\frac{e^2}{4R}$, mientras que la potencia de señal dis-
ponible en los terminales 4 es igual a $\frac{e^2 R_p}{4R_a (R_a + R_p)}$. El fac-
tor de ruido consecuentemente es aumentado en un factor -



$\frac{R_a + R_p}{R_p}$. Con el dimensionamiento indicado, este aumento

es de $1,8 = 2,53$ dB. La disminución final resultante del factor de ruido consecuentemente es aproximadamente $5 - 2,53$ dB = $2,47$ dB.

5 Debe mencionarse que en la práctica es permisible una desviación pequeña de la adaptación de antena óptima pudiendo además elegirse la impedancia de fuente del transistor algo menor que la impedancia de fuente óptima. Las pérdidas R_p pueden ser elegidas concordantemente menores, lo
10 que proporciona alguna mejora adicional del factor de ruido.

Además, debe mencionarse que, como se ve en la figura 9, la impedancia de fuente del transistor no es totalmente real como resultado de la red de transformación 10-11, sino que tiene un carácter inductivo. Esto es ventajoso debido a que la impedancia de fuente óptima para la adaptación
15 de ruido del transistor tiene igualmente un carácter inductivo. En un transistor con una impedancia de fuente óptima - capacitiva una red transformadora inversora puede ser usada ventajosamente con una reactancia serie capacitiva.

20 La red de acoplamiento usualmente comprende entre los terminales de antena y la entrada del transistor un circuito selector que está sintonizado a la frecuencia de señal comparable al circuito 3 en la figura 1). Otro aspecto importante de la invención consiste en que las pérdidas que
25 deben introducirse en la red de acoplamiento (comparables a R_p) son usadas para aumentar considerablemente la selectividad del circuito de entrada. Esto puede ser explicado de la manera siguiente:

El circuito resonante 3 adecuado para recibir señales de por ejemplo 200 Mc/s, puede comprender una capaci-

30



tancia C_0 de 14 pF y una inductancia L_0 de 45 nH. El factor Q no cargado Q_0 de tales circuitos es aproximadamente 100. Las pérdidas naturales del circuito consecuentemente pueden ser representadas por un resistor en paralelo R_0 para el que es válido que

$$R_0 = Q_0 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = 5.7 \text{ kOhm.}$$

En circuitos normales en que se asegura que la potencia de antena disponible es suministrada de manera substancialmente completa a la entrada del transistor, la antena que tiene una resistencia de aproximadamente 75 Ohms., puede ser conectada directamente al circuito 3, mientras que la entrada del transistor está conectada al circuito a través de una red transformadora que lleva la impedancia de entrada del transistor, operativa sobre el circuito, substancialmente al mismo valor que la resistencia de antena de modo que toda la potencia de antena disponible es suministrada al transistor. El diagrama de circuito equivalente se muestra en la figura 10. La atenuación total en el circuito está constituida por $R_0 = 5,7 \text{ kOhms}$ y los dos resistores de 75 Ohms conectados en paralelo con el mismo, de modo que la resistencia de amortiguamiento total R_d del circuito en la condición cargada es aproximadamente 37,5 Ohms. El factor Q del circuito en la condición cargada es

$$Q = R_d \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} = 0.66$$

En la disposición de circuito de acuerdo con la invención en que se producen pérdidas de señal considerables en la red de acoplamiento puede obtenerse un factor Q cargado considerablemente más alto y consecuentemente una



selectividad mucho mejor si la resistencia de antena operativa sobre el circuito y la impedancia de entrada del transistor son elevadas de manera tal que las pérdidas requeridas en la red de acoplamiento están constituidas en gran parte -
5 por las pérdidas naturales (R_o) del circuito. Si de acuerdo con los valores numéricos dados precedentemente, la resistencia de antena R_a operativa sobre el circuito es hecha igual a 2,09 kOhms y la impedancia de entrada del transistor R_i' operativa sobre el circuito es hecha igual a 10,5 kOhms y
10 si las pérdidas naturales del circuito $R_o = R_p = 2,6$ kOhm., la resistencia de amortiguamiento total sobre el circuito es igual a

$R_d = R_a // R_p // R_i' = 1,45$ kOhm. El factor Q cargado del -
circuito es

15
$$Q = R_d \sqrt{\frac{C_o}{L_o}} = 25,5$$

Debe mencionarse que si las pérdidas naturales -
del circuito son demasiado pequeñas ellas pueden ser aumentadas mediante un resistor en paralelo adicional sobre el -
circuito.

