



ES	11	NUMERO	A 1
	21	452.652	
	23	FECHA DE PRESENTACION	
		22-10-76	

PATENTE DE INVENCION

30 PRIORIDADES:	32 FECHA	33 PAIS
31 NUMERO		
Ser.No. 625.491	24 de Octubre de 1.975	EE.UU. de América.

47 FECHA DE PUBLICIDAD	61 CLASIFICACION INTERNACIONAL	62 PATENTE DE LA QUE ES DIVISIONARIA
	H04B	

64 TITULO DE LA INVENCION
PERFECCIONAMIENTOS EN DISPOSITIVOS PARA TRANSMITIR UNA INFORMACION DESDE UN PRIMER A UN SEGUNDO LUGAR.

71 SOLICITANTE (S)
WESTERN ELECTRIC COMPANY, INCORPORATED.

DOMICILIO DEL SOLICITANTE
195 Broadway, New York 10007, Estados Unidos de América.

72 INVENTOR (ES)
RICHARD BARRY SWERDLOW.

73 TITULAR (ES)

74 REPRESENTANTE
D. JAIME GOMEZ-ACEBO y MUDET.

La presente invención se refiere a dos perfeccionamientos en dispositivos para transmitir una información desde un primero hasta un segundo lugar, comprendiendo el dispositivo en el primer lugar medios para generar una onda portadora y medios para modular la amplitud de la onda portadora con información.

Según es bién sabido, una parte considerable del tráfico de telecomunicaciones de larga distancia de la nación se transmite sobre una red de costa a costa de sistemas de radio por microondas de gran capacidad. Esta red se caracteriza por un gran número de enlaces ó torres donde se cruzan dos ó más rutas diferentes. Las reflexiones de primer término limitan en general la discriminación de la antena en dichas rutas cruzadas a menos de 70 dB que da lugar a interferencia entre rutas que emplean las mismas asignaciones de canal. Este tipo de interferencia se llama interferencia entre canales comunes porque la señal interferente ocupa el mismo espectro de frecuencia que la señal deseada. Lógicamente existen otros mecanismos que producen interferencias de canales comunes, pero el efecto es el mismo.

Con anterioridad a este invento, la interferencia entre canales comunes no ha molestado de un modo particular al abonado por término medios porque virtualmente todos los sistemas de microondas emplean modulación de frecuencia y la modulación de frecuencia ofrece una gran resistencia a este tipo de interferencia, debido al elevado índice de modulación impuesto en una señal de FM.

De un modo más específico, en un sistema de FM los componentes de elevado índice, llamados en general "burbujeo" quedan situados muy por debajo de la banda de conversación y su efecto es el de diseminar ó contaminar la carga de conversación en el dominio de las frecuencias. Así, si una señal de canal común interferente se introduce en un receptor de FM donde la señal de interferencia y/o

la señal deseada se "burbujea", la interferencia permanece contami-  
nada pero la señal deseada se desmodula apropiadamente. La contami-  
nación de una señal de FM produce dos efectos básicos: en primer  
lugar, reduce la amplitud de la señal en cada circuito de voz in-  
terferente, y en segundo lugar, mezcla varios circuitos interferen-  
tes de modo que aparecen juntos en el lugar deseado en el receptor.  
El resultado neto es que, por término medio, la potencia de inter-  
ferencia en un circuito deseado es la misma que sin "burbujeo" pe-  
ro el ruido queda ahora próximo al térmico por naturaleza, por con-  
siguiente, mucho menos molesto.

Aunque los sistemas de modulación de frecuencia se está u-  
tilizando con profusión y con notable éxito, la demanda cada vez  
mayor de una mayor capacidad de las instalaciones, junto con la ca-  
rancia de frecuencias disponibles en el espectro de microondas, ha  
dado lugar a una investigación para hallar un esquema de modulación  
más eficaz. Esta investigación se ha concentrado en la modulación  
en SSB de banda lateral única BLU que es una técnica muy conocida  
según la cual la frecuencia de la onda portadora y una de las dos  
bandas laterales de AM, centradas alrededor de la frecuencia de la  
onda portadora, se suprimen antes de la transmisión. Desgraciadamen-  
te, con el uso de modulación en SSB la interferencia de entre cana-  
les comunes ya no se puede eliminar tan fácilmente. Esto se debe a  
la gran estabilidad de la frecuencia inherente en la modulación de  
banda lateral única. Este alto grado de estabilidad hace que un ca-  
nal en SSB interferente produzca diafonía inteligible en el siste-  
ma interferido, y esta diafonía es subjetivamente más molesta para  
el abonado que lo que es el ruido térmico.

Una ligera desalineación de frecuencias de la onda portado-  
ra utilizadas para generar los canales de voz de banda de base, por  
ejemplo unos centenares de Hz, podría utilizarse para que la inter-

ferencia de conversación fuera ininteligible, y por lo tanto menos molesta, pero la interferencia de tono ó fundido por ejemplo, procedente de operación de frecuencias múltiples ó tonos de llamadas de los abonados, ó de señales de control transmitidas por los canales de conversación, seguiría constituyendo un problema.

Los problemas anteriores se resuelven según el invento por el método que se caracteriza porque se genera una señal de codificación y después se modula en fase la onda portadora con la señal de codificación antes de modular su amplitud con la señal de información, y con un dispositivo que se caracteriza por tener medios que generan una señal de codificación, y medios para modular en fase la onda portadora con la señal de codificación con el fin de codificar la señal de salida modulada en amplitud del dispositivo modulador, por lo que cualquier señal interferente que se introduzca en el sistema de transmisión y que no se codifique de un modo similar, se difunde, en el dominio de la frecuencia, y por lo tanto resulta ininteligible.

En los dibujos:

La figura 1 es un diagrama esquemático de conjuntos de un sistema de transmisión por radio, que sirve de ejemplo, que emplee modulación de fase codificada según el invento.

La figura 2 es un diagrama que ilustra varios espectros de frecuencias generados por el circuito de la figura 1.

La figura 3 es un gráfico que ilustra la forma en que la potencia armónica en una señal codificada por el aparato ilustrado en la figura 1, varía con el índice de modulación empleado para generarla.

La figura 4 es un diagrama que ilustra la forma en que el dispositivo representado en la figura 1 actúa para hacer ininteligible la diafonía de interferencia.

La figura 5 es un diagrama esquemático de conjuntos de una segunda modalidad ilustrativa del invento en la cual se añade un tono auxiliar codificador a la señal de conversación, antes de su modulación en amplitud, AM.

5 La figura 6 es un diagrama esquemático de conjuntos de una tercera modalidad ilustrativa del invento en la cual se transmite un tono codificador auxiliar desde el codificador hasta el descodificador.

10 La figura 7 es un gráfico que representa el efecto del retardo en el medio de transmisión repetido, en función a la frecuencia.

La figura 8 es un gráfico que representa el efecto del retardo del canal sin compensar sobre la distorsión; y

15 La figura 9 es un gráfico que representa el efecto del índice de modulación sobre la distorsión residual de AM.

Entonces, lo que se necesita es una técnica para codificar una señal de SSB de tal manera que una señal interferente se pueda distinguir de la señal deseada, de modo que se pueda suprimir la señal interferente. Se ha descubierto que se puede emplear modulación de fase de baja frecuencia para realizar la codificación deseada de la señal de banda lateral única BLU. Esta modulación de baja frecuencia se aplica convenientemente a la onda portadora en SSB en el transmisor, antes de su modulación por la señal de banda de base. La señal empleada para generar la modulación de fase puede ser periódica, por ejemplo, una onda sinusoidal ó ruido pseudoaleatorio, ó aperiódica, por ejemplo ruido verdaderamente aleatorio. En este último caso, el código aleatorio que se utiliza para codificar la señal en SSB se debe transmitir al lugar de recepción, junto con la señal en SSB modulada en fase, para asegurar una demodulación apropiada.

20

25

30

La figura 1 representa un sistema de transmisión por radio ilustrativo según el invento. Según se ilustra, el sistema comprende un codificador 10, situado a título de ejemplo en el terminal de transmisión del sistema, y de un decodificador 20 situado correspondientemente en el terminal de recepción. El codificador 10 comprende un oscilador de radio frecuencia 11 que alimenta una onda portadora a la entrada de un modulador de amplitud 12, cuya salida se conecta a un filtro de paso de banda 13, y después a un medio de transmisión con repetidores representados esquemáticamente por el elemento 14. Un modulador de fase 16 se interpone entre la salida del oscilador de onda portadora 11 y la entrada al modulador 12.

Un generador de código 17 se conecta a la entrada de fase 16 para controlar la naturaleza de la modulación de fase que se imprime en la salida del oscilador 11.

El decodificador 20 comprende un demodulador de amplitud 21 que, además de la señal procedente del medio de transmisión con repetidores 14, recibe también la salida de un oscilador local 22. La salida del demodulador 21 se pasa a través de un filtro de paso de banda 23, cuya salida filtrada comprende la salida del decodificador. Un modulador de fase 24 se intercala entre la salida del oscilador local 22 y la entrada al demodulador 21. Un generador de código 26 se conecta a la entrada del modulador de fase 24 para controlar la naturaleza de la modulación de fase que se imprime en la salida del oscilador 22. El experto en la materia comprenderá que a excepción de los elementos de circuito 16, 17, 24 y 26, la configuración representada en la figura 1, es un sistema de radio en SSB clásico.

La salida al modulador 12, indicado como  $w(t)$ , es la señal de banda de base que se ha de transmitir al terminal distante del

sistema. Esta señal de banda de base puede ser un canal de conversación único ó un canal de tono sinusoidal único, pero con mayor frecuencia comprende un grupo maestro, ó combinación de grupos - maestros, de un sistema multiplex de comunicaciones.

