

354862

P-38.501

RCA 59338

**Memoria descriptiva**



10 JUL 1938

para solicitar PATENTE DE INVENCION por 20 años

a nombre de RADIO CORPORATION OF AMERICA

entidad / de nacionalidad norteamericana

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

por: "UN DISPOSITIVO DE CONTROL DE GANANCIA AUTOMATICO PA-  
RA RECEPTORES DE SEÑALES DE RADIO" (Clase Internacio  
nal H03g)



Este invento se refiere a circuitos de control de ganancia (o amplificación) y, más particularmente, a circuitos automáticos de control de ganancia adecuados para ser usados en receptores de señales que empleen transistores de efecto de campo de puert<sup>as</sup> múltiples como elementos activos de los mismos.

Los receptores de señales se proveen generalmente de un sistema de control automático de la ganancia -- (CAG) para mantener el valor de la señal, aplicada a un paso detector de los mismos, sustancialmente constante, a pesar de una gama relativamente amplia de variaciones en el valor de la señal recibida. En un receptor de televisión, por ejemplo, el sistema CAG opera para reducir la ganancia de los amplificadores de radio-frecuencia (RF) y de frecuencia intermedia (FI) cuando aumenta el valor de la señal recibida. Para obtener la mejor relación de señal a ruido para un receptor dado, para las señales más débiles a recibir, la acción de control de la ganancia sobre el amplificador de RF se retarda usualmente de modo que el amplificador de RF opere a plena ganancia para una gama de señales recibidas de bajo valor. Cuando el valor de la señal aumenta suficientemente, el retardo de CAG sobre el amplificador de RF se supera y se reduce la ganancia de ambos amplificadores de RF y FI.

Los transistores de efecto de campo de puert<sup>a</sup> múltiple tienen dos o más electrodos de puert<sup>a</sup> además de los de fuente, salida y substrato. Estos transistores tienen características atrayentes que parecen prometedoras para muchas aplicaciones de circuitos. Algunas de estas características son: (1) alta impedancia de entrada, (2) --



baja modulación transversal, (3) poco ruido y (4) aptitud simplificada para acoplo directo.

5 Al usar un transistor de efecto de campo de -  
puertas múltiples como amplificador de radio-frecuencia  
o de frecuencia intermedia con control de ganancia, es -  
deseable aplicar la señal de RF o de FI al primer electrodo  
de puerta y el voltaje de CAG al segundo electrodo de  
10 puerta. Se entenderá que el primer electrodo de puerta -  
está físicamente más cerca del electrodo de fuente que -  
el segundo electrodo de puerta. Es característica del --  
transistor de efecto de campo de puertas aisladas múlti-  
ples operado como tal, una gama de voltajes de control --  
aplicados al segundo electrodo de puerta sobre la cual el  
dispositivo exhibe una región de ganancia aproximadamente  
15 constante desde el primer electrodo de puerta al electrodo  
de salida.

Se ha visto que, con el segundo electrodo de -  
puerta del transistor de efecto de campo de puertas ais-  
ladas polarizado en una dirección de polaridad que dé ga-  
20 nancia máxima, el dispositivo exhibe una región de ganancia  
aproximadamente constante cuando el voltaje aplicado  
al segundo electrodo de puerta es aumentado todavía en -  
dicha dirección de polaridad. Sobre esta región, la trans-  
conductancia ( $g_{m2}$ ) de la segunda puerta hasta el electrodo  
25 de salida es sustancialmente cero, y no afecta en esen-  
cia a la transconductancia ( $g_{m1}$ ) del primer electrodo de  
puerta.

El presente invento utiliza la característica -  
de transconductancia de la segunda puerta de un transistor  
30 de efecto de campo de puertas aisladas múltiples para pro



porcionar en un paso amplificador que emplee dicho transistor como elemento activo del mismo, un sistema de control automático retardado de ganancia. Además, se crea un sistema perfeccionado de control automático de ganancia para receptores de señales de radio que incluye un tipo de acción de control retardado de la ganancia sobre un paso amplificador de radio-frecuencia. Se describe un sistema automático perfeccionado de control de ganancia para receptores de señales de radio en que una pluralidad de pasos de transistor de efecto de campo de puertas aisladas múltiples en cascada se controlan conjuntamente desde un manantial de control de ganancia automático común para proporcionar cambios controlables de la ganancia en cada uno de la pluralidad de pasos de transistor.

Puede construirse un receptor de televisión que utilice el sistema perfeccionado de control automático de la ganancia según describimos en esta Memoria de modo que la curva de respuesta de frecuencia de la sección de FI del receptor sea desplazada en condiciones de señal débil en favor de la frecuencia de la portadora de FI de video.

Un circuito que incorpore el invento incluye uno o más pasos de traslado de las señales que comprenden dispositivos transistores de efecto de campo de puerta doble, teniendo dichos dispositivos transistores una característica de ganancia en función del voltaje del segundo electrodo de puerta en la que la ganancia de dicho paso es sustancialmente constante sobre una primera gama de voltajes del segundo electrodo de puerta, y en el cual la ganancia de dicho paso disminuye sobre una segunda ga-



ma de voltajes del segundo electrodo de puerta, comprendiendo dicho sistema una fuente de voltaje de control de la ganancia que aumenta en una dirección de polaridad -- predeterminada en respuesta a aumentos en el valor de --  
 5 una señal recibida, estando caracterizado por medios para polarizar dicho transistor en dicha primera gama de -- voltajes de segundo electrodo de puerta; por medios de -- circuito que acoplan dicha fuente de voltaje de control de la ganancia a dicho segundo electrodo de puerta del --  
 10 transistor a una magnitud tal que se haga que el voltaje sobre el mismo varíe sobre dicha primera y dicha segunda gamas, respectivamente, en respuesta a aumentos en el valor de las señales aplicadas a dicho circuito de entrada.

