



ESPAÑA

10	ES	11	463649	10	A 1
		21			
		22	FECHA DE PRESENTACION		
			28 OCT. 1977		

PATENTE DE INVENCION

30	PRIORIDADES:	32	FECHA	33	PAIS
	31	NUMERO			
		736.995	29 de Octubre de 1.976		Norteamerica.

47	FECHA DE PUBLICIDAD	51	CLASIFICACION INTERNACIONAL	62	PATENTE DE LA QUE ES DIVISIONARIA
			H04B		

64	TITULO DE LA INVENCION
	Perfeccionamientos en circuitos compensadores de distorsión para trayectos de señal sujetos a distorsión.

71	SOLICITANTE (S)
	WESTERN ELECTRIC COMPANY, INCORPORATED, entidad norteamericana.

DOMICILIO DEL SOLICITANTE
residente en 195 Broadway, New York, New York 10007, EE.UU. de A.

72	INVENTOR (ES)
	John Robinson Donnell, George Ludwig Heiter, Hotze Miedema.

73	TITULAR (ES)

74	REPRESENTANTE
	D. Jose Miguel Gomez-Acebo y Pombo.

Concedido el Registro en acuerdo con los datos que figuran en la presente descripción y según el contenido de la Memoria adjunta.

UTILICESE COMO PRIMERA PAGINA DE LA MEMORIA

20. JUN. 1978

Este invento se refiere a un circuito de compensación de la distorsión a un trayecto de señal sujeto a distorsión, que comprende medios para dividir la señal en dicho trayecto de la señal en dos componentes de igual amplitud pero de fase diferente.

5.

Las técnicas de predistorsión y posdistorsión, para cancelar la distorsión introducido por las características de transferencia alineal de los dispositivos activos, como los amplificadores, son técnicas perfectamente conocidas. En un dispositivo normal de la tecnología anterior, por ejemplo, el que se describe en la patente EE.UU. nº 3.383.618, un dispositivo alineal en un circuito de compensación se activa por una parte de la señal de salida de un amplificador. El dispositivo alineal genera una señal compuesta que contiene un hospedante de componentes de distorsión que cubre una gama de órdenes múltiples de distorsión. Todos estos componentes de distorsión pasan a través de dos reguladores, uno para la fase y el otro para la amplitud, antes de acoplarse con la señal de salida del amplificador, para proporcionar una reducción en la distorsión general de la señal por cancelación complementaria. En el dispositivo anterior y en otros dispositivos similares, es necesario ajustar la fase y amplitud de todos los componentes de distorsión como una sola señal compuesta para eliminar la distorsión de tener orden y obtener, por lo tanto, una reducción general en la distorsión de la señal.

10.

15.

20.

25.

Siempre que la anchura de banda de la señal sea pequeña comparada con la frecuencia central, los ordenes pares de la distorsión alineal caen fuera de la banda de la señal y solamente ciertos ordenes impares de distorsión caen dentro de la banda de la señal. De estos ordenes impares de distorsión, el ter-

30.

- cer orden es probablemente el mayor y más problemático. Los or
denes superiores de distorsión, o sea ordenes mayores que el
tercero, que están presentes en la salida de un amplificador
de paso de banda sin compensar, suelen ser pequeños. Los compo
5. nentes de distorsión de ordenes impares superiores, presentes
en la salida del dispositivo alineal, que se utilizan para com-
pensar el amplificador, tienen una fase y amplitud diferentes
a los ordenes correspondientemente superiores de distorsión en
la salida del amplificador. Estas diferencias son debidas a di
10. minutas desviaciones inevitables entre las características del
dispositivo alineal compensador y el amplificador, Por lo tan-
to, cuando se combinan estas dos salidas, se puede reducir la
distorsión de tercer orden, pero aumentan los ordenes superio-
res de distorsión normalmente. Este término medio o compromiso
15. inconveniente hace que muchas técnicas de compensación de la
distorsión de la tecnología anterior sean ineficaces para nume-
rosas aplicaciones. Dichas técnicas de compensación son en par-
ticular inadecuadas para emplearse en sistemas de transmisión
analógica que emplean, en tandem, numerosos amplificadores re-
20. petidores en el trayecto de la transmisión.