5           La salida del oscilador 11, v.g., la onda portadora que se modula en amplitud en el modulador 12, tiene una frecuencia que se indica como  $\omega_0$ . Según se explicará con más detalle más adelante, el modulador de fase 16 modula la fase de la señal de salida del oscilador 11 con la salida del generador de código 17, cuya salida se indica como  $f(t)$ . Para los fines de la exposición que sigue,  $f(t)$  se considera periódica aunque según se explicará más adelante,  $f(t)$  puede ser también aperiódica. En el sistema de radio por microonda ilustrativo,  $\omega_0$  es una onda portadora en la gama de frecuencia de IF, normalmente de 74 MHz. La salida  $x(t)$ , que es la salida del filtro 13, será entonces una señal de banda lateral única en la banda de 55-85 MHz. Esta señal de SSB se heterodina entonces en la manera normal hasta la banda de microondas portadoras común de 4-6 GHz para la transmisión mediante repetidores. Para evitar complicar el dibujo, el convertidor de orden ascendente de RF en el lugar de transmisión y el convertidor de orden ascendente correspondiente en el lugar de recepción se han omitido en el dibujo. La forma de  $f(t)$ , puede oscilar desde una señal sinusoidal pura a una señal de nivel de ruido. La salida del modulador 12, indicada como  $u(t)$ , comprende la onda portadora  $\omega_0$  y las bandas laterales en AM superior e inferior generadas por el modulador 12. El filtro 13 se elige de forma que se elimine la frecuencia portadora  $\omega_0$  y una de las bandas laterales generadas por el modulador 12, y, por lo tanto, genera  $x(t)$  que es la señal de SSB deseada.

30           De un modo más específico, la salida del codificador 10,

x (t), comprende una señal de banda lateral única BLU que tiene una anchura de banda que se ensancha ligeramente con respecto a la anchura de banda de la señal de banda de base w (t). La razón para este ensanche es la modulación de fase de la portadora introducida por el modulador de fase 16. El espectro de x (t) es la convolución del espectro de w (t) con el espectro de  $\cos(\omega_0 t + f(t))$  de la salida del modulador 16. El espectro de esta última señal depende del índice de modulación y de la frecuencia más elevada de f (t). Esta relación se puede ver con más claridad en la figura 2, donde el gráfico (a) representa el espectro de la señal sinusoidal  $\cos(\omega_0 t + f(t))$ , ó sea, la salida del modulador de fase 16; el gráfico (b) representa el espectro de la señal de banda de base, w, (t), para un caso relativamente simple; el gráfico (c) representa el espectro de u (t), ó sea, la salida del modulador 12; y el gráfico (d) representa el espectro de la señal x (t), ó sea, la salida del filtro 13, después que se han suprimido la portadora y la banda lateral inferior.

La señal codificada se transmite ahora por el medio de transmisión con repetidores 14 de una manera normal. En general, el medio de transmisión 14 comprenderá varias estaciones repetidoras de microondas, entre las torres y el equipo terminal, el espacio libre es necesario para amplificar y filtrar la señal. El medio de transmisión 14, se supone lineal pero puede comprender componentes que tiendan a producir señales parásitas de baja amplitud debido a elementos de circuito no lineales en el medio. La salida del medio de transmisión con repetidores indicada como y (t), se alimenta a la entrada de un demodulador de AM 21. Por analogía a la salida del modulador 16 en el codificador 10, la salida del modulador de fase 24, ó sea, la señal de demodulación para el decodificador 20, se obtiene por la expresión  $\cos(\omega_0 t + g(t))$ . Se verá

que la decodificación apropiada de  $w(t)$  de la señal de banda de base, tiene lugar solamente cuando  $g(t)$  es igual a  $f(t)$ . Así para el caso ilustrado en la figura 2, donde la señal de banda de base comprende un sinusoides simple, v.g., cuando  $w(t) = \cos \omega_s t$ :

$$u(t) = \cos \omega_s t \cos (\omega_0 t + f(t)) \quad (1)$$

$$= 1/2 \cos (\omega_0 + \omega_s) t + f(t) + 1/2 \cos (\omega_0 - \omega_s) t + f(t) \quad (2)$$

según se ha expuesto anteriormente, el espectro de  $u(t)$  se representa por la forma de la onda (c) en la figura 2. Hablando en términos matemáticos, el espectro  $\cos(\omega_0 t + f(t))$  se extiende hasta el infinito en ambos lados por lo que, en teoría, cada banda lateral de  $u(t)$  se superpone a la otra. No obstante, la energía espectral se reduce con tanta rapidez que la supresión de uno de los términos de coseno en la expresión matemática es esencialmente -

igual que la caída en una banda lateral, por ejemplo, filtrar la señal en un filtro de paso de banda. Por ejemplo, si suponemos que  $f(t)$ , la entrada al modulador de fase 16 en la figura 1, es de la forma  $f(t) = X \cos \omega_c t$ , se puede demostrar que la salida sinusoidal del modulador 12 se obtendrá por la expresión bien conocida

$$\cos (\omega_0 t + X \cos \omega_c t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(X) \cos (\omega_0 t + n \omega_c t + \frac{n\pi}{2}) \quad (3)$$

donde  $J_n(X)$  es la función Bessel de orden  $n$  y argumento  $X$ . Por lo expuesto se verá que la potencia en cualquier banda lateral es:

$$|J_n(X)|^2 \quad (4)$$

La relación de la potencia en cualquier banda lateral a la de la portadora sin modular, expresada en decibelios, es:

$$20 \log |J_n(X)| \quad (5)$$

Esto se demuestra en la figura 3, donde la relación de potencia anterior se ha trazado sobre la ordenada contra  $n$ , que es el número armónico para diversos valores diferentes de  $X$ . Aún cuando solamen

te se definen valores enteros de  $n$ , los puntos se han unido por  
 conveniencia. Cualquier curva particular finaliza cuando el valor  
 siguiente estaba por debajo de -60 dB ó más allá del décimo cuar-  
 to armónico. Como regla empírica, el volúmen de la potencia es-  
 5 pectral está contenido en una gama de frecuencias  $\lambda \omega_c$ . Práctica-  
 mente no existe potencias sensible más allá del décimo cuarto ar-  
 mónico de  $f(t)$ . Por ejemplo, si la señal de banda de base que se  
 ha de codificar tiene una frecuencia de corte inferior de 564 KHz  
 el límite superior en la frecuencia de codificación sería de 34 -  
 10 KHz para un índice de 3  $\pi$ , puesto que el decimosexto armónico de  
 35 KHz es 560 KHz. En la práctica, este límite se tendría que re-  
 ducir aún más para proteger cualquier frecuencia auxiliar que pu-  
 diera quedar comprendida entre grupos maestros. Como la energía -  
 espectral se reduce con tanta rapidez, la supresión de uno de los  
 15 términos de coseno es esencialmente igual que la caída de una ban-  
 da lateral. Así, después de filtrar en el filtro de paso de banda  
 13,

$$x(t) = 1/2 \cos \left[ (\omega_0 + \omega_s) t + f(t) \right]$$

que es la señal codificada a enviar al demodulador en el terminal  
 20 distante del sistema.

Suponiendo por el momento que  $y(t)$ , que es la salida del  
 medio de transmisión con repetidores 14, sea idéntica a  $x(t)$ , en-  
 tonces la salida del demodulador 21, indicada como  $v(t)$ , se ob-  
 tendrá por la expresión:

$$v(t) = 1/2 \cos \left[ (\omega_0 + \omega_s) t + f(t) \right] \cos \left[ \omega_0 t + g(t) \right] \quad (7)$$

$$= 1/4 \cos \left[ (2\omega_0 + \omega_s) t + f(t) + g(t) \right] + 1/4 \cos \left[ \omega_s t + f(t) - g(t) \right] \quad (8)$$

La misma condición que nos permite derivar la ecuación (6)  
 partiendo entre (2) de ahora para  $f(t) = g(t)$ :

$$z(t) = 1/4 \cos \omega_s t \quad (9)$$

como la salida del decodificador 20, que es idéntica a la entrada de banda de base al codificar distante, pero reducida en amplitud.

El sistema expuesto anteriormente con relación a la figura 1, es de variación de tiempo lineal, por lo que el análisis anterior se mantiene para cualquier señal de banda de base,  $w(t)$ , que pueda expandirse por medio de una serie Fourier. De hecho, el resultado se puede extender también a cualquier señal estocástica ó aperiódica.

El funcionamiento del codificador 10 se observará como modulación de AM con un oscilador local que tiene mucho ruido de fase, excepto que el ruido se conoce con precisión y se controla perfectamente. El decodificador 20 se comporta como un circuito de bloqueo de fase que sigue la portadora ruidosa, excepto que tiene disponible una réplica exacta del ruido.

Según se ha expuesto anteriormente, es importante que todas las señales de control del sistema, como los tonos auxiliares, se situen sobre el canal después de la codificación para evitar que se difundan por el proceso de codificación. La señal compuesta será elaborada entonces por cualquier igualación y linealización de repetidor contenido en el medio de transmisión 14, la misma manera que si no hubiera presente codificación. La única restricción es que los tonos de control han de estar lo suficientemente alejados de la señal para evitar espectro dispersado. Como la dispersión será en general inferior a 60KHz y la señal de control se pueden situar en pistas ó segmentos de 100 KHz ó más de anchura, lo expuesto no representa problemas alguno en la práctica.

Con relación a la figura 4, consideremos ahora el efecto de una señal interferente entre canales comunes, por ejemplo, procedente de alguna fuente de interferencia sin definir 30 que inyecta una señal de RF en algún punto a lo largo del medio de transmisión

con repetidores 14, ó en la entrada al decodificador 20. La entrada al decodificador comprende ahora dos canales,  $Y_1(t) + Y_2(t)$ , donde  $Y_2(t)$  representa la señal interferente que, por el momento se supone que no tiene codificación.

