

REPUBLICA ARGENTINA
COMISION NACIONAL DE ENERGIA ATOMICA

INFORME N.º 92

AMPLIFICADOR DE CORRIENTE CONTINUA

por
CARLOS MARAZZI

BUENOS AIRES
1963

Handwritten text, possibly a signature or name, located in the center of the page.



AMPLIFICADOR DE CORRIENTE CONTINUA

Carlos Marazzi

RESUMEN

En el presente trabajo se describe un amplificador de corriente continua con bajo corrimiento del cero, cuya entrada es un chopper de estado sólido. Este amplificador puede ser utilizado en circuitos de control y aplicaciones generales como ser: medición de temperatura en termocuplas, como amplificador para un elemento foto-sensible o como amplificador de cero en sistemas de control.

La impedancia de entrada es relativamente baja; sirviendo principalmente como amplificador de corriente. Se ha tratado en lo posible de obtener una característica simétrica para valores positivos y negativos de la tensión de salida con respecto a la entrada.

INTRODUCCION

En la Fig.1 se muestra el diagrama en blocks del amplificador.

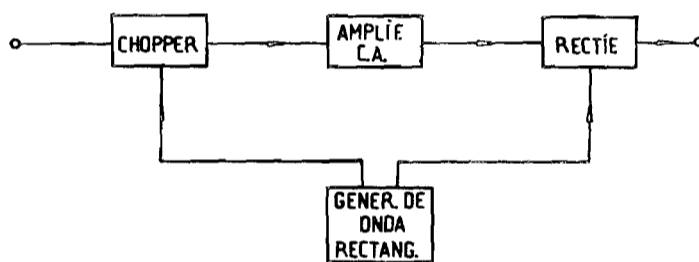


Fig. 1

Un generador de onda cuadrada entrega la señal necesaria al chopper y controla los transistores rectificadores de la etapa de salida.

Quando se introduce una pequeña corriente continua a la entrada del chopper, ésta se convierte en una onda rectangular que estará en fase o en fase opuesta a la del generador, según la polaridad de la corriente continua de entrada. La onda así obtenida es amplificada y luego rectificada con la fase correspondiente.

