

408051

Cl. Int. Cl.: H03F//H05G

PATENTE DE INVENCIÓN

cuyo registro se solicita por veinte años en España, a favor de " HONEY-
WELL INC. ", de nacionalidad norteamericana y, con domicilio en 2701 de la
Fourth Avenue South, Minneapolis, Minnesota 55408, (Estados Unidos de Ame-
rica), por:

" CIRCUITO AMPLIFICADOR PARA CONDUCIR LA CARGA INDUCTIVA ", con priori-
dad de la Patente Norteamericana Nº 221.009, del 26 de Enero de 1.972.-

MEMORIA DESCRIPTIVA

La presente invención se refiere a circuito amplificador para conducir la
carga inductiva. La invención se pretende, sin embargo, que no sea exclusi-

vamente aplicable al tubo de rayos catódicos magnéticos (CRT) en los circuitos de amplificación desviadores del haz. Expuesto en términos generales, el problema con que se tropieza para la energización precisa de una carga inductiva, y especialmente para dirigir las bobinas de desviación de un sistema CRT, es el de llevar la corriente de carga a la magnitud deseada tan rápidamente como sea posible, mientras que se evita la sobremodulación ó la oscilación en torno a este valor. Un amplificador para llevar a cabo dicha función debe ser capaz, asimismo, de producir una corriente de estado firme y estable libre de frecuencias discontinuas. Para alcanzar estos objetivos se requiere alguna forma de realimentación, representativa de la corriente de carga. Una técnica común es la de emplear una resistencia sensible a la corriente en serie con la carga. Como quiera que la misma corriente fluye a través, tanto de la carga como de la resistencia sensora, una indicación de voltaje de la corriente de carga se produce a través de la resistencia. Este voltaje se utiliza como señal de realimentación.

Un problema con el que frecuentemente se tropieza con tal disposición, es la generación de impulsos discontinuos de alta frecuencia, que aparentemente resultan de la capacidad distribuida en la carga inductiva. Estos impulsos discontinuos son reflejados en el voltaje de realimentación, que se retransmite a la entrada del amplificador. Como resultado de ello, la estabilidad de operación del amplificador queda perjudicada. Otro de los efectos es que la relación aceptable entre circuito abierto y ganancia de circuito cerrado es limitada a causa de que la oscilación se produce, cuando se aumenta la relación más allá de algún valor limitador. Dichos amplificadores de desviación son, en consecuencia, limitados frecuentemente a las ganancias que son insuficientes para determinadas aplicaciones.

El objeto de la presente invención, es el de superar este problema. En consecuencia, de acuerdo con la presente invención, se ha provisto un circuito amplificador para conducir una carga inductiva, en el que la señal de entrada, y una señal de realimentación que representan la corriente a través de la carga, son alimentadas a un amplificador que conduce la carga y en el que un circuito condensador-resistencia que simula la carga, y que genera la señal de realimentación, está conectado en paralelo con la carga.

A continuación, describiremos una de las realizaciones de la invención, a

título de ejemplo, con referencia a los dibujos que se acompañan, en lo que:

40 La Figura 1, es un diagrama de circuito de un circuito amplificador para conducir la carga inductiva, y

La Figura 2, es un conjunto de formas de onda ilustrativo de la operación del circuito de la Figura 1.

45 Con referencia a la Figura 1, el circuito es por lo general del tipo simétrico. La señal de entrada puede ser aplicada, sea a los dos terminales de entrada, 11 y 12, uno u otro, manteniendo preferentemente el otro terminal en un voltaje de referencia.

