

mo/

E.R.Taylor

Caso 30.

198162

198162

28 MAY.



P A T E N T E D E I N V E N C I O N

a favor de

WESTERN ELECTRIC COMPANY, INCORPORATED - de nacionalidad
norteamericana - domiciliada en NEW YORK (E.U.) 195 Broadway

por:

" Sistema de transmisión de alta frecuencia "

====:oOo:=====

M e m o r i a D e s c r i p t i v a

Este invento se refiere a disposiciones de circuitos eléctricos que reducen y enderezan las alteraciones o "desviaciones de frecuencia" resultantes de "efectos de línea larga" en los circuitos de transmisión en que un os-



198162

5

oscilador sensible a la carga suministra energía a una carga, por medio de una línea de transmisión que es larga con relación a las longitudes de onda de la energía suministrada por el oscilador. Más concretamente se refiere a la provisión, en sistemas del carácter mencionado, de medios para "enmasostrar" reflexiones perjudiciales procedentes del extremo de carga de la línea de transmisión, con objeto de reducir o enderezar los efectos nocivos de tales reflexiones sobre el oscilador.

10

Un objeto principal del invento es, por consiguiente, reducir y enderezar los efectos nocivos de reflexiones producidas en el extremo de carga, sobre un oscilador sensible a la carga conectado a ésta por una línea de transmisión relativamente larga.

15

Otros objetos del invento son establecer sistemas del carácter descrito en los que puedan transmitirse señales moduladas en frecuencia desde el oscilador a la carga con distorsión cada vez menor, sensibilidad moduladora regulable y ruido reducido.

20

Otros objetos se apreciarán en el curso de la siguiente exposición y descripción de ejemplos específicos de realización del invento, así como en las reivindicaciones de la nota.

Exposición del problema.

25

Los sistemas de señales que comprenden un oscilador conectado a una impedancia de carga por una línea de transmisión que mide varias longitudes de onda, por ejemplo, diez o más, están expuestos a que la transmisión no resulte satisfactoria cuando la impedancia de carga difiere de la impedancia del oscilador.

30

En sistemas que funcionan en escalas o gamas de



198162

5 frecuencias relativamente amplias o extensas, las impedancias de los tipos disponibles de osciladores y aparatos de carga, solo pueden generalmente concertarse en segmentos relativamente estrechos de las gamas extensas de frecuencias. La anchura de una gama o banda de frecuencias suele expresarse por los expertos del ramo como la razón de la diferencia entre las frecuencias mínima y máxima de la gama dividida por la frecuencia media de la misma. La anchura de una gama de frecuencias, de acuerdo con esta norma, se expresa en tantos por ciento de la frecuencia media. Para los fines de esta solicitud se consideraran relativamente anchas las gamas de 0,2 por ciento o más de la frecuencia media.

15 El mal funcionamiento del oscilador puede adoptar varias formas, tales como inestabilidad de frecuencia, fluctuaciones de potencia, distorsión de ondas y otras análogas. Aunque estos efectos pueden producirse y ser perjudiciales en cualquier sistema de modulación, lo son particularmente en sistemas en que el oscilador está modulado en frecuencia, pues en ellos es muy probable que el resultado de tales efectos sea una grave distorsión de la propia señal.

20 Los expedientes utilizados hasta ahora para mitigar estos efectos se dividen en dos clases generales: 1ª, mejora de la impedancia de carga para que se aproxime más a la impedancia del oscilador dentro de la gama de frecuencias a que se desea operar, y 2ª, atenuación de las reflexiones o ecos resultantes de la desigual impedancia en el extremo de carga de la línea de transmisión. El recurso mencionado en primer lugar es comúnmente de utilidad limitada, porque la carga suele ser una antena de ondas ultra-

198162



certas u otro aparato similar, cuya impedancia varía de un modo caprichoso e imprevisible a causa de influencias como humedad, cambios de temperatura, heladas, etc. El segundo recurso consume excesiva potencia de salida, porque el atenuador o el acoplamiento efectivamente disminuído que se emplea para moderar el eco atenúa asimismo la potencia útil. Algunos planes intentan combinar estas medidas, por ejemplo, concertar la impedancia dentro de una banda limitada de frecuencias y atenuar con otras frecuencias. Sin embargo, tales combinaciones de ambos expedientes siguen siendo poco eficaces para conseguir el funcionamiento deseado.

El presente invento comprende el uso de nuevas disposiciones basadas en una regulación positiva de la sensibilidad del oscilador para los efectos molestos de los tipos antes reseñados. En un sentido estricto, es análogo al empleo de polarización de rejilla para regular el funcionamiento de lámparas de vacío. En una forma concreta del invento, una reactancia sin disipación se conecta a través de la línea de transmisión junto a los terminales de salida del oscilador de modo que éste quede "polarizado" para producir los efectos convenientes. Como se expone con detalle más adelante, se obtienen mejoras, además de suprimir las dificultades derivadas de impedancias de carga inadecuadas. Tales ventajas comprenden, en sistemas modulados en frecuencia, una menor distorsión de modulación, una sensibilidad moduladora regulada, y la disminución de ruido.

Los principios del invento se comprenderán mejor con referencia a la siguiente descripción detallada de formas específicas de realización expuestas como ejemplos en los dibujos adjuntos, en los que:

La figura 1, representa en esquema, un sistema



típico de los ya conocidos, con relación al cual pueden describirse las dificultades susceptibles de ser mitigadas aplicando los principios del invento.

5 La figura 2, indica mediante un grupo de curvas correlativas, las respuestas efectivas de frecuencia en diversas condiciones de funcionamiento de un sistema como el ilustrado en la figura 1.

10 La figura 3, indica por medio de curvas, la relación entre la compresión o expansión del video-incremento y la longitud de la línea de transmisión que conecta el oscilador con la carga, en un sistema del tipo general representado en la figura 1.

15 La figura 4, indica por medio de curvas, la relación entre la máxima "desviación de frecuencia" y la razón tensión-onda fija (VSWR) para un sistema del tipo general representado en la figura 1.

20 La figura 5, indica mediante curvas, la relación entre periodicidad en megaciclos y longitud en piés de la línea de transmisión (guíaondas), para un sistema del tipo general ilustrado en la figura 1, a fin de explicar ciertos principios del invento.

La figura 6, indica mediante curvas, el tipo de video-amplificación que puede esperarse de un sistema del tipo general representado en la figura 1.

25 La figura 7, indica mediante curvas, las características de "desviación de frecuencia" de un sistema del tipo general expuesto en la figura 1, en las mismas condiciones discordes supuestas con relación a la figura 6.

30 Las figuras 8A y 8B, representan una forma especial de circuito del tipo general representado en la figura 1, en la que se ha incluido una disposición de acuerdo con



28
198162

los principios del invento.

5 La figura 9, es una gráfica de las escalas o bandas de video-incremento que pueden obtenerse con sistemas dispuestos conforme al invento, en comparación con las logradas con un sistema corriente del tipo general re-

presentado en la figura 1.
La figura 10, representa en esquema de sección, otra forma específica de circuito montado según los principios del invento; y

10 La figura 11, representa otra disposición de los aparatos empleados en el circuito de la figura 10.

La siguiente descripción detallada del funcionamiento de un oscilador que actúa sobre una carga sensible a la frecuencia, aplicada a un circuito convencional, servirá de ayuda para comprender los principios del presente invento.

15 La figura 1, muestra en esquema un sistema típico de los conocidos, de forma convencional y comúnmente denominado transmisor de radio de alta frecuencia. Consta de
20 elementos usuales, que son un montaje de oscilador reflejo -10-, en el que el circuito de la válvula de vacío -11- puede ser, por ejemplo, del tipo expuesto por Pierce y Shepherd en Bell System Technical Journal, vol. XXVI, nº 3, julio 1947, página 460, acoplado mediante un conductor coaxil de salida -24- a un guíafondas -30- que termina en una
25 antena -34-. La válvula oscilatriz -11- comprende un ánodo repulsor -12-, una cavidad "tipo fuelle" sintonizable -14-, un electrodo de mando o de control -20-, un cátodo -18-, un elemento de calefacción -17- del cátodo, y un conductor coaxil de salida -24- acoplado a la cavidad -14- por la lí-
30 nea -23-, y al guíafondas -30- por el explorador -25-, que

198162



5 puede ser una prolongación del hilo interior del conductor coaxial -24-. La válvula oscilatriz -11- está modulada en frecuencia por el alternador -26-, que se representa conectado en el circuito del electrodo repulsor -12-. Una batería de energía calorífica -16- y las baterías de tensión de polarización -22- y -28- desempeñan en el circuito sus funciones acostumbradas.

10 El funcionamiento de un sistema típico de la forma representada en la figura 1, cuando una parte de la energía de salida retrocede por un desajuste de impedancia en el extremo de antena de la línea y se dirige al oscilador, puede describirse del siguiente modo con referencia a las curvas de la figura 2.