5            Como el funcionamiento del decodificador 20 es lineal, se puede aplicar superposición de modo que la respuesta a la señal combinada  $Y_1(t) + Y_2(t)$  sea la suma de la respuesta por separado a cada señal componente. La señal deseada  $Y_1(t)$ , se decodificará de la forma normal, pero la señal interferente será codificada de hecho por el decodificador. Su espectro en la salida del decodificador se tratará con el espectro de  $\left[ \omega_0 t + f(t) \right]$  y producirá en la salida del decodificador,  $z(t)$ , esencialmente el mismo efecto que el "burbujeo" en un sistema de FM, ó sea, cada circuito de conversación interferente, se atenuará y varios circuitos de conversación diferentes se mezclarán entre sí. En la figura 4, el gráfico (a) representa el espectro de frecuencia positivo de  $Y_1(t)$  que es la señal correspondiente a la señal de banda de base  $w(t)$  por lo tanto, para simplificar, se considerará como un tono sinusoidal puro. El gráfico (b) de la figura 4 represente el espectro de tono interferente,  $Y_2(t)$ , considerado de nuevo, para simplificar, como un tono sinusoidal simple. El gráfico (c) representa la superposición lineal de estas dos señales de salida del filtro 23 y es evidente por el dibujo que en la situación real, donde  $w(t)$  es más compleja, el tono interferente se cortará por lo que resultará audible, si es que resulta, con amplitud reducida sobre uno ó más canales de conversación en el grupo maestro que comprende  $w(t)$ .

15  
20  
25  
30            Ahora surge la cuestión de como se puede elegir la función de codificación, Las dos consideraciones más importantes son la eficacia del código, ó sea el efecto subjetivo sobre el abonado, y

su facilidad de ejecución. En la facilidad de ejecución se incluye el control de perjuicios que acompañan a una decodificación imperfecta.

5 En lo que se refiere a mejoras sugestivas, la potencia de  
interferencia con ó sin codificación es la misma. Para el caso de  
FM, donde el "burbujeo" (v.g., código) es verdaderamente aleato-  
rio, la molestia es sensiblemente menor que en la interferencia  
"sin burbujes". Por ejemplo, una exigencia propuesta de CCITT so-  
bre nivel de interverencia de tono permisible en un circuito 40  
10 dBm0 es -68 dBm0. Por el contrario, el mismo circuito se permi-  
te hasta -48 dBm0 de ruido térmico. Como el "burbujeo" da un tono  
del tipo de ruido, es evidente que una reducción de 20 dB en el  
tono molesto para el abonado se pueda conseguir con codificación  
en FM. Como la codificación de una señal de banda lateral única  
15 produce esencialmente el mismo efecto sobre la interferencia que  
el "burbujeo" en un sistema de FM, es incuestionable en que las  
técnicas de codificación del presente invento representan una sen-  
sible mejora sobre los sistemas de AM tradicionales. Por ejemplo  
los experimentos recientes han demostrado que los índices de co-  
20 dificación de 1,5 radianes son suficientes para que la conversa-  
ción resulte ininteligible y casi 6 dB menos molesta que otras -  
formas de conversación ininteligible halladas en el sistema tele-  
fónico, con la difusión espectral contenida dentro de un circuito  
de conversación. La cuestión es el grado de elaboración que ha de  
25 alcanzar la señal de codificación. Verdaderamente, un código ale-  
torio ó un código pseudoaleatorio con un periodo de 30 segundos du-  
plicará el efecto de FM. No obstante, resulta más fácil de llevar  
a la práctica, un código de tono único, Como es lógico, las moda-  
lidades del invento que permiten el empleo de un código aleatorio  
30 exigen un equipo decodificador algo más complicado que cuando se

trata de códigos periódicos.

Los códigos con grandes desviaciones de frecuencia máxima difunden energía de interferencia desde un interferidor específico sobre diversos circuitos, consiguiendo de este modo una reducción de energía de dicho interferidor particular en un circuito. Esto ayuda a reducir todas las formas de interferencia, como la diafonía inteligible, diafonía múltiple, tonos y eco. La consecuencia que se tiene que pagar por este efecto particular en este caso es que, según se describirá más adelante, la decodificación imperfecta deja residuos en estos circuitos de conversación que producen molestias.

Otra consideración en la selección de código es de administración. En una conexión de 5600 Km puede que aparezcan quizás de 100 a 300 interferencias. Para estar seguro de las ventajas subjetivas en todos los casos, cada canal que se sepa que produce interferencias, debiera tener un código separado. Salvo esté, tendríamos que tener un número de posibilidades algo grande, por ejemplo de 20 códigos para protegerlos en una sección terminal. Además, para los esquemas que exigen que el código sea conocido en el receptor un técnico tendría que establecer el código apropiado.

En lo que sigue, se exponen tres tipos de códigos. Códigos de tono, códigos pseudoaleatorios y códigos puramente aleatorios. Los códigos de tono son fáciles de poner en práctica, pero sus efectos subjetivos no son tan eficaces para reducir las molestias como los códigos pseudoaleatorios ó los códigos aleatorios. Se pueden diseñar decodificadores para códigos de tono en el receptor. El número de tonos aceptables es limitado y puede llegar a alcanzar aproximadamente 10. Respecto a los códigos pseudoaleatorios, los efectos subjetivos son tan buenos como los códigos aleatorios, que son los mejores desde este punto de vista, pero exigen estable

cer el código en el receptor para obtener mejores resultados. Existen pocas dificultades para conseguir varias decenas de códigos - pseudoaleatorios. Respecto al código aleatorio, los efectos subjetivos son los mejores y no existe problema de tipo administrativo -  
 5 puesto que todos los códigos son diferentes. El problema en este caso es que el decodificador debe reproducir el código, lo cual exige en general una alta relación de señal de ruido en el dispositivo auxiliar que envía el código.

Existen dos tipos de decodificadores que se expondrán en la presente memoria. El primero, utilizado como ejemplo, es aquel en el cual el código está disponible en ambos terminales de transmisión y de recepción. En este caso solamente se tiene que enviar una señal de sincronización. Esta señal de sincronización necesitaría en general la misma relación de señal de ruido que los auxiliares empleados para la generación de onda portadora. El segundo tipo  
 15 de decodificador es aquel que detecta el código enviado y lo utiliza para decodificar la señal. Un modo de conseguirlo en el receptor es emplear un circuito bloqueado en fase en una señal auxiliar que se ha codificado. La relación de señal de ruido necesaria para dicha señal auxiliar es bastante mayor que para el primer receptor, porque el ruido aditivo del sistema presente cerca de la auxiliar será transferido por el circuito a la carga. Este segundo tipo de  
 20 receptor debe utilizarse para códigos aleatorios.

Uno u otro receptor se puede utilizar para los códigos de tono o pseudoaleatorios.  
 25

Podemos considerar casos específicos de las consideraciones anteriores en el formato de la situación de la figura 5. En general tenemos un conjunto de códigos,  $f$ , aleatorios o no. Si  $Y_1(t)$  se codificara con  $f_k(t)$  e  $Y_2(t)$  con  $f_\lambda(t)$ , la versión decodificada de la interferencia 20 es  
 30

$$z(t) = 1/4 \cos [\omega_s t + f_k(t) - f_f(t)] \quad (10-)$$

supongamos que  $f_k$  y  $f_f$  son ambos sinusoides.

Ahora, se puede demostrar que

$$\cos(X \cos x) = \text{Re} \left[ \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(X) e^{j(na + \frac{m\pi}{2})} \right] \quad (11)$$

5 y también que:

$$J_{-n}(X) = (-1)^n J_n(X) \quad (12)$$

cuya relación se puede inferir partiendo de la serie de  $J_n(X)$ . Se desprende entonces que

$$\cos[\omega_s t X (\cos k\omega_c t - \cos l\omega_c t)] = \text{Re} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} (-1)^m J_n(X) J_m(X) \cdot e^{j \left[ \omega_s t + (nk+ml)\omega_c t + (n+m) \frac{\pi}{2} \right]} \right\} \quad (13)$$

10 Por la expresión anterior se verá que la amplitud del espectro depende solamente del índice de modulación y que los lugares de las líneas del espectro son armónicas de  $\omega_c$ , al igual que los

15 diversos códigos. Con este esquema, o.g., cuando se utiliza un tono auxiliar  $\omega_c$  para sincronizar el generador de códigos en el codificador y este tono auxiliar se transmite al decodificador, es necesario emplear control automático de ganancia (CAG) en el tono codificador en el decodificador para asegurar que el índice de modulación empleado en el decodificador sea igual que el que ha sido enviado desde el codificador. Como el cálculo aproximado simple, un valor de  $j=1$  se ha considerado para el decodificador sin código en la interferencia, ó sea  $i = 0$ . Para valores de índice de demodulación entre 2 y 3, todos los coeficientes se reducen en 9 dB ó más

20 (véase la figura 3). Entonces habría presente un tono interferente único quizá en 10 lugares armónicos, cada uno de ellos suprimidos 8 dB ó más.

