

P.- 42.418

RCA 59.955

370251

SECCION TECNICA
REGISTRACION, S. C.
CLASE <u>H03</u>
SUBCLASE <u>F</u>

Memoria descriptiva



13 OCT 1969

para solicitar PATENTES DE INVENCION

por 20 años

a nombre de RCA CORPORATION

entidad /-de nacionalidad- norteamericana

con domicilio en 30 Rockefeller Plaza, Nueva York, N.Y.,  
Estados Unidos de América

por: "UN PASO DE CIRCUITO AMPLIFICADOR"

(Clase Internacional H03f)

0.70.69

- 1 -

POOR  
QUALITY



Esta invención se refiere, en general, a pasos  
amplificadores y, en particular, a un paso amplificador  
transistorizado de alta intensidad de corriente que pue-  
de operar con polarización de baja intensidad de corrien-  
5 te. Como se desprenderá de lo que sigue, un paso amplifi-  
cador de este tipo es particularmente adecuado para la  
fabricación de circuitos integrados, ya que comprende en  
esencia solamente partes funcionales de transistor y de  
resistencia. La fabricación y la interconexión de transis-  
10 tores y resistencias en una pastilla monolítica son bien  
conocidas en la técnica.

Un objeto de la presente invención es crear un  
paso amplificador que tiene baja disipación de energía en  
la porción de polarización.

15 Con el objeto anterior a la vista, la presente  
invención consiste principalmente en un paso amplificador  
que incluye transistores primero y segundo, teniendo ca-  
da uno, respectivamente, electrodos de base, emisor y co-  
lector. Los electrodos de base respectivos están acoplados  
20 a un primer punto de voltaje común por medio de un par  
de resistencias. Los electrodos de emisor respectivos es-  
tán acoplados a un segundo punto de voltaje común y los  
electrodos de colector respectivos están acoplados para  
recibir potenciales de excitación aplicados. El electrodo  
25 de colector del primer transistor está acoplado al primer  
punto de voltaje común. Está previsto un tercer transis-  
tor que acopla el electrodo de emisor del primer transis-  
tor al segundo punto de voltaje común. Unos medios de impe-  
dancia acoplan el electrodo de emisor del segundo transis-  
30 tor al segundo punto de voltaje común. Los medios de impe-



dancia tienen sustancialmente menos impedancia que la de la tercera resistencia, con lo que el segundo transistor puede funcionar para desarrollar una alta intensidad de corriente de electrodo de colector en respuesta a una corriente de electrodo de colector del primer transistor de valor mensurablemente menor.

5

En los dibujos:

La figura 1 es un diagrama de circuito esquemático de un paso amplificador de emisor común polarizado de acuerdo con una disposición de la técnica anterior;

10

La figura 2 es un diagrama de circuito esquemático de una modificación de la técnica anterior del paso amplificador de emisor común de la figura 1; y

La figura 3 es un diagrama de circuito esquemático de un paso amplificador de emisor común que incorpora los principios de la presente invención.

15

Haciendo referencia a la figura 1, se muestra en ella un paso amplificador de emisor común de la técnica anterior del tipo descrito en la patente norteamericana 3.364.434, expedida el 16 de enero de 1968. El paso comprende un transistor amplificador 10 que tiene unos electrodos de emisor, base y colector 12, 14 y 16, respectivamente, y un transistor de polarización 18 que tiene electrodos correspondientes 20, 22 y 24.

20

Los electrodos de base 14 y 22 están acoplados a un primer punto de voltaje común 26 a través de resistencias 28 y 30, mientras que los electrodos de emisor 12 y 20 están directamente conectados a un segundo punto de voltaje común 32 que, típicamente, puede ser masa. Los electrodos de colector 16 y 24 están cada uno acoplados a

25

30



una fuente de potencial de excitación, el electrodo de  
colector 16 por medio de una resistencia 34 y el electro-  
do de colector 24 por medio de una resistencia 36. El  
electrodo de colector 24 está además a un punto de vol-  
taje común 26, teniendo igual valor las resistencias 28  
y 30 acopladas a él. Las señales de entrada suministradas  
a los electrodos de base 14 y 22 serán amplificadas por  
los transistores 10 y 18 y serán desarrolladas como ampli-  
ficadas en el electrodo de colector 16. La patente nor-  
teamericana 3.364.434 describe también una disposición  
alternativa, en la cual pueden insertarse resistencias  
de igual valor entre los respectivos electrodos de emisor  
12 y 20 y el punto de voltaje común 32.