15 La curva -40- de la figura 2 indica las frecuencias obtenidas cuando el oscilador -10- está sintonizado mientras está en conexión, por el guíaondas -30-, con la antena -34- como carga. La frecuencia inicial o "cero" para las ordenadas de sintonización y las abscisas del oscilador se calcula de modo que la diferencia de fase de la energía reflejada o línea de eco, vista desde el oscilador, sea un múltiplo impar de π radians. El ángulo de fase del eco respecto a la salida del oscilador para cuatro frecuencias de acorde o sintonización está indicado por los vectores -50-, -51-, -52- y -53-, respectivamente, de la parte alta de la figura 2. En esta figura, las relaciones vectoriales -50- a -53- inclusive representan los ángulos de fase del eco en relación con la salida del oscilador a las frecuencias de acorde "0", "3,75", "7,5", "11,25" megaciclos, respectivamente. La flecha llena en cada caso representa la fase de la onda de salida, y la flecha de trazos, la fase del eco; X designa un número impar. El ángulo

20

25

30

28 MAY.



198162

de fase para cada relación vectorial se indica bajo los vectores -50- a -53- inclusive en la figura 2.

5 La distancia entre el oscilador y la carga, en este ejemplo, es tal que la diferencia de fase en la línea de eco varía en 2π radians por cada cambio de 15 megaciclos en sintonización. Los factores que determinan esta relación "fase-ciclos" se expondrán con detalle más adelante. En consecuencia, la curva -40- de la figura 2 y las anormalidades del oscilador que expresa, se repiten a intervalos de 15 megaciclos, al cambiar la frecuencia de acorde en amplitudes mayores que la indicada en la figura 2. Si el oscilador hubiese actuado sobre su impedancia característica a todas las frecuencias de sintonización, no habría habido eco, y la curva de acorde en función de la frecuencia hubiese sido una línea recta con inclinación de 45° como la -42- de la figura 2.

15 La distancia vertical entre la curva -40- y la línea -42- indica la magnitud de "desviación de frecuencia" en cada frecuencia de sintonización particular. Debe advertirse que la desviación de frecuencia es cero cuando el ángulo de fase del eco es un múltiplo impar de π radians ($X\pi$), pero que aumenta con rapidez al cambiar la frecuencia de acorde desde ese punto y apartarse el ángulo de fase del eco de $X\pi$ radians. Al aumentar más la frecuencia de sintonización, la desviación alcanza pronto un máximo, y baja de nuevo lentamente a cero cuando la fase del eco llega a un múltiplo par de π radians $[(X+1)\pi]$. Al aumentar todavía más la frecuencia de acorde y seguir avanzando el ángulo de fase del eco hacia un múltiplo impar de π radians, la desviación de frecuencia cambia de signo, creciendo poco a poco en magnitud hasta un máximo, y disminuyendo luego de

281



198162

nuevo rápidamente a cero en $(X+2)\pi$, y así hasta el infinito.

5 La figura 2, expone también mediante curvas -47-,
-48- y -49- el funcionamiento del oscilador durante la mo-
dulación en frecuencia cuando la diferencia media de fase
del eco es de $X\pi$ radians, $(X+1)\pi$ radians y poco menos de
 $(X+2)\pi$ radians, respectivamente, por ejemplo, cuando la
frecuencia media de sintonización es de 0, de 7,5 y de 14,5
megaciclos. Idénticas ondas sinusoidales indicadas por
10 curvas -44-, -45- y -46- se exponen centradas sobre ejes ver-
ticales a estas frecuencias; representan curvas de sintoni-
zación del oscilador como las causadas por un impulso de
imagen de ondas sinusoidales. Si el oscilador actuase con
su impedancia característica, la entrada de una onda si-
15 nusoidal pura, produciría ondas sinusoidales idénticas de
salida, a todas las frecuencias de sintonización, en vez
de las ondas heterogéneas representadas por ejemplo, por
las curvas -47-, -48- y -49- respectivamente, a lo largo
de ejes horizontales que expresan las mismas frecuencias
20 medias del oscilador que para las tres ondas de entrada
-44-, -45- y -46-, respectivamente. Las frecuencias rea-
les de salida producidas durante las tres modulaciones en
frecuencia del ejemplo son, por consiguiente, las que in-
dican las curvas -47-, -48- y -49-, respectivamente, muy
25 distintas, claro es, de las ondas sinusoidales de entrada
-44-, -45- y -46-, respectivamente. Antes de examinar las
ondas de salida -47- a -49- inclusive con detalle, conven-
drá recordar que en sistemas moduladores de frecuencia las
variaciones de frecuencia del oscilador indican normalmente
30 cambios de amplitud final de imagen. Por consiguiente, pue-
de estimarse que las curvas de ondas sinusoidales -44-, -45-



198162

y -46-, respectivamente, representan ondas iniciales de imagen, y las curvas -47-, -48- y -49-, respectivamente, las correspondientes video-ondas finales o de salida.

5 Comparando las curvas -44- y -47- se observa que la acción del oscilador, con una entrada media de "cero" megaciclos (eco opuesto en fase a la descarga del oscilador) origina una gran expansión de la video-señal, con amplia distorsión de orden impar, pero nula de orden par (la curva -40- es simétrica en torno al punto de "cero" megaciclos o de frecuencia media). Las curvas -45- y -48- indican que la video-señal se comprime cuando la entrada media es de 7,5 megaciclos (eco en adición de fase). La curva -40- vuelve a ser simétrica y es esencialmente rectilínea dentro de la escala de frecuencias de modulación, por lo que la distorsión resulta virtualmente nula. Las curvas 10 -48- y -49- indican lo que ocurre cuando la entrada media es de 14,5 megaciclos; o sea, que el eco llega exactamente a la fase de oposición sólo en el ápice del salto de modulación en frecuencia. Es evidente la distorsión violenta de ambos órdenes impar y par. 15 20

Esta breve consideración del funcionamiento de un oscilador particular como el indicado, pone de manifiesto que cuando, como en el sistema ilustrado en la figura 1, el oscilador está conectado por una línea de transmisión de 25 varias longitudes de onda o más, con su impedancia de carga (antena -34- de la fig. 1, por ejemplo), un desajuste entre la impedancia del oscilador y la impedancia de carga puede ocasionar grandes anomalías y grave distorsión en el efecto útil del oscilador. Se ha comprobado que el grado 30 y el tipo de anomalía dependen principalmente.

a) De la magnitud del desajuste entre las impe-

198162

28 MAY



5

dancias del oscilador y de la carga. Esto se designa comúnmente por relación tensión onda fija (VSWR), que es la relación existente entre las tensiones máxima y mínima que existen en la línea de transmisión junto a la carga discordante o mal ajustada. Véase, por ejemplo, "Principles of Radar" (M.I.T.Press), 1946, capítulo 8, página 41, publicado por McGraw-Hill. La máxima obedece a que la onda reflejada se suma a la de salida del oscilador, y la mínima a que se resta de ella. La VSWR se expresa habitualmente como número = $\frac{E_{max}}{E_{min}}$, o en decibels, o sea, $20 \log = \frac{E_{max}}{E_{min}}$.

10

b) De la distancia, a lo largo de la línea de transmisión conectante, desde el oscilador hasta el desajuste de impedancia, en términos de la diferencia de fase entre la descarga normal del oscilador y el eco que resulta del desajuste de impedancia.

15

c) De la sensibilidad del oscilador a las corrientes de reflexión o de eco. En sistemas de radar y de microondas, esta sensibilidad puede designarse como "valor de desviación", y puede definirse como la variación total en megaciclos de la frecuencia del oscilador que se produce cuando una carga que origina una VSWR de 1,5 varía en fase durante un ciclo entero de variación de fase, o sea durante un ciclo como el cubierto por la curva -40- de la figura 2, entre 0 y +15 megaciclos, del modo antes descrito.

20

25

Si las curvas del oscilador y las susceptancias lineales se trazan para obtener curvas de acorde en función de la frecuencia, similares a la curva -40- de la figura 2 para varios desajustes, distancias o longitudes de la línea de transmisión entre el oscilador y del desajuste, etc., se encontrará que la frecuencia se vuelve indeterminada

30

28 MAY

198162



5 (más de una frecuencia de oscilador por cada frecuencia de
sintonización) cuando el declive de la susceptancia del os-
cilador es igual a la negativa del declive de la suscep-
tancia lineal. Esto establece el punto "de salto" familiar
10 en el manejo de sistemas de radar y de microondas. Véase,
por ejemplo, el artículo titulado "Reflex Oscillators", por
Pierce y Shepherd, en Bell System Technical Journal, julio
1947, vol. 26, nº 3, párrafo final de la página 525 y págs.
526 y 527. También se observará que en este punto "de sal-
to", la curva de frecuencia en función del acorde es verti-
cal, con lo que la expansión del video-incremento sería
teóricamente infinita. Las condiciones que concurren en
el punto "de salto" son de interés no sólo porque indican
15 el límite de sintonización suave, sino también porque, se-
gún se ha hecho constar, determinan el punto en que la
expansión del video-incremento se hace infinita. Esto
define un punto importante en curvas que pueden trazarse pa-
ra relacionar la expansión del video-incremento con otro
parámetro, como el "valor de desviación" o la distancia al
20 desajuste.

Las condiciones en el punto "de salto" pueden deducirse como sigue. Supongamos

- 25 F = "Valor de desviación" del oscilador en me-
gaciclos.
- Fj = "Valor de desviación" de un oscilador que
"salta" precisamente cuando funciona con una
carga determinada a una distancia asimismo
determinada.
- 30 \underline{n} = Número de longitudes de onda (o ciclos) de
la diferencia de fase entre el oscilador y
la carga.

198162

28 MA



Δn = Desviación de n respecto a un número entero.

L = Distancia a lo largo de la línea de transmisión desde el oscilador hasta la carga, en pies.