15 El invento se comprenderá mejor por la siguiente descripción leída conjuntamente con los dibujos adjuntos, en los cuales:

Las figs. 1a y 1b son diagramas esquemáticos de circuito parcialmente en forma de bloques del extremo delantero de un receptor de televisión incluyendo el sintonizador, y sus pasos de FI, y que incorpora el presente invento; y

20 las figs. 2a y 2b ilustran la característica global de respuesta de paso de banda de la sección amplificadora de FI del receptor en condiciones de ganancia mínima y máxima, respectivamente.

25 Con referencia, ahora, a los dibujos, y particularmente a la fig. 1a, los circuitos mostrados en ella son representativos del amplificador 10 de radiofrecuencia, del paso mezclador 12 y del paso oscilador

5  
10  
15  
20  
25  
30  
8-6-68



14 que comprenden en general el sintonizador de un receptor de televisión. Un par de terminales de entrada 16 - que están destinados a conexión a una antena (no mostrada) para recibir una señal de televisión, están también conectados al circuito de entrada desequilibrado del amplificador 10 de RF a través de un transformador balun - (equilibrio-desequilibrio) 18 y un circuito supresor 20, todos los cuales están indicados por el rectángulo de trazos 22. El circuito supresor 20 está acoplado a un selector de sintonía 24 que, como comprenderán los expertos, incluye un sistema de conmutación para una pluralidad de elementos reactivos para sintonizar el receptor a los diferentes canales de TV en los cuales se desee la recepción. El selector de sintonía 24 incluye cuatro partes diferentes de circuitos de sintonización, habiéndose mostrado sólo las representativas, para sintonizar la entrada y la salida del amplificador de RF 10, la entrada del mezclador 12 y el oscilador local 14.

El amplificador de RF 10 incluye un transistor 26 de efecto de campo de puertas aisladas que tiene electrodos de fuente, primera puerta, segunda puerta y salida 28, 30, 32 y 34, respectivamente, y un electrodo de substrato 36. En la realización ilustrada, el transistor 26 de efecto de campo es de un tipo mencionado como transistor de puerta doble aislada de canal N.

El transistor 26 está conectado en configuración de electrodo de fuente común con el electrodo de substrato 36 conectado al electrodo de fuente 28 y con el electrodo de fuente conectado a masa a través de una resistencia de fuente 38. La resistencia 38 está derivada



a masa para las frecuencias de señal a través de un condensador 40. Una señal de televisión recibida que aparece en los terminales de salida del circuito supresor 20 es acoplada a través de una inductancia de sintonía 42 -  
5 del selector 24 y un condensador 44 al electrodo de entrada de primera puerta 30 del transistor 26. La inductancia 42 está sintonizada para resonar con un condensador 46 y la capacidad dispersa del circuito y la capacidad de entrada del transistor 26 a la frecuencia de señal deseada.  
10 El primer electrodo de puerta 30 está conectado a masa a través de una resistencia 48. Un circuito divisor de tensión para establecer la polarización del segundo electrodo de puerta 32 del transistor 26 incluye resistencias 50, 52 y 54 que están conectadas, respectivamente, entre un manantial de potencial de excitación (designado con el terminal B+) y un conductor de CAG 56, y una resistencia 55  
15 conectada entre masa y la unión de las resistencias 50 y 52. El conductor de CAG 56 es devuelto para la c.c. a masa a través de un manantial de CAG 58 (fig. 1b). Como describiremos luego, la resistencia 54 se usa también para  
20 ajustar el retardo del control automático de ganancia en el amplificador de RF 10 y acoplarle un voltaje de CAG. - Una resistencia de aislamiento 62 está conectada entre el segundo electrodo de puerta 32 del transistor 26 y la  
25 unión de las resistencias 52 y 54. La derivación para las señales de RF viene dada por condensadores 64 y 66 conectados entre masa y los terminales extremos respectivos de la resistencia 62.

La señales que son amplificadas por el amplificador de RF 10 se desarrollan en un circuito de salida -  
30



resonante en paralelo 68 conectado efectivamente entre el electrodo de salida 34 y masa, y pueden sintonizarse a la frecuencia de una señal deseada a recibir. El circuito de salida 68 incluye un condensador 70 en paralelo efectivamente con una inductancia 72 del selector 24. Es suministrado potencial de funcionamiento B+ al electrodo de salida 34 del transistor 26 por medio de una resistencia 74 de desacoplo de señales conectada entre un extremo de la inductancia 72 y la unión de las resistencias 50 y 52 en el circuito divisor de voltaje de B+. La inductancia 72 es devuelta a masa a través de un condensador 76 de derivación de las señales. Un condensador 78 de derivación de las señales está conectado también entre masa y la unión de las resistencias 50 y 52.

Las señales procedentes del circuito de salida 68 del amplificador de RF son acopladas inductivamente al circuito 80 de entrada de señal del paso mezclador 12. El circuito de entrada 80 incluye una inductancia 82 del selector 24 y puede también sintonizarse a la frecuencia de una señal a recibir. El mezclador 12 opera conjuntamente con el oscilador local 14 para producir una señal de frecuencia intermedia correspondiente en su salida indicada en el terminal 84, en respuesta a una señal de TV aplicada desde el amplificador de radio-frecuencia 10.

Con referencia, ahora, a la fig. 1b, los diagramas esquemáticos de circuito ilustrados en ella son representativos del circuito "de acoplamiento" 90; pasos primero, segundo y tercero amplificadores de FI de video, 92, 94 y 96; circuitos de utilización indicados por el bloque 98; y un manantial de CAG 58.



La señal resultante de frecuencia intermedia es acoplada desde la salida del mezclador 12 (fig. 1a) por medio del conductor 102 a la entrada de un circuito 90 de acoplamiento entre pasos de paso de banda (circuito de acoplamiento) que incluye supresores adecuados para las señales indeseadas y que precede al primer amplificador 92 de frecuencia intermedia. El amplificador 92 incluye un transistor 104 de doble puerta aislada de canal N de efecto de campo que tiene electrodos de puerta primero y segundo 106 y 108, un electrodo de fuente 110, un electrodo de salida 112 y un electrodo de sustrato 114.