50 Estos dos terminales, están conectados a través de las resistencias R3 y R4 respectivamente, a las dos entradas de un amplificador diferencial A1, que tiene un condensador C2 conectado a través del mismo para permitir la realimentación local. El amplificador A1 mueve a un transistor Q1A que está conectado con un transistor Q2A en una configuración de par de cola larga. El colector del transistor Q2A está conectado a la base de un transistor Q3A, cuyo emisor está conectado de nuevo a la base del transistor Q2A para permitir la realimentación negativa local. El amplificador A1 mueve
55 también los transistores conectados correspondientemente Q1B, Q2B y Q3B en el otro lado del circuito equilibrado, como se vé. Aún cuando los circuitos de realimentación, incluyendo los transistores Q2A y Q2B ayudan a regular con precisión las corrientes a través de los transistores Q3A y Q3B, éstos no son esenciales, y se puede alcanzar un rendimiento satisfactorio, aún cuando reducido, controlando los transistores Q3A y Q3B directamente con la señal del amplificador A1, omitiendo los transistores Q1A, Q2A, Q1B y Q2B. Alternativamente, si se requiere una ganancia adicional en los circuitos de realimentación formados por los transistores Q2A y Q3A y por los transistores Q2B y Q3B, las fases seguidoras emisoras, pueden ser
60 incluidas donde se indica en 46A y 46B. Los circuitos de par de cola larga de los transistores Q1A y Q2A y de los transistores Q1B y Q2B, pueden compartir un suministro de energía común.

65 Los transistores Q3A y Q3B tienen sus emisores derivados a tierra a través de las resistencias R5A y R5B, respectivamente, y tienen sus colectores conectados a dos suministros flotantes de energía, 66A y 66B como se vé.
70

La unión común entre estos dos suministros de energía, tiene la carga inductiva 70 que se ve como inductor L1 y resistencia R1, conectadas entre aquellos y la tierra. Aún cuando la resistencia R1 aparece como componente aparte, puede consistir parcialmente, ó totalmente, en la resistencia inherente al inductor físico.

Aun cuando se pueden utilizar con ventaja, suministros de energía bien regulada, de alta calidad, dichos suministros de energía, no son esenciales para obtener una operación aceptable, si los medios de limitación del voltaje simple, que vamos a describir, son utilizados. En este caso, los suministros de energía 66A y 66B pueden ser suministros no costosos, con ligera regulación. El voltaje de salida de dichos suministros, tiene una fluctuación apreciable, especialmente cuando se suministra la corriente máxima. La corriente máxima viene demandada de los suministros de energía 66A y 66B cuando los transistores Q3A y Q3B, respectivamente, son conductores totalmente. Los problemas causados por la fluctuación se superan proviendo un par de pasos limitadores de voltaje unidireccionales entre los puntos de unión de los dos suministros de energía y las entradas de las fases del seguidor emisor en los circuitos reguladores de corriente.

El paso de limitación del voltaje para el suministro 66A, incluye un diodo Zener ZD1A y un diodo convencional D1A conectados en la forma que se vé entre la unión de los dos suministros de energía y la base del transistor Q3A. Así, la corriente puede fluir a través del paso, únicamente cuando el voltaje en la unión de los suministros de energía, se convierte en suficientemente negativa para romper el diodo Zener ZD1A.

El paso de limitación de voltaje para el suministro 66B es similar, consistiendo en un diodo Zener ZD1B y un diodo convencional D1B conectados en la forma que se ve.

Una red de realimentación 90 está conectada, entre la unión de los suministros de energía 66A y 66B y la entrada no inversora del amplificador A1. Esta red 90 consiste en dos ramas. Una de las ramas consiste en las resistencias R2 y R6 y el condensador C1 conectado a un circuito T como se ve, y la otra rama consiste en las resistencias R7 a R9 conectadas esimismo en una red T. Las resistencias R2, R6, R8 y R9 son variables. Los

valores de la resistencia R2 y del condensador C1, se eligen de forma que
105 el voltaje que aparece a través del condensador, es proporcional al voltaje
que aparece a través del inductor L1, como se describirá con más detalle más
abajo.

