



19

401476

P.- 50.579

PHN 5544 C
Spain
VD/EV

Int. Cl.²: H03F

MEMORIA DESCRIPTIVA

para solicitar PATENTE DE INVENCION por 20 años

A nombre de N.V. PHILIPS'GLOEILAMPENFABRIEKEN

entidad holandesa

establecida en Emmasingel 29, Eindhoven, Holanda

por: "DISPOSITIVO AMPLIFICADOR DIFERENCIAL DE BANDA ANCHA"
(Clase Internacional H03f)

BAD ORIGINAL

401476



La presente invención se refiere a un amplifi-
cador diferencial que comprende dos transistores conec-
tados como primera pareja diferencial y dos elementos de
entrada dotados de características logarítmicas que co-
rresponden principalmente a las de una unión semiconduc-
tora, para convertir una corriente diferencial de entra-
da suministrada a estos elementos de entrada en una ten-
sión diferencial que se aplica a los electrodos de base
de los transistores de la primera pareja diferencial.

Un amplificador diferencial como éste se des-
cribe en la revista I.E.E.E. Journal of Solid-State Cir-
cuits, vol. Sc-3, nº 4, diciembre de 1968, págs. 353 y
siguientes. Al proyectar el amplificador diferencial des-
crito en este trabajo citado, el objeto perseguido era
el de realizar un amplificador particularmente adecuado
para su manufactura en forma de circuito integrado, y
que tuviese al mismo tiempo una amplia anchura de banda
y una satisfactoria linealidad de la amplificación.

La idoneidad del amplificador diferencial des-
crito para hacerlo en forma de circuito integrado se -
obtiene debido a la ausencia de los elementos pasivos
que se requieren en la mayoría de los circuitos amplifi-
cadores para fijar la ganancia y mejorar la linealidad.
Se obtiene una amplia anchura de banda por el hecho de
utilizarse una ganancia de corriente sin perceptible va-



401476

riación o desviación de la tensión, de modo que las capacidades parásitas producidas en los circuitos integrados dan lugar a sólo una ligera limitación de la anchura de banda.

5 La linealidad de la ganancia viene en gran parte determinada por la exactitud con la cual es posible fabricar los transistores en forma de circuito integrado. Como se ilustrará más adelante con mayor detalle, al hacer referencia a las figuras, el amplificador diferencial descrito en el trabajo antes citado permite lograr una ganancia sin distorsión solamente si los transistores utilizados están estrechamente adaptados o igualados entre sí, es decir, si poseen iguales corrientes de saturación, resistencias en masa de emisor, resistencias de base y capacidades de Miller. Como es obvio, esto no puede lograrse por completo con los actuales métodos de manufactura. La causa principal de aberraciones está en la diferencia existente en las corrientes de saturación, debida a discrepancias entre las áreas de emisor de los diversos transistores.

10

15

20

Por tanto, si el circuito amplificador descrito ha de lograr una ganancia muy lineal, es preciso cuidarse de asegurar que los transistores concuerden lo más posible en características, utilizando para ello métodos de integración extremadamente precisos. Claro está que ello

25



401476

tras consigo un gran aumento de coste. Además, cada dis-
crepancia entre los transistores acarreará una distor-
sión, de manera que si se han de satisfacer unos requi-
sitos rigurosos a este respecto en la manufactura, la
5 proporción de rechazos será elevada.

Es objeto de la presente invención un ampli-
ficador diferencial que permite obtener una elevada ga-
nancia lineal sin que hayan de satisfacer los rigurosos
requisitos antes citados respecto a la igualdad o con-
10 cordancia de los transistores. Como se apreciará, tal
amplificador tiene un amplísimo campo de aplicación y
puede usarse, por ejemplo, como potenciómetro flotante
o puesto a masa, como multiplicador, como modulador o
15 detector síncrono, y así sucesivamente. En general, el
amplificador puede usarse siempre que se desee obtener
una ganancia de corriente que dependa linealmente de otra
corriente.

La invención se caracteriza por el hecho de
que la tensión diferencia se aplica a los transistores
20 de la primera pareja diferencial por medio de un pri-
mer circuito seguidor que tiene un punto de ajuste re-
gulable de corriente de polarización, de modo que el -
desplazamiento de nivel entre los elementos de entrada
y los transistores de la pareja diferencial sea mutua-
25 mente ajustable.

401476

19 MAR 1972



5 Una ventaja esencial del amplificador diferen-
cial conforme al presente invento reside en el hecho de
que, por medio del punto de ajuste regulable de la co-
rriente de polarización del circuito seguidor, el ampli-
ficador diferencial puede ser equilibrado; y de que, ha-
ciendo esto, se elimina al propio tiempo la distorsión
debida a las desigualdades de los transistores. Esto con-
trasta vivamente con el amplificador diferencial ya co-
necido en el cual, aunque pueda efectuarse un ajuste de
10 equilibrio regulando para ello las dos corrientes conti-
nuas de entrada, este ajuste no elimina la citada dis-
torsión.

15 La distorsión debida a las corrientes de base
producidas a causa de ser finitos los valores de los fac-
tores de ganancia de corriente de los transistores sigue
jugando un papel en el amplificador diferencial del pre-
sente invento. Ahora bien, la distorsión resultante es
pequeña y puede reducirse aún más en el amplificador di-
ferencial conforme a esta invención mediante una selec-
ción adecuada de los valores absolutos de las corrientes
20 de polarización en el circuito seguidor.

25 En una primera forma de realización del ampli-
ficador diferencial conforme al presente invento, el cir-
cuito seguidor comprende dos transistores conectados co-
mo seguidores de emisor, que están incluidos cada uno en

401476



la conexión entre uno de los elementos de entrada y uno de los transistores de la pareja diferencial, estando - alimentado cada uno de los transistores conectados como seguidores de emisor con corriente de polarización por medio de una fuente de corriente asociada, y siendo ajustable por lo menos una de las fuentes de corriente. El ajuste de equilibrio del amplificador diferencial, pues, se efectúa haciendo variar el ajuste de la fuente de corriente ajustable.