El transistor 104 está conectado en configuración de fuente común, con el electrodo de sustrato 114 conectado al electrodo de fuente 110. El electrodo de fuente 110 está conectado a masa a través de una resistencia 116 que está derivada a masa para las frecuencias de señal por un condensador 118. Se hace una conexión desde la salida del circuito supresor 90 al primer electrodo de puerta 106 para aplicación de la señal de frecuencia intermedia a amplificar a la entrada del primer amplificador de FI 92. El electrodo de salida 112 del transistor 104 está conectado a través de una resistencia 120 en serie con un circuito de carga de salida 122 y una resistencia de desacoplo 124 a una fuente de potencial B4 de funcionamiento fijo. La red 122 incluye una resistencia 126 en paralelo con una inductancia 128. El extremo de la inductancia 128 alejado de la resistencia 120 está acoplado a masa para las frecuencias de las señales por medio de un condensador 130. La inductancia 128 está sintonizada para resonar con las capacidades



parásitas del circuito, la capacidad de salida del transistor 104 y la capacidad de entrada del transistor sucesivo 144. La polarización y al acoplo de un voltaje de CAG al segundo electrodo de puerta 108 del transistor 104 se establecen por conexión del electrodo de puerta 108 a la unión de las resistencias 132 y 134 que están conectadas en serie entre el conductor CAG 56 y la unión de la resistencia 124 y el circuito 122. El segundo electrodo de puerta está acoplado también a masa a través de un condensador 136 de derivación de las señales. Como se mencionó antes, el conductor de CAG 56 está devuelto para c.c. a masa a través de la fuente de CAG 58. A las frecuencias de las señales, el conductor de CAG 56 está acoplado a masa por medio de un condensador de derivación 138.

La señal de frecuencia intermedia amplificada desarrollada en el circuito de carga de salida 122 es acoplada, por medio de un condensador 140, al primer electrodo de puerta, de entrada, 142, de un transistor 144 de doble puerta, aislada, de canal N, de efecto de campo, conectado en configuración de fuente común en el segundo amplificador de FI de video 144. El electrodo de substrato 146 del transistor 144 está conectado al electrodo de fuente 148 y luego a masa a través de resistencias de fuente conectadas en serie 150 y 152. Las resistencias 150 y 152 están derivadas a masa para las frecuencias de las señales por medio de un condensador 154. El electrodo de salida 156 está conectado por medio de una resistencia 158 en serie con un circuito de carga de salida 160 y una resistencia de desacoplo 162 con el terminal B+. El cir-



10

5

10

15

20

El circuito 160 incluye una resistencia 164 en paralelo con una inductancia 166. El extremo de la inductancia alejado de la resistencia 158 está acoplado a masa para las frecuencias de señal por un condensador 168. La inductancia 166 está sintonizada para resonar con la capacidad parásita del circuito, la capacidad de entrada del transistor sucesivo 192 y la capacidad de salida del transistor 144. La polarización y el acoplo de un voltaje de CAG al segundo electrodo de puerta 170 del transistor 144 se establecen por la conexión del electrodo de puerta 170 con la unión de las resistencias 172 y 174 que están conectadas en serie entre el conductor de CAG 56 y la unión de la resistencia 162 y el circuito 160. Un condensador 173 de derivación de las señales está conectado entre el segundo electrodo de puerta 170 y masa. Una resistencia 175 está conectada entre el electrodo de fuente 148 y la unión de la resistencia 162 y el circuito 160 para suministrar corriente a las resistencias de fuente 150 y 152 y para mantener un voltaje dado desde el primer electrodo de puerta al electrodo de fuente.

25

30

El ánodo 176 de un diodo 178 está conectado al primer electrodo de puerta 142 del transistor 144 y el primer electrodo de puerta 142 está conectado a masa a través de una resistencia 180. El cátodo 182 del diodo está conectado al segundo electrodo de puerta 170. Como describiremos luego, el diodo 178 actúa como capacidad variable de CAG en derivación con la capacidad de entrada del primer electrodo de puerta 142 del transistor 144. Un segundo diodo 184 está conectado entre el segundo electrodo de puerta 170 y la unión de las resisten--



40  
cias de fuente 150 y 152; la polarización del diodo 184 es tal que su cátodo esté conectado al segundo electrodo de puerta 170.

5 La señal de frecuencia intermedia amplificada desarrollada en el circuito de carga de salida 160 es acoplada, por medio de un condensador 186, al primer electrodo de puerta de entrada 190 de un transistor 192 de efecto de campo de canal N, de doble puerta aislada, en el tercer amplificador de FI de video 96. El transistor 192 está conectado en configuración de fuente común con el electrodo de substrato 194 conectado al electrodo de fuente 196. El electrodo de fuente 196 está conectado a masa a través de una resistencia 198. La resistencia 198 está derivada a masa para las frecuencias de señal por un condensador 200. El electrodo de salida 202 está conectado a través de una resistencia 204 en serie con un circuito de carga de salida 206 al terminal B+. El circuito 206 incluye una resistencia 208 en paralelo con el primario 210 de un transformador 212 de acoplo de las señales. La polarización para el segundo electrodo de puerta 214 del transistor 192 es por la conexión del segundo electrodo de puerta 214 a la unión de las resistencias 216 y 218 que están conectadas en serie entre el terminal B+ y masa. Una resistencia 220 está conectada entre los electrodos de puerta primero y segundo 190 y 214 y una resistencia 222 está conectada entre el primer electrodo de puerta y masa. Un condensador de derivación 223 está conectado entre el segundo electrodo de puerta 214 y masa. En la realización ilustrada, no se aplica CAG al tercer amplificador de FI.



La señal de FI amplificada desarrollada a tra- 10

vés del primario 210 del circuito 206 de carga del transistor 192 es acoplada por medio del secundario 224 del transformador 212 a los deseados circuitos de utilización indicados por el bloque 98 y que pueden incluir los circuitos restantes de un receptor de televisión. En cualquier caso, los circuitos de utilización incluyen medios (mostrados como bloque de manantial 58) para desarrollar una señal de control automático de la ganancia en función del valor de la señal recibida.