La operación del circuito la consideraremos ahora. Supongamos que una señal
de marcha positiva se aplica al terminal 12. Esta toma la base del transis-
110 tor Q1A positivo, de forma que su emisor y, en consecuencia, el emisor del
transistor Q2A se mueven positivamente. En consecuencia, la base del tran-
sistor Q3A se mueve positivamente, aumentando la corriente a su través.
El voltaje que atraviesa la resistencia R5A se eleva, tomando la base del
transistor Q2A positivamente y contrarresgando así en cierta medida el efec-
115 to del movimiento positivo en su emisor. Esta realimentación es proporcio-
nal a la corriente a través del transistor Q3A, controlándola para que sea
de la magnitud correspondiente a la señal procedente del amplificador A1.

La operación de la otra mitad del circuito es similar. El efecto es que en
estado de quietud, la misma corriente fluye a través de los transistores
120 Q3A y Q3B, con una corriente cero resultante a través de la carga 70,
mientras que un cambio en el terminal de entrada 12 desequilibra estas
corrientes y produce una corriente resultante a través de la carga.

El efecto de los pasos limitadores de voltaje D1A-ZD1A y D1B-ZD1B consis-
te en limitar las excursiones del voltaje al extremo no conectado a tierra
125 de la carga. De esta forma, si el voltaje en este punto, se hace excesiva-
mente negativo, como puede ocurrir con una entrada positiva de señal gran-
de al transistor Q3A, el diodo Zener ZD1A romperá y reducirá el voltaje a
este transistor, aumentando así el voltaje al extremo no conectado a tierra
de la carga, (ó reduciendo la excursión del voltaje en dicho punto). El diodo
130 Zener ZD1B realiza una función similar si el voltaje en dicho punto se hace
excesivamente positivo. El efecto de estos pasos limitadores del voltaje, es
evitar la saturación de los transistores reguladores de la corriente Q3A y
Q3B que se aplicarán al voltaje de suministro de corriente no regulado to-
tal, incluyendo la fluctuación, a través de la carga 70. Los pasos limitado-
135 res de voltaje no son necesarios si se utilizan suministros de energía bien
regulados, toda vez que dichos suministros, proveerán unas salidas de alta
calidad, incluso en condiciones de máxima demanda.

El efecto de la red de realimentación 90 será considerado ahora con referen-
cia a las formas de onda de la Figura 2, en la que V_i , V_o y V_{fb} represen-
tan los voltajes en el terminal de entrada 12, el extremo no conectado a
140 tierra de la carga 70 y la salida de la red 90, respectivamente. Por conve-
niencia, las polaridades de las tres formas de onda se han elegido de forma
que todas las formas de onda varíen en la misma dirección en el dibujo.

Se supone que el voltaje de entrada V_i es una señal de paso, que produce
145 un gran voltaje de paso positivo en el extremo no conectado a tierra de la
carga, que tiende a causar que la corriente fluya a través de la carga 70.
Esta corriente no asume inmediatamente, sin embargo, su valor de estado firme
a causa de la fuerza contra-electromotriz producida por el inductor L_1 .
La corriente de carga continúa aumentando hasta que el voltaje de realimenta-
150 ción, que representa la corriente de carga, alcanza el nivel requerido para
equilibrar el voltaje de entrada.

En los circuitos de las artes anteriores, la resistencia R_1 comprende una
resistencia sensora de corriente discreta. La señal de realimentación se
toma de la unión entre esta resistencia y el inductor L_1 . El voltaje instan-
155 táneo de realimentación viene dado por la siguiente ecuación:

$$E_{fb} = E_o (1 - e^{-R_1 t / L_1}),$$

en la que:

- E_o es el voltaje a través de la carga,
- R_1 es la resistencia de carga,
- 160 L_1 es la inductancia de carga, y
- t es el tiempo en segundos después del cambio de
paso en E_o .