10 En una segunda forma de realización del amplificador diferencial conforme al presente invento, el circuito seguidor comprende dos transistores cuyos emisores están conectados entre sí y a una fuente de corriente, y cuyos circuitos de colector incluyen un elemento regulador que permite ajustar la relación o cociente entre las corrientes de polarización que los transistores a ajustar dejan pasar, estando la base de uno de estos transistores conectada a un elemento de entrada, y estando la base del otro transistor conectada a un transistor de la pareja diferencial. El ajuste de equilibrio del amplificador diferencial se efectúa aquí regulando, por medio del elemento regulador, las corrientes de polarización que los dos transistores del circuito seguidor dejan pasar.

25 A continuación se describirán, a título de ejemplo

401476



plo, unas formas de ejecución del invento, con referencia a los dibujos esquemáticos adjuntos, en los cuales:

5 - la figura 1 ilustra una primera forma de realización del amplificador diferencial descrito en el trabajo anteriormente citado;

- la figura 2 ilustra una segunda forma de realización del mismo;

10 - la figura 3 ilustra una primera forma de ejecución de un amplificador diferencial conforme al presente invento, y

- la figura 4 ilustra una segunda forma de realización del mismo;

15 - la figura 5 ilustra un circuito multiplicador compuesto de dos amplificadores diferenciales conforme a la invención;

- la figura 6 muestra unas curvas características del circuito de la invención, comparadas con las de los circuitos conocidos; y

20 - la figura 7 muestra unas curvas características del circuito de la invención, en función de los valores absolutos de las fuentes de corriente.

25 La fig. 1 ilustra un amplificador diferencial descrito en el artículo de la revista a que más arriba se ha hecho referencia, amplificador que incluye unos transistores T_3 y T_4 conectados como pareja diferencial

401476



transistor T_1 se producirá una tensión igual a (kT/q)
 $\ln[(I_1+i)/I_{s1}]$, donde I_{s1} es la corriente de saturación
 del transistor T_1 , T es la temperatura absoluta, k es
 la constante de Boltzmann y q es la carga elemental. Pa
 ra simplificar el cálculo, se supone que el transistor
 T_3 tiene un factor infinito de ganancia de corriente,
 de modo que su corriente de base es cero. De igual mo-
 do, la tensión en el transistor T_2 puede escribirse -
 $(kT/q) \ln[(I_2-i)/I_{s2}]$, donde I_{s2} es la corriente de
 saturación del transistor T_2 , en tanto que para las
 tensiones de base-emisor V_{be3} y V_{be4} de los transisto-
 res T_3 y T_4 , respectivamente, se tiene

$$V_{be3} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_3 + i_A}{I_{s3}}$$

y

$$V_{be4} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_3 - i_A}{I_{s4}}$$

respectivamente, donde I_{s3} e I_{s4} son las corrientes de
 saturación, e I_3+i_A e I_3-i_A son las corrientes de emi-
 sor, de los transistores T_3 y T_4 respectivamente. Para
 el circuito entero se tiene el requisito de que la ten



401476

si3n entre los extremos del transistor T₁ menos la tensi3n de base-emisor del transistor T₃ ha de ser igual a la tensi3n entre los extremos del transistor T₂ menos la tensi3n de base-emisor del transistor T₄; as3:

5

$$\frac{kT}{q} \ln \frac{(I_1 + i)}{I_{s1}} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_3 + i_A}{I_{s3}}$$

10

$$\frac{kT}{q} \ln \frac{(I_2 - i)}{I_{s2}} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_3 - i_A}{I_{s4}} \quad (1)$$

De esta ecuaci3n se obtiene para i_A:

15

$$i_A = I_3 \frac{I_1 - \frac{I_{s1}I_{s4}}{I_{s2}I_{s3}} I_2 + i \left(1 + \frac{I_{s1}I_{s4}}{I_{s2}I_{s3}}\right)}{I_1 + \frac{I_{s1}I_{s4}}{I_{s2}I_{s3}} I_2 + i \left(1 - \frac{I_{s1}I_{s4}}{I_{s2}I_{s3}}\right)} \quad (2)$$

20

Regulando el punto de ajuste I₂ de la corriente de polarizaci3n respecto a I₁, puede equilibrarse el amplificador diferencial. El amplificador est3 equilibrado si para i = 0 la corriente i_A es cero. As3, la condici3n de equilibrio puede hallarse sustituyendo

25

401476

19



$i = 0$ en la ecuación (2) y haciendo que resulte $i_A = 0$.
Así se halla, como condición de equilibrio,

5

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{I_{s2} I_{s3}}{I_{s1} I_{s4}} \quad (3)$$

10 Como se ha dicho antes, esta condición de equilibrio puede satisfacerse regulando uno u otro de los puntos de ajuste I_1 e I_2 de corriente de polarización. Suponiendo que se satisfaga esta condición de equilibrio, la sustitución de (3) en (2) da por resultado una corriente i_A cuya expresión es:

15

$$i_A = I_3 \frac{i \left(1 + \frac{I_{s1} I_{s4}}{I_{s2} I_{s3}} \right)}{2I_1 + i \left(1 - \frac{I_{s1} I_{s4}}{I_{s2} I_{s3}} \right)} \quad (4)$$

20 La última ecuación indica que, a pesar del hecho de haberse equilibrado el amplificador diferencial, aparece una distorsión debida al término en i del numerador. La amplificación sin distorsión se obtiene únicamente haciendo

25



19 MAY 1972

401476

$$\frac{I_{s1} I_{s4}}{I_{s2} I_{s3}} = 1, \quad (5)$$

5 pues entonces se elimina el citado término en i del nume-
rador de la ecuación (4). Se tratará de lograr esta con-
dición igualando entre sí lo más posible todos los tran-
sistores. Satisfecha la ecuación (5), la corriente de
salida deseada es:

10

$$i_{Ag} = i \frac{I_3}{I_1} \quad (6)$$

15

En el estado actual de la técnica de la fabri-
cación de circuitos integrados por métodos de producción
en gran serie, pueden hacerse transistores en los cuales
las diferencias relativas entre las corrientes de satu-
ración sean menores del 8%. Teniendo en cuenta esta dife-
rencia máxima, la expresión de la ecuación (5) se con-
vierte en

20

$$0.85 \leq \frac{I_{s1} I_{s4}}{I_{s2} I_{s3}} \leq 1.17 \quad (7)$$

25

Para dar una impresión de la distorsión debida
a la desigualdad de los transistores, la figura 6 ilus-

401476



tra la discrepancia relativa P de la corriente de salida respecto a la corriente deseada, en función de la corriente de entrada i_1 , o sea:

$$P = \frac{(i_A - i_{Ag})}{i_{Ag}} \cdot 100\% \quad (8)$$

En esta figura, la línea I^A ilustra la diferencia relativa cuando $I_{s1}I_{s4}/I_{s2}I_{s3} = 1,17$ y la línea I^B representa la diferencia relativa cuando $I_{s1}I_{s4}/I_{s2}I_{s3} = 0,85$.

