

256202
P - 19.261

Ph. 15539

- 2 MAR 1960



256202

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' GLOBILAMPENFABRIEKEN, entidad holandesa, establecida en Emma singel 29, Eindhoven, Holanda, por:
"UN DISPOSITIVO AMPLIFICADOR DE CORRIENTE ALTERNIA CON TRANSISTORES".

La presente invención se refiere a un amplificador de corriente alterna con transistores, en particular para un receptor, para oscilaciones moduladas en amplitud, y tiene que ver con el problema de modulación cruzada en dicho receptor.

5 Como es sabido, en los amplificadores con válvulas de modulación cruzada se debe al hecho de que la corriente anódica de la válvula no varía linealmente con la tensión de rejilla. Se han venido haciendo esfuerzos para eliminar los productos resultantes de la modulación cruzada en la corriente de placa,
10 entre otras maneras incluyendo un filtro de baja frecuencia en



256202

el circuito de cátodo de la válvula. La tensión de baja frecuencia producida en bornes de este filtro debido a la curvatura de la característica de la válvula se utilizaba para modulación inversa, con el fin de reducir la inconveniente modulación cruzada.

5 Los experimentos en que se basa la presente invención han demostrado que la modulación cruzada producida en un amplificador de corriente alterna con transistores es influida materialmente por la resistencia interna del manantial de corriente alterna, la cual no tiene importancia a este respecto en los amplificadores

10 con válvulas.

La presente invención se caracteriza por el hecho de que, con el fin de reducir la modulación cruzada, la impedancia que se conecta entre los terminales de entrada del transistor, el cual funciona de preferencia en disposición de base común, satisface esencialmente la condición:

15

$$\frac{Z_p}{Z_0 + Z_p} + \frac{Z_v}{Z_0 + Z_v} + \frac{Z_s}{Z_0 + Z_s} = \frac{3}{2} \frac{a_1 a_2}{a_2^2}, \text{ de preferencia}$$

es aproximadamente igual a 1,

en la que Z_0 es la impedancia interna del transistor medida entre dichos terminales de entrada; Z_p es el valor de la impedancia externa conectada entre los terminales de entrada, medida

20 para baja frecuencia; Z_v es este valor medido a una frecuencia igual a la diferencia entre la frecuencia de las oscilaciones útiles y la frecuencia de las oscilaciones de interferencia; y Z_s es este valor medido para la suma de las frecuencias últimamente mencionadas; mientras que a_1 , a_2 y a_3 son los coeficientes de la serie

25

$$i = a_1 v + a_2 v^2 + a_3 v^3 \dots$$

de la curva característica de entrada del transistor (corriente

de entrada i al transistor en función de la tensión v aplicada a los electrodos de entrada).

Con el fin de que la invención pueda fácilmente ponerse en práctica, se describe acto seguido una forma de ejecución de la misma, a título de ejemplo, con referencia a los dibujos esquemáticos adjuntos, en los cuales:

- la figura 1 muestra un amplificador conforme a la invención, por ejemplo, un amplificador de alta frecuencia o de frecuencia intermedia, para uso en un receptor de oscilaciones moduladas en amplitud; y

- la figura 2 es un gráfico ilustrativo del factor K de modulación cruzada obtenido con este amplificador para diversos valores de las impedancias conectadas entre los terminales de entrada del transistor.

En el circuito amplificador de la fig. 1, las oscilaciones efectivas moduladas en amplitud procedentes de un manantial e_1 que tiene una resistencia interna l se aplican a un circuito resonante 3 sintonizado a dichas oscilaciones y a continuación, si es preciso después de una reducción, a los terminales de entrada de un transistor 4 , amplificándolas. Las oscilaciones amplificadas se toman de un circuito de salida 10 sintonizado a la frecuencia útil. Las oscilaciones no deseables (interferentes) que pueden ser producidas por un transmisor emplazado en las proximidades aparecen también en el circuito de entrada, y se representan en la fig. 1 en forma de segundo manantial e_2 . Se ha descubierto que la corriente de salida suministrada por el transistor 4 no solamente es proporcional a estas dos oscilaciones, sino también que contiene, en la banda útil de frecuencia, una componente producida por modulación cruzada de estas dos oscilaciones.



Si se supone que la corriente de entrada del transistor aumenta de manera sensiblemente exponencial con la tensión aplicada a los terminales de entrada, se encuentra una expresión para el factor K de modulación cruzada, expresión que es esencialmente independiente de la amplitud de la oscilación efectiva, aproximadamente proporcional al cuadrado de la amplitud de las oscilaciones de interferencia y también proporcional a un factor,

$$1 - \left(\frac{Z_p}{Z_0 + Z_p} + \frac{Z_v}{Z_0 + Z_v} + \frac{Z_s}{Z_0 + Z_s} \right) \quad (1)$$

donde Z_0 es la impedancia interna del transistor medida entre dichos terminales de entrada; Z_p es el valor de la impedancia externa conectada entre los terminales de entrada, medido para baja frecuencia (la frecuencia de modulación más alta de las oscilaciones efectivas); Z_v es este valor medido a una frecuencia igual a la diferencia entre las frecuencias de las oscilaciones útiles y las de interferencia; y Z_s es este valor medido para la suma de las frecuencias últimamente mencionadas.