5

L_j = Distancia a lo largo de la línea de transmisión desde un determinado oscilador hasta una carga determinada que cause "saltos de frecuencia".

10

c = Velocidad de la luz en el aire, en pies/segundo.

K = Longitud de onda en el aire dividida por la longitud de onda en la línea de transmisión o en el guíafondas para el circuito y la frecuencia que interesan.

15

σ = Relación tensión-onda fija (VSWR).

B = Susceptancia de la línea.

$-b$ = Susceptancia del oscilador.

Δf_m = Máxima "desviación de frecuencia".

(1)

20

$$\text{La susceptancia del oscilador } \underline{b} = \frac{-\Delta f \cdot 10^{-6}}{1.2F} = - \frac{cK \Delta n \cdot 10^{-6}}{1.2FL}$$

$$\text{La declividad de } \underline{b} = - \frac{cK \cdot 10^{-6}}{1.2FL} \quad (2)$$

25

$$B = \frac{\sin 4\pi \Delta n}{\frac{\sigma^2+1}{\sigma^2-1} + \cos 4\pi \Delta n} \quad (3)$$

y la declividad máxima de B ($\Delta n = 0,25$).

30

$$= - 2\pi (\sigma^2 - 1). \quad (4)$$



198162

El punto "de salto" se produce cuando estas de-
clividades son iguales, es decir:

$$2\pi(\sigma^2-1) = \frac{\sigma K \cdot 10^{-6}}{1.2FL} \quad \text{o} \quad FJ = \frac{130.5K}{L(\sigma^2-1)} \quad (5)$$

5

Por consiguiente, si para un sistema determinado se cono-
cen F, K, L y σ , es posible compararlo con las condicio-
nes que justamente provocarían "saltos de frecuencia".

10

Lo que antecede sugiere curvas semiuniversales
que relacionan la expansión o compresión del video-incre-
mento con la distancia entre el oscilador y el desajuste,
distancia que ha de expresarse en tantos por ciento de la
distancia necesaria para "saltar". Las curvas -31- y -33-
respectivamente, de la figura 3 son de este carácter. La
modulación de imagen para la figura 3 se supone muy peque-
ña, de modo que los máximos no se oscurecen por cambios rá-
pidos en la susceptancia de la línea, como en el caso de la
figura 2. Las curvas -31- y -33- de la figura 3 son útiles
para determinar la máxima expansión o compresión de imagen
respectivamente, que se produciría al describir un círculo
completo la fase de un eco causado por un desajuste deter-
minado. Por ejemplo, si el "valor de desviación" del os-
cilador es de 15 megaciclos, el guíafondas K es de 0,616,
la distancia del guíafondas a la antena de 3 pies, y su
VSWR de 1,5, la escala de valores posibles puede determi-
narse así:

15

20

25

$$FL \text{ para "salto"} = \frac{80.38}{2.25 - 1} = 64,3 \quad (6)$$

30

FL, en el ejemplo supuesto, equivale a 3 x 15, que es 70
por 100 de 64,3. Empleando la línea de 70 por 100 en la

28 MAY



198162

figura 3, vemos que la expansión de imagen puede llegar a 10,4 decibels, y la compresión hasta 4,6 decibels. En otras palabras, si tal oscilador ha de producir desviación constante de la modulación en frecuencia en cualquier fase de la referida carga, el límite de video-sobrecarga a la entrada ha de aumentarse en 4,6 decibels, y el margen de regulación del incremento se ampliará 15 decibels por encima del que habría sido necesario para una impedancia de antena concorde con la del oscilador.

En relación con la figura 3, puede observarse que la compresión máxima en decibels es:

$$20 \log \left(1 + \frac{L}{L_j} \right) \text{ o } 20 \log \left(1 + \frac{F}{F_j} \right) \quad (7)$$

y la expansión máxima en decibels

$$20 \log \left\{ \frac{1}{1 - \frac{L}{L_j}} \right\} \text{ o } 20 \log \left\{ \frac{1}{1 - \frac{F}{F_j}} \right\} \quad (8)$$

Por tanto, es evidente que una reducción del F efectivo como la proporcionada por este invento servirá para reducir la compresión y la expansión.

La gráfica de la figura 4 muestra, sobre la línea -41-, la máxima "desviación de frecuencia" en función de la VSWR. La curva -41- se basa en la siguiente fórmula:

$$\text{Desviación máxima de frecuencia } \Delta f_m = \pm 0.6F \frac{(\sigma^2 - 1)}{\sigma} \quad (9)$$

que se obtiene como sigue:

$$\text{Máxima susceptancia de la línea } B_{\max} = \frac{+\sigma^2 - 1}{2\sigma}$$



198162

La desviación de frecuencia del oscilador, para pequeños cambios de su susceptancia, se aproxima mucho a

$$\Delta f = 1.2F \Delta b.$$

$$\text{Igualando } B_{\max} \text{ a } \Delta b, \Delta f = \pm 1.2 F \frac{(\sigma^2 - 1)}{2\sigma} \quad (10)$$

5

∴ La desviación máxima de frecuencia se aproxima a

$$\pm .6F \frac{(\sigma^2 - 1)}{\sigma} \quad (11)$$

10

Aquí también es muy conveniente reducir la magnitud del "valor de desviación" efectivo F.

He aquí un ejemplo de aplicación de la gráfica de la figura 4. Supongamos un "valor de desviación" del oscilador de 10 megaciclos, y una VSWR de la carga de 1,6 y que interesa conocer la desviación de frecuencia del oscilador al desviar la carga a impedancia característica, o viceversa. Por la figura 4 vemos que cuando la VSWR = 1,6, la relación entre la "desviación de frecuencia" máxima en megaciclos y el "valor de desviación" del oscilador es 0,58; por consiguiente, el cambio máximo posible sería de ± 5,8 megaciclos. La distancia al desajuste no entra en la fórmula de "desviación de frecuencia" máxima. Sus efectos sobre la "desviación de frecuencia" se reducen a determinar la periodicidad del ciclo de "desviación" respecto a la frecuencia de acorde; por ejemplo, la distancia supuesta en la figura 2 dió por resultado una periodicidad de 15 megaciclos.

15

20

25

El diagrama de la figura 5 ofrece en la línea -55- la periodicidad en megaciclos frente a la longitud del guíasondas en pies. (Este diagrama se ha calculado para 4 kilo-

30



198162

megaciclos y $K = 0,616$. Para otras frecuencias, se dividirá P (véase ecuación (12) siguiente) o L por la relación de la nueva K a $0,616$ antes de utilizar la gráfica). Es útil para determinar el cambio de frecuencia que causaría una rotación completa de la fase de eco, o, inversamente, la distancia a un desajuste, y se deriva de la siguiente fórmula:

5

$$\text{Periodicidad en megaciclos } P = 0,5 \frac{ck}{L \times 10^6} = \frac{303}{L} \text{ para 4 kmo.} \tag{12}.$$

10

Hasta ahora se ha dedicado la máxima atención a los extremos de video-incremento de imagen o de desviación de frecuencia. Los primeros se presentan cuando el eco está en adición o en oposición de fase con la descarga del oscilador. Como indica la figura 2, por ejemplo, la "expansión" máxima ocurre a "0" y a 15 megaciclos (oposición de fase), y la "compresión" máxima a 7,5 megaciclos (adición de fase). Las diferencias angulares de incremento o de "desviación de frecuencia" entre estos extremos son difíciles de predecir sin valerse de métodos gráficos. Las curvas -60-, -62- de la figura 6 indican el tipo de video-incremento o amplificación que puede esperarse, y expresan el cambio de acorde de la cavidad en relación con el impulso anormal necesario para producir una desviación constante de modulación en frecuencia para dos condiciones de carga del oscilador. En un caso, el de la curva -62-, la relación de onda estacionaria o fija es de 0,4 decibel; en el otro, el de la curva -60-, es de 1 decibel. Por lo demás, las condiciones son idénticas. Cuando la situación está lejos de hacer que salte el oscilador (37 por 100 para la curva -62- de 0,4 decibel), la curva parece una pequeña cicloide baja con crestas y puntas espaciadas aproximadamente igual por

15

20

25

30



198162

encima y por debajo del impulso normal; pero cuando la situación se aproxima a "valores de salto" (97 por 100 para la curva -60- de 1 decibel), las crestas se elevan algo más, y las puntas se hacen mucho más bajas.

5 Se representan dos tipos de abscisas, cambio de acorde en megaciclos y diferencia de fase del guíafondas en grados; así puede hacerse en este caso, en que se supone un solo desajuste; si existieran varios, harían falta diferentes curvas.

10 Las curvas -70- y -72- de la figura 7 muestran los giros de desviación de frecuencia para las mismas condiciones de desajuste que sirvieron de base a las curvas -60- y -62-, respectivamente, de la figura 6. Obsérvese que las curvas se apartan cada vez más de una onda sinusoidal, a medida que se llega a las condiciones de salto, hasta hacerse casi una línea de dientes de sierra.

15 Un examen detenido de las figuras 2 y 6 permite apreciar que el eco causado por el desajuste de la antena origina dos tipos de reacción del oscilador que alterna cuando éste se halla continuamente sintonizado. El primer tipo, que se observa entre -3 y + 3 megaciclos, + 12 y + 18 megaciclos, etc. en la figura 6, ocasiona compresión, es decir, que se impiden cambios en las frecuencias del oscilador; el segundo tipo, observado alrededor de -7,5, + 7,5 y + 22,5 megaciclos, etc. en la figura 6, da origen a expansión, es decir, a cambios en las frecuencias del oscilador.