Es de notar que se trata de señales de tensión alterna, y que el valor para $i_1 = 0$ ha sido obtenido mediante determinación del valor límite para $i_1 \rightarrow 0$.

La gráfica pone de manifiesto que esta desigualdad de los transistores puede dar lugar todavía a una distorsión apreciable, que es máxima para un máximo positivo de la excitación, la cual se ha supuesto de un valor $i_1 = 0,65 I_1$.

En el cálculo precedente no se han tenido en cuenta las corrientes de base que se producen debido a ser finitos los factores de ganancia de corriente de los transistores. Ahora bien, se ha descubierto que estas corrientes de base tienen una influencia insignificante en la linealidad de la ganancia, como se ha demostrado en el artículo citado más arriba.

401476

19 MAR



Lo que antecede no tiene aplicación al circui-
to representado en la fig. 2. Este circuito se corres-
ponde en gran parte con el representado en la fig. 1,
con la diferencia de que los transistores T_1 y T_2 co-
nectados como diodos están situados en lugares diferen-
tes. El funcionamiento de este circuito es idéntico al
del circuito representado en la fig. 1; ahora bien, de-
bido a ser diferentes las posiciones de los transisto-
res T_1 y T_2 , se han intercambiado las fases de la co-
rrientes de salida.

El circuito de la fig. 2 es preferible al re-
presentado en la fig. 1 porque una combinación adecua-
da de la corriente de entrada y salida permite obtener
una ganancia adicional, pues este circuito ofrece la -
posibilidad de no conectar los transistores T_1 y T_2 co-
mo diodos, sino conectar sus bases a un punto de poten-
cial fijo. La conexión de los colectores de los transis-
tores T_1 y T_2 a los colectores de los transistores T_4 y
 T_3 respectivamente, da por resultado que las corrientes
de entrada se sumen a las corrientes de salida con las
fases adecuadas, de manera que se obtiene una ganancia
adicional. Además, las corrientes de salida obtenidas
pueden usarse directamente como corrientes de entrada
para un circuito amplificador idéntico que vaya a con-
tinuación, permitiendo así conectar en cascada, de ma-

401476

19 MAR 1972



nera sencillísima, una pluralidad de circuitos amplificadores como el representado en la fig. 2.

Un cálculo correspondiente al ya efectuado con referencia a la fig 1 vuelve a demostrar que la desigualdad de los transistores produce distorsión. En contraposición con el circuito de la fig. 1, el representado en la fig. 2 da lugar a una desviación adicional respecto al comportamiento deseado, debido a ser finito el factor de ganancia de corriente de los transistores, pues en este circuito las corrientes de emisor de los transistores T_1 y T_2 son cada una la suma de la corriente de entrada y la corriente de base correspondientes de aquél de los transistores T_3 y T_4 que vaya asociado con los citados, en tanto que en la entrada a la cual se suministre la corriente de entrada menor, aparece la corriente de base mayor procedente del transistor asociado de la pareja diferencial, debido a la inversión de fase que existe entre la entrada y la salida del circuito. Es posible demostrar que, debido a ser finitos los valores de los factores de ganancia de corriente de los transistores, la linealidad del circuito se perjudica con una excitación máxima igual en las entradas y con una ganancia igual de los circuitos. En la fig. 6 (curvas II^A y II^B), la desviación relativa P de la corriente de salida se ha representado también en función de la corriente de entrada

401476

19 MAR



Para para los dos citados valores limitadores de las discrepancias de los transistores, suponiendo que el factor de ganancia de corriente β de los transistores sea 100.

5 La fig. 3 representa una primera forma de realización del circuito amplificador conforme al presente invento. Este amplificador diferencial de la invención incluye también unos transistores T_3 y T_4 conectados como pareja diferencial y con sus emisores conectados a una fuente de corriente $2I_3$, en tanto que las corrientes de salida pueden derivarse de los colectores. El amplificador diferencial comprende además, asimismo, dos transistores T_1 y T_2 conectados como diodos, y que sirven para convertir las corrientes de entrada en unas tensiones de mando o de control para la pareja diferencial T_3 y T_4 .
10 Ahora bien, en contraposición con los circuitos ya conocidos, estas tensiones de mando se aplican a los electrodos de base de los transistores T_3 y T_4 no directamente, sino por medio de unos transistores T_5 y T_6 que están conectados como seguidores de emisor, y a los cuales le son
15 suministradas unas corrientes de régimen estático I_5 e I_6 , respectivamente, por unas fuentes de corriente continua.

20 Para poder calcular la distorsión resultante, se supone que las corrientes de entrada suministradas a los transistores T_1 y T_2 son I_1+i e I_1-i , respectivamen-
25



te. En contraposición con el cálculo efectuado con referencia a la fig. 1, las componentes de corriente continua de las dos corrientes de entrada se suponen aquí iguales, porque el ajuste de equilibrio no se efectúa ajustando una de estas componentes de corriente continua, sino mediante ajuste de una de las fuentes de intensidad I_5 e I_6 , como se verá por el análisis que sigue. Las corrientes de emisor de los transistores T_3 y T_4 se suponen aquí también iguales a I_3+i_A e I_3-i_A , respectivamente.

