

PATENTE ESPAÑOLA

159012

MEMORIA

descriptiva sobre "Sistema de compensación de la impedancia variable
de entrada en los tubos amplificadores de radio-frecuencia"

POR

FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI S.A.

DE

M I L A N

Italia

PATENTE DE INVENCION

=====
Case 555
=====

159012



MEMORIA DESCRIPTIVA

sobre:

"Sistema de compensación de la impedancia variable de
"entrada en los tubos amplificadores de radio-frecuencia"

=====
Solicitante: FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI S.A.
domiciliada en Corso Venezia, 22, Milán, Italia.
=====

Se sabe que cada tubo electrónico que tiene tres o más electrodos lleva capacidades interelectródicas que se agregan a la capacidad del circuito rejilla-cátodo y que por consiguiente modifican la impedancia de entrada del tubo.

5. Cuando el tubo está en actividad estas capacidades sufren una variación que depende de las condiciones de alimentación del tubo. Por consiguiente, cuando el tubo está inactivo, lleva a su entrada una impedancia diferente en relación con la que lleva cuando está en actividad y en este último caso
10. su impedancia varía con las variaciones de las condiciones de alimentación, es decir, con las variaciones de la conductancia mutua del tubo.

- Este fenómeno dá lugar a un inconveniente sensible particularmente en los aparatos transmisores en los que el
15. oscilador piloto está acoplado directamente con un paso



amplificador de potencia. En efecto, en este caso las variaciones que se pueden efectuar en la impedancia de entrada del tubo amplificador dan lugar a variaciones de frecuencia del circuito oscilante del oscilador piloto. Si se aplica una señal de modulación al tubo, dado que él modifica la conductancia recíproca del tubo, se superpone a la modulación de amplitud del transmisor, una modulación de frecuencia debida al oscilador piloto.

25. La existencia de la modulación de frecuencia de la onda portadora es particularmente perjudicial en los receptores selectivos cuando estos no están perfectamente alineados o sintonizados, porque da lugar a distorsiones de bastante importancia con una reducción sensible de la inteligibilidad de las señales.

30. Con el fin de evitar este inconveniente, de acuerdo con el presente invento, la parte variable de la impedancia de entrada está compensada por una impedancia que tiene signo opuesto y que varía en función de la conductancia recíproca del tubo en el mismo sentido y en la misma extensión en que

35. la impedancia que debe ser compensada varía en función de la conductancia recíproca.

El presente invento se describe a continuación con referencia al dibujo adjunto, en el cual la fig. 1 representa el conjunto oscilador piloto amplificador de potencia de un

40. radio-transmisor no compensado: la fig. 2 representa un paso amplificador del tipo de la fig. 1 pero provisto de un montaje de compensación según el invento; la fig. 3 representa un paso amplificador provisto de un montaje de neutralización en sí ya conocido, además del montaje de compensación.

45. Refiriéndose al circuito representado en la fig. 1, 1 indica el tubo oscilador piloto que está conectado a un circuito oscilante 2 constituido por una inductancia 3 y por un condensador 4 en paralelo entre sí, teniendo dicho circuito oscilante uno de sus extremos conectado al cátodo y su otro

50. extremo al ánodo del tubo 1 a través de un condensador de



acoplamiento 5. El circuito de rejilla está acoplado inductivamente por medio del arrollamiento 6 con el arrollamiento 3 y lleva un condensador 7 de paso para la frecuencia de oscilación así como una resistencia de escape 8 puesta en derivación sobre el mismo. La tensión anódica se suministra al tubo 1 a través de una inductancia 9 destinada a suspender la radio-frecuencia.

El circuito de rejilla del tubo amplificador 10 está acoplado por medio de un condensador 11 y de una resistencia de carga 12 con el circuito oscilante 2; el ánodo del tubo 10 está conectado por el condensador de acoplamiento 13, a un extremo de un circuito oscilante 14 que lleva una inductancia 15 y un condensador variable 16 en paralelo entre sí, mientras que el otro extremo del circuito está conectado al cátodo. La carga del circuito anódico del amplificador de potencia está indicado por la resistencia Ra puesta en derivación en el circuito oscilante, pudiendo ser debida esta carga a un sistema radiante o a un paso sucesivo que tenga una mayor potencia.