25 Se debe tener en consideración la elección de la frecuencia auxiliar  $\omega_c$ . Esta frecuencia debe ser superior a varios cientos de hertzios Hz si se ha de suprimir la inteligibilidad de la diafonía,

30

pero si es demasiado pequeña, quedarán varios armónicos de  $\omega_c$  en un circuito de conversación y, por lo tanto, elevarán la potencia de interferencia total de una fuente. Desde un punto ideal, debiera haber presente solamente un armónico por circuito de conversación, lo cual sugiere una frecuencia de codificación de aproximadamente 2 KHz, que se encuentra al menos a varios cientos de Hz de la frecuencia de tono más próxima generalmente empleada en circuitos de conversación para fines de control. Por otro lado,  $\omega_c$  se puede aumentar hasta que el espectro de dispersión sea demasiado grande para que cumpla un error mínimo en la decodificación. Cinco códigos distintos, v.g., 5 frecuencias auxiliares distintas, darían 10 pares distintos de frecuencias cuando se consideran dos rutas separadas, permitiendo de este modo la administración de aún el mayor empalme ó unión de rutas de microondas posible dentro de la industria. Puede que fueran necesarios algunos códigos más para proteger una sección terminal entera de 10 a 15 repetidores.

Una característica particularmente atractiva de un código de frecuencia única es la autoidentificación. Todas las frecuencias de códigos podrán designarse para que se adaptaran dentro del campo de retención de la circuitería de sincronización asociada con el decodificador, pero una vez que se establece el bloqueo, el decodificador tiene el código su sincronización. Por lo tanto, no es necesaria elección de código en el receptor lo cual significa una considerable facilidad en la administración del sistema de codificación general. En esencia este es el segundo tipo de receptor expuesto anteriormente.

Desde un punto de vista ideal, un receptor que emplea un código que se diferencia del código de una señal interferente, produciría un espectro plano que se reduce siempre en la misma cantidad y sobre la misma anchura de banda por cualquier tono en la se-

ñal interferente. Un modo de aproximarse con precisión al espectro plano ideal mencionado anteriormente, pero conservando la conveniencia de periodicidad, es el empleo de ruido pseudoaleatorio como señal codificante. Según es bien sabido, este tipo de señal se puede generar filtrando una señal binaria de banda ancha que se genera empleando técnicas digitales clásicas. Un contador que funcione a un ritmo de reloj de 10 a 20 veces mayor que la frecuencia de corte de ruido deseada, según se calculará a continuación para conseguir un grado dado de supresión de diafonía, generará una secuencia binaria con un periodo en la gama de los milisegundos, cuya secuencia se filtra entonces a la anchura de banda apropiada. La señal resultante queda próxima a la estadística gaussiana (en un periodo) pero es periódica al periodo del contador. Esta señal se convierte en la señal de codificación,  $f(t)$ , que se utiliza entonces para modular en fase la frecuencia de la onda portadora  $\omega_0$ . Con esta técnica, se utiliza un índice de modulación suficientemente elevado para poner prácticamente toda la potencia en las bandas laterales del primer orden. Para una precisión que es suficiente en este caso, la potencia de la onda portadora se reduce en  $e^{-D_f^2}$  donde  $D_f$  es el promedio de desviación de fase al cuadrado de la señal de codificación en radianes al cuadrado. Además, como las bandas laterales de primer orden son esencialmente planas, la atenuación de un circuito de conversión interferente de 3 KHz es :

$$A_s = -10 \log \frac{2f_t}{3 \times 10^3} \quad (14)$$

donde  $A_s$  es la potencia espectral por pista ó segmento de 3 KHz - por debajo de la portadora sin modular en dB.

$f_t$  es la frecuencia de corte de ruido de la banda de base, en Hz.

Por lo tanto, una anchura de banda de ruido de 15 KHz asegura una supresión plana de 10 dB y una desviación de fase al cuadrado por término medio de 2,3 suprime la portadora en 10 dB. Las

bandas laterales de segundo orden son importantes, dando una anchura de banda de dispersión total de aproximadamente 60 KHz. De nuevo, es necesario un circuito automático de ganancia en el decodificador para controlar con precisión el índice de modulación.

5 Para anotar el conjunto de funciones de codificación con más propiedad se denota el valor de la secuencia binaria  $f_k$  en tiempo de transición como  $f_{kn}$ , ó sea:

$$f_k(nt_0) = f_{kn} \quad 1 \quad \text{ó} \quad 0 \quad \text{solamente.} \quad (15)$$

10 donde  $t_0$  es el tiempo de transición de la fuente binaria. Supongamos además que todos los filtros empleados en el circuito tienen una respuesta de impulsos  $h(t)$ .

Según se ha mencionado anteriormente, esta acción de filtraje es lo que produce el corte  $f_t$ , entonces:

$$f_k(t) = \sum_{n=-N}^N f_{kn} h(t-nt_0) \quad (16)$$

15 donde  $nt_0 = T$ , que es el periodo de la fuente. Según se ha expuesto anteriormente, el factor de dispersión al decodificar se obtiene por la ecuación:

$$\cos \left[ \omega_g t + \sum_n (f_{kn} - f_{ln}) h(t-nt_0) \right] \quad (17)$$

20 y considerando que  $f_{kn}$  es 0 ó 1,  $(f_{kn} - f_{ln})$  puede ser 0, 1, ó -1. Por lo tanto, aunque el espectro decodificado para una señal de interferencia diferirá del espectro codificado, no es un asunto fácil calcular analíticamente el espectro de la señal de interferencia sin ayuda de un ordenador donde se puede utilizar la secuencia real  $f$ , generada por un contador, con conexiones de tomas diferentes.  
25

En el supuesto que el espectro decodificado para una señal de interferencia sea similar a todos los códigos posibles, la supresión uniforme y dispersión de la señal interferente es posible para todos los códigos. En estas circunstancias, la generación de  
30 códigos es bastante sencilla: se utiliza la misma frecuencia de

sincronización para todos los códigos, pero la secuencia cambia. -  
Esto supone el cambio de ajuste de conmutación en el contador bina-  
rio utilizado para generar el ruido pseudoaleatorio y varias decenas  
de códigos separadores pueden obtener con facilidad, por ejemplo -  
5 con un circuito lógico TTL. Como es lógico, se puede utilizar el -  
segundo tipo de decodificador mencionado anteriormente y que se ex-  
pone más adelante de un modo general.

Aunque resulta más fácil llevar a la práctica la codifica-  
ción de una señal de banda de base con ruido de tono único, en lu-  
10 gar de ruido pseudoaleatorio la señal del tipo de ruido ofrece la -  
ventaja de uniformidad de acción sobre la interferencia en un gran  
número de códigos. Tanto el código de tono único como el código -  
pseudoaleatorio se aproximan "burbujeos" generado en sistemas de FM  
porque en cualquiera de los casos la interferencia se modula por -  
15 el coseno de una gran variación de ángulo. No obstante, la señal -  
pseudoaleatoria sola se aproxima tanto a una señal periódica como -  
puede hacerlo la forma de la onda presente en sistemas de FM. Ambas  
ondas sugeridas anteriormente son periódicas por lo que el espectro  
de dispersión comprende un conjunto de tonos. Cuando se trata de -  
20 ruidos pseudoaleatorio estos tonos quedan separados a corta distan-  
cia quizás tan solo 50-100 Hz.

Un código de ruido, según se ha mencionado anteriormente,  
ofrece con mucho los mejores efectos subjetivos, al par que evita  
los problemas de distracción asociados con códigos deterministas. -  
25 Este tipo de código debe emplear un receptor del segundo tipo men-  
cionado anteriormente, ó sea uno que identifique el código y lo u-  
tilice para decodificar la señal. A continuación exponemos dicho -  
receptor. Con este fin, la figura 5 ilustra una modalidad del inven-  
to en la cual, en el punto de transmisión, la salida del oscilador  
30 auxiliar,  $\omega_c$ , se añade a la señal de banda de base  $w(t)$ , antes de

su modulación en el modulador 12. En esta modalidad, el generador de código 17 produce una señal  $f(t)$  apropiadamente limitada en banda que no se conoce, a priori, en el decodificador; por ejemplo una señal del tipo de ruido puramente aleatorio. Ahora, el

5            tono antes de la codificación es :  $\cos \omega_c t$ , y el  
            tono después de la codificación es :  $\cos \left[ \omega_c t + f(t) \right]$

No obstante, esta señal es precisamente la necesaria para realizar la operación de decodificación. Desgraciadamente, la señal se debe desplazar primero para centrarse sobre la frecuencia portador  $\omega_c$ .

10           Asimismo, lleva consigo ruido que se añade desde el punto en el cual se realiza la codificación, suponiendo que el tono  $\omega_c$  se haya bloqueado y después reintroducido en el terminal origen. Como es lógico, el propio proceso de decodificación añade ruido que es proporcional al ruido presente en el tono  $\omega_c$ . De un modo más específico,

15           co, la señal necesaria para demodular, v.g., decodificar la onda -  
            codificada es :

$$\cos \left( \omega_c + f(t) \right) \quad (18)$$

donde  $\omega_c$  es la portadora regenerada. Ahora, si se añade un tono a alguna frecuencia conveniente  $\omega_c$  a la carga de conversación  $w(t)$

20           como se indica en la figura 5, llegará al decodificador como

$$\cos \left( \omega_c + f(t) \right) \quad (19)$$

por lo que solamente es necesaria una traslación de frecuencia para recuperar la señal de decodificación deseada. Se podría utilizar -

25           la propia frecuencia de la onda portadora,  $\omega_c$ ; no obstante, puede que no se encuentre en una parte conveniente de la banda, y puede que sea conveniente, desde un punto de vista de instalación, separar la función de decodificación de la regeneración de la onda por

30           tadora. Según se ilustra en la figura 5, un filtro de paso de banda 51 se conecta a la salida del medio de transmisión 14 y sus características se eligen de forma que solamente una banda estrecha de

de frecuencia de entrada alrededor de  $\omega_0 + \omega_c$  puedan pasar (suponiendo una selección de banda lateral superior). La salida del filtro 51 se demodula después en un demodulador de fase 52 para dar  $g(t) = f(t)$ . Esta señal de codificación se alimenta entonces al modulator de fase 24 de una forma normal. Un elemento de retardo 53 se inserta entre la salida del medio de transmisión 14 y la entrada al demodulador 21 para compensar el retardo introducido en  $f(t)$  por el filtro 51 y el demodulador 52.