20
25
30 Estos fenómenos constituyen la base del presente invento. Cuando un eco está en fase para disminuir la sensibilidad de modulación (como a ± 35 en la figura 6), el "valor de desviación" efectivo del oscilador se reduce, y



198162

5 otro tanto sucede con el efecto de los otros ecos. Por tanto, disminuirán la variación en el video-incremento del sistema y la distorsión de las video-ondas, así como la "desviación de frecuencias" y el video-ruido causado por filtración imperfecta de la potencia suministrada por el oscilador o por cambios fortuitos de las constantes del oscilador, que tienden a producir cambios desfavorables de frecuencia, porque hemos hecho el oscilador más difícil de modular y hemos cambiado en consecuencia el impulso de modulación deseado.

10 Desde luego, si el eco se pone en fase para aumentar la sensibilidad de modulación (como a 90 ± 10 grados en la figura 6), podría reducirse el impulso de modulación deseado, pero los otros efectos referidos antes más bien aumentarían que disminuirían.

15 Forma específica de realización del presente invento.

20 En las figuras 8A y 8B se representa un ejemplo o forma específica del invento. El tipo general de sistema conforme a la figura 8A es muy similar al ilustrado en la figura 1 y descrito anteriormente con detalle. El sistema de la figura 8A comprende un oscilador -80- modulado en frecuencia y conectado por un guíaondas -82- a una antena -84-. En un sistema típico de radar o de ondas ultracortas, la longitud del guíaondas -82- puede ser del orden de 10 a 30 pies de longitud, por ejemplo.

25 En un punto del guíaondas -82- del orden de tres a diez pies a contar desde el oscilador -80-, se desea introducir en el guíaondas una impedancia en derivación puramente reactiva, no disipadora. Para ello, como se indica 30 en la figura 8A, se emplea un carro -86- que puede desli-

28 MAY.



198162

zarse a lo largo del guíaondas -82- y sostiene un explorador -88- en forma de varilla recta y corta, cuya parte superior es de sección cuadrada, mientras que la inferior lleva rosca, según muestra con más detalle la figura 8B; en el

5 gúfaondas, siguiendo la línea central de su lado superior, se corta una ranura -87- de anchura suficiente para poder insertar en ella el extremo del explorador -88-, y de un cuarto de longitud de onda a contar de la posición longitudinal media del explorador -88-, de modo que sea posible

10 cambiar esta posición a lo largo del guíaondas -82- con respecto al oscilador -80- dentro de una distancia que corresponde por lo menos a media longitud de onda, deslizando simplemente el carro -86- sobre el guíaondas -82-. En el carro -86- se fija un estribo -94- provisto de un agujero cuadrado -96-. El estribo -94- sostiene el extremo superior de la varilla -88-, y éste encaja y se desliza en el

15 agujero -96- con movimiento vertical, según se expone a continuación.

En la figura 8B se representa una sección transversal del carro -86- y parte de un guíaondas -82-, por la línea central de la ranura -87-. La base del carro -86- resbala ajustada sobre el guíaondas -82-, de manera que pueda deslizarse a lo largo del guíaondas. La parte superior del carro -86- comprende un estribo -94-, según queda dicho,

20 con un agujero cuadrado -96- en su parte alta horizontal, como indica la figura; este agujero, con el agujero redondo -98- de la pieza superior del carro, mantienen el explorador o varilla parcialmente roscada -88- en posición substancialmente vertical. Dentro de la abertura parcialmente

25 limitada por el estribo -94- y la parte superior del carro -86-, una tuerca moleteada con rosca ajustada a la del ex-

30

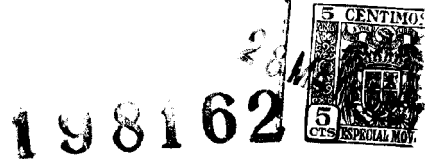
198162

28M



5 plorador se mantiene en una posición media verticalmente
fija mediante arandelas -92-, dispuestas sobre el explora-
dor -88- por encima y por debajo de la tuerca -90-. El
explorador -88- puede moverse verticalmente a través de las
10 arandelas -92- y el agujero -98- cuando se hace girar la
tuerca moleteada -90- para ajustar el trecho del extremo
inferior del explorador -88- que a través de la ranura -87-
penetra en el gufaondas -82-. El conjunto integrado por el
carro -86-, el explorador -88- y la tuerca moletada -90-
15 que acaba de describirse permite insertar más o menos el
explorador -88- en el gufaondas -82- hasta llegar a poner-
lo en contacto con la cara interna de su lado inferior, y
moverlo a lo largo del gufaondas hasta cualquier punto de
la ranura longitudinal -87-. La magnitud real de la impe-
dancia reactiva introducida por el explorador -88-, como
saben bien los entendidos en la materia, aumenta con el
trozo del extremo inferior del explorador -88- que pene-
tra en el gufaondas.

20 En relación con los ejemplos específicos si-
guientes se exponen los factores que entran en la deter-
minación de las posiciones de la ranura -87- y del explo-
rador -88-, y de la magnitud que conviene dar a la reac-
tancia. En general, la ranura -87- debe distar del osci-
lador lo suficiente para reducir al mínimo la reactivancia
25 necesaria para producir la estabilización o el enmascara-
miento deseados; pero esa distancia no debe rebasar un
valor que asegure un "enmascaramiento" substancialmente
constante dentro del margen de frecuencias de servicio
adecuado para la aplicación que interese. Los valores
30 de estas características y el modo de aplicar a ellos di-
versas ecuaciones se comprenderá después de estudiar los



ejemplos que a continuación se exponen.

5 En la práctica, el explorador o varilla -88- se sitúa a lo largo de la ranura -97- para lograr la máxima compresión del video-incremento a cualquier profundidad de la varilla -88- en el guíaondas, cuando el oscilador está
10 sintonizado a la frecuencia media de servicio. Esto centra el punto de compresión o estabilización de la curva que representa el efecto de la reactancia a la frecuencia media mencionada. Compárense las curvas -60- y -62- de la figura 6; el centro corresponde al cambio de fase de 0° , 180° , etc. en la figura 6. La profundidad de inserción de la varilla -88- en la ranura -87- del guíaondas se ajusta luego para obtener el enmascaramiento deseado. Compárense las
15 curvas -60- y -62- de la figura 6, teniendo presente que la VSWR aumenta a medida que la varilla profundiza más en el guíaondas.

La anchura de la banda de frecuencias del efecto estabilizador substancialmente constante producido por la reactancia es función de la distancia L entre esta última
20 y el oscilador. En la figura 6, para ciertos fines, esta banda de frecuencias puede suponerse de ± 3 megaciclos; L era de 20 pies, y la periodicidad P (deducida de la ecuación 12) de unos 15 megaciclos. Si L disminuye a 2 pies, la periodicidad sube hasta 150 megaciclos, y la banda de
25 frecuencias estabilizada en proporción aumenta a ± 30 megaciclos.

Si el oscilador está modulado en frecuencia, el impulso modulador debe aumentarse proporcionalmente a la compresión causada por el enmascaramiento, para obtener la
30 misma desviación de frecuencias, pero se reducirá de modo correspondiente cualquier inestabilidad de frecuencia deri-

198162



vada de cambio de temperatura, oscilación del suministro de red, etc. El efecto sobre un sistema modulado en frecuencia con impedancia variable de antena (o conductor) es similar, pero más complicado, según se verá más adelante.

5

El método general empleado de acuerdo con los principios del presente invento puede caracterizarse como "enmascaramiento de reactancia", porque hace uso de una reactancia o impedancia discontinua sin disipación para "enmascarar" o para reducir el efecto de ecos resultantes de un desajuste de impedancia en el extremo de carga de la línea de transmisión, con escasa pérdida de potencia en relación con la que se disiparía de obtener un "enmascaramiento" similar de acuerdo con la práctica anterior, mediante inserción de un atenuador.

10

15

En consecuencia, se consigue "enmascarar reactancia" introduciendo un desajuste de impedancia sin disipación en la salida del oscilador, de acuerdo con los principios antes descritos con detalle, de modo que la reflexión o "eco" de esta impedancia reactiva introducida deliberadamente confiera al oscilador una resistencia mucho mayor al cambio perjudicial de frecuencia.

20

25

Al evaluar el efecto del "enmascaramiento de reactancia" conviene a menudo computar el cambio aparente del "valor de desviación" del oscilador que resulta del mismo. Se recordará que una reducción de este "valor" significa menos "desviación de frecuencia" en el oscilador, menos variación del incremento de imagen, menos distorsión, etc., cuando un determinado desajuste de impedancia de carga cambia de un extremo a otro.

30

La figura 6 expone la mejora resultante de la aplicación de los principios de este invento. Suponiendo

28 MAY

198162



5

10

15

20

25

30

que la curva -60- de la figura 6 ilustra el funcionamiento que se obtiene con una antena no enmascarada a 20 pies del oscilador, y que el explorador de enmascaramiento -88- de las figuras 8A y 8B está situado a unos 2 pies del oscilador, ajustado para reducir la sensibilidad de modulación del transmisor a un factor de 2,6:1, o a 8,3 decibels, la curva -62- de la figura 6 indicará entonces el funcionamiento del sistema, pues la reducción en "desviación" F equivale a una reducción igual en σ^2-1 (ecuación 5), y, como se indicará luego, enmascarar según un factor 2,6:1 es tanto como reducir F en 2,6:1. Un decibel de SWR corresponde a un $\sigma = 1,12$, y 0,4 decibel de SWR corresponde a $\sigma = 1,048$ de donde $\frac{(1,112)^2-1}{(1,048)^2-1} = 2,6$.