Un efecto que no aparece en esta ecuación, es que los impulsos movibles de al-
ta frecuencia se producen a menudo, como resultado de la capacitancia distri-
buida en la carga inductiva. Estos impulsos son reflejados en el voltaje de
165 realimentación, a través de la resistencia sensora de corriente, y perjudican
la operación del amplificador. En consecuencia, la señal de realimentación
utilizable a través de la resistencia de realimentación, queda limitada fre-
cuentemente, y puede no ser suficiente para permitir la operación deseada
del circuito.

170 En el presente circuito, la red de realimentación comprende una resistencia R2 que tiene la resistencia R_2 y el condensador C1 que tiene la capacidad C_1 conectadas en serie a través de la carga 70. El voltaje instantáneo producido a través del condensador C1 viene dado por la ecuación:

$$E_{fb} = E_0 (1 - e^{-t/R_2 C_1})$$

175 A la vista de las dos ecuaciones, es evidente que ambos sistemas de realimentación producirán voltajes de realimentación instantáneos iguales si los valores L_1 , R_1 , C_1 y R_2 son relacionados de acuerdo con la ecuación

$$L_1/R_1 = R_2 C_1$$

En consecuencia, se produce una señal de realimentación satisfactoria en el
180 circuito que aparece mediante la elección apropiada de los valores de la resistencia R2 y el condensador C1 en la red de realimentación 90.

Con referencia a la Figura 2, el voltaje de realimentación V_{fb} se eleva a lo largo de un paso exponencial, siguiendo la elevación de paso del voltaje de entrada V_1 . Mientras V_{fb} es menor que V_1 , un gran voltaje de salida
185 V_0 será aplicado a través de la carga 70. Cuando el voltaje de realimentación V_{fb} se acerca al voltaje de entrada V_1 , el voltaje de salida V_0 queda reducido bruscamente a un valor suficiente para mantener la corriente necesaria fluyendo a través de la resistencia de la carga, pero sin causar que la corriente de carga aumente. Este pequeño voltaje de salida será mantenido mediante una pequeña diferencia (que no aparece) entre los niveles de
190 V_{fb} y V_1 , lo que depende de la ganancia de circuito abierto en el circuito (es decir, la ganancia con la red de realimentación 90 desconectada).

La corriente de salida a través de la carga, tendrá las mismas formas de onda que la forma de onda V_{fb} , pero el voltaje que atraviesa la resistencia
195 R1 exhibirá disturbios transitorios, a causa de la capacitancia distribuida en la carga 70, que no aparece en la forma de onda V_{fb} .

Este circuito funciona normalmente sin depender de la corriente de carga real, y ello permite que el circuito sea utilizado sin carga alguna, o con cualquiera entre diversas configuraciones de carga no usuales, tales como las disposiciones CRT que utilizan horquillas de participación de tiempo. Los amplificadores que tienen circuitos de realimentación convencionales, no pueden tolerar las interrupciones en la corriente de carga, sin generar unas variaciones extremas.
200

205 La provisión de la red de realimentación 90 elimina la necesidad de tener una resistencia sensora a la corriente aparte, como por ejemplo la resistencia R1. Sin embargo, si la resistencia del inductor físico es pequeña, puede ser deseable disponer de una resistencia discreta en serie con la misma para ayudar a generar un voltaje de realimentación suficientemente grande.

210 El circuito trabajará satisfactoriamente sin la realimentación adicional suministrada por T conectada a las resistencias R7 a R9. Este circuito adicional, que trabaja en paralelo con C1 y R2 ayuda a controlar la sobremodulación de las señales de realimentación producidas en respuesta a las entradas de paso. Mas específicamente, ello provee una señal de realimentación principal, que puede ser ajustada para compensar la demora ó la separación producida por el circuito amplificador.