En el caso presente, el circuito de desarrollo del control automático de la ganancia proporciona un voltaje negativo en un terminal de conductor 56 del CAG que tiende a hacerse más negativo al aumentar el valor de la señal.

Con referencia, ahora, a las figs. 1a y 1b, se describirá en lo que sigue el funcionamiento de los pasos de amplificador con control de ganancia mostrados en ellas

Se ha observado que con el segundo electrodo de puerta de un transistor de efecto de campo de puertas aisladas polarizado en un sentido que dé máxima ganancia, el dispositivo muestra una región de ganancia casi constante a medida que el voltaje aplicado al segundo electrodo de puerta se aumenta más en dicha dirección de polarización. Sobre esta zona, la transconductancia ( $g_{m2}$ ) del segundo electrodo de puerta al electrodo de salida es sustancialmente cero y no hay cambio efectivo de la transconductancia ( $g_{m1}$ ) del primer electrodo de puerta. Por ejemplo, para un transistor de MOS de doble puerta RCA tipo experimental TA7149, esta zona de  $g_{m2}$  cero se ha visto que ocu-



5 rre en la región de  $\pm 2$  a  $\pm 10$  voltios c.c. para frecuencias  
de RF de TV y de  $\pm 4$  a  $\pm 10$  voltios c.c. para frecuencias  
de FI de TV. Usando el TA7149 como elemento activo en el  
amplificador de RF mostrado en la fig. 1a, y sin voltaje  
de CAG aplicado, es decir, con el conductor 56 de manan-  
10 tial de CAG puesto a masa, pueden elegirse valores adecua-  
dos para el potencial de funcionamiento B<sub>1</sub>, resistencia de  
fuente 38, y resistencias divisoras 50, 55, 52 y 54, para  
polarizar el amplificador para máxima ganancia con el se-  
gundo electrodo de puerta a un potencial de aproximadamen-  
te  $\pm 8$  voltios c.c. Correspondientemente, usando un tran-  
sistor de MOS de doble puerta RCA del tipo experimental -  
TA 7149 como elemento activo en los pasos amplificadores -  
de FI primero y segundo 92 y 94 que han de ser controlados  
15 en ganancia (fig. 1b), los transistores 104 y 144 están -  
polarizados para máxima ganancia con el respectivo segun-  
do electrodo de puerta 108 y 170 cada uno a un potencial  
de  $\pm 4$  voltios c.c. Ahora, con el conductor de CAG 56 no -  
puesto a masa y bajo condiciones de señal débil (valor pe-  
20 queño), el amplificador de RF 10 y los amplificadores de  
FI 92 y 94, estarán funcionando normalmente a máxima ganan-  
cia con poco voltaje CAG o con voltaje CAG cero realimen-  
tado desde el manantial 58 de CAG. A medida que se aumenta  
el CAG aplicado, es decir, se hace negativo, en respuesta  
25 a un aumento en el valor de una señal de TV recibida, el  
voltaje de polarización de c.c. resultante sobre los se-  
gundos electrodos de puerta de los transistores 32, 108 y  
170 en los respectivos pasos amplificadores de RF, primero  
de FI y segundo de FI, 10, 92 y 94, disminuye correspon-  
30 dientemente. Con una disminución en el potencial de pola-



rización de los segundos electrodos de puerta, la ganancia de los pasos amplificadores de FI primero y segundo, 92 y 94, comienza a caer rápidamente y sigue una acción de CAG normal. El paso de amplificación de RF 10, entre tanto, mantiene su ganancia bastante constante, ya que el voltaje de polarización sobre el segundo electrodo de -- puerta 32 del transistor 26 de RF era mayor desde el principio. En el ejemplo dado, a frecuencias de radio y TV, la reducción de la ganancia en el amplificador de RF no se iniciará hasta que el voltaje de CAG haga que el potencial en el segundo electrodo de control de puerta 32 caiga a menos de +2 voltios. Será evidente que en el presente sistema, bajo la influencia de un voltaje común de -- CAG, puede conseguirse una reducción sustancial de la ganancia en los pasos amplificadores de FI antes de que la ganancia del amplificador de RF comience a bajar. La magnitud del retardo comunicado al CAG del paso amplificador de RF puede variarse desde cero en un extremo, hasta retardo completo en el otro extremo, simplemente por cambio del potencial de polarización inicial en el segundo electrodo de control de puerta.

En el primero y en el segundo pasos amplificadores de FI 92 y 94 ilustrados en la fig. 1b, el valor de la resistencia de fuente 116 en el primer amplificador de FI 92 se elige de modo que sea mayor (del orden de 100 - ohmios) que el de las resistencias de fuente 150 y 152 - conectadas en serie (resistencia total del orden de 50 - ohmios) del segundo amplificador de FI 94.

Sin voltaje de CAG aplicado, los pasos amplificadores de FI primero y segundo, 92 y 94, operan en con-



diciones casi idénticas para máxima ganancia. En respuesta a un voltaje de CAG aplicado a los electrodos de puerta segundos de los pasos amplificadores la corriente de salida a fuente y la transconductancia del segundo amplificador de FI 94 disminuyen con mayor rapidez que las del primer amplificador de FI 92, haciendo así que caiga la ganancia del segundo amplificador de FI 94 más deprisa que la del primer amplificador 92. La diferencia en la velocidad de disminución de la corriente de salida a fuente entre los dos pasos amplificadores de FI se debe a los diferentes valores de resistencia de fuente que inyectan diferentes cantidades de degeneración de c.c. en los pasos amplificadores. Además, la polarización sobre el segundo paso amplificador de FI a máxima ganancia se aumenta por medio de una cantidad controlada de corriente alimentada a la resistencia de fuente 150 a través de la resistencia 175 conectada entre el electrodo de fuente 148 del transistor 144 y la resistencia 162 de desacoplo de B+.