20 Además, se menciona que el capacitor ll mostrado en la figura 7, que forma parte de la red transformadora inversora 10,11, en disposiciones de circuito con un circuito resonante, está constituida por una parte de la capacitancia de sintonía de dicho circuito.

25 La figura 11 muestra el dimensionamiento de una -
disposición de circuito probada en la práctica para recibir señales de aproximadamente 200 mc/s. El resistor de entrada R_i del transistor es de 11 Ohms. y la admitancia de fuente -
óptima del transistor es $10 - j4$ m Ω , que corresponde a la

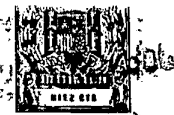


disposición en paralelo de un resistor R_{so} de 100 Ohms y una inductancia de 200 nH. La antena conectada tiene una resistencia R_a de 75 Ohms.

La antena está conectada al circuito a través de una pequeña capacitancia C_a de 2,2 pF que eleva la resistencia de antena a 1,82 kOhm. El transistor está conectado al circuito a través de una inductancia comparativamente grande de 270 nH que produce la inversión de la impedancia de entrada del transistor y que también eleva dicha impedancia de entrada del transistor a 10,5 kOhms. El circuito resonante consiste de una capacitancia C_o de 14 pF y una inductancia L_o de 47 nH. Las pérdidas naturales del circuito están indicadas por un resistor R_o de 5,7 kOhm y un resistor amortiguador adicional R_z de 20 kOhms está conectado en paralelo sobre el circuito. La resistencia de pérdida total R_p que está constituida por la disposición paralela de R_o y R_z es de 4,45 kOhms.

Con este dimensionamiento, la admitancia de fuente que ocurre en los terminales 4 es igual a $11 - j 3 \text{ m}$ de modo que el transistor tiene substancialmente la impedancia de fuente correcta para la adaptación de ruido. El factor Q del circuito es 22,4. La relación de onda estacionaria en los terminales de antena es 1,7 lo que significa que 93% de la potencia de antena disponible es suministrada a la disposición de circuito. Tal pequeña falta de adaptación es permisible en general.

En esta disposición de circuito 70% de la potencia de señal suministrada por la antena es disipada en los resistores de pérdida R_o y R_z . El factor de ruido es 4,5 dB que es considerablemente más favorable que en los circuitos



convencionales que, en general tienen un factor de ruido de 8 dB o mayor.

Las ventajas de las nuevas disposiciones de circuito con respecto a los circuitos convencionales son las siguientes:

Además de mejores propiedades de ruido, las nuevas disposiciones de circuito tienen propiedades de modulación cruzada considerablemente mejores. Esto es un resultado de la mejor selectividad de modo que los transmisores adyacentes son suprimidos mucho más intensamente y del hecho que las pérdidas incluidas en la red de acoplamiento producen una atenuación no solamente de la señal deseada, sino también de las señales indeseables.

La atenuación de la señal deseada producida por la red de acoplamiento también constituye una ventaja, dado que como resultado de esto el receptor es más adecuado para aceptar señales de antena grandes sin distorsión inadmisibles. Naturalmente, dicha atenuación también produce pérdida de amplificación de la señal útil pero dado que dicha atenuación está asociada con una relación señal-ruido más favorable, esta pérdida de amplificación puede ser compensada de manera simple aumentando la amplificación de otra etapa del receptor, por ejemplo de una etapa amplificadora de frecuencia intermedia.

Como resultado de la reactancia serie entre el circuito resonante y la entrada del transistor (por ejemplo, la inductancia L en la figura 11) que es altamente ohmica con respecto a la impedancia de entrada del transistor, se obtienen otras ventajas. Como resultado del control de corriente del transistor producido por dicha reac



tancia se evita que la característica de entrada corriente-tensión no lineal del transistor pueda producir distorsión; esto resulta en otra mejora de las propiedades de modulación cruzada y de la posibilidad de aceptar señales grandes.
5 des.