215 Como quiera que puede haber muchas dificultades prácticas, en el cálculo de los valores de parámetro apropiados de elementos de la red de realimentación 90, la tarea de mejorar la operación de todo el circuito, puede ser simplificada, al utilizar impedancias variables. Un método satisfactorio de ajustar estas impedancias implica la aplicación de una señal de forma de onda de diente de sierra al terminal de entrada 12. La resistencia R2 se ajusta entonces para alinear los diversos segmentos de la forma de onda del voltaje, a través del condensador C1. Entonces se ajusta la resistencia R8 para reducir la sobremodulación de la porción que cae en esta forma de onda de voltaje. Finalmente, las resistencias R6 y R9 se ajustan para obtener 220 la ganancia deseada en el amplificador. De acuerdo con las técnicas analíticas conocidas, la ganancia del amplificador es la relación de la resistencia de entrada a la resistencia total en la red de realimentación,

225 Las diversas resistencias de realimentación pueden ajustarse igualmente, utilizando una entrada de onda cuadrada. Entonces la resistencia R2 se ajusta para alinear la parte alta de la onda cuadrada, a través del condensador C1 y la resistencia R8 se ajusta para reducir la sobremodulación en las porciones que suben y caen de la onda cuadrada.

-----+-----
NOTA DE REIVINDICACIONES

La presente PATENTE DE INVENCION, cuyo registro se solicita por veinte años

235 en España, a favor de " HONEYWELL INC. ", de nacionalidad norteamericana y,
con domicilio en 2701 de la Fourth Avenue South, Minneapolis, Minnesota 55408,
(Estados Unidos de America), por: " CIRCUITO AMPLIFICADOR PARA CONducIR LA
CARGA INDUCTIVA ", con prioridad de la Patente Norteamericana Nº 221.009,
del 26 de Enero de 1.972, recaerá sobre las particularidades características
240 de las siguientes REIVINDICACIONES :

1ª.- Circuito amplificador para conducir la carga inductiva, en el que la
señal de entrada y una señal de realimentación que representan la corriente,
a través de la carga son alimentadas a un amplificador que arrastra la carga,
y en el que un circuito de condensador-resistencia que simula la carga y ge-
245 nera la señal de realimentación está conectado en paralelo con la carga.

2ª.- Circuito amplificador, de acuerdo con la reivindicación 1ª, que incluye
también un circuito de resistencia, conectado en paralelo con la carga y que
genera una nueva señal de realimentación.

3ª.- Circuito amplificador, de acuerdo con cualquiera de las dos cláusulas
250 reivindicativas anteriores, en el que el amplificador es del tipo de contra-
fase, que tiene un par de transistores de salida, conectados a un circuito
con un par de suministros de energía flotantes, y la carga está conectada,
entre la unión entre los transistores, y la unión entre los suministros de
energía.

4ª.- Circuito amplificador, de acuerdo con la reivindicación 3ª, en el que
255 cada uno de los transistores de salida, es movido desde otro transistor res-
pectivo, cuyo colector está conectado a la base del transistor de salida,
y cuya base está conectada al emisor del transistor de salida.

5ª.- Circuito amplificador, de acuerdo con la reivindicación 4ª, en el
260 que por lo menos una fase seguidora emisora, está conectada entre el co-
lector de cada transistor, mas y la base del correspondiente transistor de
salida.

6ª.- Circuito amplificador, de acuerdo con cualquiera de las reivindicacio-
265 nes 3 a 5, en el que los suministros de energía, están mal regulados, y
cada transistor de salida, tiene un paso limitador de voltaje respectivo co-
nectado entre su base la unión de los suministros de energía.

7ª.- Circuito amplificador, de acuerdo con la reivindicación 6ª, en el que cada paso limitador de voltaje, comprende un diodo Zener.

8ª.- " CIRCUITO AMPLIFICADOR PARA CONducir LA CARGA INDUCTIVA ".

270 Todo conforme a lo descrito en la precedente Memoria, que consta de diez hojas, foliadas y mecanografiadas por una sola cara, representándose a título de ejemplo, no limitativo, en la hoja de dibujos que se acompaña.

Madrid, 27 de Octubre de 1.972.

H^º LIODORO POLO

P. P.

Fds. M. Polo

P. A. EL AGENTE OFICIAL DE LA
PROPIEDAD INDUSTRIAL,