Cada una de las configuraciones precedentes de  
paso amplificador de emisor común de la técnica anterior  
sirve para proporcionar una corriente de colector en re-  
poso para el transistor 10, que es igual a la del transis-  
tor 18, independientemente de los cambios de las caracte-  
rísticas del transistor debidos a las variaciones de tempe-  
ratura que son comunes a ambos. Es decir, el paso amplifi-  
cador es fabricado por técnicas de circuitos integrados.  
Este proporciona la adaptación de los transistores 10 y  
18 y el acoplamiento térmico entre ellos. El valor de la  
resistencia 28 se hace igual a la de la resistencia 30.  
Así las corrientes de colector de los transistores serán  
en esencia idénticas mientras el transistor 10 no esté  
saturado. Esto es cierto, ya que ambos electrodos de base  
14 y 22 serán activados desde la misma fuente, a saber,  
el punto de voltaje común 26.

Sin embargo, tales similitudes de corriente pueden



130

ser desventajosas, cuando la disposición de amplificador  
sirve de paso de salida de alta intensidad de corriente  
de un canal de señales incorporado en una pastilla inte-  
grada, por ejemplo. Con fuentes de potencial de excita-  
ción de valor similar, se apreciará que la disipación de  
energía en la porción de polarización será comparable a  
la de la porción de amplificación -100 milivatios apro-  
ximadamente, cuando la corriente de colector de salida es  
de 10 miliamperios tomados desde una fuente de 10 voltios.  
Como bien se apreciará, estos 100 milivatios de disipa-  
ción en la porción de polarización representan un porcen-  
taje sustancial de disipación admisible en una pastilla  
integrada, y se desperdicia indebidamente.

Un modo sugerido de reducir esta disipación inne-  
cesaria es variar la relación entre las resistencias 28  
y 30, para hacer que corrientes de colector relacionadas,  
pero no iguales, circulen en los transistores 10 y 18.  
Seleccionando la resistencia 30 de modo que tenga el doble  
del valor óhmico de la resistencia 28, por ejemplo, puede  
demostrarse que se reduce la corriente de colector en la  
porción de polarización de la disposición de amplificador.  
Sin embargo, la corriente de colector en la porción de am-  
plificación se haría entonces indeseablemente dependiente  
de las ganancias (betas) de corriente directa de los dos  
transistores y tendería a variar de una pastilla a otra.

Un segundo modo sugerido, mostrado en la figura  
2, utiliza eficazmente la parte de polarización para po-  
larizar varias partes de amplificación conectadas en pa-  
ralelo. Para diez transistores de salida, representados  
en conexión en paralelo, la relación de resistencia entre



las resistencias de electrodo de colector 40 y 42 sería de 10:1, y la misma relación se mantendría sustancialmente para las resistencias de acoplo de electrodo de base 44 y 46. Sin embargo, tal disposición es desventajosa, a causa de que requiere un área apreciable de la pastilla.

De acuerdo con los principios de la presente invención, puede reducirse sustancialmente la disipación de energía en la parte de polarización sin depender de las ganancias de corriente directa de los transistores o requerir cualquier área adicional apreciable de micropastilla. En la figura 3 se ilustra un amplificador de emisor común que incorpora los principios de esta invención y, como se muestra, añade a la configuración de la figura 1 una resistencia 50 entre el electrodo de emisor 20 y el punto de voltaje común 32, permaneciendo el electrodo de emisor 12 directamente conectado a ese punto. Sigue un análisis matemático de este circuito:

a) el voltaje en el punto común 26 viene dado por la expresión:

$$V_{BE18} + I_{E18} R_{50} + I_{B18} R_{30} = V_{BE10} + I_{B10} R_{28} \quad (1)$$

en que  $V_{BE10}$  y  $V_{BE18}$  son las caídas directas de voltaje de base a emisor de los transistores 10 y 18, respectivamente,  $I_{B10}$  e  $I_{B18}$  son las corrientes respectivas de base