Además se obtiene una mejora en las propiedades de control del transistor. En los circuitos convencionales que están incluidos, por ejemplo, en un sintonizador de televisión que debe ser capaz de recibir tanto señales UHF -
10 como señales VHF, el transistor es ajustado de modo que con señales de entrada pequeñas dicho transistor produce la amplificación máxima en la posición UHF. Si las señales de entrada aumentan el ajuste de corriente continua del transistor, es aumentado, como resultado de lo cual disminuye
15 la amplificación producida como resultado de la disminución del factor de amplificación de corriente. En la posición VHF, la amplificación partiendo del ajuste de corriente continua precedente, sin embargo, aumenta primero como resultado del aumento de la pendiente del transistor y luego
20 disminuye como resultado de la disminución del factor de amplificación de corriente. En una disposición de circuito con una reactancia serie grande, tal aumento indeseado de la amplificación sobre la primera parte del rango de control no ocurre como resultado de la excitación de corriente
25 dado que en este caso la pendiente del transistor no tiene ninguna influencia sobre la amplificación.

Otro aspecto favorable si se controla la amplificación del transistor es el siguiente:

En un transistor controlado la impedancia de entrada R_i de, por ejemplo 11 Ohms en la condición no controlada
30



lada, varía, a, por ejemplo, 5,5 ohms en la condición ple-
namente controlada. En las disposiciones de circuito con -
vencionales en que la mayor parte de la potencia suminis -
trada por la antena circula al transistor, la adaptación -
5 de la antena varía intensamente con una impedancia de entra
da del transistor variable. En las disposiciones de circui-
to de acuerdo con la invención por el contrario en que la
mayor parte de la potencia de señal es disipada en la red
de acoplamiento, la variación de la impedancia de entrada
10 del transistor apenas tiene influencia sobre la adaptación
de antena de modo que dicha adaptación permanece substan -
cialmente óptima en todo al rango de control.

La reactancia serie entre el circuito resonante
y la entrada del transistor, e igualmente la posible reac-
15 tancia serie entre el circuito resonante y los terminales
de antena pueden estar presentes de una manera más o menos
oculta.

Es posible, por ejemplo conectar la entrada del
transistor a una derivación de la inductancia L_0 del cir -
20 cuito en que el acoplamiento mutuo entre las partes de la
inductancia es elegido para ser tan pequeño que la induc-
tancia de fuga en la derivación es ohmicamente alta con -
respecto a la impedancia de entrada del transistor. Como
alternativa, el transistor puede ser conectado a un deva-
25 nado de acoplamiento magnéticamente acoplado a la induc -
tancia L_0 , siendo el acoplamiento tan débil que se obtie-
ne una inductancia de fuga grande.

La inductancia L_0 también puede ser reemplazada -
por dos inductancias dispuestas en serie L_1 y L_2 acopladas
30 no magnéticamente en que el punto común de dichas inductan-



5 cias está conectado al transistor (ver fig. 12). La induc-
tancia constituida por la disposición paralela de las dos
inductancias, que analogamente a la inductancia de fuga que
ocurre en los devanados acoplados es llamada igualmente in-
ductancia de fuga, es elegida para ser óhmicamente alta -
con respecto a la impedancia de entrada del transistor. Es-
to se muestra más detalladamente en las figuras 13a y 13b,
de las cuales la fig. 13b muestra un diagrama de circuito -
equivalente de las inductancias L_1 y L_2 conectadas en serie
10 mostradas en la figura 13a. El diagrama de circuito equiva-
lente comprende un transformador ideal con relación de es -
piras $L_2/L_1 + L_2$, una inductancia conectada en paralelo so-
bre el primario (el lado del circuito) que es igual a la -
disposición serie $L_1 + L_2$ de las dos inductancias L_1 y L_2 ,
15 y una inductancia conectada en serie con el devanado secun-
dario que es igual a la disposición paralela $L_1L_2/L_1 + L_2$ -
de las dos inductancias. De este diagrama de circuito equi-
valente puede verse que la disposición paralela de las in -
ductancias L_1 y L_2 sirve como una reactancia serie que de -
20 be ser óhmicamente alta en relación a la impedancia de en -
trada del transistor a fin de funcionar como una red trans-
formadora inversora.