El filtro de paso de banda 51 produce también ruido en su salida. A continuación se expone un análisis simple para indicar la magnitud del problema. Así, la salida del demodulador 21, después de la decodificación, será tomando como señal de prueba un sinusoides de frecuencia  $\omega_s$ ,

$$\begin{aligned} & \cos \left[ (\omega_s + \omega_0) t + f(t) \right] \cdot \left\{ \cos \left[ \omega_0 t + f(t) \right] + n(t) \right\} \\ & = \cos \omega_s t \left\{ 1 + n(t) \cos \left[ \omega_0 t + f(t) \right] \right\} \end{aligned} \quad (20)$$

donde  $n(t)$  es ruido del sistema limitado en la banda a la anchura espectral efectiva de la señal de decodificación. Según se ha indicado anteriormente, como el sistema es lineal, se puede generalizar este resultado a señales estocásticas ó determinantes. Como el ruido es independiente de la señal, la potencia en la señal resultante es

$$P_w \left( 1 + \frac{P_n}{2} \right) \quad (21)$$

donde  $p_w$  y  $p_n$  son las potencias de la señal y ruido, respectivamente. La relación de señal a ruido es entonces esencialmente  $2/p_n$ . La relación  $2/p_n$  es numéricamente igual a la relación de señal de ruido fuera del filtro de paso de banda 51. Así, el empleo de esta modalidad impone por lo menos tanto ruido en la señal como el que hay presente en la banda centrada alrededor del tono auxiliar  $\omega_0$ . No obstante, si se emplea bloqueo y reinsertión del tono  $\omega_c$ , este

ruído añadido se reduce, puesto que la relación de señal a ruído sería solamente la existente entre dos terminales, menos el ruído de los terminales.

5 Y como la señal de decodificación comprende una modulación de fase de gran índice, la demodulación de fase de la señal antes de la reconstrucción de la señal de decodificación dará una mejora máxima de señal a ruído de  $10 \log \pi^2$  ó aproximadamente 10 dB. Esta mejora, junto con un modesto aumento en el nivel del tono transmitido, mantiene la distribución de ruído muy por debajo del ruído  
10 del sistema.

Si se desea, un segundo filtro de paso de banda 57 se puede conectar a la salida del demodulador 21. La salida del filtro 57 se conecta a un demodulador de fase 58, y de este a un detector de errores, 59. Si la señal de código alimentada al modulador de fase 24 es el código correcto, y está en sincronismo con el código  
15 empleado en el codificador, la salida del demodulador de amplitud 21 comprenderá un componente que comprende un tono puro de  $\omega_c$ . Así si el paso de banda del filtro 57 se centra sobre  $\omega_c$ , la salida del modulador de fase 58 comprenderá una señal de error que se alimenta  
20 entonces a un detector de errores por ejemplo un circuito sintonizado resonante a  $\omega_c$ , desarrollará un voltaje proporcional a la discrepancia entre  $g(t)$  y  $f(t)$ .

Cualquiera que sea el esquema de decodificación empleado, la operación de decodificación debe ser coherente, por lo que la  
25 sincronización será en general necesaria entre el codificador y el decodificador. Observese que en el receptor que se acaba de describir (el segundo tipo) la sincronización es automática. La figura 6 es similar a la figura 1, excepto que se ilustran los medios necesarios para sincronizar la codificación y la onda portadora. La salida de un generador auxiliar 41, indicada como  $\omega_c$ , se alimenta al -  
30

generador de códigos 17 para sincronizarla. Si el código comprende un tono único, la salida del generador 41 puede comprender en sí el tono de codificación, y en este caso, se puede eliminar el generador de funciones 17. No obstante, si el código comprende ruido pseudoaleatorio, la salida del generador auxiliar 41 actúa como señal de cronometración para activar el generador de ruido pseudoaleatorio en el generador de funciones 17. La salida del generador auxiliar 41 se transmite por el medio de transmisión 14 junto con la carga de conversación. En el lugar de recepción, un circuito de detección y bloqueo de fase 42 detecta y bloquea la fase del tono auxiliar recibido y la alimenta a un generador auxiliar 43 para su sincronización. El generador 43 a su vez genera un tono auxiliar local, indicado también como  $\omega_c$ , que se sincroniza en frecuencia y en fase con el tono auxiliar empleado en lugar de transmisión. Según se ha mencionado anteriormente, el generador 43 comprende un circuito automático de ganancia para mantener la amplitud de  $\omega_c$  a un nivel constante, aún cuando cambiara la amplitud del tono auxiliar entrante del medio de transmisión 14. Este control automático de ganancia (CAG), es necesario si el código es un tono. Si el tono es pseudoaleatorio, el CAG es necesario en el conjunto 26. Como es lógico, también es necesario transmitir la frecuencia de la onda portadora  $\omega_0$  desde el codificador hasta el decodificador, por el medio de transmisión u otro circuito. En el lugar de recepción un circuito de regeneración de onda portadora 46 amplifica y filtra la señal portadora recibida y alimenta entonces la señal al oscilador local 22 para sincronizarlo. En la figura 6, se ilustran trayectos separados para las señales de sincronización  $\omega_0$  y  $\omega_c$ . En la práctica estos tonos se envían junto con la salida codificada del modulador 12. La generación de onda portadora, como es lógico, se enlaza a codificación puesto que la modulación de fase represen

5

10

15

20

25

30

tada en la figura 2 debe tener una portadora. Después que ha te-  
nido lugar la generación de la portadora en la frecuencia de la  
onda portadora  $\omega_0$ , se establece un bloqueo separado empleando la  
señal auxiliar  $\omega_c$  para  $g(t)$ , es la modulación de fase sobre la  
5 onda portadora. Este bloqueo separado es necesario debido al re-  
tardo experimentado en la transmisión de la carga de mensaje y  
los tonos auxiliares a través del medio con repetidores 14. Es evi-  
dente que si el código en la señal que llega al decodificador es  
 $f(t - \tau_1)$  pero el decodificador está utilizando  $f(t - \tau_2)$ , se pro-  
ducirán graves errores de decodificación. Expuesto de otro modo,  
10 el codificador y el decodificador son sistemas de tiempo variable  
que exigen sincronización; por lo tanto, el retardo relativo entre  
la señal de sincronización y la señal que se ha de decodificar pro-  
ducirán un efecto perjudicial.

15 En primer lugar, podría parecer que un bloqueo en la fre-  
cuencia de la onda portadora  $\omega_0$  solamente sería suficiente para  
establecer el retardo requerido; el que esto no es así se puede  
ver por la figura 7, que representa una característica de fase re-  
presentativa para el medio con repetidores 14 con posiciones de  
20 frecuencias auxiliares ilustrativas superpuestas. Si la onda porta-  
dora auxiliar  $\omega_c$  llega al decodificador precisamente con la misma  
frecuencia y fase que cuando se transmite, existirá un número infi-  
nito de líneas inclinadas que se puede trazar a través de un punto  
correspondiendo con un número infinito de retardo. En la situación  
25 normal, sin aplicarse codificación a la señal transmitida, este re-  
tardo no tendría importancia para el abonado por término medio pues-  
to que no deforma la onda recibida. No obstante, el empleo de un  
segundo tono auxiliar,  $\omega_c$ , establece este retardo suministrando -  
otra medición de fase a una separación de frecuencia conocida de  
30 la portadora auxiliar. De este modo, bloqueando ambas señales auxi-

liares, se tiene la seguridad de compensar el retardo apropiadamente en el decodificador.

Desde un punto de vista matemático, los resultados de esta situación se derivan fácilmente y dan una visión de los efectos de las deformaciones lineales en general. Como el periodo de modulación es mucho más largo que el retardo de sincronización anticipado, los retardos de sincronización comparativamente grandes acumulan pequeños errores angulares, referentes a modulación de codificación, y por lo tanto, dan lugar a pequeños errores. Además, la modulación residual debida a errores de sincronización es de bajo índice y por lo tanto, imperceptible más allá de los primeros armónicos. Prosiguiendo analíticamente, supongamos que la salida del medio con repeticiones y (t), se retarda segundos con relación a la señal de sincronización del decodificador. Entonces, observando primero que

$$\frac{f(t) - f(t-\tau)}{\tau} = f'(t) \tag{22}$$

z se pueda escribir inmediatamente como (empleando de nuevo la señal de prueba  $\cos \omega_s t$  sin pérdida de generalidad)

$$z(t) = \cos(\omega_s t + \tau f'(t)) \tag{23}$$

como  $f'(t)$  tiene que ser pequeña, y si el retardo puro en  $\cos \omega_s t$  se desprecia, entonces  $z(t)$  es una réplica de  $\cos \omega_s t$  con modulación de fase residual. Supongamos que se presenta el caso sencillo en que:

$$f(t) = X \cos \omega_c t \tag{24}$$

entonces la potencia de la modulación residual, comparada con la señal comparada, es :

$$20 \log X \omega_c \tau \tag{25}$$

esta situación se representa en la figura 8, para un código de 2 KHz, ó sea para  $\omega_c = 2\pi \times 2 \times 10^3$ .

Este análisis se puede emplear también para describir los

efectos en deformaciones lineales en el medio 14 de un modo sucin-  
to. Después no se tendrá que tratar con efectos alíneales.