En analogía con el cálculo efectuado con referencia al circuito de la fig. 1, al igualar la tensión entre el emisor del transistor T_1 y el emisor del transistor T_3 con la tensión entre el emisor del transistor T_2 y el emisor del transistor T_4 , despreciando las corrientes de base, se puede obtener también una expresión para la componente i_A de las corrientes de salida, es decir:

$$i_A = I_3 \frac{I_1(I_6 - \frac{I_{s1} I_{s4} I_{s6}}{I_{s2} I_{s3} I_{s5}} I_5) + i(I_6 + \frac{I_{s1} I_{s4} I_{s6}}{I_{s2} I_{s3} I_{s5}} I_5)}{I_1(I_6 + \frac{I_{s1} I_{s4} I_{s6}}{I_{s2} I_{s3} I_{s5}} I_5) + i(I_6 - \frac{I_{s1} I_{s4} I_{s6}}{I_{s2} I_{s3} I_{s5}} I_5)} \quad (9)$$

La condición de equilibrio vuelve a ser la de que i_A debe ser igual a cero cuando sea $i = 0$, y la sustitución

401476

1960



de ella en (9) de la condición

$$\frac{I_5}{I_6} = \frac{I_{s2} I_{s3} I_{s5}}{I_{s1} I_{s4} I_{s6}} \quad (10)$$

3

Así, el amplificador diferencial puede ajustarse al equilibrio mediante ajuste de una de las fuentes de corriente I_5 o I_6 . Tras este ajuste de equilibrio, la sustitución de (10) en (9) da la corriente de salida

10

$$i_A = \frac{I_3}{I_1} i \quad (11)$$

15

Esta expresión para la corriente de salida i_A pone de manifiesto que se ha eliminado por completo la distorsión debida a la desigualdad de los transistores. Por consiguiente, en contraposición con el circuito ya conocido, en el amplificador de la invención un ajuste de equilibrio da también la eliminación completa de la distorsión debida a la desigualdad de los transistores.

20

La distorsión total no es enteramente nula, porque en el circuito de la invención, debido a ser finitos los valores de los factores de ganancia de corriente de los transistores, las corrientes de base de los

25

401476



transistores producen todavía distorsión. Ahora bien, esta distorsión es considerablemente menor que la que podría ser producida por la desigualdad de los tranistores, como se pondrá de manifiesto en lo que sigue.

5

Cuando en el cálculo de la componente de corriente alterna i_A de la corriente de salida se tienen en cuenta las corrientes de base, tras la introducción de la condición de equilibrio se obtiene una ecuación de tercer grado para esta corriente i_A . Según se ha visto, la desviación relativa del valor de la corriente de salida i_A obtenido de esta ecuación, respecto del valor deseado, depende de los valores de las fuentes de corriente I_5 e I_6 respecto a las fuentes de corriente I_1 y $2I_3$. Cuando los valores absolutos de las fuentes de corriente estén ajustados de modo que sean óptimos, la desviación relativa P resulta particularmente pequeña, como lo demuestran claramente las curvas III^A y III^B de la fig. 6.

10

15

20

Según se ha visto, es posible hallar un valor óptimo para las fuentes de corriente I_5 e I_6 , para el cual la distorsión resultante en la corriente de salida sea muy pequeña, como se desprende de las curvas. Por consiguiente, seleccionando una de las fuentes de

25

401476

19 MAY 1962



corriente I_5 e I_6 de modo que tenga un valor óptimo, y ajustando la otra fuente de corriente hasta que se satisfaga la condición de equilibrio, se obtienen una amplificación esencialmente exenta de distorsión, sea cual fuere la desigualdad de los transistores.

La dependencia de la desviación relativa máxima P respecto de la elección de los valores absolutos de las fuentes de corriente se pone claramente de manifiesto por medio de las curvas de la fig. 7. Las líneas llenas representan las características para

$$\frac{I_{s1} I_{s4} I_{s6}}{I_{s2} I_{s3} I_{s5}} = 0,794$$

y las líneas de trazo y punto representan las características para

$$\frac{I_{s1} I_{s4} I_{s6}}{I_{s2} I_{s3} I_{s5}} = 1,26$$

donde se ha supuesto también $\beta = 100$. Las curvas 1. representan la desviación relativa P para el caso de que la fuente de corriente I_6 tenga el valor óptimo. Se ha

401476



supuesto que I_6 tiene un valor fijo, y que el ajuste de equilibrio se efectúa por medio de I_5 . Por tanto, estas curvas corresponden a las curvas III^A y III^B de la fig. 6.

5 Las curvas 2 y 3 muestran la desviación relativa P para los casos en que I_6 valga 1,5 veces el valor óptimo, y el valor óptimo dividido por 1,5, respectivamente. Como se desprende de manera evidente, debido a la desviación de la fuente de corriente I_6 respecto del valor óptimo, la desviación relativa P ha aumentado; sin embargo, es todavía apreciablemente más pequeña que las desviaciones que aparecen en los circuitos ya conocidos.

10 Es de notar que las dos curvas 1, es decir, las curvas para los dos valores limitadores de las desviaciones de los transistores, se confunden en una sola si, según el signo de la desviación de los transistores (esto es, que la razón $I_{s1}I_{s4}I_{s6}/I_{s2}I_{s3}I_{s5}$ sea mayor o menor que la unidad), el ajuste de equilibrio se efectúa mediante ajuste sea de I_6 , sea de I_5 .

15 20 El circuito de la presente invención tiene además la ventaja de que, aun cuando los transistores T_1 y T_2 conectados como diodos se coloquen en posiciones correspondientes a las que tienen los de la figura 2, la distorsión es considerablemente menor que en el circuito ya conocido, de manera que puede usarse esta configura-



19 MAY

401476

5 ción para obtener una ganancia mayor, pues en este caso la base de los transistores T_1 y T_2 puede conectarse - también a un punto de potencial constante, y las corrientes de colector pueden sumarse también cruzadas con las corrientes de salida del amplificador diferencial.

10 La fig. 4 ilustra una segunda forma de realización del amplificador diferencial conforme al presente invento. El circuito seguidor comprende unos transistores T_5 y T_6 de tipo PNP cuyos emisores van conectados a una fuente de corriente ($I_5 + I_6$). La base del transistor T_5 está conectada al transistor T_2 , y la base - del transistor T_6 , que está conectado como diodo, va conectada a la base del transistor T_4 . Los circuitos de colector de los transistores T_5 y T_6 incluyen un -
15 elemento regulador que permite ajustar la relación o cociente entre las corrientes continuas I_5 e I_6 a ajustar, de los transistores. Este elemento regulador comprende: un transistor T_r cuyo camino de colector-emisor está intercalado, en serie con una resistencia R, en el circuito de colector del transistor T_6 ; y la combinación en serie de dos resistencias R' y R'' y un diodo D, combinación en serie que va intercalada en el -
20 circuito de colector del transistor T_5 . La base del transistor T_r está conectada a una toma de la resistencia R' . Este elemento regulador da la seguridad de que las
25

401476



corrientes I_5 e I_6 se hallan entre sí en una relación fija, que es ajustable mediante desplazamiento de la toma en la resistencia R' .