Para impedir que la corriente de salida a fuente del segundo paso de FI vaya a cero bajo la influencia del voltaje de CAG, llevando de este modo la salida del segundo amplificador de FI a un valor inferior al requerido para excitar el amplificador de FI 96, tercero y final a plena salida, es deseable conectar un diodo "recogedor" 184 entre el segundo electrodo de puerta 170 del segundo transistor 144 de amplificador de FI y un punto de referencia para c.c., tal como masa o la unión de las resistencias de fuente 150 y 152 como se muestra en la fig. 1b. La caída de voltaje de c.c. que aparece a través de

5  
10  
15  
20  
25  
30



la resistencia 152 de fuente por la corriente de electrodo  
de salida a lectrodo de fuente del segundo transistor de  
FI 144 proporciona una polarización inversa sobre el dio-  
do 184. El diodo 184 permanecerá polarizado en sentido in-  
verso a menos que el voltaje de control de CAG sobre el -  
segundo electrodo de puerta 170 exceda en sentido negativo  
al voltaje desarrollado a través de la resistencia de fuen-  
te 152, con lo cual el diodo recogedor 184 conducirá y fi-  
jará el segundo electrodo de puerta 170 al voltaje desa-  
rrollado a través de la resistencia de fuente 152. Esto -  
sirve para impedir que el voltaje de control de CAG del -  
segundo electrodo de puerta 170 del transistor 144 exceda  
en sentido negativo de un valor predeterminado para máxi-  
ma atenuación de señales de CAG que porporcionará suficien-  
te ganancia máxima del segundo amplificador de FI para ex-  
citar adecuadamente el tercer amplificador de FI a plena  
salida. Se observará que el diodo recogedor 184 sirve tam-  
bién para impedir que el voltaje del segundo electrodo -  
170 se haga suficientemente negativo con respecto al vol-  
taje del primer electrodo de puerta 142 como para hacer -  
que conduzca el diodo semiconductor 182. Esto asegura que  
el diodo 182 permanecerá polarizado en sentido inverso -  
para los efectos de los cambios de capacidad que describi-  
remos en lo que sigue.

Con referencia, ahora, a la fig. 2a, se ilus-  
tra en ella la curva de respuesta característica del vol-  
taje normal en función de la frecuencia obtenida en la -  
salida de una sección de FI de un receptor de TV. Como se  
indica por X, la respuesta a la portadora de video de FI  
es aproximadamente 50% menor de la máxima respuesta de -



paso de banda. Con el receptor funcionando en condiciones de señal fuerte, en que la atenuación total de los amplificadores de FI de la sección, debido al voltaje de CAG aplicado, es aproximadamente 10/db y mayor, ésta es una respuesta característica.

5

Sin embargo, en condiciones de señal débil, en que los amplificadores de FI son hechos funcionar desde atenuación de señal de 10 db a máxima ganancia, es deseable desplazar la respuesta global de la sección de FI hasta que la característica de paso de banda en la salida sea como se muestra en la fig. 2b. El efecto de favorecer la portadora de video (X) como se muestra en la fig. 2b es el de acentuar la señal de video a baja frecuencia, mejorar la estabilidad de la sincronización y reducir el ruido al mínimo. Ahora, para desplazar la portadora de video (X) desde la parte alta de la curva de respuesta (fig. 2b) hacia abajo de la pendiente del lado de la derecha de la curva (fig. 2a) cuando se aplican los primeros 10 db de CAG, es necesario desplazar la respuesta de un paso o pasos de FI hacia abajo en frecuencia. Esto puede realizarse aumentando la capacidad en shunt asociada con los circuitos de la carga de salida de uno de los pasos de FI del receptor.

10

15

20

25

30

Con referencia, ahora, a la fig. 1b, se muestra en ella un diodo semiconductor 178 conectado entre los electrodos de puerta primero y segundo 142 y 170 del segundo transistor de FI 144. El diodo está polarizado en sentido inverso por la polarización normalmente positiva aplicada al segundo electrodo de puerta 170. Cuando el voltaje del segundo electrodo de puerta se reduce desde -



su estado de polarización inicial debido a un voltaje de CAG aplicado al mismo, se aumenta la capacitancia del diodo. Este aumento de capacitancia aparece en derivación - con la capacidad de entrada del primer electrodo de puerta 142 y el circuito de carga de la salida 122, cambiando de este modo la frecuencia de resonancia del circuito 122 de carga de salida del primer amplificador de FI 92 y haciendo que la banda de paso del amplificador se desplace a una frecuencia menor y produciendo la alteración de la característica general de respuesta de la sección de FI, como se muestra en la fig. 2b.

La presente solicitud que corresponde a la presentada en Estados Unidos de América, con fecha 12 de Junio de 1.967, bajo el número 645.452, se acoge a los beneficios del Artículo 51 del vigente Estatuto de la Propiedad Industrial.

- F O T A -

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:


1ª.- Un dispositivo de control de ganancia au-



tomático para receptores de señales de radio que incluye uno o más pasos de traslado de las señales que comprenden dispositivos transistores de efecto de campo de doble -- puerta, teniendo dichos dispositivos transistores una característica de ganancia en función del voltaje, del segundo electrodo de puerta, en la que la ganancia de dicho paso es sustancialmente constante sobre una primera gama de voltajes del segundo electrodo de puerta, y en la cual la ganancia de dicho paso disminuye sobre una segunda gama de voltajes del electrodo de puerta segundo, comprendiendo dicho sistema un manantial de voltaje de control de la ganancia que aumenta en un sentido de polaridad pre determinada en respuesta a los aumentos en el valor de una señal recibida, caracterizándose dicho sistema por medios para polarizar a dicho transistor en dicha primera gama de voltajes del segundo electrodo de puerta; medios de circuito que acoplan dicho manantial de voltaje de control de la ganancia con dicho segundo electrodo de puerta del transistor a una magnitud que haga que el voltaje sobre el mismo varíe sobre dichas gamas primera y segunda, respectivamente, en respuesta a aumentos en el valor de las señales aplicadas a dicho circuito de entrada.