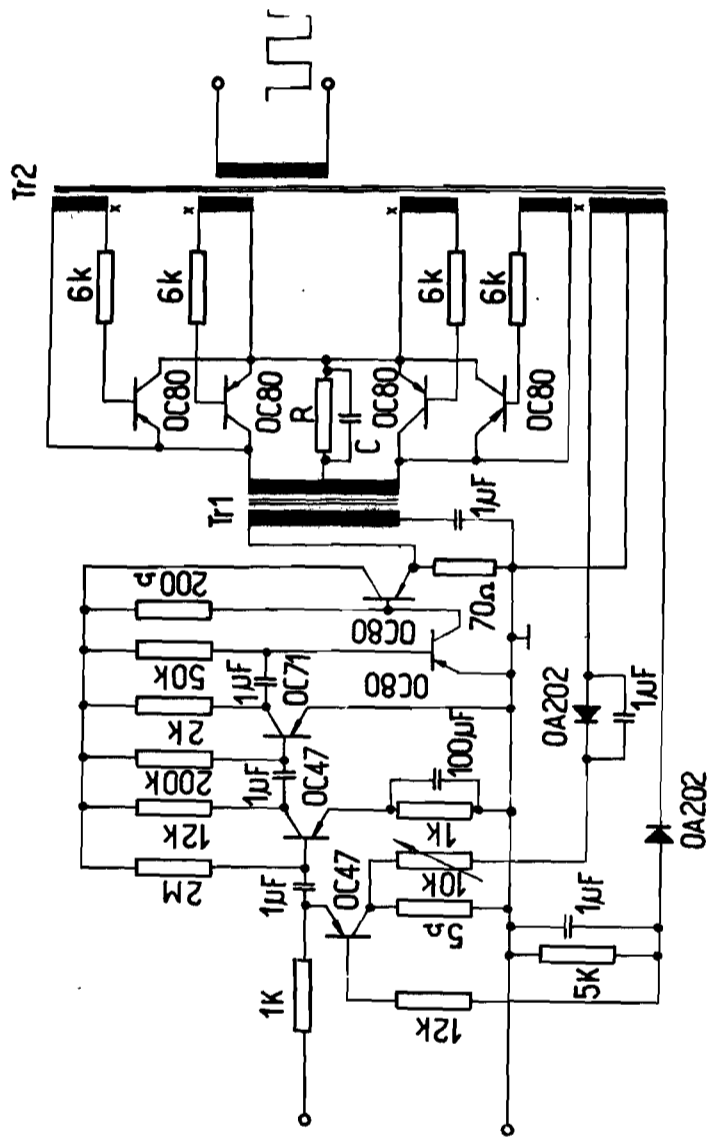


Fig. 2

CIRCUITO DE ENTRADA

El circuito de entrada del amplificador de la Fig.2, es un chopper como los descritos en (1), (2) y (3), por lo cual no se explicará aquí su principio de funcionamiento. En este circuito se ha introducido algunas modificaciones con respecto a los de las publicaciones antes mencionadas. Estas son: la utilización de un transistor OC47 y dos condensadores para mejorar la señal transitoria de error que introduce el chopper en sí (1).

Con la conexión habitual puede lograrse para cero señal de entrada una señal transitoria en el emisor no menor que 2mV (1) (2).

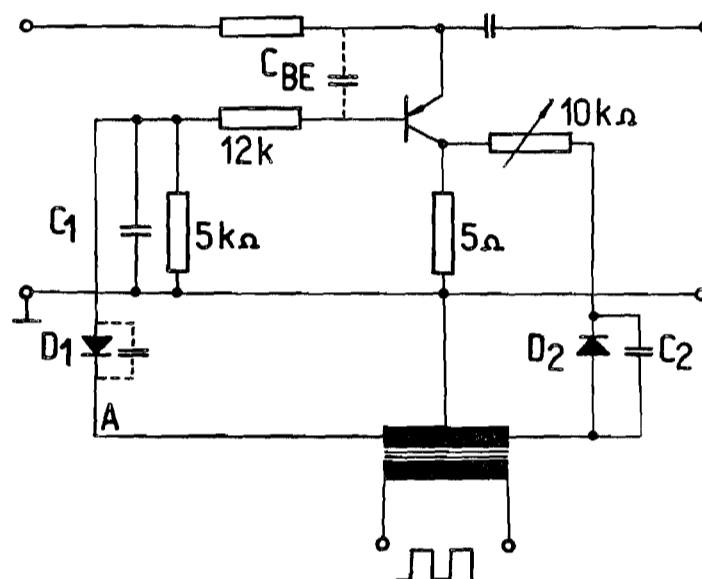


Fig. 3

A continuación veremos como reducirlos.

Si consideramos momentáneamente que los condensadores C1 y C2 de la Fig.3 no están conectados y tomamos en cuenta el instante en que el transformador es excitado de modo tal que el punto A adquiere un potencial positivo con respecto a tierra, ambos diodos no estarán conduciendo, igual que el circuito base-colector del transistor.

El salto de tensión que se produce en A será diferenciado por la capacidad del diodo D1 y la resistencia de 5KΩ. Como

el transistor no conduce, aparecerá un transitorio en su base, el que será transferido al emisor a través de la capacidad base-emisor (C_{BE}). Este transitorio se reduce notablemente con el condensador C1, aunque no totalmente pues C1 no puede ser arbitrariamente grande, ya que deformaría la onda rectangular necesaria para el chopper. La corriente que se hace circular por la resistencia de 5 Ohm a través del diodo D2, puede ser ajustada por el potenciómetro de 10KOhm, hasta producir una caída de potencial igual y de signo contrario a la caída en el circuito base-colector.

Los transitorios que aparecen en el colector a causa de la diferenciación de la capacidad del diodo D2 son muy pequeños, pues sufren la división de tensión del potenciómetro y la resistencia de 5 Ohm. Por lo tanto, para compensar aún más los transitorios que aparecen en el emisor, hay que reforzar los producidos en el diodo D2 con el condensador C2.

Como resultado de estas correcciones se obtienen en el emisor transitorios menores que 0,1 mV, lo que es muy importante si se quiere amplificar por ejemplo, 1000 veces la señal de entrada.

AMPLIFICADOR

El circuito de la Fig.2 posee además del chopper, tres etapas amplificadoras y un seguidor por emisor como etapa de salida. El circuito es un amplificador de corriente alternada convencional. La última etapa amplificadora tiene una resistencia de carga elevada de manera que el primer transistor OC80 está normalmente sin conducir y solamente lo hará en el caso de sobrepasar el valor de polarización fijado por la resistencia de base.