5 Para la componente i_A de las corrientes de salida se halla de nuevo la expresión (9), de manera que, como se apreciará, el amplificador puede ajustarse también al equilibrio haciendo variar la relación o razón de corrientes I_5/I_6 por medio del elemento regulador, con el resultado de eliminarse asimismo por completo
10 la distorsión debida a la desigualdad de los transistores.

Además, se apreciará claramente que puede usarse una amplia diversidad de circuitos seguidores. Por ejemplo, en lugar de transistores PNP pueden usarse, -
15 para T_5 y T_6 , transistores NPN; y en este caso el elemento regulador, como es obvio, debe estar adaptado de modo correspondiente. Este elemento regulador puede asimismo proyectarse de un gran número de maneras.

20 La fig. 5 representa un multiplicador de cuatro cuadrantes constituido, de manera ya conocida en general, a base de dos amplificadores diferenciales conforme a la invención, los cuales comprenden unos transistores T_3, T_4, T_5, T_6 y T_3', T_4', T_5', T_6' , respectivamente. Las bases de los transistores T_6 y T_5' van conectadas entre sí, lo mismo que las bases de los tran-
25

401476

19 MAR 1962



5 sistores T_5 y T_6' . Los colectores de los transistores
 T_3 y T_3' están también conectados entre sí, al igual
que los colectores de los transistores T_4 y T_4' . Los
elementos de entrada para la primera señal de entrada
adoptan la forma de dos transistores T_1 y T_2 que están
conectados como diodos y tienen cada uno un electrodo
conectado a las bases de los transistores T_5 y T_6' y a
las bases de los transistores T_5' y T_6 , respectivamente,
yendo sus otros electrodos conectados, por medio de una
10 resistencia R_1 , a un terminal positivo $+V_B$ de la ten-
sión de alimentación.

 Las corrientes de entrada complementarias, que
corresponden a la primera señal de entrada, se suminis-
tran a los transistores T_1 y T_2 por medio de dos tran-
15 sistores T_0 y T_0' conectados como pareja diferencial y
cuyos emisores están conectados cada uno, por medio de
una resistencia R_0 , a una fuente de corriente (T_7 , R_7 ,
 R_7'). La primera tensión de entrada puede aplicarse a
la base del transistor T_0 , en tanto que la base del
20 transistor T_0' puede ir conectada a un punto de poten-
cial fijo: por ejemplo, a masa.

 Las corrientes de entrada complementarias que
corresponden a la segunda tensión de entrada se suminis-
tran a unos terminales B y B' que van conectados a los
25 emisores de los transistores T_3 y T_4 y a los emisores

401476

19 Nov



de los transistores T_3' y T_4' , respectivamente. Como es obvio, esto puede efectuarse de igual manera que para la primera tensión de entrada, por medio de dos transistores conectados como pareja diferencial. Ahora bien, de preferencia se usa a este fin un tercer amplificador diferencial conforme a la invención, cuyas corrientes de salida se suministran a los terminales B y B'. Así se reduce grandemente la influencia de la componente en fase (señal de modo común) de la segunda señal de entrada en el comportamiento del circuito multiplicador.

La tensión de salida puede derivarse de una de las resistencias R incluidas en los conductores de colector de los transistores T_3 , T_3' , T_4 y T_4' , esto es, de uno de los terminales C y C'. Naturalmente, la tensión de salida puede derivarse también en contrafase de los terminales C y C'. Las fuentes de corriente para los transistores T_5 , T_5' , T_6 y T_6' conectados como seguidores de emisor adoptan la forma de unos transistores T_7 , T_7' , T_8 y T_8' cuyas bases van conectadas, por medio de unas resistencias, a un punto de potencial constante. Como sólo se requieren dos grados de libertad para un ajuste adecuado del circuito multiplicador, se combinan dos fuentes de corriente (T_7 y T_7') de modo que a los transistores T_6 y T_6' se les -

401476

19 MAY 1962



5 suministren unas corrientes que guarden una relación
o razón fija, de preferencia igual a la unidad, entre
sí. Estas dos corrientes pueden ajustarse por medio
de una resistencia variable R_8' conectada en la cola
de la pareja diferencial T_8 y T_8' . La corriente para
el transistor T_6' puede ajustarse por medio de una re-
sistencia variable R_9' conectada en el circuito de -
emisor del transistor T_9' . La corriente para el tran-
sistor T_5 no es ajustable, pero se fija previamente -
10 al valor óptimo antes mencionado, mediante selección
del valor de una resistencia R_9 .

El ajuste adecuado del multiplicador, por
ejemplo, puede efectuarse de la siguiente manera. Pri-
meramente se aplica una señal de entrada a un termi-
15 nal de entrada A solamente, después de lo cual se ha-
ce variar la resistencia R_9' hasta que la señal de sa-
lida, es decir, la señal de tensión alterna en uno de
los terminales C y C', se hace cero. A continuación
se aplica una señal de entrada equilibrada a los ter-
minales B y B' solamente, y luego se vuelve a ajustar
20 a cero la señal de salida, por medio de la resistencia
variable R_8' . Así se consigue un punto de ajuste úni-
co y singular del multiplicador.

25 Cuando se usa un tercer amplificador diferen-
cial conforme al presente invento para suministrar las

401476



5 corrientes equilibradas a los terminales B y B', se requiere un tercer ajuste que puede efectuarse ajustando una de las fuentes de corriente de este tercer amplificador diferencial. La aplicación por separado de una de las señales de entrada, y el ajuste de las fuentes de corriente en la secuencia apropiada, permite también aquí lograr un punto de ajuste singular y único del multiplicador.

10 La presente solicitud, que corresponde a la presentada en Holanda, el 7 de Abril de 1971, bajo el N° 7104636, y el 14 de Agosto de 1971, bajo el N° 7111226, se acoge a los beneficios del Artículo 51 del vigente Estatuto sobre Propiedad
15 Industrial.

REIVINDICACIONES

20 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:

25 1ª.- Dispositivo amplificador diferencial

26.7.74

- 27 -

mlc

401476

30



de banda ancha que comprende dos transistores co
nectados como primera pareja diferencial y dos
elementos de entrada dotados de características
logarítmicas que corresponden principalmente a
5 las de una unión semiconductor, para convertir
una corriente diferencia de entrada suministrada
a estos elementos de entrada en una tensión dife
rencia que se aplica a los electrodos de base de
los transistores de la primera pareja diferencial,
caracterizado por el hecho de que esta tensión di
10 ferencia se aplica a dichos transistores por medio
de un primer circuito seguidor que tiene un pun
to de ajuste regulable de corriente de polariza
ción, de modo que el desplazamiento de nivel en
15 tre los elementos de entrada y los electrodos de
base de los transistores de la primera pareja di
ferencial es mutuamente ajustable.