Supongamos que el medio 14 tiene distorsión de retardo. En  
 5 entonces el retardo es diferente a frecuencias diferentes dentro de  
 la banda. Supongamos que la señal auxiliar que se utiliza para de-  
 codificación está en  $\omega_c$ , y consideremos un circuito de converga-  
 ción a  $\omega_c + \Delta\omega$ . Si el retardo diferencial a estas dos frecuencias  
 es , entonces los resultados para los errores de sincronización  
 tienen aplicación directa, y se puede emplear en la figura 8. Su-  
 10 pongamos que el circuito de conversación a  $\omega_c + \Delta\omega$  tiene un tono de  
 dato. Entonces, para un código de  $\tau$  radianes, índice y retardo di-  
 ferencial de 100 nanosegundos, el tono del dato tendrá bandas la-  
 terales aproximadamente 54 dB de orden inferior. Si estas bandas  
 laterales caen en circuitos adyacentes portadores de conversación  
 15 estos tonos de la codificación de fases constituirían una grave  
 perturbación por sí mismo. Por lo tanto, el medio debe tener valo-  
 res bajos de distorsión de retardo, y deberán elegirse el índice  
 de código y frecuencia más elevada para valores aceptables de in-  
 terferencias residuales. Los efectos de distorsiones de amplitud  
 20 se sienten en su mayoría en la forma en que perturban el código -  
 que se envía con la señal de sincronización, y las exigencias no  
 suelen llegar al punto de precisar distorsión de retardo.

Consideremos ahora los efectos de distorsión alíneal sobre  
 un sistema de banda estrecha, (aún productos de distorsión de or-  
 25 den no presentes). Supongamos que la señal  $w(t)$  es una suma de va-  
 rios tonos. Si cada tono codificado es  $x_i$ , entonces la intermodu-  
 lación de tercer orden  $x^3(t)$  es:

$$x^3(t) = \sum_i \sum_j \sum_k x_i x_j x_k \tag{26}$$

30 donde  $x_i = \cos \left[ (\omega_0 + \omega_i) t + \tau(t) \right] \tag{27}$

ahora, si el ángulo por cada  $x_i$  se llama A, B y C, respectivamente, entonces todos los componentes de banda entrante tienen ángulos A - B + C, ó

$$x^3(t) = \sum_i \sum_j \sum_k \cos \left[ (\omega_0 + \omega_i - \omega_j + \omega_k) t + f(t) \right] \quad (28)$$

5 por consiguiente, cada componente de intermodulación se codifica exactamente de la misma manera que la señal deseada. Este resultado se mantiene para todos los órdenes impares de intermodulación de banda entrante, por extensión de lo expuesto anteriormente. Así, la codificación no ejerce efecto sobre la intermodulación pertenente para un sistema de banda estrecha. Este resultado se puede extender también a alinealidades con la memoria.

Consideremos ahora brevemente los problemas de AM residual sobre la portadora modular en fase y distorsiones de formas sobre la señal de codificación. Si la onda portadora que se utiliza para el proceso de codificación tiene una modulación de AM residual de, digamos,  $a(t)$ , y la portadora de decodificación tiene igualmente una modulación AM, digamos de  $b(t)$ , entonces la señal de banda de base decodificada es, en la notación empleada anteriormente,

$$z(t) = a(t) b(t) \cos \omega_c t \quad (29)$$

20 tanto  $a(t)$  como  $b(t)$  son reales y probablemente periódicas con una frecuencia  $\omega_c$ . Para una aproximación, si solamente se toma la armónica más fuerte,

$$a(t) = 1 + k_1 \cos (n \omega_c t + \phi_1), \quad k_1 \ll 1 \quad (30)$$

$$b(t) = 1 + k_2 \cos (m \omega_c t + \phi_2), \quad k_2 \ll 2 \quad (31)$$

25 por consiguiente, la relación entre la potencia de la señal de banda de base deseada y la potencia de su modulación de AM parásita es aproximadamente

$$10 \log \frac{k_1^2 + k_2^2}{2}, \text{ dB } n = m, \text{ or } \phi_1 - \phi_2 = \frac{2\pi}{2}$$

Un segundo caso con  $k_1 = k_2$  da

$$20 \text{ Log } k + 3 \text{ dB.}$$

Esta situación se traza en la figura 9, que ilustra la relación de potencia de AM residual a potencia deseada en dB) en función al índice de modulación.

Volviendo ahora a las distorsiones de forma, si la forma de la onda  $g(t)$  se deforma con relación a  $f(t)$  (véase la figura 1), el efecto es similar a la situación en la que  $g(t)$  se retarda con relación a  $f(t)$ . De hecho, las distorsiones de forma se pueden tratar como una suma de distorsión ó deformación de amplitud y fase. Como ejemplo simple, si  $f(t)$  es una onda de coseno, el índice de modulación puede que no fuera idéntico en el codificador y en el decodificador. Si esto ocurriera, por ejemplo, si el circuito de control automático de ganancia CAG en el decodificador fuera defectuoso, haciendo que  $g(t)$  tuviera un nivel demasiado elevado ó demasiado bajo con relación a  $f(t)$ . Supongamos que

$$g(t) = (1 - \epsilon) f(t) \quad (32)$$

entonces, el error en dB es

$$20 \log \frac{\epsilon X}{2}, \text{ dB} \quad (33)$$

para la supresión de 50 dB con  $X=2\pi$ , entonces  $\epsilon = 0,1\%$ . Si el error predominante es distorsión de amplitud y no distorsión de onda, esta precisión podría conseguirse mediante el empleo de un circuito de CAG referenciado a una norma de voltaje. La distorsión de la onda en estas circunstancias se pueden analizar con detalle empleando técnicas consideradas anteriormente.

Por el análisis anterior, la mayor fuente de error podría ser la deformación de retardo. La condición empleada generalmente en la industria para la aceptación de ruido es de aproximadamente 30 dBnc0 de ruido en un sistema de 6400 Km, que funcionan aproximadamente una relación de señal a ruido de 42 dB con 10 terminales. Parece ser que todas las fuentes de errores en las diversas modalidades del invento descritas en la presente memoria, podrían quedar

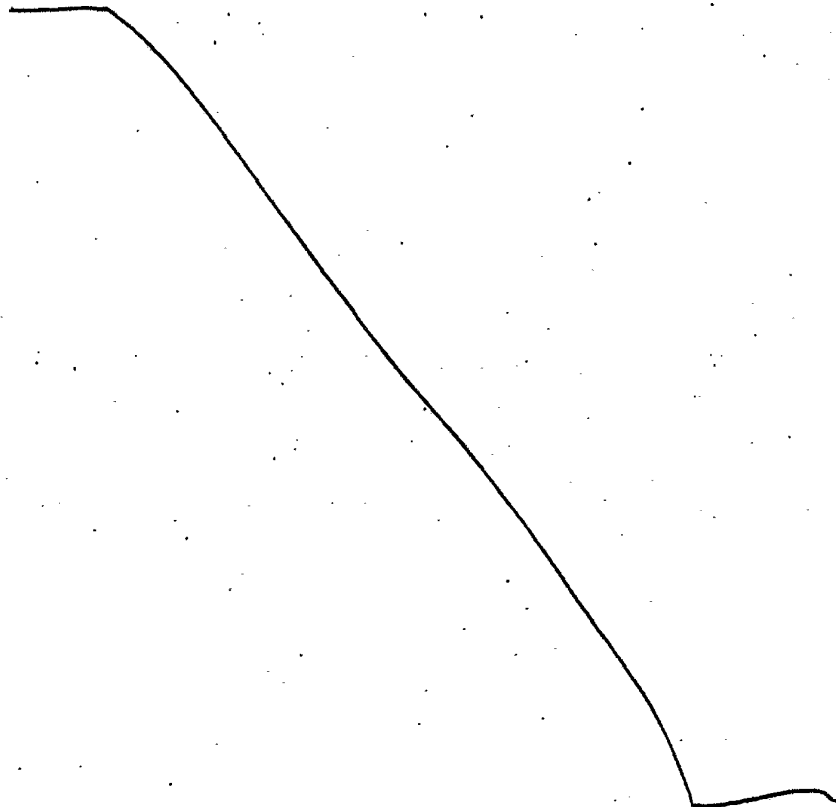
adaptadas dentro de estos límites con un diseño cuidadoso.

A pesar de que el invento se ha explicado con relación a un sistema de radio por microondas, el experto en la materia comprenderá que no queda limitado a este sistema y que puede tener aplicación con igual éxito a sistemas de transmisión de radio clásicos que funcionen en frecuencias sensiblemente menores que las de el rango de microondas. Verdaderamente, el invento no queda aún limitado a sistemas de radio, si no que se pueden emplear también en sistemas de ondas portadoras multiplex que funcionen por unos conductores ó cables coaxiales, teniendo en consideración que dichos sistemas están mucho menos sujetos a diafonía.

Los diversos moduladores, demoduladores y osciladores que se ilustran en los dibujos, no se consideran en si patentables. Ningún experto en la materia estará en desacuerdo con la afirmación de que se pueda emplear cualquier dispositivo idóneo que pueda realizar la función deseada. Por esta razón, no se han dado dibujos esquemáticos detallados de los diversos elementos de los circuitos. No obstante, los moduladores y demoduladores de amplitud apropiados (v.g., detectores), se describen en Electronic and Radio Engineering (Ingeniería de Electrónica y Radio) por Terman McGraw-Hill, New York, 1.955, en las páginas 523, 544 y en las páginas 547-566, y Electronic Principles (Principios Electrónicos) por Malvino, McGraw -Hill, New York 1.973, en las páginas 671-689 y páginas 689-691. Los moduladores y demoduladores de fase apropiados se describen en Terman en las páginas 592-605 y páginas 605-614 y en Malvino en las páginas 701-705. Los osciladores apropiados se describen en Terman páginas 489-519 y en Malvino páginas 564-598, y los circuitos apropiados para generar señales aleatorias pseudoaleatorias en forma de ruido se describen en Guidebook of Electronic Circuits (guía de Circuitos Electrónicos) de Markua,

McGraw-Hill, New York, 1.974 en la página 568. Véase también "White Noise Generator" (Generador de Ruido Blanco) por H.R. Heasbell, Wireless World, Marzo 1.972, páginas 127-128 y "Sequence Correlator Using Integrated Circuits" (Correlacionador de Secuencias Empleando Circuitos Integrados) por R.G.Young, Electronic Engineering; Septiembre de 1.969, páginas 41-45. Las fuentes de alimentación y la interconexión detallada de los diversos elementos de circuito se han omitido igualmente de los dibujos puesto que quedan dentro del alcance del experto de la materia ó de cualquier técnico competente.