5  
10  
15  
20  
25  
30

2ª.- Un dispositivo según la reivindicación 1ª, en el cual dicho receptor incluye además una pluralidad de otros pasos de traslación de señales controlados en ganancia, caracterizado porque dichos pasos están polarizados de modo que un voltaje de control de la ganancia de un valor suficiente para polarizar a dicho dispositivo transistor en dicha primera gama de voltajes de segundo electrodo de puerta disminuya la ganancia del otro de di-

40   
chos pasos de traslación de señales y en el cual un aumento ulterior en dicho voltaje de control de la ganancia disminuirá la ganancia de dicho dispositivo transistor y de dichos otros pasos de control de la ganancia.

5                   3ª.- Un dispositivo según la reivindicación 2ª, en el cual dichos pasos de traslación de señales son amplificadores de señales de radio, y dichos otros pasos de traslación de señales de control de la ganancia son amplificadores de frecuencia intermedia, caracterizado porque  
10 al menos uno de dichos pasos amplificadores de frecuencia intermedia tiene un diodo acoplado a su electrodo de control de ganancia de modo que limite la magnitud del voltaje de control de ganancia acoplado a él a un valor preterminado.

15                   4ª.- Un dispositivo de control automático de ganancia según la reivindicación 2ª, en el cual dichos otros pasos de traslación de señales de control de ganancia comprenden una pluralidad de pasos amplificadores de frecuencia intermedia conectados en cascada para tratar sucesivamente una señal de frecuencia intermedia acoplada a ellos desde dichos medios de traslación de señales, yendo precedido uno de dichos pasos amplificadores por otro de dichos  
20 pasos amplificadores que tiene un circuito de salida sintonizado a una banda de paso de frecuencias deseada, incluyendo dicho primer paso amplificador un segundo transistor de efecto de campo de puerta aislada que tiene un electrodo de fuente, un electrodo de salida y primero y segundo electrodos de puerta; estando dicho segundo transistor conectado en configuración de electrodo de fuente  
25 común con un circuito de entrada de señales entre dichos  
30



electrodo de puerta primero y electrodo de fuente; medios  
 de acoplo de señales conectados entre dicho segundo cir-  
 cuito de entrada de señales de transistor y dicho circui-  
 to de salida sintonizado del otro paso amplificador; me-  
 5 dios que acoplan dicho voltaje de control de ganancia con  
 dicho segundo electrodo de puerta del segundo transistor;  
 medios para polarizar dicho segundo transistor de modo -  
 que se haga que su ganancia disminuya en respuesta a au-  
 mentos en la magnitud de dicho voltaje de control de la -  
 10 ganancia; y caracterizado por un diodo semiconductor co-  
 nectado entre dichos electrodos de puerta primero y se-  
 gundo del segundo transistor, teniendo dicho diodo tal -  
 polaridad que quede polarizado en sentido inverso por di-  
 cho voltaje del segundo electrodo de puerta de modo que -  
 15 exhiba una capacidad efectivamente en paralelo con dicho  
 circuito de salida sintonizado, obligándose a dicha capa-  
 cidad exhibida a aumentar con el aumento de la magnitud  
 de dicho voltaje de control de la ganancia, desplazando -  
 de este modo hacia abajo en frecuencia la banda de paso -  
 20 de dicho amplificador.

5ª.- Un dispositivo según la reivindicación -  
 4ª, caracterizado porque un segundo diodo está acoplado  
 al segundo electrodo de puerta de dicho segundo transis-  
 tor y está polarizado para limitar la magnitud de dicho  
 25 voltaje de control de la ganancia aplicado a él a un va-  
 lor predeterminado.

6ª.- Un dispositivo de control de ganancia au-  
 tomático para receptores de señales de radio.

Tal y como se ha descrito en la Memoria que an-  
 30 tecede, representado en los dibujos que se acompañan y -

para los fines que se han especificado.

La presente Memoria consta de veintitres hojas escritas a máquina por una sola de sus caras.

Madrid, 10 ~~Jun~~ 1968

P.A.

Alberca de Elzabera  
C. P. P. P.