Así, el factor K de modulación cruzada puede reducirse sensiblemente a cero dando las adecuadas proporciones a la impedancia conectada entre los terminales de entrada del transistor. Un sencillo método consiste en conectar el circuito resonante 3 a los terminales de entrada del transistor 4 a través de una resistencia 5. Los elementos de circuito 7, 8 y 9, que se utilizan para obtener la tensión de polarización, se dimensionan de manera que puede hacerse caso omiso de ellos. La impedancia del circuito 3 es sensiblemente insignificante para las tres frecuencias en cuestión. Si un condensador separador 6 tiene asimismo una impedancia insignificante para estas frecuencias, las impedancias Z_p , Z_v , Z_s vienen determinadas por el valor de la resistencia 5. Por tanto, se satisface la condición antes mencionada si la resistencia 5 es igual a la mitad de la resisten-



256202

- 24

cia de entrada R_0 del transistor 4.

En la fig. 2, la curva a representa el factor K de modulación cruzada en función del valor de la resistencia 5, cuando el condensador 6 tiene un valor de 250 μF . Si el condensador 6 tiene un valor de 25 μF , se obtiene la curva b, que tiene un valor mínimo mucho menos pronunciado. Con un condensador 6 de 0,5 μF , el mínimo de la curva de K es apenas perceptible. Si se conecta una inductancia en serie con el condensador 6, se obtiene la curva c. Los elementos de circuito 6 y 7 podrían omitirse, no obstante, ya que el ajuste del factor K al valor mínimo es relativamente crítico, habiendo de preferirse una satisfactoria estabilización del punto de trabajo, por ejemplo, mediante un valor suficientemente grande de la resistencia 7 y/o mediante una adecuada dependencia de la temperatura de la resistencia 8. Alternativamente, la resistencia 5 puede de por sí tener una dependencia de la temperatura correspondiente a la resistencia de entrada, dependiente de la temperatura, del transistor.

Por supuesto, pueden obtenerse efectos similares mediante un proporcionamiento y proyecto diferentes del circuito o conjunto de elementos de circuito conectado entre los terminales de entrada del transistor 4. La resistencia 5 puede tener en paralelo un pequeño condensador, permeable tan sólo a la frecuencia suma de las oscilaciones útiles y de interferencia (la diferencia entre la frecuencia útil y la de interferencia es por lo general relativamente pequeña). En este caso, $Z_0 = 0$, y el valor de la resistencia 5 debe ser exactamente igual a la resistencia de entrada R_0 del transistor 4. En el primer caso (sin el condensador en paralelo), la resistencia interna 1 del mánantial e_1 debe ajustarse a $(3/2)R_0$, de modo que, debido a la



25 6202

resistencia 5, se produce una pérdida de amplificación de aproximadamente 3,5 dB; en el segundo caso, la resistencia 5 debe ajustarse a $2R_0$, y la pérdida de amplificación es aproximadamente de 6 dB.

5 Si es preciso, el transistor puede hacerse funcionar en disposición de emisor común. La corriente de entrada i del transistor en función de la tensión aplicada a los electrodos de entrada del mismo puede, grosso modo, representarse por la serie

10
$$i = a_1 v + a_2 v^2 + a_3 v^3 \dots$$

Si se aplica la relación exponencial

$$i = I_0 \left(\sum \frac{qv}{kT} - 1 \right) ,$$

en la que I_0 , q , k y T son constantes, entonces

$$a_1 = \frac{I_0 q}{kT} = \frac{1}{R_0} , \quad \text{y} \quad \frac{a_1 a_2}{a_2^2} = \frac{2}{3}$$

15 En el caso general, la cifra 1 de la fórmula (1) debe, consiguientemente, ser sustituida por $\frac{3}{2} \frac{a_1 a_2}{a_2^2}$.

20 Esta solicitud, que corresponde a la presentada en Alemania el 5 de Marzo de 1959, bajo el Núm. N 16.352 VIII a/21a⁴, se acoge a los beneficios del artículo 51 del vigente Estatuto sobre Propiedad Industrial.