Descrita suficientemente la naturaleza del invento, así como la manera de realizarlo en la práctica, debe hacerse constar que las disposiciones anteriormente indicadas son susceptibles de modificaciones de detalle en cuanto no alteren su principio fundamental.



REIVINDICACIONES

1.- Perfeccionamientos en dispositivos para transmitir una información desde un primer a un segundo lugar, del tipo de dispositivo que comprenden, medios para generar una onda portadora, medios para modular la amplitud de la onda portadora con la información, caracterizados porque comprenden medios para generar una señal de codificación y medios para modular en fase la onda portadora con la señal de codificación para codificar la salida modulada en amplitud de dispositivo de modulación, por lo que cualquier señal interferente que entre en el sistema de transmisión y que no se codifique de un modo similar se difunda, en el dominio de la frecuencia y por lo tanto se vuelva ininteligible.

2.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque la señal de codificación es periódica.

3.- Perfeccionamientos según la reivindicación 2, caracterizados porque la señal periódica es sinusoidal.

4.- Perfeccionamientos según la reivindicación 2, caracterizados porque el producto del índice de modulación del dispositivo de modulación de fase y la frecuencia de la señal de codificación periódica no es mayor que la frecuencia inferior en la señal de información.

5.- Perfeccionamientos según la reivindicación 4, caracterizados porque la frecuencia de la señal de codificación periódica no es mayor que  $1/K$  veces la frecuencia del componente de frecuencia inferior en la señal de información  $K \geq 3$ .

6.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque la señal de codificación es aperiódica.

7.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque el dispositivo comprende medios para generar una señal auxiliar y sincronizar los medios de generación de la señal de

MGE

codificación y medios para transmitir la señal auxiliar desde el primer hasta el segundo lugar.

5 8.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque comprende medios para convertir la salida del dispositivo modulador de amplitud en una señal de banda lateral única de onda portadora suprimida y medios para transmitir una versión atenuada de la onda portadora desde el primero hasta el segundo lugar.

10 9.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque comprenden medios para generar una señal auxiliar y medios para añadir la señal auxiliar a la señal de información que se ha de transmitir al segundo lugar, antes de su modulación por medio del dispositivo modulador de amplitud.

15 10.- Perfeccionamientos según la reivindicación 9, caracterizados porque comprenden medios para convertir la salida del dispositivo modulador de amplitud en una señal de banda lateral única de onda portadora suprimida y medios para transmitir una versión atenuada de la onda portadora desde el primer hasta el segundo lugares.

20 11.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones anteriores, caracterizados porque el dispositivo comprende un generador de señal para generar una señal de codificación, modulando en fase la onda portadora con la señal de codificación antes de modular su amplitud con la señal de información.

25 12.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones anteriores, caracterizados porque el dispositivo genera una señal auxiliar, se sincroniza la señal de codificación con la señal auxiliar, transmitiendo la señal auxiliar al segundo lugar.

30 13.- Perfeccionamientos en dispositivos para transmitir una información desde un primer a un segundo lugar; tal y como que

ME

da sustancialmente descrito en la presente Memoria, e ilustrado en los dibujos adjuntos.

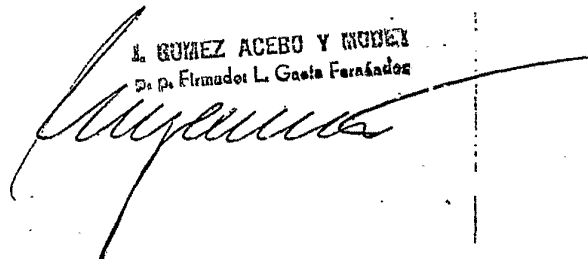
Esta Memoria, consta de 33 hojas, escritas a máquina por una sola cara.

Madrid,

1.º ENE. 1977

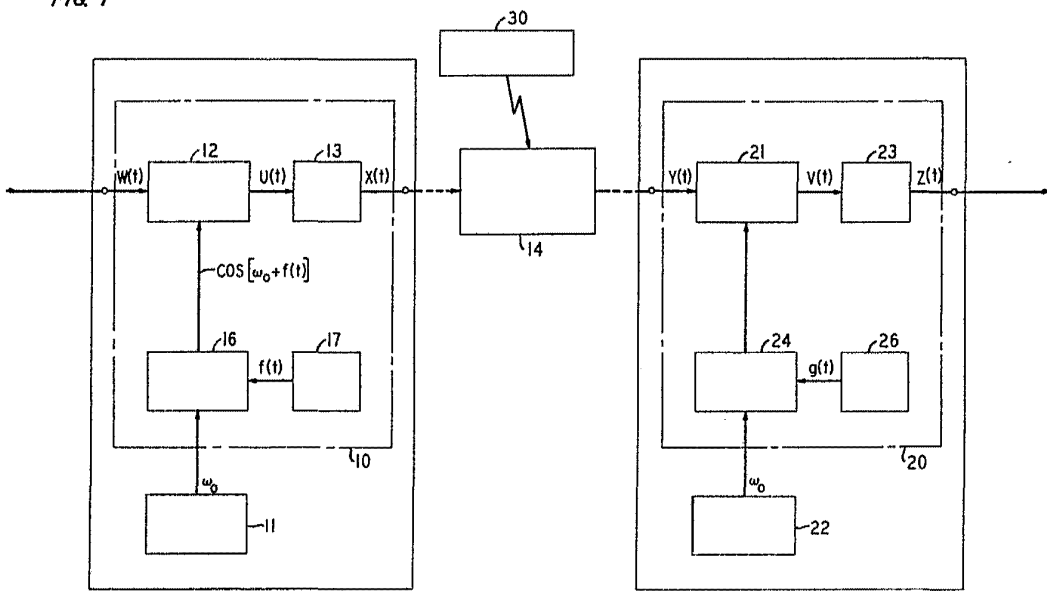
WESTERN ELECTRIC COMPANY, INCORPORATED.

L. GOMEZ ACEBO Y MONDRI  
D. p. Firmado: L. Gomez Fernández



m/e

FIG. 1



RECEIVED  
WESTERN ELECTRIC COMPANY  
MAY 19 1954

*Supervisor*

FIG. 2

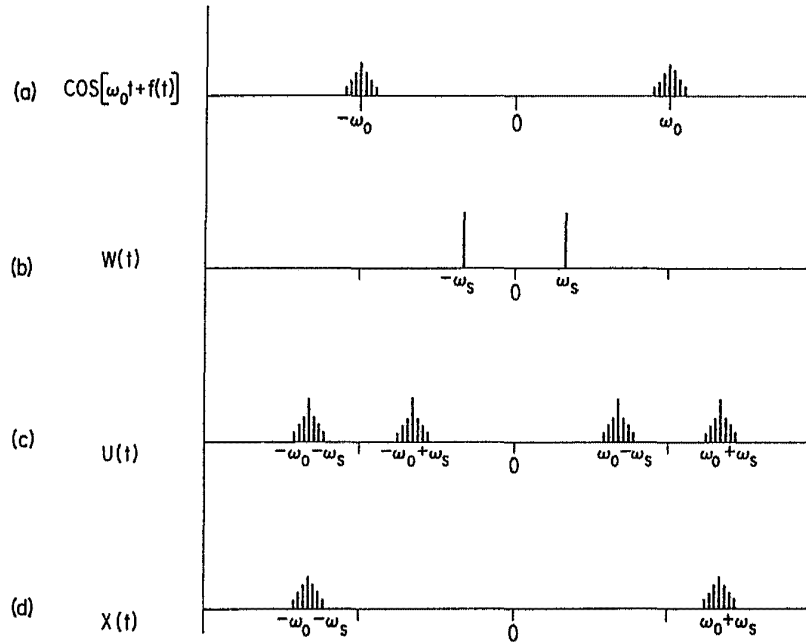
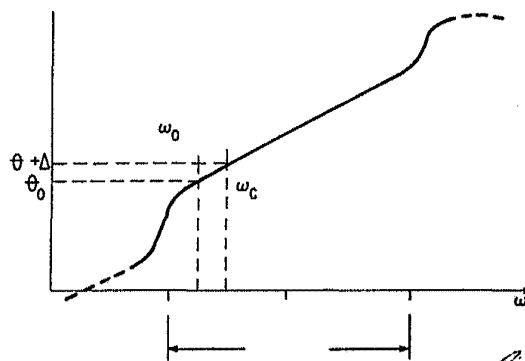