De manera análoga, la mejora en desviación de frecuencia sería similar al cambio de la curva -70- a la curva -72- en la figura 7, pero en realidad algo menor, pues para este fin un cambio de F equivale a un cambio de $\frac{\sigma^2-1}{\sigma}$ (ecuación 11).

La compresión del video-incremento la reducción del "valor de desviación", y por tanto el efecto estabilizador de cualquier desajuste de impedancia para enmascarar, pueden determinarse por métodos algebraicos. Refiriendo σ_1 y L_1 a la VSWR y la distancia de la reactancia estabilizadora al oscilador, y haciendo σ_2 y L_2 similares para el desajuste de impedancia no regulado en el extremo de carga, si además representa F_0 el "valor de desviación" inicial del oscilador y F_1 el "valor de desviación" del oscilador y σ_1 combinados; la declividad máxima de la susceptancia de línea derivada de σ_1 es

$$-2\pi (\sigma_1^2-1) \tag{13}$$

y la declividad negativa de la susceptancia del oscilador

198162



en términos de la situación de σ_1 es

$$\frac{-cK 10^{-6}}{1.2 F_0 L_1} \tag{14}$$

5

La compresión causada por σ_1 es

$$= \frac{\frac{cK 10^{-6}}{1.2 F_0 L_1} + 2\pi (\sigma_1^2 - 1)}{\frac{cK 10^{-6}}{1.2 F_0 L_1}} = 1 + \frac{F_0}{F_{j1}} \tag{15}$$

10

donde F_{j1} es el "valor de desviación" del oscilador que precisamente ocasionaría "saltos de frecuencia" cuando σ_1 se halla a L_1 pies del oscilador.

15

La susceptancia del oscilador combinado con σ_1 en L_1 (referido todo a L_2), pero expresado en términos de F_0 es, por consiguiente,

20

$$\left[\frac{cK 10^{-6}}{1.2 F_0 L_1} + 2\pi (\sigma_1^2 - 1) \right] \frac{L_1}{L_2} = \frac{cK 10^{-6}}{1.2 F_0 L_1} \left(1 + \frac{F_0}{F_{j1}} \right) \tag{16}$$

Expresado en términos de F_1 , se convierte en

25

$$\frac{cK 10^{-6}}{1.2 F_1 L_2} \tag{17}$$

$$\frac{cK 10^{-6}}{1.2 F_0 L_2} \left(1 + \frac{F_0}{F_{j1}} \right) = \frac{cK 10^{-6}}{1.2 F_1 L_2} \tag{18}$$

30

y

$$\frac{F_0}{F_1} = 1 + \frac{F_0}{F_{j1}} \tag{19}$$

28/11/53



198162

que resultó ser la compresión. Por tanto, el "valor de desviación" efectivo es igual al inicial reducido en igual medida que la reactancia de enmascaramiento disminuye el videoincremento o la amplificación.

5 La presencia de la "relación F/F_{j1} " en la anterior fórmula (19) indica que una magnitud dada de desajuste dará un enmascaramiento cada vez mayor conforme se aleje del oscilador; por consiguiente, puede conservarse energía de radiofrecuencia situándolo lejos. Sin embargo, hay que procurar que la reactancia de enmascaramiento no esté tan distante del oscilador que el eco encubridor se aparte mucho de la adición de fase, durante giros de frecuencia normales del transmisor como, por ejemplo, los derivados de la temperatura ambiente o de cambios en la tensión suministrada.

10 Ensayos de enmascaramiento de 6 decibels, o sea ajustes de la impedancia encubridora para que la VSWR resultante de la reflexión de la misma fuese de 6 decibels, situada a 2,5 pies de distancia del oscilador, indicaron un enmascaramiento satisfactorio sobre una banda de 25 megaciclos (menos

15 de 1 decibel de pérdida al enmascarar en los bordes de la banda).

20

Las curvas -100- a -102- de la figura 9 muestran la relación entre el margen de videoincremento que puede esperarse, y las condiciones iniciales sin enmascaramiento, expresada en tanto por ciento de la situación "de salto" antes definida. La curva -102- indica las condiciones para no enmascarar, y las curvas -101- y -100- corresponden a enmascaramientos de 2:1 y de 4:1; estos últimos significan que el "valor de desviación" efectivo es de 50 y de 25 por

25

30 100, respectivamente, del valor inicial o sin enmascarar. Debe advertirse que la reducción del número de decibels del

198162



5 margen de video-incremento es igual a la reducción del "valor de desviación" cuando el margen de video-incremento primitivo es inferior a unos 5 decibels. Si el margen primitivo es mayor, la mejora proporcional aumenta y se hace muy grande si la situación inicial fuese próxima o superior a la que provoca "saltos de frecuencia".

10 Un ejemplo del empleo de las curvas de la figura 9 es el siguiente. Supóngase, por ejemplo, que en un determinado sistema la antena no enmascarada ocasiona un cambio del video-incremento, de 4 decibels, y que el video-amplificador que modula el transmisor es tal que permite emplear un video-incremento de 6 decibels y márgenes de sobrecarga para "enmascarar por reactancia". ¿Que mejora puede reportar este enmascaramiento?. En primer lugar se
15 busca la ordenada de la figura 9 en que la abscisa de 4 decibels corta la curva no enmascarada, o sea 22,5 por 100. Obsérvese la abscisa que corresponde a la intersección de la ordenada de 22,5 por 100 con la curva de enmascaramiento de 2:1, o sea 2 decibels; esto indica una mejora de 2:1.
20 Según otro ejemplo, se supone que puede aplicarse el mismo enmascaramiento de 6 decibels a una instalación de antena con un margen de video-incremento de 20 decibels. La reducción del margen en este caso sería de 20 a 7,5 decibels, una mejora próxima a 3:1.

25 Los tipos de sistemas a que pueden aplicarse los principios de este invento y los requisitos precisos para un funcionamiento satisfactorio de los diversos sistemas específicos son análogamente numerosos y variados, por lo que no es posible fijar reglas concretas para aplicar tales principios a cada sistema en particular. Sin embargo,
30 las ecuaciones y las figuras explicativas aquí reseñadas

28 MA



198162

constituyen una base adecuada para diseños en que se modifique el funcionamiento impropio de cualquier sistema dado. Esto se aclara además en el siguiente ejemplo adicional.

5 Supóngase un transmisor modulado en frecuencia, con un "valor de desviación" de 15 megaciclos en el oscilador, que funcione mediante una línea adecuada de transmisión de 20 pies de longitud con una antena de SWR (σ) igual a 1,05; y que la máxima modulación en frecuencia es de ± 5 megaciclos, y que las variaciones de temperatura del oscilador, con las fluctuaciones de la tensión de red, sin emplear los recursos del invento, originan desviaciones de frecuencia de ± 5 megaciclos.

10 Sin aprovechar los principios de este invento, el sistema funciona como sigue:

15 La "desviación de frecuencia" por cambio en el ángulo de impedancia de la antena (ecuación 11) es de $\pm 0,6 \times 15 \frac{(1,05)^2 - 1}{1,05} = \pm 0,8$ megaciclos. La máxima expansión o compresión del video-incremento, se calcula como sigue:

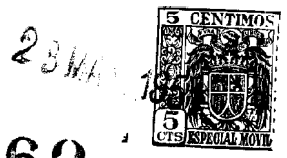
20 El valor de desviación de frecuencia para "salto" (ecuación 5) es $F_j = \frac{80,4}{20 \times 0,1} = 40,2$ megaciclos.

Video-expansión máxima (ecuación 8) = $20 \log \frac{1}{1 - \frac{15}{40,2}} = 4$ decibels.

Video-compresión máxima (ecuación 7) = $20 \log \left\{ 1 + \frac{15}{40,2} \right\} = 2,8$ decibels.

25 En suma, los cambios de impedancia de antena y de tensiones y temperatura suministradas al oscilar podrían normalmente provocar en la frecuencia media del transmisor variaciones de $\pm 0,5 \pm 0,8 = \pm 1,3$ megaciclos, y en el video-incremento del sistema variaciones de + 4 a -2,8 decibels, o sea de 6,8 decibels.

30 Aplicando los principios de este invento, según



23WA 1
198162

quedan descritos con detalle, de manera que se reduzca en 12 decibels la sensibilidad del oscilador a la modulación, el valor de desviación efectivo del oscilador queda entonces reducido a $1/4$ del valor primitivo, o sea a $\frac{15}{4} = 3,75$ megaciclos. Si se toman las ecuaciones 11, 8 y 7, como antes, se observa que la variación media de frecuencia queda reducida de $\pm 1,3$ megaciclos a $\pm 0,325$ megaciclos, y la variación del video-incremento de 6,8 decibels a 1,6 decibels. Desde luego, la reducción de 12 decibels en la sensibilidad del oscilador a la modulación requiere un aumento correspondiente de 12 decibels en la video-potencia de entrada del transmisor.