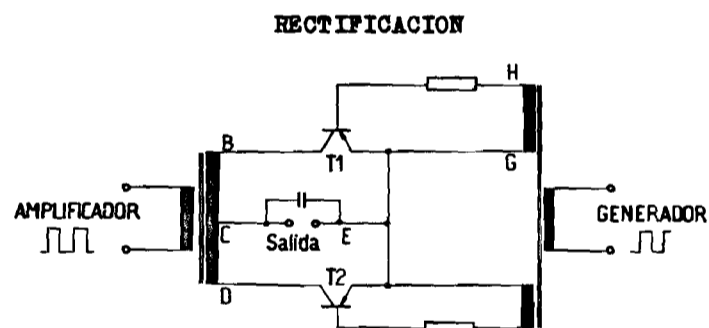


Fig. 4

La Fig.4 muestra la forma convencional de un rectificador de los utilizados en este tipo de amplificadores (2).

Quando el punto H es negativo con respecto al G, el transistor T1 conducirá fuertemente y se saturará. Entonces el circuito B-E estará "cerrado". En ese mismo instante la base de T2 será positiva y el circuito D-F estará "abierto".

En el semi-ciclo siguiente conducirá T2 y no T1. Si en el instante que T1 conduce, el punto B es negativo con respecto a C, habrá en E igualmente un potencial negativo, pues T1 conduce fuertemente y sobre él hay solamente una pequeña caída de potencial. En el semi-período siguiente será D negativo con respecto a C y T2 estará conduciendo de modo que habrá en C-E un potencial continuo.

En el caso contrario en que B y D son positivos, en el instante en que los respectivos transistores conducen, el punto E será positivo con respecto a C. O sea que si se invierte la fase de la tensión entregada por el amplificador, cambiará la polaridad de la tensión en C-E. El condensador conectado a la salida elimina los transitorios producidos en la rectificación.

En los circuitos emisor-base de ambos transistores circula la corriente siempre en un sólo sentido, por lo tanto, la que circula de B hacia E será en un caso de igual sentido que la que circula del emisor hacia la base; o sea cuando H y B están en fase.

En el caso contrario las corrientes se opondrán, o sea que la caída de tensión en los transistores será distinta según sean las fases. Por lo cual la característica: tensión de salida-corriente (o tensión) de entrada del circuito de la Fig.4 no resulta completamente simétrica respecto a cero.

Este fenómeno se puede corregir si la corriente de base-emisor es muchas veces mayor que la de colector-emisor, lo que no siempre es posible.

Para mejorar esa característica se ha introducido en el circuito de la Fig.2 una modificación, colocando otros dos transistores de tal modo que en el caso de estar en oposición la fase de los puntos B y H de la Fig.4, la caída de tensión en los transistores sea la misma que cuando están en fase.

En la Fig.5 puede verse la característica: $U_s - I_e$ del amplificador. I_e es la corriente de entrada y U_s la tensión de salida. Otro modo de obtener tal simetría con menor costo, es realimentado el amplificador con una resistencia tal que por ella circulen las corrientes de entrada y salida (2). Pero esto se hace a costa de la ventaja que presentan estos amplificadores, en que la entrada y la salida están completamente desacopladas galvánicamente. El amplificador presenta a la entrada una impedancia de aproximadamente 2.000 Ohm. El ancho de banda del amplificador de alterna está limitado principalmente por la frecuencia de la señal moduladora, pero el del conjunto por la rapidez del rectificador.

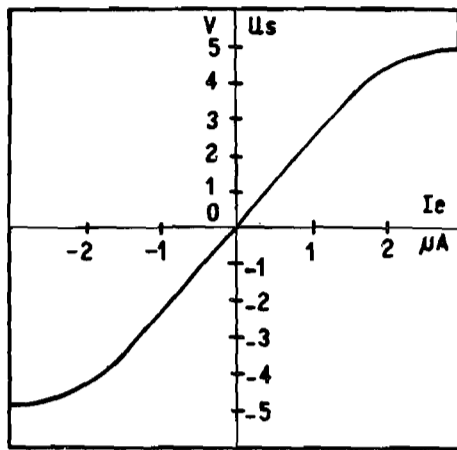


Fig. 5

En la Fig. 6 puede verse la transferencia del amplificador. La ganancia de tensión en vacío es de 2.500, pero por ser su entrada de baja impedancia y adaptarse principalmente a la amplificación de pequeñas corrientes, es de hacer notar que la ganancia de potencia obtenida es de aproximadamente 3×10^7 .