2ª.- Dispositivo amplificador diferencial
según la reivindicación 1ª, caracterizado por el
20 hecho de que el primer circuito seguidor compren
de dos transistores conectados como seguidores de
emisor, que están incluidos cada uno en la cone
xión entre uno de los elementos de entrada y uno
de los transistores de la pareja diferencial, es
25 tando alimentado cada uno de los transistores co

mte
26.7.74

401476

30 JUL 1974

nectados como seguidores de emisor con corriente de polarización por medio de una fuente de corriente asociada, y siendo ajustable por lo menos una de las fuentes de corriente.

5 3ª.- Dispositivo amplificador diferencial según la reivindicación 1ª, caracterizado por el hecho de que el primer circuito seguidor comprende de dos transistores cuyos emisores están conectados entre sí y a una fuente de corriente, y cuyos circuitos de colector incluyen un elemento regulador que permite ajustar la relación o cociente entre las corrientes de polarización que estos transistores dejan pasar, estando la base de uno de estos transistores conectada a un elemento de entrada, y estando la base del otro de estos transistores conectada a la base de un transistor de la primera pareja diferencial.

10

15

 4ª.- Dispositivo amplificador diferencial según la reivindicación 3ª, caracterizado por el hecho de que el elemento regulador comprende un transistor de un tipo de conductividad opuesto al de los dos transistores del circuito seguidor, estando el camino de colector-emisor de este transistor conectado en el circuito de colector de uno de los transistores del circuito seguidor, en tan

20

25

mc

26.7.74

- 29 -

401476



to que su tensión de base-emisor está fijada por la corriente de colector del otro transistor del circuito seguidor.

5 5ª.-Dispositivo amplificador diferencial de banda ancha.

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

10 Esta Memoria consta de treinta hojas es critas a máquina por una sola cara.

Madrid, 30 JUL. 1974

P.A.

Alberto de Elzaburu
Per Pousa

15

ME

26.7.74

DBF.

401476

19 MAY 1972

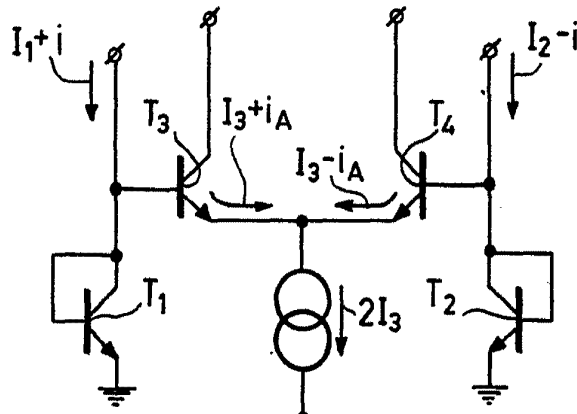


Fig.1

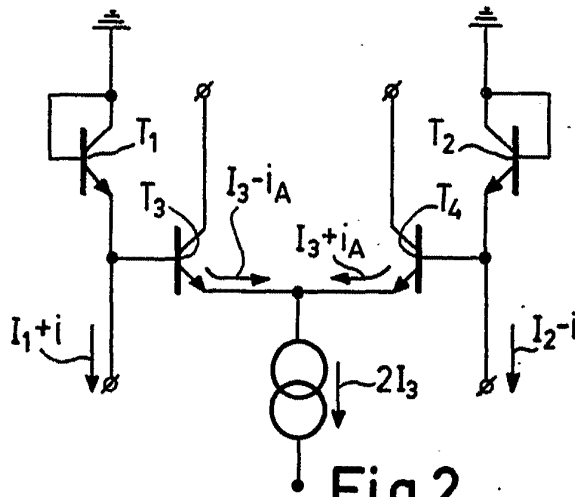


Fig.2

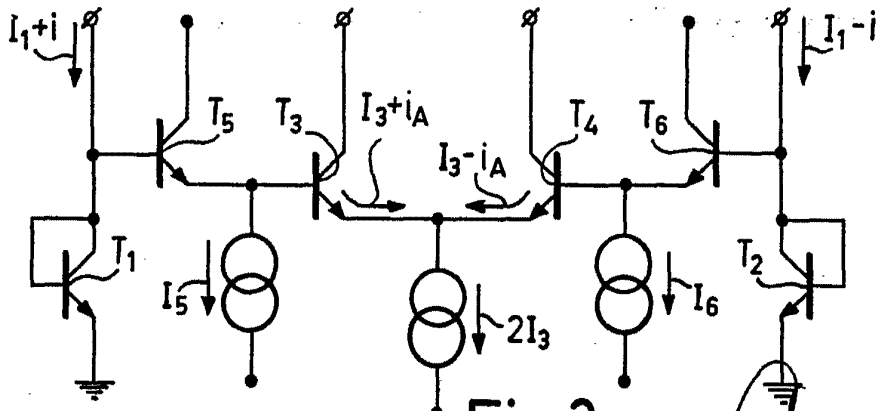
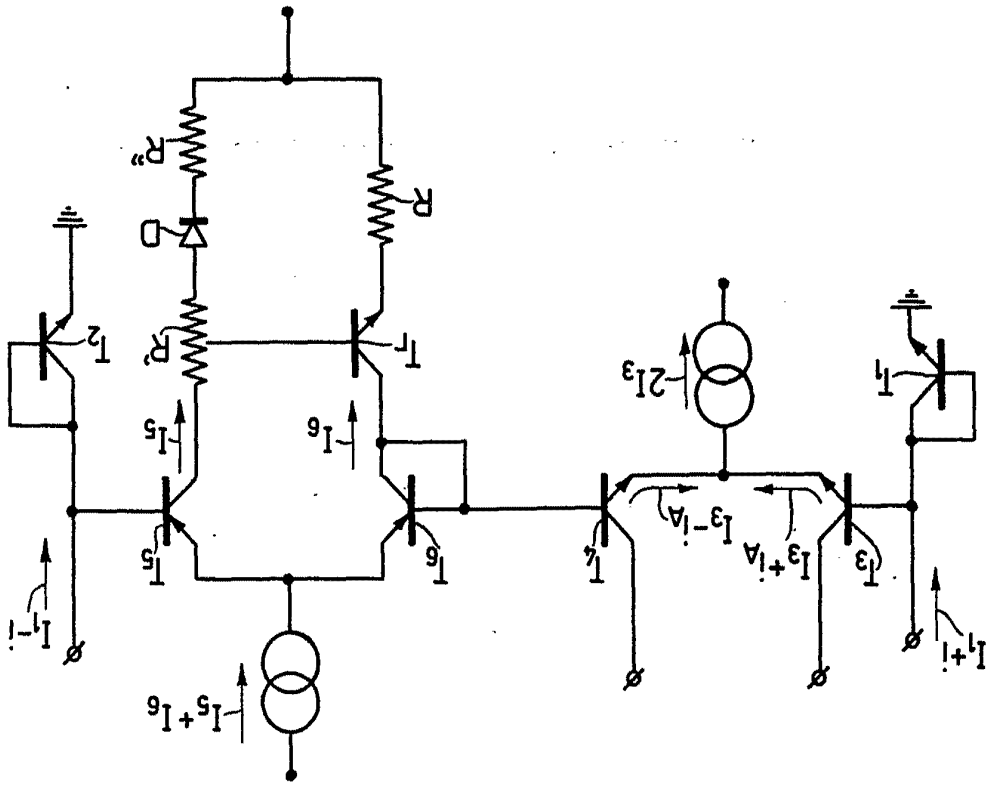