Se suministra la tensión anódica al tubo 10 a través del secundario de un transformador de modulación 17 y de una inductancia 18 de detención para la radio-frecuencia; dicha fuente de alimentación suministra también, a través de una resistencia 19, la tensión a la rejilla pantalla del tubo y esta rejilla está conectada a la masa para la corriente alterna por medio de un condensador 20.

La frecuencia con que es excitada la rejilla del tubo 10 depende de la frecuencia propia del circuito 2, estando determinada esta frecuencia por las constantes de los elementos del circuito, así como por constantes parásitas que dependen en su mayor parte de las capacidades interelectrónicas del tubo 10. En efecto, en paralelo con el circuito 2 actúa también la reactancia que existe entre la rejilla y el cátodo del tubo 10.

Cuando el tubo está apagado, es decir, cuando su cátodo está frío, esta reactancia está constituida por la capaci-



dad rejilla-placa C_{gp} así como por la capacidad rejilla-cátodo C_{gk} .

90. Cuando el tubo funciona estos valores de capacidad sufren una variación en función de las condiciones de alimentación del tubo. Desde el punto de vista eléctrico esto corresponde al hecho de que a la capacidad C_{gp} se agrega en paralelo una capacidad variable ΔC_{gp} y a la capacidad C_{gk} se agrega en paralelo una capacidad ΔC_{gk} .

95. El valor ΔC_{gp} es conocido y puede calcularse basándose en la teoría conocida de los tubos amplificadores.

Si el circuito anódico está sintonizado o su falta de sintonización es insignificante, como ocurre siempre en la práctica, el valor de ΔC_{gp} es dado por la relación siguiente:

100. (1)
$$\Delta C_{gp} = G_m C_{gp} \frac{\frac{1}{\rho} + \frac{1}{R_a}}{\left(\frac{1}{\rho} + \frac{1}{R_a}\right)^2 + \omega^2 C_{gp}^2}$$

105. en la que ρ y G_m son respectivamente la resistencia interna y la conductancia recíproca del tubo; dado que ρ y $1/C_{gp}$ tienen en general valores sensiblemente más elevados que el valor de R_a la relación (1) puede escribirse con una buena aproximación en la forma;

(2)
$$\Delta C_{gp} = G_m C_{gp} R_a$$

es decir, en la práctica ΔC_{gp} es proporcional a G_m .

110. La capacidad ΔC_{gk} se debe a la carga de espacio del tubo. Se sabe, en efecto, que una parte de los electrones que forman la carga de espacio es absorbida por la rejilla bajo un ángulo de 90° en avance sobre la tensión de rejilla y dá lugar a una capacidad ficticia ΔC_{gk} .

115. De la teoría y de la experiencia resulta que la capacidad ΔC_{gk} es una función de G_m y para los tubos que tienen una característica cuadrática esta función se reduce a una relación casi perfectamente lineal. En los otros tubos se puede suponer en primera aproximación



120. que la relación que existe entre ΔC_{gk} y G_m es lineal, dado que una gran parte de los tubos modernos utilizados como amplificadores de radio-frecuencia de pequeña potencia tienen una característica muy próxima a la característica cuadrática.

Por consiguiente, se puede escribir con una

125. aproximación suficiente:

$$(3) \Delta C_{gk} = K_1 G_m$$

en la que K_1 es un simple factor de proporcionalidad .

Adicionando esta capacidad a la capacidad sacada de la relación (2) se tiene:

130. $(4) \Delta C_g = \Delta C_{gp} + \Delta C_{gk} = G_m \cdot (R_a C_{gp} + K_1).$

La capacidad ΔC_g es pues una función lineal de la conductancia recíproca G_m y dado que ésta varía durante un periodo de modulación resulta de ello una variación de ΔC_g en función de la modulación.