13

de esos dos transistores,  $I_{E18}$  es la corriente de emisor del transistor 18, y  $R_{50}$ ,  $R_{28}$ , y  $R_{30}$  son los valores óhmicos de las resistencias 50, 28 y 30.

b) sustituyendo el término  $V_{BE}$  por la fracción

5

$\frac{kT}{q} \log_e \left( \frac{I_c}{I_s} \right)$  y sustituyendo las siguientes relaciones en la expresión (1)

10

$$I_{B18} = \frac{I_{c18}}{\beta_{18}} ; \quad I_{B10} = \frac{I_{c10}}{\beta_{10}} ; \quad I_{E18} = \frac{\beta_{18} I_{c18}}{\beta_{18} + 1}$$

15

la expresión (1), al transponerse los términos, se convierte en:

20

$$\frac{kT}{q} \log_e \left( \frac{I_{c18}}{I_{s18}} \right) + I_{c18} \left( \frac{\beta_{18} R_{50}}{\beta_{18} + 1} + \frac{R_{30}}{\beta_{18}} \right) =$$

25

$$\frac{kT}{q} \log_e \left( \frac{I_{c10}}{I_{s10}} \right) + I_{c10} \frac{R_{28}}{\beta_{10}} \quad (2)$$

30

en que  $K$  es la constante de Boltzmann,  $T$  es la temperatura absoluta,  $q$  es la carga unitaria en un electrón,  $I_{c10}$  e

13 OCT.



$I_{c18}$  son las corrientes de colector de los transistores 10 y 18, respectivamente  $I_{s10}$  e  $I_{s18}$  son las corrientes

de fuga respectivas de esos dos transistores y

$\beta_{10}$  y  $\beta_{18}$  son las ganancias de corriente directa de los transistores 10 y 18.

c) suponiendo que  $\beta_{10} = \beta_{18}$  e  $I_{s10} = I_{s18}$ ,

como sería en un ambiente de circuito integrado, y que  $\beta_{10}$  es grande, entonces la expresión (2) puede volverse a escribir como:

$$I_{c18} \left( R_{50} + \frac{R_{30} - mR_{28}}{\beta_{10}} \right) = \frac{kT}{q} \log_e m \quad (3)$$

en que  $m$  es la fracción  $\frac{I_{c10}}{I_{c18}}$

Esta última expresión comprende esencialmente la ecuación del diseño definidor para la disposición de amplificador emisor-común de la figura 3. Con los mismos supuestos que en (c) anterior puede demostrarse que la ecuación correspondiente del diseño definidor para la disposición de la técnica anterior de la figura 1 viene dada por la expresión:



$$I_{c18} \left( \frac{R_{30} - mR_{28}}{\beta_{10}} \right) = \frac{kT}{q} \log_e m \quad (4)$$

5 utilizándose en toda ella las mismas definiciones de términos.

Además, las ecuaciones para el paso de corriente de colector del transistor 18 en las configuraciones de las figuras 1 y 3 pueden representarse, respectivamente, como:

$$I_{c18} = \frac{V - V_{BE18} - I_{B18}R_{30}}{R_{36}} \quad (\text{para la figura 1}) \quad (5)$$

$$y \quad I_{c18} = \frac{V - V_{BE18} - I_{B18}R_{30} - I_E R_{50}}{R_{36}} \quad (\text{para la figura 3}) \quad (6)$$

en que  $V$  es el valor del voltaje de la fuente de potencial de excitación para el transistor 18 y  $R_{36}$  es el valor óhmico de la resistencia 36. Teniéndose en cuenta que los términos  $I_{B18}$  y  $R_{50}$  son pequeños y que  $V_{BE18}$  se aproxima

a 0,75 voltios para un transistor de circuito integrado, cada una de las ecuaciones (5) y (6) puede aproximarse por:

$$I_{c18} = \frac{V - 0,75}{R_{36}} \quad (7)$$

5                    Puede verse que las expresiones (4) y (7), que describen la disposición de la figura 1, que con valores seleccionados de V y R<sub>36</sub> para dar un paso de corriente I<sub>c18</sub> predeterminado, con el fin de proporcionar un paso