Fig.3

Alberto de Elzaburu
por Poder

Alberdo de Elizondo
Por Poder

Fig.4



19 MAR 1972
R. 50579 II/V

401476

M. A. PHILLIPS OF THE AMERICAN...



401476

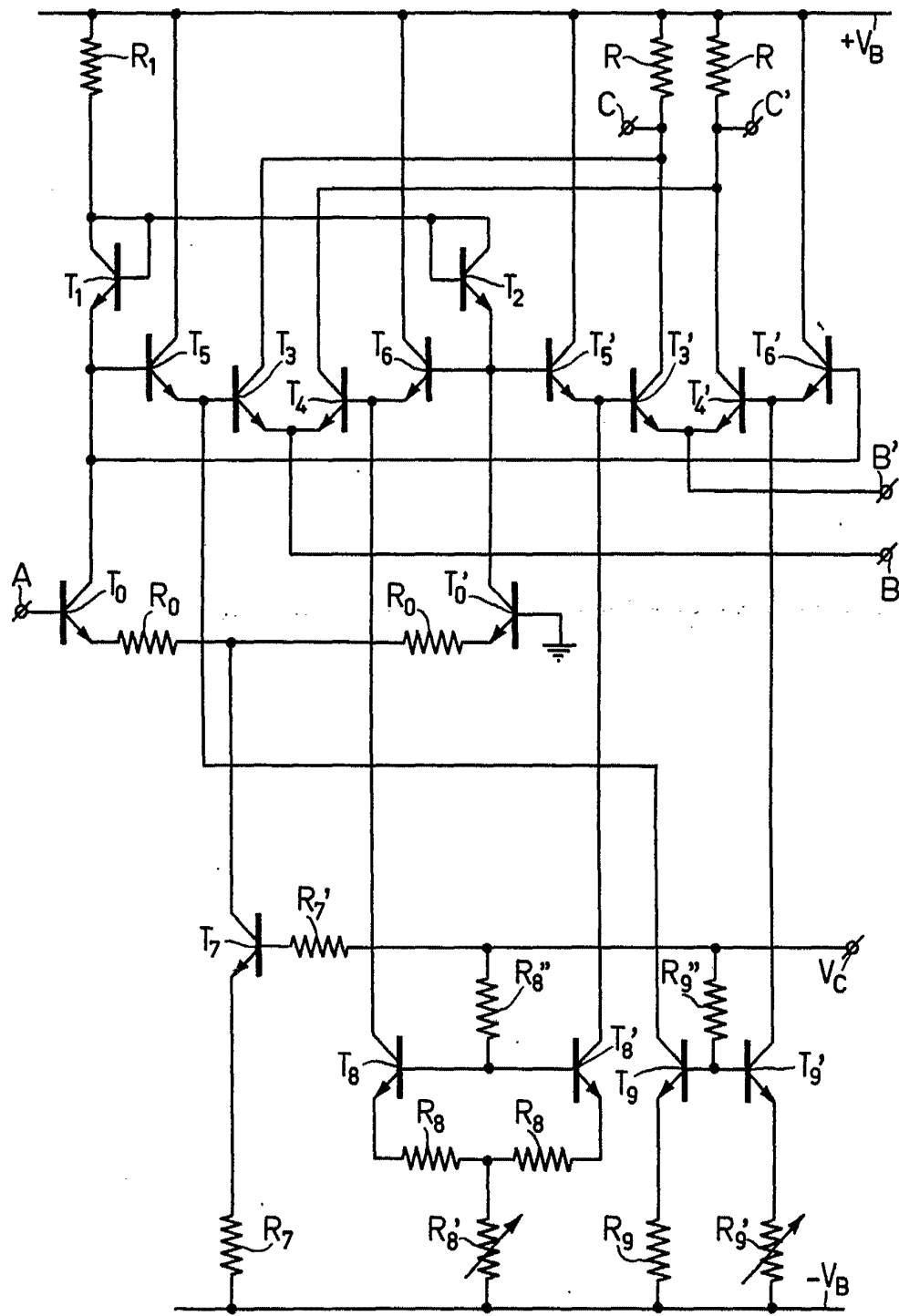


Fig.5

Alberto de Elzaburu