135. Las variaciones de ΔC_g dan lugar a variaciones de reactancia del circuito oscilante 2 y por consiguiente a una modulación de frecuencia.

En muchos casos practicos ΔC_g puede tener un valor comprendido entre 1pF y 3pF y suponiendo que el condensador

140. 4 tenga una capacidad de 100 pF la variación de la capacidad del circuito oscilante es de 1% a 3%, mientras que la variación de frecuencia está comprendida entre 0,5% y 1,5%, no pudiendo este valor ser despreciable en la mayor parte de las aplicaciones prácticas.

145. Segun el presente invento, esta variación de capacidad está compensada conectando entre la rejilla del tubo amplificador 10 y un punto apropiado del circuito, una capacidad intercalada de modo que lleve una impedancia que tenga signo opuesto al signo de la capacidad antes dicha y

150. que varíe en función de la conductancia recíproca del tubo en el mismo sentido y en la misma extensión en que varía la capacidad que debe ser compensada.

En la fig. 2 se representa un esquema de circuito que reproduce el paso de la fig. 1 correspondiente al tubo 10



155. y modificado de acuerdo con el presente invento. El circuito de compensación lleva en serie entre la rejilla y el cátodo del tubo 10 un condensador/variable de compensación C_c y un arrollamiento L_c acoplado inductivamente al arrollamiento 15 del circuito sintonizado de placa.

160. La fuerza electromotriz inducida en el arrollamiento L_c tiene, con relación a la masa, la misma fase que la tensión de rejilla.

En el circuito de la fig. 2 entre la rejilla y el cátodo del tubo 10, además de las capacidades anteriormente dichas actúa una nueva capacidad ΔC_c que es de la misma naturaleza que ΔC_{gp} porque está puesta en derivación como ésta entre la rejilla y un punto del circuito anódico.

Se puede pues escribir:

$$(5) \Delta C_c = - G_m K_2 C_c$$

170. donde el signo negativo y el valor del factor de proporcionalidad K_2 están determinados respectivamente por el sentido y por el grado de acoplamiento; haciendo variar este grado y el valor de C_c se puede obtener una variación de ΔC_c en límites muy extensos.

175. Sumando algebraicamente las relaciones (4) y (5) se obtiene:

$$(6) \Delta C_g + \Delta C_c = G_m (R_a C_{gp} + K_1 - K_2 C_c)$$

y si se la pone la condición

$$(7) K_2 C_c = K_1 + R_a C_{gp}$$

180. se obtiene que la variación de capacidad entre la rejilla y al cátodo cae a cero y se mantiene nula cualquiera que sea el valor de G_m .

El circuito descrito es a primera vista análogo a los circuitos normales de neutralización de la capacidad inter-electrónica C_{gp} , habiéndose obtenido esta neutralización por un condensador C_n y correspondiente a la condición

$$(8) K_2 C_n = R_a C_{gp}$$

No obstante, es preciso tener presente que la capacidad ΔC_{gk} que depende de la carga de espacio, no está



190. compensada por la neutralización. Por el contrario, por la compensación según el invento, son compensadas todas las capacidades variables en la rejilla del tubo, mientras que queda sin compensar la capacidad C_{gp} . Se debe hacer notar que por medio de un mismo circuito se obtienen resultados completamente diferentes simplemente por una regulación diferente de la capacidad de compensación.

Como resulta de la comparación de la relación (7) con la relación (8), la capacidad C_c es mayor que C_n y la entidad de este mayor valor depende del valor de K_1 .

200. Si las condiciones particulares del circuito exigen además de la compensación de capacidades variables, la neutralización de la capacidad interelectrónica C_{gp} , se puede recurrir al circuito de la figura 3 en el que la neutralización se obtiene por medio del condensador variable C_n que
205. está conectado en serie con un arrollamiento L_n acoplado con el arrollamiento 15 del circuito oscilante de placa 15, 16, entre el cátodo y la rejilla del tubo 10.