10 de corriente I<sub>c10</sub> que sea m veces mayor, tendría que variarse la relación de resistencia seleccionada para R<sub>28</sub> y R<sub>30</sub> en la medida en que varíe β<sub>10</sub>, tal como, por ejemplo, de una pastilla a otra (excepto el caso único en que m = 1 y R<sub>30</sub> = R<sub>28</sub>). Por otra parte, puede verse por las expresiones (3) y (7), que describen la configura-

15 ción de la figura 3, que se disminuye el efecto de la variación de β<sub>10</sub> debido a la presencia del término R<sub>50</sub>. Realmente, R<sub>30</sub> puede hacerse igual a mR<sub>28</sub>, evitando con ello la dependencia de la relación m de las variaciones de β<sub>10</sub> para cualquier valor de m. Considérense las siguientes

20 ilustraciones:

a) Se selecciona V para que sea 10 voltios y R<sub>36</sub> para que sea 9,1 kilohmios para dar un paso de corriente I<sub>c18</sub> de 1 miliamperio; se desea que I<sub>c10</sub> sea 10 miliamperios (m = 10), se escoge R<sub>28</sub> como 500 ohmios, y α tiene

25 33 milimhos de valor por miliamperio a temperatura ambiente; para una β<sub>10</sub> supuesta de 50, R<sub>30</sub> en la configuración de la figura 1 [expresión (4)] se calcula para que sea 8,5 kilohmios; pero en un ambiente de pastilla integrado

30 diferente en que β<sub>10</sub> es 60 en vez de 50, debido a las va-



riaciones de tolerancia en los procesos de fabricación,  
 $R_{30}$  tendría que ser 9,2 kilohmios para mantener la misma  
relación de corriente de 10:1-- un cambio del 8,2%.

5                    b)  $V$ ,  $R_{36}$ ,  $m$ ,  $R_{28}$  y  $\frac{q}{kT}$  son como en (a) ante-

rior, con  $R_{50}$  en la disposición de la figura 3 seleccio-  
nada para que sea 50 ohmios; para una  $\beta_{10}$  sujeta de  
50, se calcula  $R_{30}$  de modo que sea 6,0K [expresión  
10 (3) 7, mientras que  $R_{30}$  se calcula de modo que sea 6,2K  
en el ambiente en que  $\beta_{10}$  sea 60-- un cambio del 3,3%.

15                    c)  $V$ ,  $R_{36}$ ,  $m$ ,  $R_{28}$  y  $\frac{q}{kT}$  son como en (a) ante-  
rior, con  $R_{50}$  en la disposición de la figura 3 selecciona-  
da de modo que sea 70 ohmios para una  $\beta_{10}$  sujeta de 50,  
 $R_{30}$  se calcula como 5, 0K, el mismo valor que en el ambien-  
te en que  $\beta_{10}$  es 60-- indicando la ausencia de variacio-  
nes de  $\beta_{10}$ .

20                    La tabla siguiente muestra la disminución compa-  
rativa en dependencia de  $\beta_{10}$  para el paso amplificador de  
emisor común de la figura 3 en contraste con el de la fi-  
gura 1:

13 OCT 1969

	V volts	R <sub>36</sub> K $\Omega$	m	R <sub>28</sub> $\Omega$	$\frac{g}{kT}$	$\beta_{10}$	R <sub>50</sub> $\Omega$	R <sub>30</sub> K $\Omega$	% de cambio
FIGURA 1	10	9,1	10	500	33	50	—	9,5	
							60	9,2	8,2
FIGURA 3						50	20	7,5	
							60	8,0	6,7
						50	30	7,0	
							60	7,4	5,7
						50	40	6,5	
							60	6,8	4,6
						50	50	6,0	
							60	6,2	3,3
						50	60	5,5	
							60	5,6	1,8
						50	70	5,0	
							60	5,0	0