La situación de la reactancia "enmascaradora" exige consideración, según se expone más adelante, si bien se permite una latitud considerable. La magnitud de reactancia necesaria para producir un enmascaramiento de 12 decibels disminuye al aumentar la distancia desde el oscilador, pero este aumento de distancia reduce la escala o banda de frecuencia dentro de la cual se consigue un enmascaramiento apreciable de 12 decibels. En el ejemplo estudiado, la anchura necesaria de la banda de frecuencias puede determinarse como sigue:

Variación media de frecuencia $\pm 0,325$ megaciclos, más modulación máxima en frecuencia ± 5 megaciclos = $\pm 5,3$ megaciclos, aproximadamente. En consecuencia, el enmascaramiento de 12 decibels debe ser substancialmente constante dentro de una banda de 10,6 megaciclos centrada a la frecuencia de servicio deseada.

Si la reactancia enmascaradora se sitúa en la línea de transmisión a 10 pies de distancia del oscilador, el período de su efecto es (ecuación 12) $P = \frac{303}{10} = 30$ me-



gacillos, aproximadamente. La compresión, según indica la curva -60- de la figura 6, puede variar hasta uno o dos decibels a través de una banda de frecuencias de 10,6 megacillos.

5 Si la reactancia está situada a 5 pies solamente del oscilador en la línea de transmisión, el período es aproximadamente de 60 megacillos, y entonces la variación a través de la banda de frecuencias de 10,6 megacillos no pasa de unas pocas décimas de decibel.

10 Los entendidos en materia de radar y de ondas ultracortas pueden idear fácilmente numerosas y variadas formas alternativas de esquemas de circuito con aplicación de los principios del invento, a base de los ejemplos que anteceden y de las formas específicas de ejecución del invento ilustradas en las figs. 8A y 8B, ya explicadas, y en
15 las figuras 10 y 11, que se explican seguidamente.

Como ejemplo suplementario, los receptores de señales moduladas en frecuencia suelen introducir molesto ruido en la señal transmitida por fluctuar en frecuencia el
20 oscilador "local" o mezclador utilizado para reducir la frecuencia de la señal que llega a la del amplificador de frecuencia intermedio. Otras causas corrientes y más serias de fluctuación de frecuencia pueden ser vibraciones de los elementos de válvulas, ondulaciones de la tensión
25 de red, etc. Las fluctuaciones de frecuencia relativamente pequeñas pueden generalmente evitarse por medio de circuitos reguladores de frecuencia de tipo corriente, pero las de frecuencias incluidas en la banda de modulación del sistema no se suprimen de igual modo. Sin embargo, los principios del invento sirven para reducir considerablemente
30 variaciones de frecuencia de este último tipo en forma sen-

198162

20 MA



cilla, como se describe a continuación.

Las figuras 10 y 11 representan métodos específicos de aplicación de los principios del invento a los problemas que se acaban de estudiar.

5 Más concretamente, en la figura 10 se vé un oscilador mezclador "local" -200- conectado por el guíaondas -202- a la sección desmoduladora -206- de un receptor de ondas ultracortas. Suponiendo, por ejemplo, que la frecuencia media de la señal de radiofrecuencia entrante es de 4.000
10 megaciclos y que conviene una frecuencia intermedia de 70 megaciclos para uso en el amplificador de frecuencia intermedia del receptor, el oscilador -200- debe proporcionar una frecuencia de 4.000 ± 70 megaciclos, o sea de 4.070 o de 3.930. La señal de radiofrecuencia recibida (entrada -205)
15 y la frecuencia del oscilador de percusión (por el guíaondas -202-) se introducen en el desmodulador -206- y se combinan para producir la frecuencia intermedia deseada (salida -207) de un modo conocido entre los expertos. Véase, por ejemplo, el artículo titulado "microwave Repeater Research", por H.
20 T.Friis, publicado en Bell System Technical Journal, vol. XXVII, nº 2, abril 1948, y en particular la página 220 del mismo; y véase también el artículo "Microwave Converters", por C.F. Edwards, publicado en Proceedings of the I.R.E., vol. 35, nº 11, noviembre 1947.

25 Para estabilizar la frecuencia del oscilador -200- a fin de eliminar fluctuaciones que puedan producirse por causas como las ya descritas, se acopla un segundo guíaondas -208- a través del conmutador de dirección -204- al guíaondas -202- en un punto próximo al oscilador -200-. Remitimos a
30 un artículo titulado "Techniques and Facilities for Microwave Radar Testing", publicado en Bell System Technical Jour-



nal, vol. 25, nº 3, julio 1946, particularmente las pags. 468 a 473 inclusive, o bien al artículo "Directional couplers", de W.W.Mumford, publicado en Proceedings of the I.R.E., vol. 35, nº 2, febrero 1947, pág. 160, donde se describen los conmutadores de dirección". Alternativamente, los guíafondas -202- y -208- pueden acoplarse por medio de un simple guíafondas del tipo descrito por W.A.Tyrrell en un artículo titulado "Hybrid Circuits for Microwaves", publicado en Proceedings of the I.R.E., vol. 35, nº 11, noviembre 1947, págs. 1294 a 1306.

En el extremo inferior del guíafondas -208- se representan un atenuador variable y un corto suplemento de guíafondas -212-; el atenuador conecta este suplemento -212- al guíafondas -208-, según se indica. En el extremo inferior de la sección -212- un émbolo de corto circuito -215-, cuya posición puede ajustarse a lo largo de la sección, sirve para ajustar a la vez la fase de reflexión y las condiciones de compresión máxima, o sea con la onda reflejada en oposición de fase con la salida del oscilador. La sección -212- se prefiere del mismo tipo que el guíafondas -208-. El atenuador -210- proporciona el medio adecuado para regular la amplitud de la energía estabilizadora reflejada.

El atenuador -210- puede ser, por ejemplo, del tipo descrito con detalle en la solicitud de patente en los Estados Unidos de A.E. Bowen, Serial nº 486.013, presentada el 7 de mayo de 1943. Debe observarse que en la disposición de la figura 10 la energía suministrada a la carga, o sea al modulador -206-, no pasa por el atenuador -210-. También se ha de advertir que en la disposición de la figura 10 la longitud efectiva del guíafondas -208-, desde cuyo extremo se recibe el "eco" estabilizador o energía



1951

198162

reflejada, puede hacerse de cualquier valor, por encima o por debajo de la longitud del guíaondas -202-. En general, se encontrará conveniente hacerlo más largo.

5 Como ejemplo típico, el guíaondas -202- puede ser de un pie de largo, y el guíaondas -208- de 4 pies. Como en el caso del sistema de la figura 10 tratamos de estabilizar un generador con una banda de frecuencias de servicio muy estrecha (esencialmente una sola frecuencia), conviene, de acuerdo con los principios del invento, según
10 se dejan detallados, situar la reactancia estabilizadora a una distancia relativamente grande del oscilador estabilizado; como ya se expuso, esto permite emplear una reactancia relativamente pequeña (aparato -212-). La disposición de la figura 10 se adapta desde luego especialmente
15 bien a sistemas en que conviene situar la reactancia estabilizadora a una distancia eléctrica efectiva mayor que la comprendida entre la carga (modulador -206-) y el oscilador que se quiere estabilizar.

Una variación ligera del sistema de la figura 10
20 se representa en la figura 11, donde la sección de longitud variable del guíaondas -212- de la figura 10 está sustituida por un trozo de longitud fija del guíaondas -218-, en corto circuito por su extremidad inferior -220-. Un desviador variable de fase -216- se inserta luego entre la
25 sección -218- y el atenuador -210-, y puede ajustarse para llevar el eco a la relación conveniente de fase en la salida del oscilador -200-. El desviador variable de fase puede ser, por ejemplo, una paleta defasante. Como es natural, el atenuador -210-, con la disposición de la fi-
30 gura 11, se conecta entonces al extremo inferior del guíaondas, como en el sistema de la figura 10.



5 Los entendidos en la materia pueden realizar fácilmente numerosas variaciones de las formas de realización del invento. Por ejemplo, en el sistema de las figs. 8A y 8B, el explorador -88- puede colocarse en una posición fija aproximadamente a la distancia deseada del oscilador -80-, e insertar luego un desviador de fase análogo al -216- de la figura 11 en el guíaondas -82-, entre el explorador y el oscilador -80-. Entonces se puede ajustar el desviador de fase para transportar el eco del explorador -88- a la relación conveniente de fase en el oscilador -80-. Otra disposición alternativa consiste en insertar un desviador de fase variable en el guíaondas -30- de la figura 1 y ajustarlo continuamente a mano o por medio de cualquiera de los numerosos circuitos de compensación automática conocidos en la especialidad, para mantener una relación de fase adecuada, substancialmente constante, entre el eco procedente de la antena -34- y el oscilador -11-.

20

-----: N O T A :-----

Se reivindica como objeto de esta patente:

25 1.- Sistema de transmisión de alta frecuencia que comprende un oscilador sensible a la carga, conectado a una carga por medio de una línea de transmisión de varias longitudes de onda, caracterizado por comprender medios o aparatos interpuestos en la línea de transmisión para regular la magnitud y la fase de las reflexiones en dicha línea de transmisión, con objeto de reducir y enderezar el efecto de las reflexiones sobre el oscilador.

30

2.- Sistema según la reivindicación 1, en el que

28 MAR



198162

la carga incluye, por ejemplo, una antena cuya impedancia está sujeta a variaciones de cierta importancia, caracterizado porque los medios o aparatos interpuestos en la línea comprenden una impedancia reactiva prácticamente libre de pérdidas.