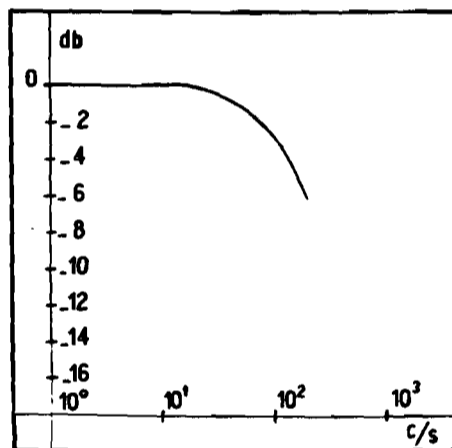


Fig. 6

La ganancia máxima en estos amplificadores está limitada por el corrimiento del cero y los transitorios originados en el chopper. Las variaciones de temperatura en el chopper originan un corrimiento del cero, que referido a la entrada, en este caso es menor que 50 microvolt.

GENERADOR DE ONDA CUADRADA

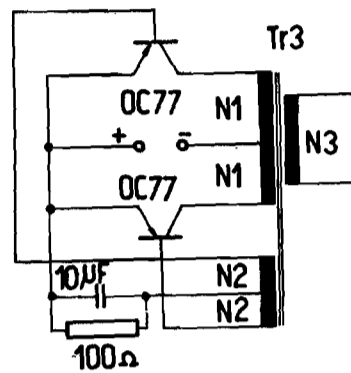


Fig. 7

La Fig.7 muestra el generador de onda cuadrada utilizado. La energía máxima de la señal moduladora, requerida por el rectificador y el chopper no pasa de 20 mW. Teniendo en cuenta las pérdidas de los transformadores y el rendimiento del generador en sí, se ha calculado un consumo de 50 mW y para esa potencia se ha diseñado el generador.

El funcionamiento de estos generadores está muy difundido en la literatura técnica (4) y (5), por eso no explicamos aquí su principio.

Debido a la frecuencia de trabajo y a la poca potencia requerida, se ha podido construir un generador de tamaño muy reducido. El transformador está construido con un núcleo miniatura de Ferrite.

Haciendo que la corriente del devanado n_1 sature plenamente el núcleo, se logra una forma de onda sumamente rectangular. Si se desea, los transformadores Tr2 y Tr3 pueden convertirse en uno sólo.

La inductancia del devanado, la tensión de alimentación y la resistencia de 100 ohms, determinan la frecuencia de trabajo. En este caso la frecuencia del generador es de 1.500 c/s. Una frecuencia más elevada aumentaría el ancho de banda del amplificador, pero para que esto fuera de utilidad habría que mejorar la respuesta del sistema rectificador.

DATOS DE LOS TRANSFORMADORES UTILIZADOS

Tr 1 Núcleo Siemens Siferrit 1100 N 22
 Manual : B65541
 Devanados $n_1 = 200$ espiras
 " $n_2 = 300$ espiras
 Diámetro del alambre de:
 $n_1 = 0,1$ mm
 $n_2 = 0,08$ mm

Tr 2 Núcleo Siemens Siferrit 1100 N 22
 Manual : B65541
 Devanado $n_1 = 240$ espiras
 " $n_2 = 120$ espiras
 " $n_3 = 40$ espiras
 Diámetro del alambre de:
 $n_1 = 0,1$ mm
 $n_2 = 0,1$ mm
 $n_3 = 0,1$ mm

Tr 3 Núcleo Siemens Siferrit 1100 N 22
 Manual : B65541
 Devanado $n_1 = 300$ espiras
 " $n_2 = 30$ espiras
 $n_3 = 200$ espiras
 Diámetro del alambre de:
 $n_1 = 0,08$ mm
 $n_2 = 0,08$ mm
 $n_3 = 0,08$ mm

BIBLIOGRAFIA

1. CHAPLIN and OWENS. Some transistor input stages for high gain DC-Amplifiers. IEE July 1957.
2. BEUG and EGGERS, Gleichstromverstärker mit Transistor-zerhacker und seine Anwendungsmöglichkeiten zur Temperaturmessung AEG-Mitteilungen 8/9-1960.
3. MARAZZI C. Publicaciones CNEA N° 84.
4. Siemens Halbleiter. Schaltbeispiele April 1961.
5. STUMPE A.C. Transistorwechselrichter. AEG-Mitteilungen, Enero/Febrero 1960, 1/2.-