8.10.69

13 00



5 Se verá así que una realización preferida de la invención es aquélla en que el valor óhmico de  $R_{30}$  es igual a  $n$  veces el valor óhmico de  $R_{28}$ , en que hay un cambio de porcentaje de cero (es decir, no hay dependencia de la ganancia de corriente directa). Sin embargo, se obtendrá mensurablemente un rendimiento mejorado siempre que la relación de resistencia,  $\frac{R_{30} - nR_{28}}{\beta_{10}}$  sea menor

10 que  $R_{50}$ . En aquellos casos en que las ganancias de corriente de los transistores 10 y 18, no sean iguales, puede demostrarse que una realización preferida de la invención es una en que  $\frac{R_{30}}{\beta_{10}} = \frac{nR_{28}}{\beta_{18}}$ . Se obtendrá otra vez mensurablemente un rendimiento mejorado en general, siempre que  $\frac{R_{30}}{\beta_{10}} - \frac{nR_{28}}{\beta_{18}}$  sea menor que  $R_{50}$ .

20 Esta solicitud que corresponde a la presentada en Estados Unidos de América con fecha 12 de Agosto de 1968, bajo el Nº 751.962, se acoge a los beneficios del artículo 51 del vigente Estatuto sobre Propiedad Industrial.

REIVINDICACIONES

25 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.- Un paso de circuito amplificador que incluye primero y segundo transistores, que tienen cada uno, respectivamente, electrodos de base, de emisor y de colector, estando acoplados los respectivos electrodos de base a un primer punto de voltaje común, por medio de un par de resistencias, estando acoplados los electrodos respectivos de emisor a un segundo punto de voltaje común, y los respectivos electrodos de colector acoplados para recibir potenciales de excitación aplicados, estando el electrodo de colector de dicho primer transistor acoplado adicionalmente a dicho primer punto de voltaje común, caracterizado por una tercera resistencia que acopla el electrodo de emisor de dicho primer transistor al citado segundo punto de voltaje común y medios de impedancia que acoplan el electrodo de emisor de dicho segundo transistor a dicho segundo punto de voltaje común, teniendo dichos medios de impedancia una impedancia sustancialmente menor que la de dicha tercera resistencia, con lo cual dicho segundo transistor es operante para desarrollar una elevada corriente de electrodo de colector en respuesta a una corriente de electrodo de colector en dicho primer transistor de valor considerablemente inferior.

2.- Un paso de circuito amplificador según la reivindicación 1, caracterizado porque una conexión directa de impedancia sustancialmente cero está conectada entre el electrodo de emisor de dicho segundo transistor y dicho segundo punto de voltaje común.

3.- Un paso de circuito amplificador según la reivindicación 1, caracterizada porque dicho tercer transis-



tor tiene un valor de resistencia mayor que la expresion

$$\frac{R_1}{\beta_1} - \frac{nR_2}{\beta_2}$$

5

en la que  $R_1$  y  $R_2$  tienen los valores de resistencia res-  
pectivos de las resistencias que acoplan los electrodos  
de base de dicho primero y segundo transistores a dicho pri-  
mer punto de voltaje común,  $n$  es la relación entre la co-  
rriente de electrodo de colector de dicho segundo transis-  
tor a la corriente de electrodo de colector de dicho pri-  
mer transistor, y  $\beta_1$  y  $\beta_2$  son las ganancias de corrien-  
te directa de dichos primero y segundo transistores, res-  
pectivamente.

10

15

4.- Un paso de circuito amplificador según la  
reivindicación 1, caracterizado porque es satisfecha la  
siguiente relación:

$$\frac{R_1}{\beta_1} - \frac{nR_2}{\beta_2}$$

20

25

en la que  $R_1$  y  $R_2$  son los valores respectivos de resis-  
tencia de las resistencias que acoplan los electrodos de  
base de dichos primero y segundo transistores a dicho  
primer punto de voltaje común,  $n$  es la relación entre la  
corriente del electrodo de colector de dicho segundo tran-  
sistor a la corriente del electrodo de colector de dicho  
primer transistor, y  $\beta_1$  y  $\beta_2$  son las ganancias de co-  
rriente directa de dichos primero y segundo transistores,

30



respectivamente.