5

3.- Sistema según la reivindicación 2, caracterizado porque la magnitud de la impedancia reactiva es ajustable.

10

4.- Sistema según las reivindicaciones 2 o 3, caracterizado porque la posición de la impedancia reactiva respecto al oscilador es variable.

15

5.- Sistema según las reivindicaciones 2 a 4, caracterizado porque la distancia entre la impedancia reactiva y el oscilador es tal que la energía reflejada desde la reactancia al oscilador llega a este con unos 180° de diferencia en fase con relación a la energía de salida del oscilador.

20

6.- Sistema según la reivindicación 3, caracterizada porque la impedancia reactiva se ajusta de manera que produzca una reflexión que corresponde a una relación tensión-onda fija de un valor previsto, medido en decibels.

25

7.- Sistema según la reivindicación 3, caracterizado porque la magnitud de la impedancia reactiva se ajusta al valor que determina la máxima compresión de frecuencia.

30

8.- Sistema según la reivindicación 7, en que el oscilador tiene un "valor de desviación" de frecuencia" apreciable, y la magnitud de la impedancia reactiva se ajusta de modo que pueda producir una reflexión de magnitud suficiente para obtener de un modo efectivo reflexiones que desde la citada carga lleguen al oscilador; de tal modo que

198162



las características de funcionamiento de este último sean virtualmente independientes de las reflexiones procedentes de la carga.

5 9.- Sistema según las reivindicaciones 2 a 8, caracterizado porque la línea de transmisión es un guíafondas y la impedancia reactiva comprende un explorador o varilla de tanteo que penetra en el guíafondas.

10 10.- Sistema según la reivindicación 2, caracterizado porque la impedancia se dispone de modo que la energía reflejada desde la impedancia, queda en fase para evitar cambios de frecuencia del oscilador.

15 11.- Sistema según la reivindicación 10, caracterizado porque la impedancia se dispone de modo que la energía reflejada desde la impedancia queda en fase para impedir cambios de frecuencia del oscilador, y establecer un valor substancialmente constante a través de toda la banda de frecuencias de servicio del oscilador.

20 12.- Sistema según la reivindicación 1, en que el oscilador está modulado en frecuencia, caracterizado porque la impedancia reactiva se dispone de modo que la energía reflejada desde la reactancia al oscilador, queda en fase para hacer constante la sensibilidad del oscilador a la modulación, en toda la amplitud de servicio del sistema de transmisión.

25 13.- Sistema según la reivindicación 2, caracterizado porque la impedancia reactiva se dispone de modo que se mantenga el valor constante a pesar de las variaciones en la fase de la energía reflejada.

30 14.- Sistema según la reivindicación 1, caracterizado por un desmodulador, porque el oscilador es un oscilador mezclador, y por que la línea de transmisión comprende



198162

5 un primer guíaondas que conecta el oscilador al desmodulador, un segundo guíaondas, y un conmutador de dirección que conecta ambos guíaondas en un punto próximo al extremo del primer guíaondas conectado al citado oscilador, comprendiendo además la línea de transmisión un tercer guíaondas, con un accesorio de corto circuito y un atenuador variable interpuesto en el tercer guíaondas, para conectar el extremo del segundo guíaondas distante del conmutador de dirección con el tercer guíaondas.

10 15.- Sistema según la reivindicación 14, caracterizado por la disposición de un desviador de fase variable que conecta el tercer guíaondas con el atenuador.

15 16.- Sistema según la reivindicación 1, caracterizado por la disposición de un aparato de utilización de frecuencia muy alta, cuya impedancia puede variar caprichosamente y que está conectado con el oscilador por la línea de transmisión; porque la longitud de la línea de transmisión se mide a la frecuencia media del oscilador, y porque los aparatos interpuestos en la línea de transmisión comprenden una reactancia de frecuencia muy elevada, y medios para conectarla con la salida del oscilador, y para ajustar la fase de la energía reflejada desde la reactancia al mencionado oscilador.

20 17.- Sistema según la reivindicación 16, caracterizado por medios para ajustar la amplitud de la energía reflejada desde la citada reactancia al oscilador.

25 18.- Sistema de transmisión de alta frecuencia.

30 Esta memoria consta de treinta y ocho páginas, escritas por una sola cara.

28 MAY



198162

LONA, a veintiocho de Mayo de mil novecientos cincuenta y uno.

P. A.

JOSÉ M. BOLIBAR
P. A.

A large, stylized handwritten signature in black ink, consisting of several overlapping loops and strokes.



198162

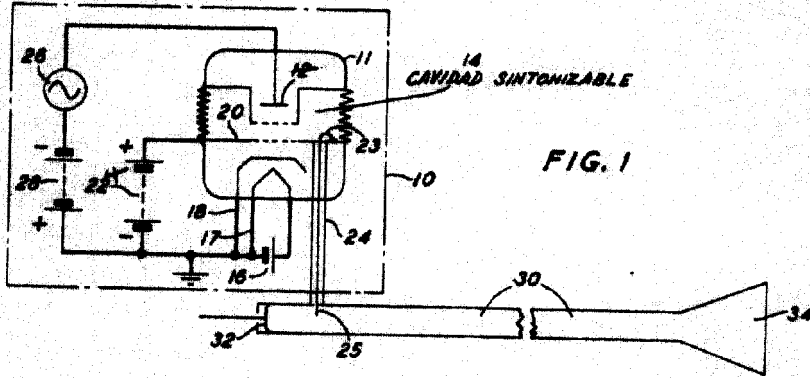
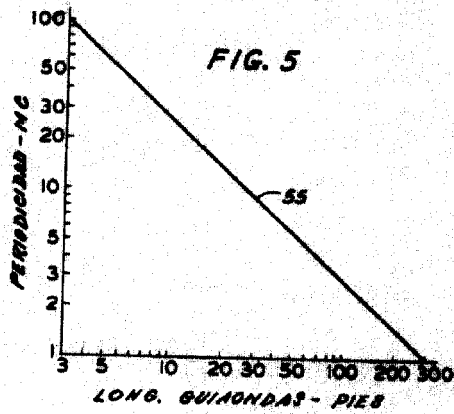
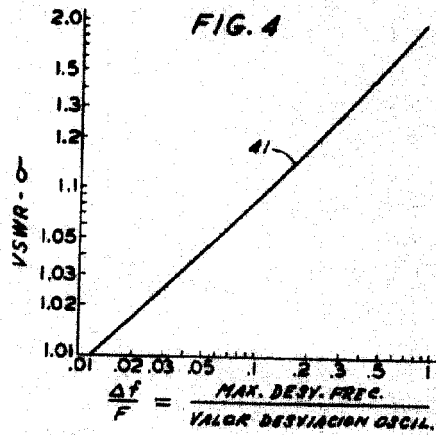
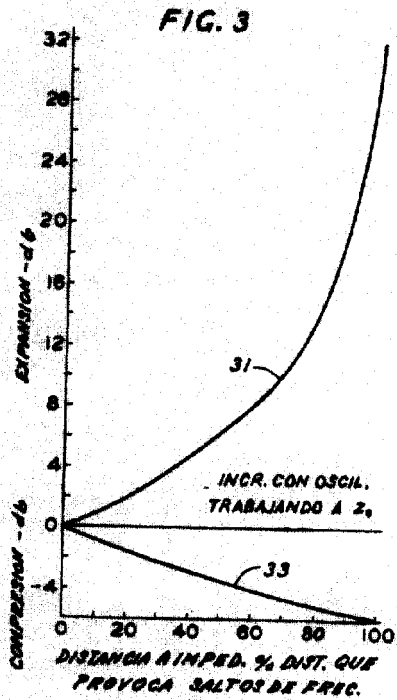