FIG. 7



*W. R. Bennett*

FIG. 3

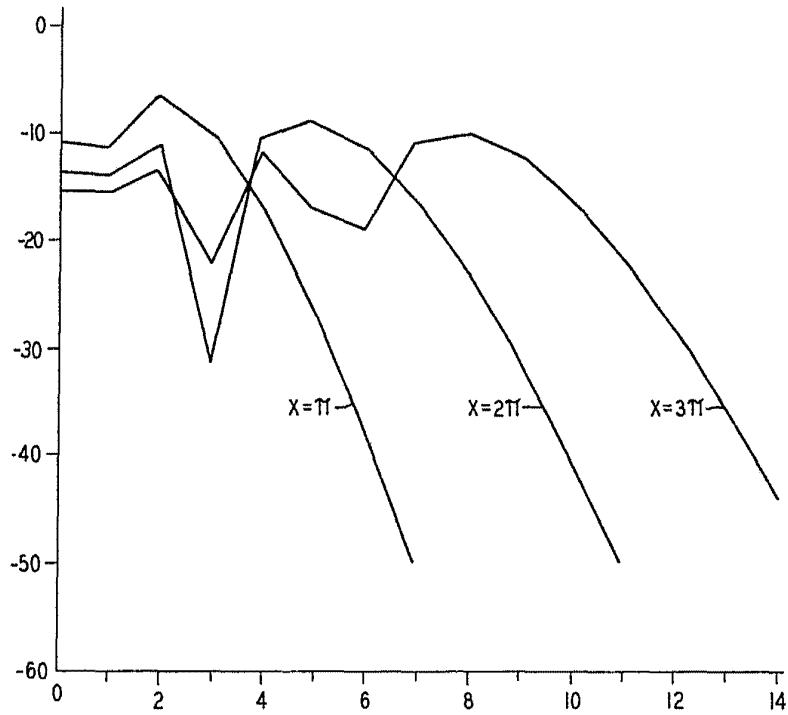
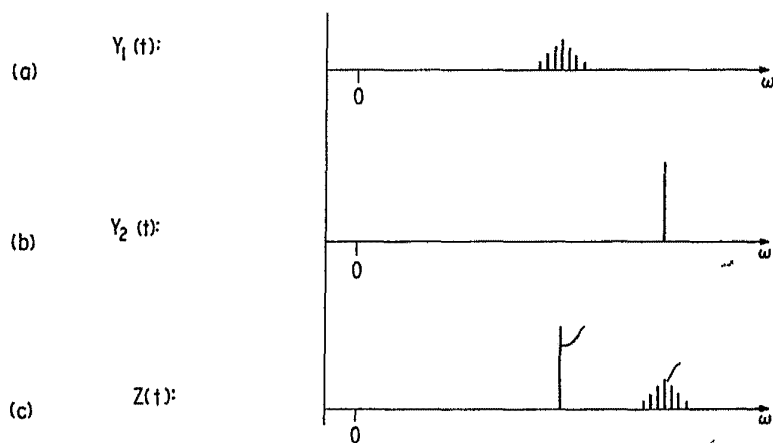
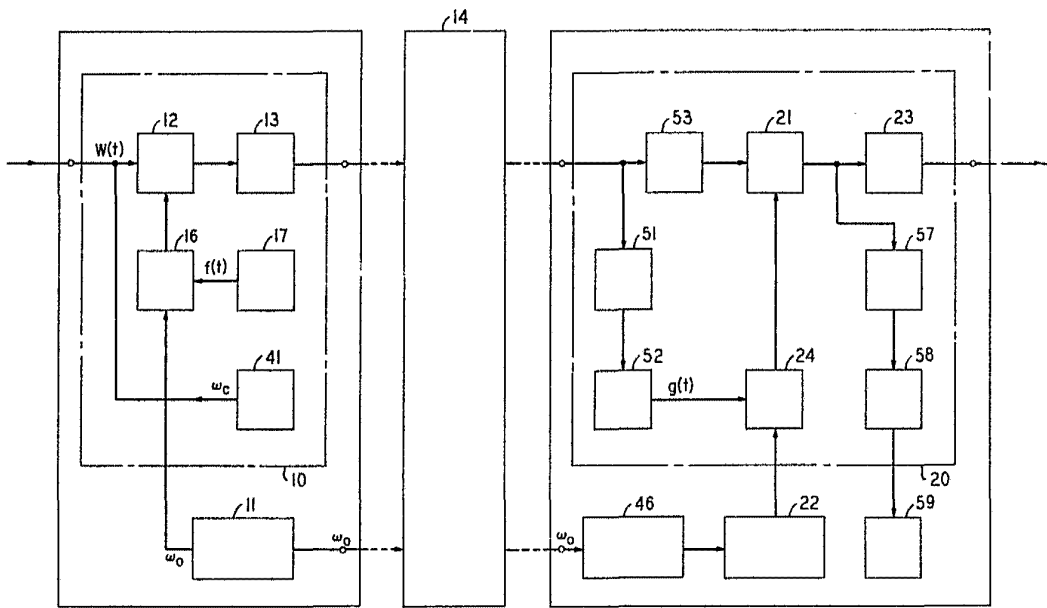


FIG. 4



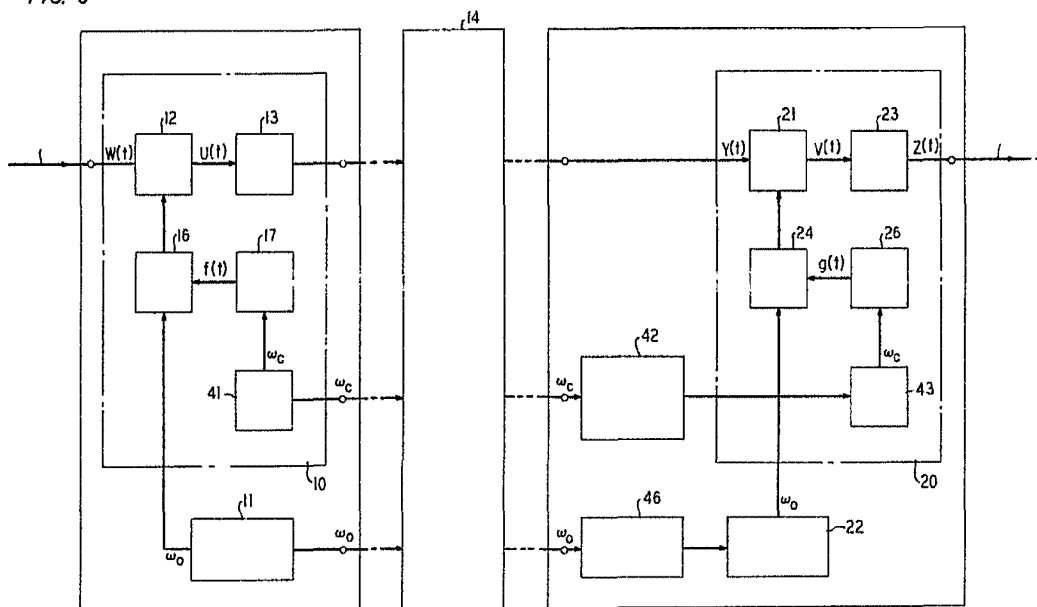
*Handwritten signature*

FIG. 5



APR 12 1977  
*Wagner*

FIG. 6



ESCALA  
VARIABLE

Madrid

*[Handwritten signature]*

FIG. 8

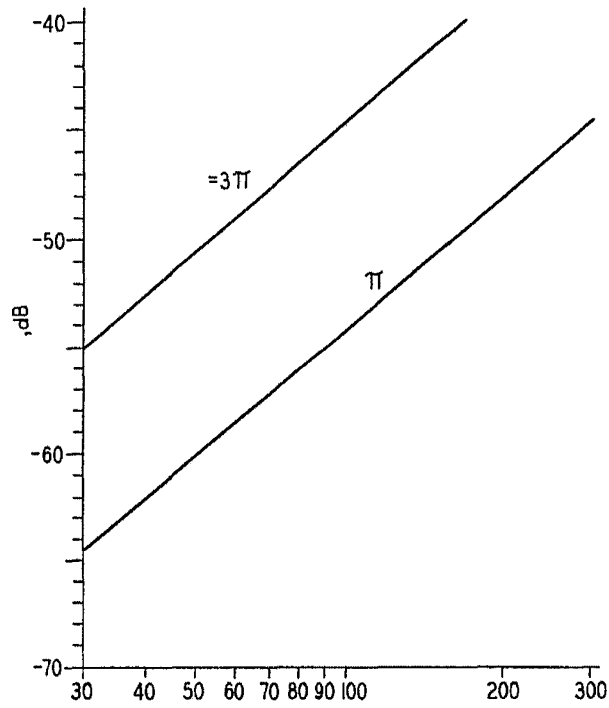
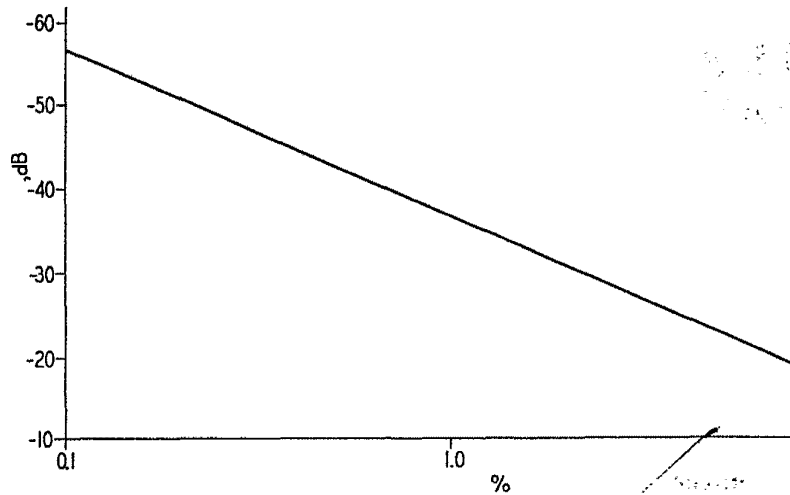


FIG. 9



Handwritten signature and stamp.