NOTA

Los puntos de invención propia y nueva que se presentan para que sean objeto de esta Patente de Invención en España,

25 6202

- 2M



por VEINTTE años, son los siguientes:

19. - Un dispositivo amplificador de corriente alterna con transistores, caracterizado por el hecho de que, con el objeto de reducir la modulación cruzada, la impedancia que se conecta entre los terminales de entrada del transistor, que de preferencia funciona en disposición de base común, satisface esencialmente la condición:

$$\frac{Z_p}{Z_0 + Z_p} + \frac{Z_v}{Z_0 + Z_v} + \frac{Z_s}{Z_0 + Z_s} = \frac{3}{2} \cdot \frac{a_1 a_3}{a_2}, \text{ de preferencia}$$

aproximadamente igual a 1, en la cual: Z_0 es la impedancia interna del transistor medida entre dichos terminales de entrada; Z_p es el valor de la impedancia externa conectada entre los terminales de entrada, medida para baja frecuencia; Z_v es este valor medido a una frecuencia igual a la diferencia entre la frecuencia de las oscilaciones útiles y la frecuencia de una oscilación de interferencia; y Z_s es este valor medido para la suma de las frecuencias últimamente mencionadas; mientras a_1 , a_2 y a_3 son los coeficientes de la serie

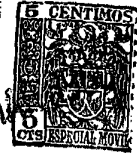
$$\underline{i} = a_1 v + a_2 v^2 + a_3 v^3 \dots$$

de la curva característica de entrada del transistor (corriente \underline{i} de entrada del transistor en función de la tensión \underline{v} aplicada a los electrodos de entrada).

20. - Un dispositivo amplificador conforme a la reivindicación 1, en el que las oscilaciones útiles se suministran al transistor a través de un circuito resonante, caracterizado por el hecho de que en el circuito serie, entre el circuito resonante y los terminales de entrada del transistor, va conectada una resistencia no desacoplada cuyo valor se ajusta a aproximadamente la mitad de la resistencia interna de entrada del transistor.

25 6202

- 2M



3º. - Un dispositivo amplificador conforme a la reivindicación 1, en el que las oscilaciones útiles son suministradas al transistor a través de un circuito resonante, caracterizado por el hecho de que en el circuito serie, entre el circuito resonante y los terminales de entrada del transistor, va conectada una resistencia que se desacopla para la suma de las frecuencias útiles y de interferencia, siendo el valor de esta resistencia sensiblemente igual a la resistencia interna de entrada del transistor.

4º. - Un dispositivo amplificador conforme a la reivindicación 2 o a la 3, caracterizado por el hecho de que el valor de la resistencia varía con la temperatura de acuerdo con la resistencia interna de entrada del transistor.

5º. - Un dispositivo amplificador de corriente alterna con transistores.

Tal y como se ha descrito en la Memoria que antecede, representado en el dibujo que se acompaña y con los fines que se han especificado.

Esta Memoria consta de ocho hojas escritas por una sola cara.

Madrid, - 2 MAR. 1960

P. A.
Alberto de Ezaburu
Por Fecsa

DG/ha

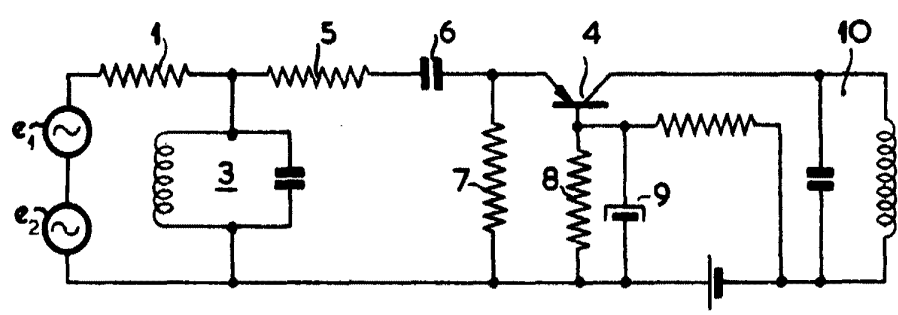
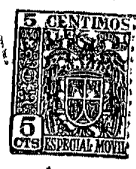


FIG.1

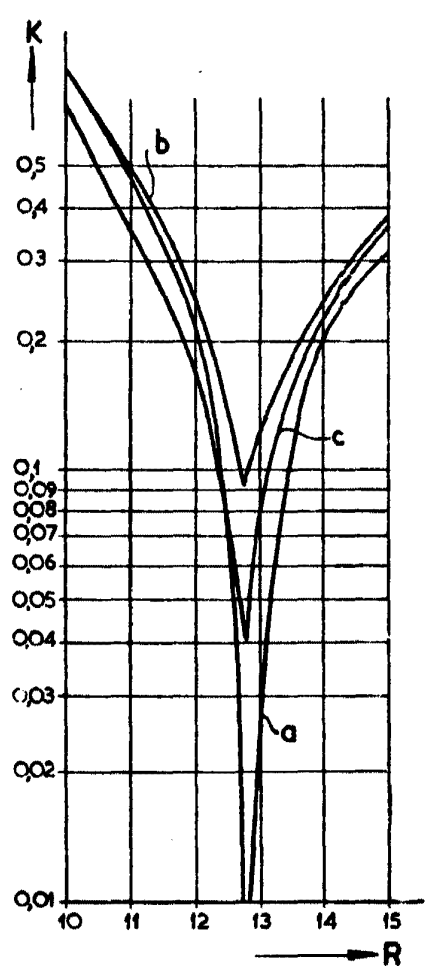


FIG.2

Handwritten signature or scribble