Es posible de una manera análoga reemplazar la -
capacitancia del circuito C_0 por la disposición serie de -
25 dos capacitores C_1 y C_2 , en que el punto común de los capa-
citores C_1 y C_2 está conectado a la entrada del transistor.
Esto está mostrado en la figura 14, comprendiendo la dispo-
sición de circuito también, dos capacitores C_3 y C_4 dispues-
tos en serie a cuyo punto común está conectada la antena.
30 Como se muestra en las figuras 15a y 15b la disposición se-



rie de C_1 y C_2 puede ser reemplazada por un transformador con una relación de espiras $C_1/C_1 + C_2$, un capacitor conectado en paralelo sobre el lado primario que es igual a la disposición serie $C_1/C_2/C_1+C_2$ de los dos capacitores C_1 y C_2 , y una capacitancia conectada en serie con el lado secundario que es igual a la disposición paralela $C_1 + C_2$ de los dos capacitores C_1 y C_2 . Esta capacitancia paralela $C_1 + C_2$ que, análogamente con la inductancia de fuga que ocurre en los devanados acoplados, es llamada capacitancia de fuga, debe ser ohmicamente alta con respecto a la impedancia de entrada del transistor, de modo que funciona como un transformador inversor.

Como se describió precedentemente, la red $C_1 C_2$ sirve no solamente para elevar la impedancia de entrada del transistor sino también para asegurar que mientras sobre el lado secundario (transistor) la impedancia de entrada R_i' es menor que la impedancia de fuente R_s la impedancia de entrada del transistor R_i , sobre el lado primario (circuito) es más alta que la impedancia de fuente R_s' .

La función de la red C_3, C_4 por lo contrario es solamente elevar la impedancia de antena. En este caso, no es necesario que la capacitancia de fuga constituida por la disposición paralela de C_3 y C_4 sea altamente ohmica con respecto a la impedancia de antena.

La figura 16 muestra un circuito para recibir señales que están ubicadas en dos bandas de frecuencia diferentes, por ejemplo para recibir señales de televisión que están ubicadas en la así llamada banda I VHF (40-70 mc/s) y aquellas en la así llamada banda III VHF (180-220 mc/s).

Entre el circuito resonante L_0, C_0 y la entrada



del transistor está incluida la disposición serie de una inductancia L_{13} y una capacitancia C_{15} , mientras que entre el circuito resonante L_0 , C_0 y la antena está conectada la disposición paralela de una inductancia L_{14} y un capacitor
5 C_{16} .

Al recibirse señales en la banda de frecuencia más alta la inductancia L_{13} produce la transformación de la impedancia de entrada del transistor y el capacitor C_{16} produce la transformación de la impedancia de antena. El capacitor
10 C_{15} a estas frecuencias tiene una impedancia despreciablemente pequeña mientras que la impedancia de la inductancia L_{14} es muy alta. Al recibirse señales en la banda de frecuencia inferior la capacitancia C_{15} y la inductancia L_{14} son operativas para la transformación de la impedancia de
15 entrada del transistor y la impedancia de antena. La impedancia de la inductancia L_{13} es despreciablemente baja y la de la capacitancia C_{16} es muy alta. La conmutación de banda y la sintonía en una banda pueden efectuarse, por ejemplo, mediante conmutación o variación de L_0 y/o C_0 .

Debe mencionarse que puede medirse de una manera simple que parte de la potencia de señal suministrada por la antena es disipada en la red de acoplamiento. Para este fin, la calidad Q_1 del circuito resonante es medida sin carga de antena, es decir, con la antena desconectada o cortocircuitada, pero con el transistor conectado. Además, la calidad Q_2 del circuito resonante es medida sin carga de antena y sin que el circuito esté cargado por el transistor; tanto la antena como la entrada de transistor estarían desconectadas o cortocircuitadas en este caso. La parte de la po-
25



tencia de señal suministrada por la antena que es disipada en la red de acoplamiento entonces es igual a Q_1/Q_2 .

La presente solicitud que corresponde a la presentada en Holanda, con fecha 30 de Diciembre de 1965, bajo el N^o 65-17121, se acoge a los beneficios del artículo 51 del vigente Estatuto sobre Propiedad Industrial.