5                   5.- Un paso de circuito amplificador según  
cualquiera de las reivindicaciones 1, 3 ó 4, caracteri-  
zado porque dichos primero y segundo transistores son un  
par acoplado, del mismo tipo de polaridad, y  $R_1$  es igual  
a  $mR_2$ , en donde  $R_1$  y  $R_2$  son los respectivos valores de  
resistencia de las resistencias que acoplan los electro-  
dos de base de dicho primero y segundo transistores a di-  
cho primer punto de voltaje común, y  $m$  es la relación en-  
10                   tre la corriente del electrodo de colector de dicho segun-  
do transistor a la corriente del electrodo de colector  
de dicho primer transistor.

6.- Un paso de circuito amplificador.

15                   Tal y como se ha descrito en la Memoria que an-  
tecede, representado en los dibujos que se acompañan, y  
con los fines que se han especificado.

Esta Memoria consta de dieciséis hojas escritas  
a máquina por una sola cara.

Madrid, 13 OCT. 1969

F.A.

Alberto de Elzaburu  
Por Poder

2.10.69

200/.



370251

Fig. 1.

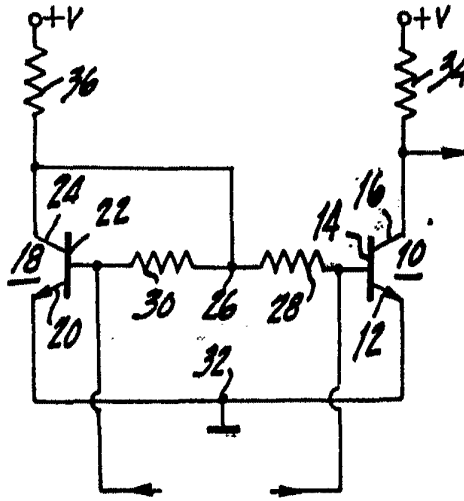


Fig. 2.

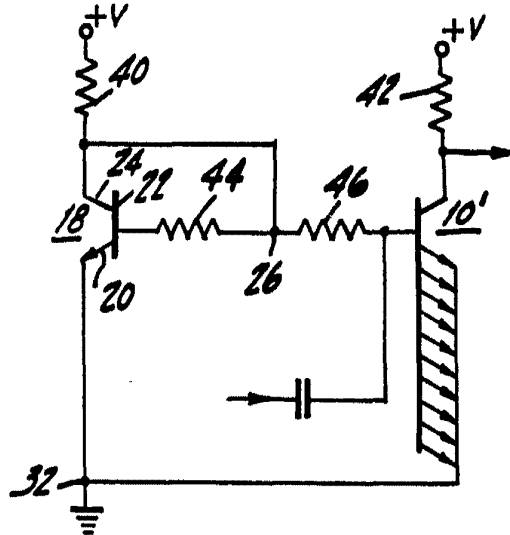
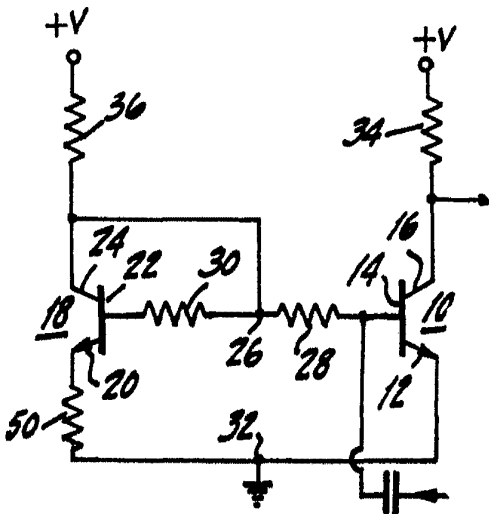


Fig. 3.



*Handwritten signature*