8-6-68/RTA.-

354862

RADIO PERFORMANCE OF AIRCRAFT

1/1

SPAIN

354862



440

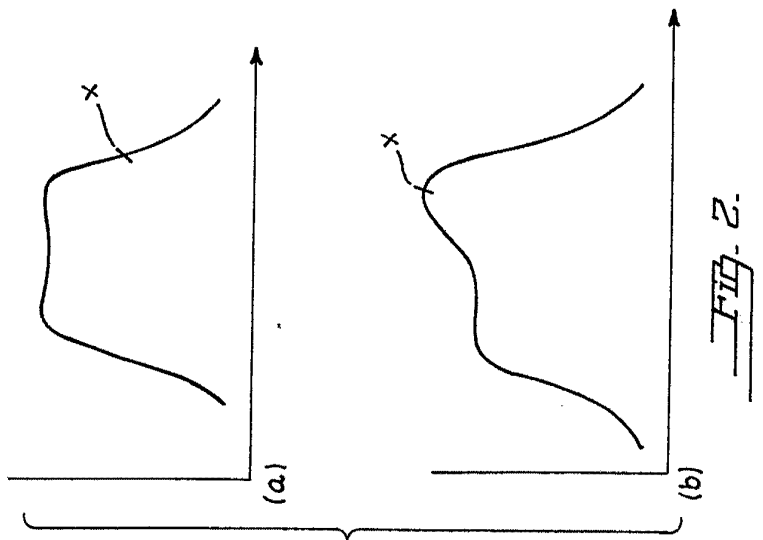
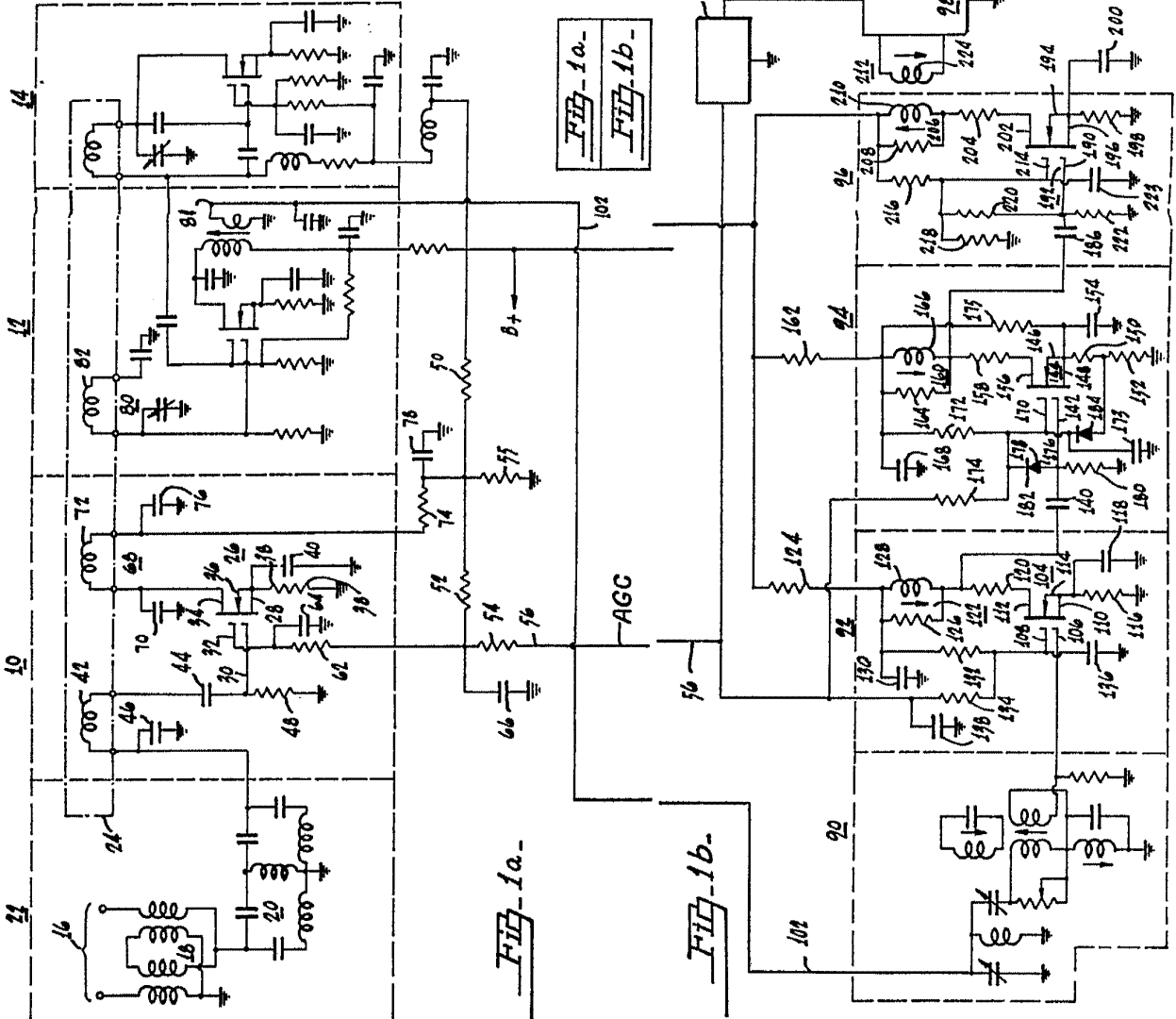
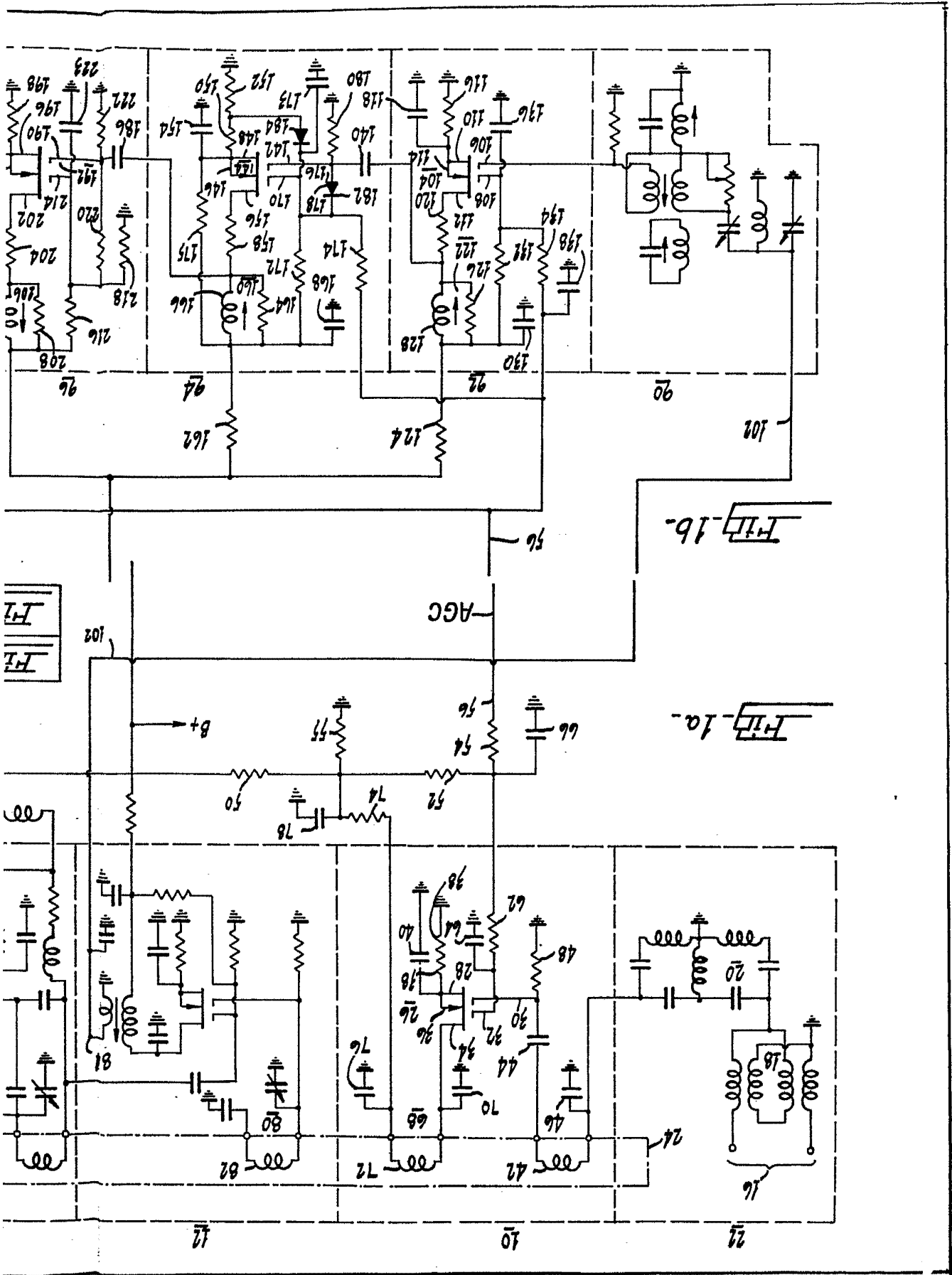