- N O T A -

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.- Disposición de circuito para recibir señales eléctricas que comprende terminales de entrada para ser conectados a una línea de entrada suministradora de señales, por ejemplo un conductor de antena y en que las señales son suministradas desde los terminales de entrada a la entrada de un transistor en disposición de base común a través de una red de acoplamiento que tiene un circuito resonante sin tonizado a las frecuencias de señal, caracterizada porque a fin de lograr tanto una adaptación de potencia substancialmente óptima de la línea de entrada como una adaptación de ruido substancialmente óptima del transistor, el circuito resonante en la red de acoplamiento comprende uno o más elementos disipadores de potencia de señal y que funcionan en paralelo sobre el circuito resonante y el acoplamiento entre el transistor y el circuito resonante es tal que dicho



acoplamiento funciona como una red transformadora inversora de la resistencia de entrada del transistor.

2.- Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizada porque más de la mitad de la potencia de señal suministrada al circuito por la línea de entrada es disipada en dichos elementos disipadores.

3.- Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 1 ó 2, caracterizada porque el acoplamiento entre el transistor y el circuito resonante comprende una reactancia serie que es altamente ohmica y preferiblemente al menos 5 veces más alta, con respecto a la resistencia de entrada del transistor.

4.- Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 3, en que la impedancia de fuente óptima para la adaptación del ruido del transistor comprende una componente inductiva o capacitiva, caracterizada porque la reactancia serie de la red transformadora inversora es inductiva y capacitiva, respectivamente.

5.- Disposición de circuito de acuerdo con las reivindicaciones 3 ó 4, en que el circuito resonante comprende una inductancia con una derivación o una inductancia con un devanado de acoplamiento magneticamente acoplado con dicha inductancia y en que el transistor está conectado a dicha derivación o devanado de acoplamiento, caracterizada porque la reactancia de la inductancia fuga de la derivación o del devanado de acoplamiento es grande con respecto a la resistencia de entrada del transistor.

6.- Disposición de circuito de acuerdo con las reivindicaciones 3 ó 4, en que el circuito resonante comprende dos inductancias dispuestas en serie y en que la en-



trada del transistor está conectada al punto común entre las dos inductancias, caracterizada porque la reactancia de la inductancia de fuga constituida por la disposición paralela de estas dos inductancias es grande con respecto a la resistencia de entrada del transistor.

7.- Disposición de circuito de acuerdo con las reivindicaciones 3 ó 4, en que el circuito resonante comprende dos capacitancias dispuestas en serie en que la entrada del transistor está conectada al punto común entre las dos capacitancias, caracterizada porque la reactancia de la capacitancia de fuga constituida por la disposición paralela de las dos capacitancias es grande con respecto a la resistencia de entrada del transistor.

8.- Disposición de circuito de acuerdo con las reivindicaciones 3 ó 4, para recibir señales eléctricas que están ubicadas en dos bandas de frecuencia, caracterizada porque la red transformadora entre la entrada del transistor y el circuito resonante comprende una reactancia serie que consiste de la disposición en serie de una inductancia y una capacitancia en que la frecuencia resonante de la disposición serie está comprendidas entre las dos bandas de frecuencia y la reactancia de la inductancia es grande con respecto a la resistencia de entrada del transistor para las señales ubicadas en la banda de alta frecuencia y la reactancia de la capacitancia es grande con respecto a la resistencia de entrada del transistor para las señales ubicadas en la banda de frecuencia inferior.

9.- Disposición de circuito de acuerdo con una o más de las reivindicaciones precedentes, caracterizada por-



que elevando la resistencia de entrada del transistor operativa sobre el circuito resonante y la impedancia de la línea de entrada operativa sobre el circuito resonante, la potencia que debe ser disipada en los elementos disipadores de la red de acoplamiento es utilizada para aumentar la selectividad del circuito.

10.- Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 9, caracterizada porque uno de los elementos de la red de acoplamiento que disipa potencia está constituido por la resistencia resonante del circuito resonante.

11.- Disposición de circuito de acuerdo con las reivindicaciones 9 ó 10, caracterizada porque entre los terminales de entrada y el circuito resonante está incluida una red transformadora que comprende una reactancia serie que es grande con respecto a la impedancia de la línea de entrada.