- La tensión de compensación es suministrada por un tubo auxiliar 23 que puede tener una potencia muy inferior
210. a la potencia del tubo amplificador 10 y cuyo circuito de entrada está conectado en oposición con el circuito de entrada del tubo 10, mientras que su conductancia recíproca varía proporcionalmente a las variaciones de la conductancia recíproca de dicho tubo. Con este fin la rejilla de mando del
215. tubo 23 está conectada, a través de un condensador de acoplamiento 21 con el extremo del circuito oscilante 2 opuesto al extremo al que está conectada la rejilla del tubo 10, mientras que a través de la resistencia de carga 22 dicha rejilla de mando del tubo 23 está conectada al cátodo y a la
220. masa; el cátodo del tubo 23 está conectado al cátodo del tubo 10 y el ánodo de dicho tubo 23 está conectado a la rejilla del tubo 10 por medio de una conexión en la que está intercalado el condensador variable de compensación C_c .

- La alimentación anódica es suministrada al tubo 23 a
225. través del secundario del transformador de modulación 17, de

159012



- 8 -

una resistencia 24 y de una inductancia 25.

La tensión de compensación para la capacidad ΔC_g se obtiene así del ánodo del tubo 23, mientras que la impedancia del circuito anódico de este tubo está constituida por la
230. resistencia 24 y por la inductancia 25 en serie, escogiéndose los valores de estos elementos de modo que la impedancia quede prácticamente constante cuando la frecuencia sufre variaciones.

Haciendo variar el condensador C_n , por medio de este
235. circuito se compensa la capacidad rejilla-placa del tubo 10, y haciendo variar el condensador C_c se compensa la capacidad ΔC_g .

Estas operaciones que tienen como fin el establecer la compensación de las capacidades variables de entrada, son
240. muy diferentes en relación con aquellas a las que se ha recurrido para la neutralización de la capacidad rejilla-placa. En este último caso la regulación del condensador C_n se efectúa manteniendo el tubo 10 apagado y se regula el condensador C_n de modo que obtenga, cualquiera que sea el
245. valor de la tensión de rejilla, una tensión cero en los extremos del circuito oscilante 14.

En el caso de la compensación de las capacidades variables de entrada, según el presente invento, el tubo 10 debe estar siempre encendido. Al principio no se aplica ninguna
250. tensión anódica al tubo 10 y en estas condiciones se provoca el batimiento de la frecuencia del circuito oscilante piloto 2 con una frecuencia tipo y se regula el condensador 4 hasta que anula el batimiento. Después se aplica la tensión anódica al tubo 10 y por la regulación del condensador C_c
255. se lleva nuevamente a cero el batimiento entre la frecuencia del oscilador piloto y la frecuencia tipo.

Si se obtiene que la capacidad ΔC_c compensa exactamente la capacidad C_g sin que sea necesario modificar el condensador C_c con relación al valor que tenía con
260. ausencia de tensión anódica, la compensación será perfecta.



En general, por el contrario, con el fin de obtener la compensación exacta será necesario modificar el condensador C_0 y esta variación ejerce una influencia en la sintonía del circuito 2 cuando no se aplica ninguna tensión anódica en el tubo 10.

265. Por consiguiente, se debe suprimir de nuevo la tensión anódica y regular además el condensador 4 hasta poner al circuito nuevamente en condiciones de sintonía. Después de esto se aplica la tensión anódica y se regula de nuevo el condensador C_0 . Se prosigue así por aproximaciones sucesivas hasta obtener
270. una compensación suficiente. En la práctica, basta repetir dos o tres veces la operación después de lo cual se obtiene una compensación prácticamente completa y por consiguiente una eliminación total de la modulación de frecuencia.