FIG. 1

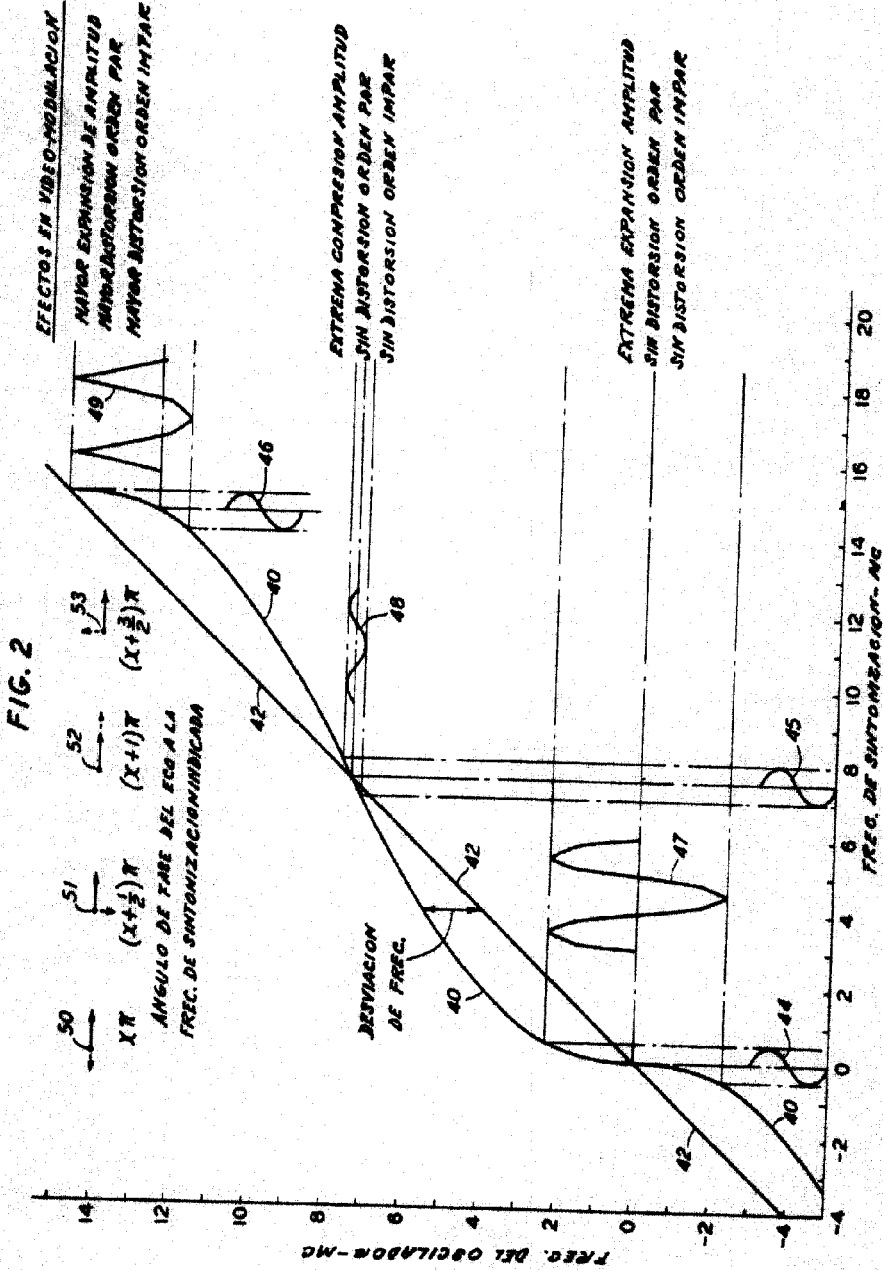


J.P.
 JOSÉ M. BOLÍVAR

28 MAY



198162



JOSÉ M. SOLIBAR
P. F.



198162

FIG. 6

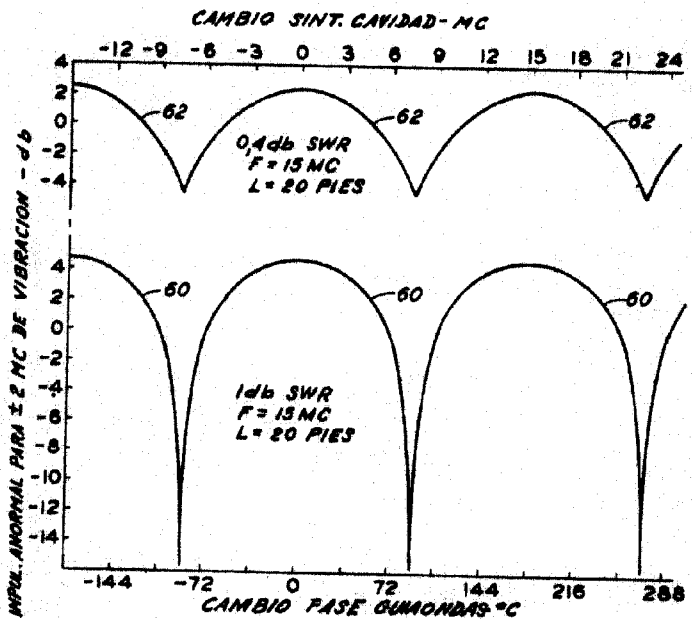
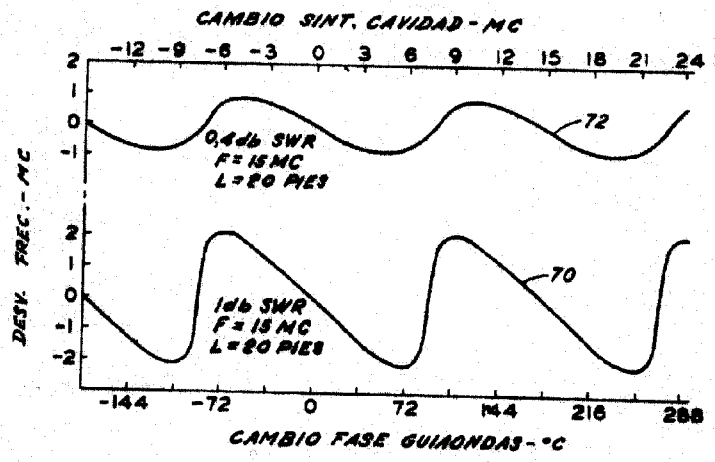


FIG. 7

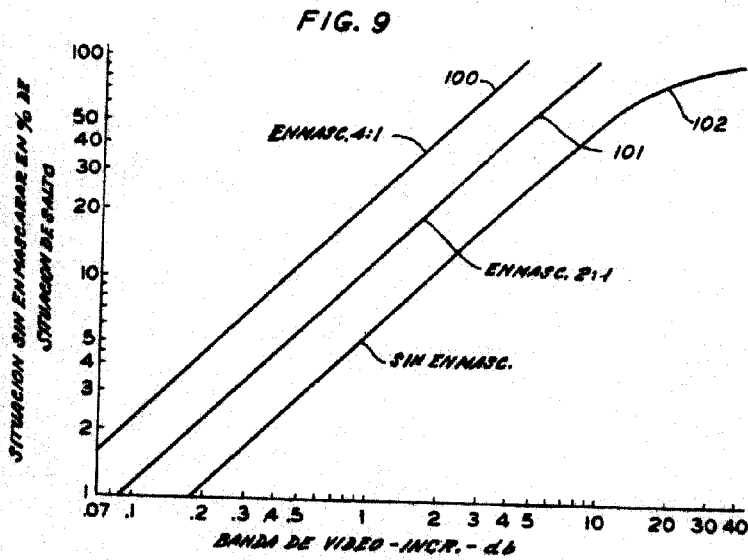
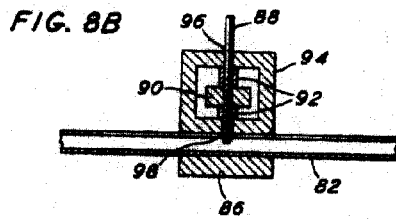
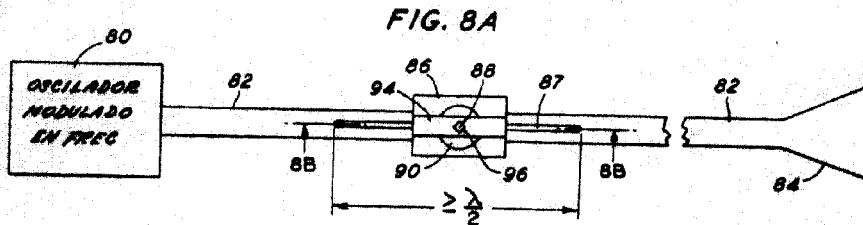


P.A.
JESSE M. SOLIBAR
P.E.

28 MAY



198162



P.A.
 JOSÉ M. BOLIBAR
 P. E.



198162

FIG. 10

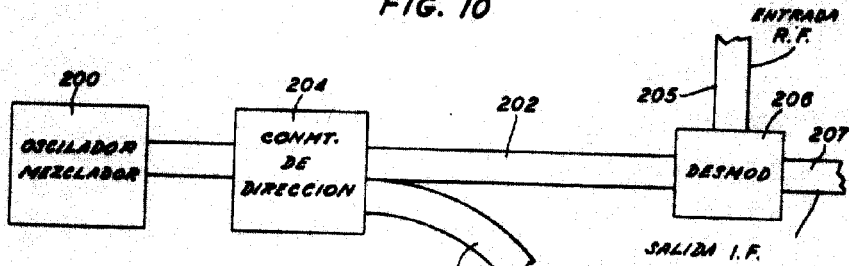
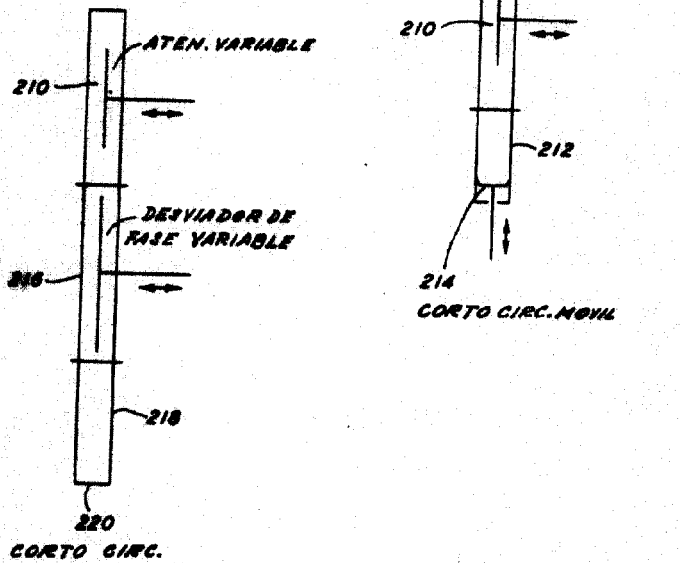


FIG. 11



P.A.
JOSE M. BOLIBAR
P. R.