12.- Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 11, para recibir señales eléctricas ubicadas en dos bandas de frecuencia, caracterizada porque la red transformadora entre los terminales de entrada y el circuito resonante comprende una reactancia serie que consiste en la disposición en paralelo de una inductancia y una capacitancia estando ubicada la frecuencia de resonancia de la disposición paralela entre las dos bandas de frecuencia, siendo la reactancia de la capacitancia grande con respecto a la impedancia de la línea de entrada para señales ubicadas en la banda de frecuencia más alta y siendo la reactancia de la inductancia grande con respecto a la impedancia de la línea de entrada para las señales ubicadas en la banda de frecuencia inferior.

13.- Disposición de circuito para recibir señal



les eléctricas.

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

La presente Memoria consta de veintiocho hojas, escritas a máquina por una sola cara.

Madrid, 14 de Julio de 1900

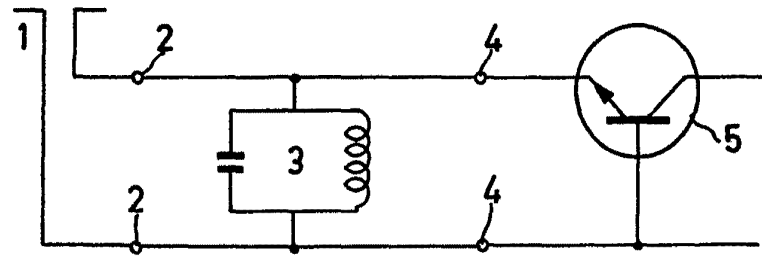
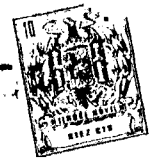