FIG-2

*Handwritten signature or initials.*



354862

RADIO CORPORATION OF AMERICA

I/1

SPAIN

110501

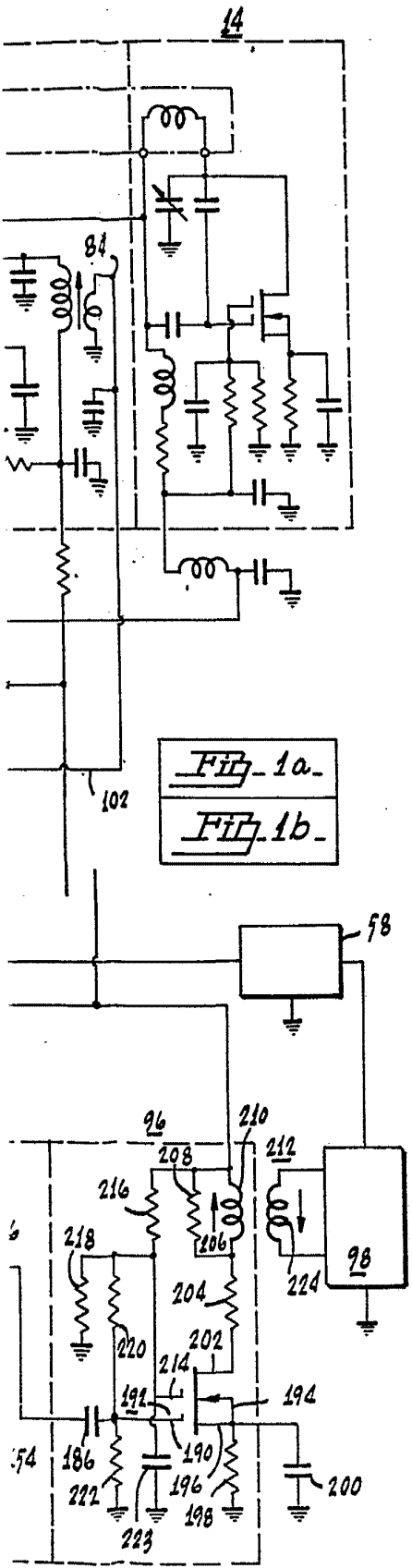


FIG. 1a.  
FIG. 1b.

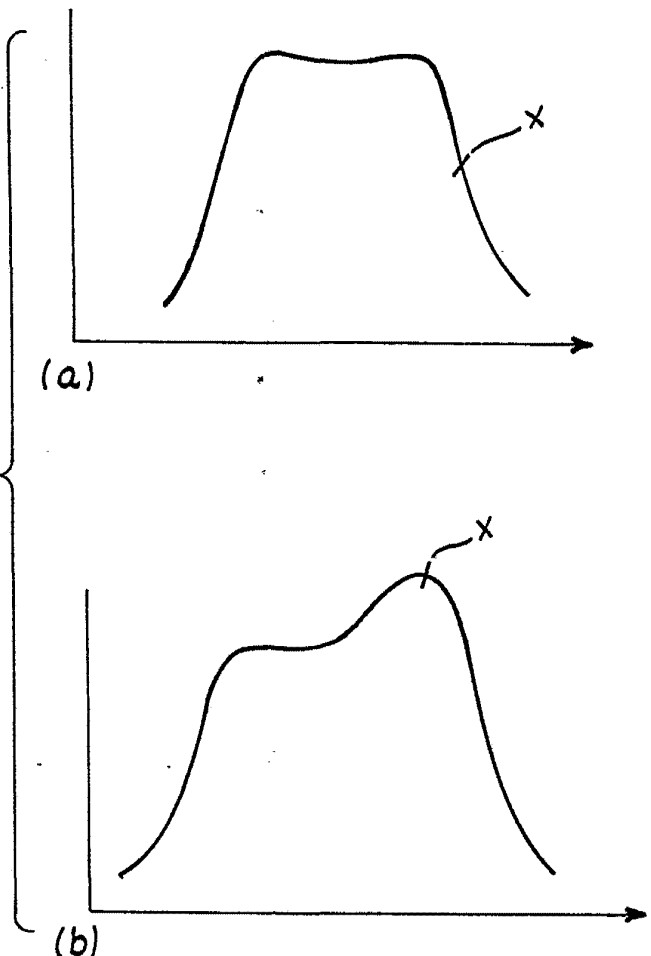


FIG. 2.

*W. H. ...*  
 4120/52 210000