- Es de notar que la operación descrita se efectúa
275. bajo tensión anódica cero y bajo tensión anódica igual a la tensión anódica normal. Por consiguiente desde el punto de vista teórico solamente es válida para el periodo negativo de la modulación. Con el fin de extender la operación al periodo positivo de la modulación, se debería efectuar la
280. regulación anteriormente descrita aplicando la tensión anódica normal y una tensión doble de ella, en la suposición de una modulación del 100%. Esta operación puede realizarse si el tubo no llega a encontrarse en condiciones de sobrecarga excesiva, pero en la práctica la compensación efectuada por el
285. semiperiodo negativo es sin más aplicable también para el semiperiodo positivo.

- La regulación del condensador C_0 puede efectuarse también dinámicamente escuchando por medio de un detector de modulación de frecuencia la onda portadora emitida y
290. regulando el condensador de compensación C_0 de modo que reduzca al mínimo la salida del detector de modulación de frecuencia.

N O T A

295. Descrita suficientemente la naturaleza del invento, así como la manera de realizarlo en la práctica, debe hacerse

159012

159012



- 10 -

- constar que las disposiciones anteriormente indicadas son susceptibles de modificaciones de detalle, en cuanto no altere su principio fundamental. Tambien se hace constar que dicho invento corresponde a una patente presentada en Italia con
300. fecha 28 de octubre de 1941, bajo el nº 393.036, acogiéndose, por lo tanto, a los beneficios que conceden los Convenios Internacionales en vigor y siendo lo que constituye la esencia del referido invento y por lo que se solicita patente de invención, por veinte años en España: "Sistema de compensación
305. de la impedancia variable de entrada en los tubos amplificadores de radio-frecuencia"; caracterizándose por lo siguiente:
- 1º.- Sistema de compensación de la impedancia variable de entrada en el tubo amplificador de radio-frecuencia, en circuitos amplificadores de radio-frecuencia, caracterizado
310. porque con el fin de compensar la parte de la impedancia de entrada del tubo que varía con las variaciones de las condiciones de alimentación de dicho tubo, en el circuito del tubo está intercalada una impedancia con signo opuesto al signo de la impedancia que debe ser compensada, variando dicha
315. impedancia en función de la conductancia recíproca del tubo en el mismo sentido y en la misma extensión en que varía, tambien en función de la conductancia recíproca, la impedancia que debe ser compensada.
- 2º.- Sistema de compensación de la impedancia variable de entrada en los tubos amplificadores de radio-frecuencia, según lo reivindicado en el punto 1, caracterizado porque entre la rejilla y el cátodo del tubo están intercalados un condensador de compensación y una fuerza electro-motriz alterna, y esta fuerza electromotriz alterna
320. tiene la misma fase de ^{la}tensión aplicada a la rejilla del tubo, estando el condensador y la fuerza electromotriz mencionados, conectados en serie entre sí y en paralelo con la impedancia que debe ser compensada.
325. 3º.- Sistema de compensación de la impedancia variable de entrada en los tubos amplificadores de radio-
- 330.

159012



-11 -

frecuencia, según lo reivindicado en el punto 2, caracterizado porque el condensador de compensación está intercalado, de forma en sí conocida, entre la rejilla del tubo y un arrollamiento conectado al cátodo y acoplado con el circuito anódico, estando inducida en este arrollamiento, por efecto de este acoplamiento, la fuerza electromotriz en serie con el condensador de compensación.

4º.- Sistema de compensación de la impedancia variable de entrada en los tubos amplificadores de radio-frecuencia, según lo reivindicado en el punto 2, caracterizado porque el condensador de compensación está intercalado entre la rejilla del tubo amplificador y la placa de un tubo auxiliar cuyo circuito de entrada está conectado en oposición con el circuito de entrada del tubo amplificador y cuya conductancia recíproca varía proporcionalmente a las variaciones de la conductancia recíproca del tubo amplificador.

"Sistema de compensación de la impedancia variable de entrada en los tubos amplificadores de radio-frecuencia"; tal y como queda substancialmente descrito en la presente memoria e ilustrado en los adjuntos dibujos.

Esta memoria consta de once hojas escritas por una sola cara.

Madrid, 21 de octubre de 1942.

FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI S.A.

Por Pedro de J. GÓMEZ ACEBO