FIG. 1

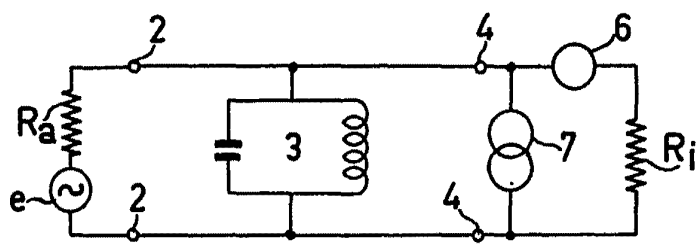


FIG. 2

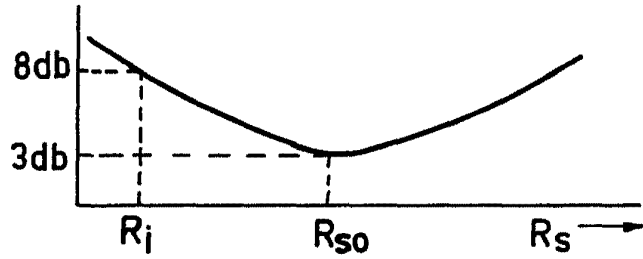


FIG. 3

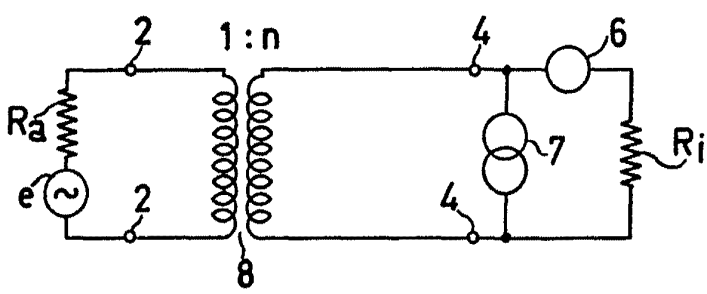


FIG. 4

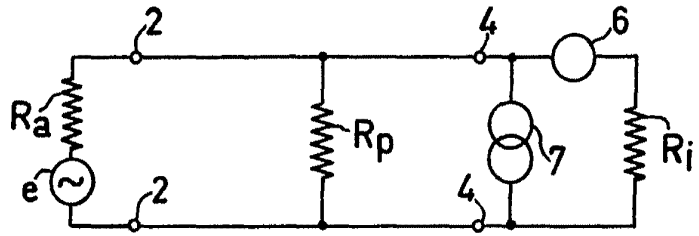


FIG. 5

Over

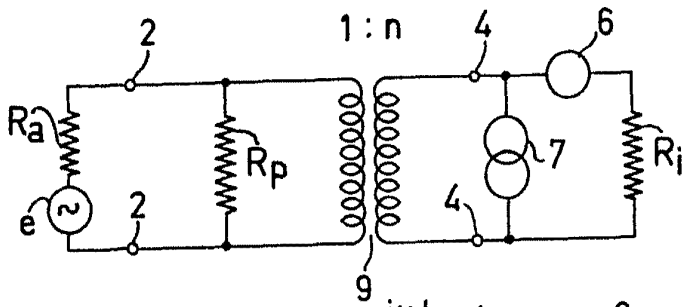


FIG. 6

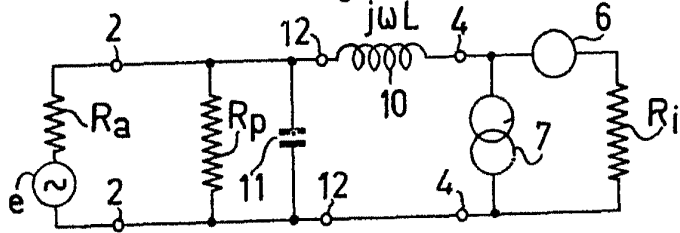


FIG. 7

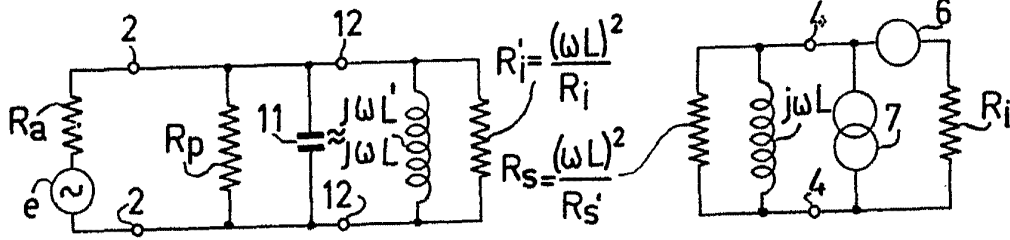


FIG. 8

FIG. 9

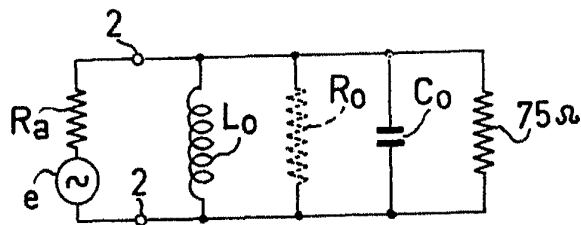


FIG. 10

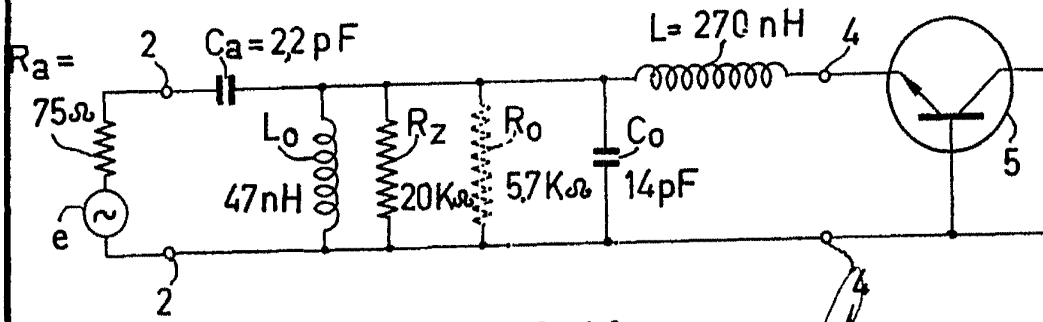


FIG. 11

[Handwritten signature]