Por Feder

424476

19 JAN 1932

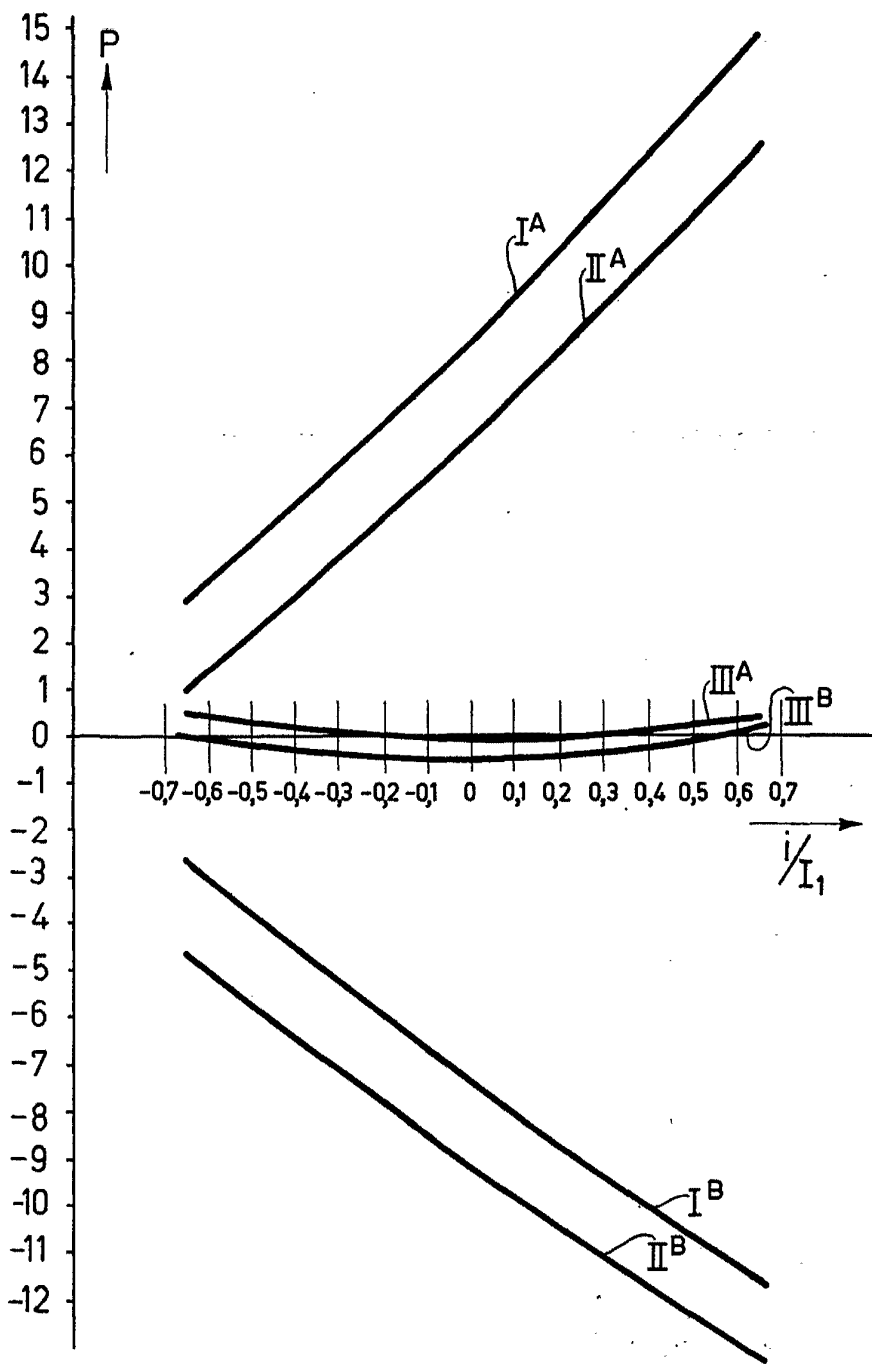


Fig.6

Alberto de Elzaburu
Por Poder

401476

19 MAR 1972

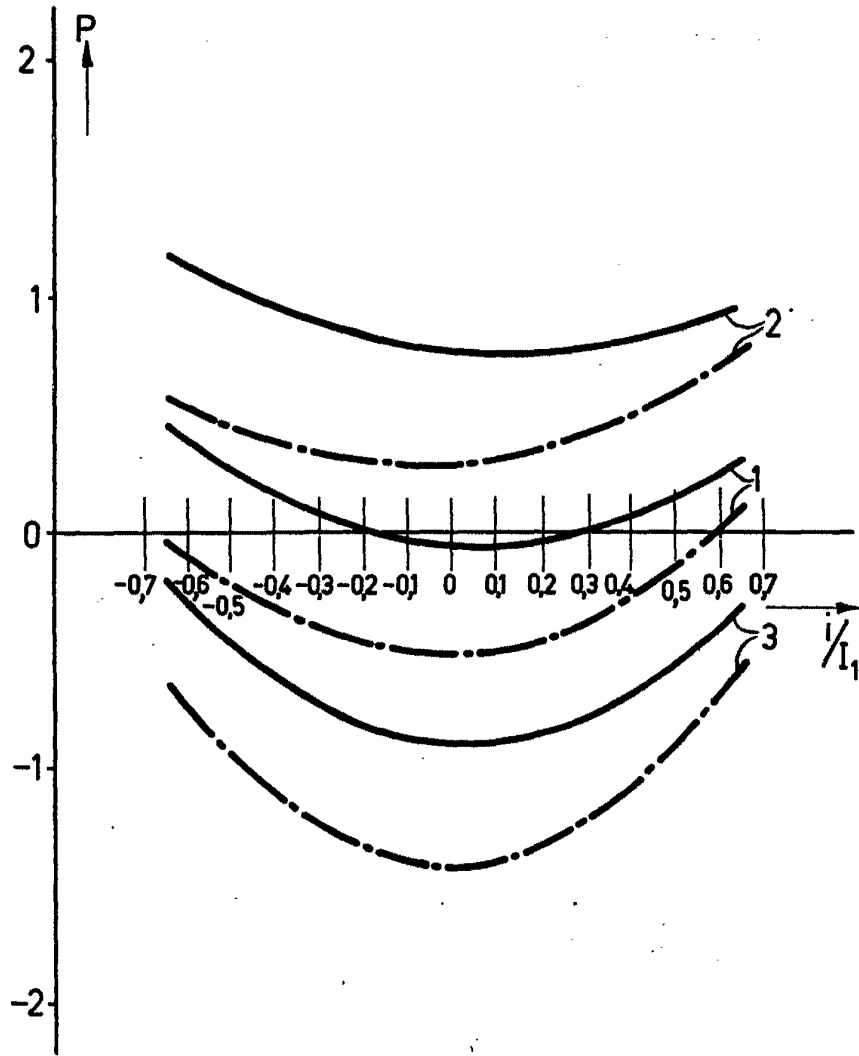


Fig.7

Alberto de Fitzabru
Per Podet.