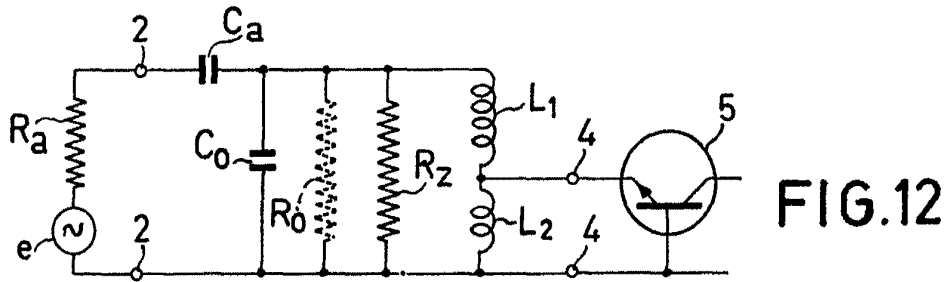


FIG. 12

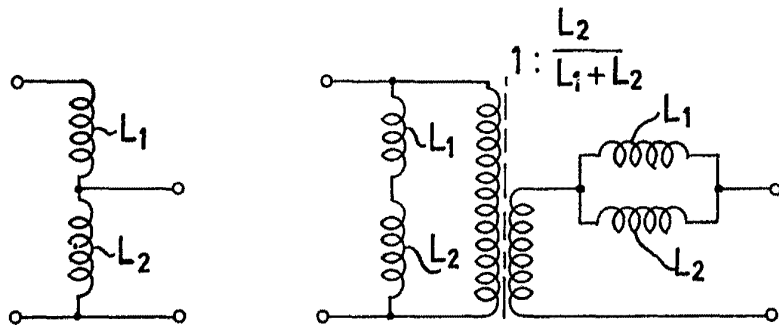


FIG. 13a

FIG. 13b

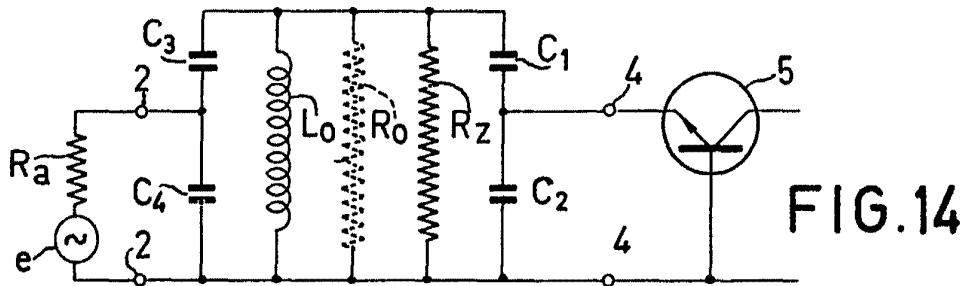


FIG. 14

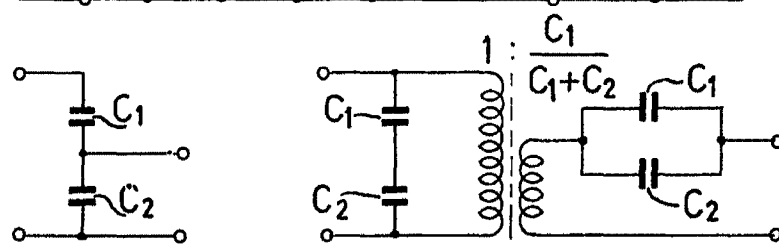


FIG. 15a

FIG. 15b

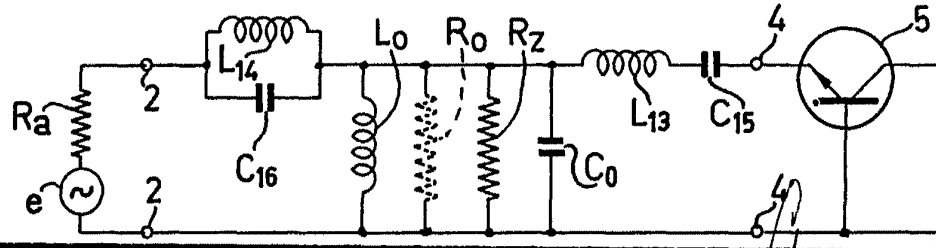


FIG. 16

Handwritten signature or initials.