- Para resolver el problema anterior se ha desarrollado
el circuito compensador de distorsión descrito en la patente
EE.UU. nº 3.825.843. En este circuito, la distorsión de tercer
orden en un trayecto de señal se elimina virtualmente sin aumen
25. to perjudicial de los ordenes superiores de distorsión. Una par-
te de la señal en el trayecto de la misma se extrae y alimenta
a un escuadrador y un multiplicador que juntos comprenden un
circuito de compensación. El escuadrador actúa sobre su señal
de entrada para producir una señal de salida de segundo orden.
30. En el multiplicador, la señal de salida de segundo orden y la

otra señal de entrada al mismo se multiplican entre sí para producir una señal de salida de tercer orden. La fase y amplitud de la señal de tercer orden se ajustan para proporcionar una señal de compensación. Esta señal de compensación se acopla entonces al trayecto de la señal de modo que la distorsión de tercer orden introducida en el trayecto de la señal se elimine virtualmente por cancelación complementaria.

Aunque el circuito descrito en la patente EE.UU. referenciada 3.825.843 es satisfactorio para eliminar la distorsión de tercer orden, la reacción entre este circuito y el circuito alineal que se pretende linealizar introduce ordenes superiores de distorsión que no estaban originalmente presentes en la señal de salida. Estos componentes de distorsión de ordenes superiores son de amplitud relativamente baja cuando el nivel de salida está por debajo de la saturación y no supone problema alguno en la mayoría de las aplicaciones. No obstante, el nivel de estos componentes de orden superior aumenta rápidamente al aumentar los niveles de la señal y la tendencia a niveles de salida aun mayores puede alcanzar el punto en que estos componentes de distorsión de orden superior no puedan despreciarse.

No obstante, si el circuito compensador de distorsión descrito en la patente EE.UU. nº 3.825.843 se modifica de modo que funcione en un modo de retroalimentación en lugar de hacerlo en un modo de alimentación en sentido directo, se eliminan los terminos de distorsión de tercer orden, igual que anteriormente, pero sin la generación de términos adicionales de distorsión de tercer orden.

Desgraciadamente, aun este método tiene sus inconvenientes. De un modo más específico, el circuito es de fabricación relativamente costosa, debido al costo del cubicador, resolver-

dor de fase, amplificador, etc, y el ajuste inicial del dispositivo es bastante complejo, debido a la necesidad de tener que ajustar el retardo de las rarificaciones del circuito separadas.

5. Un artículo titulado "Réseau linéariseur pour tube á onde progressive" (Sistema Linealizador para Tubos de Ondas Progresivas) de G. Bremenson y P. Jaubert Revue Technique Thomson CSF, volumen 6, Nº 2, Junio de 1.974, páginas 529-548, describe un circuito de distorsión complementario que emplea un dispositivo varistor como elemento alineal en un circuito puente. Según
10. se ilustra en la figura 9 del artículo de Bremenson y Jaubert, el circuito de distorsión complementario, diseñado para funcionar a 6 GHz, comprende un acoplador híbrido de 90° y 3 db un acoplador híbrido de 180° y 3 db y un circuito varistor alineal en la rarificación inferior. Este dispositivo se ha concebido
15. para aumentar al máximo la potencia de salida de un tubo de ondas progresivas, dado que el nivel de productos de intermodulación deberá estar por lo menos a 25 db por debajo del nivel de las señales fundamentales de la salida de TWT.

20. Desgraciadamente, este dispositivo no resuelve el problema con el que se han tenido que enfrentar los solicitantes, o sea reducir el nivel de productos de IM en una salida TWT en 25 db, que es un requisito más difícil y que no se puede resolver a menos que se tengan en cuenta los efectos de compresión/expansión de la ganancia y la conversión de AM/PM capacitiva/inductiva simultáneamente. El problema anterior se resuelve según
25. el invento en un circuito de compensación de la distorsión para un trayecto de una señal sujeto a distorsión, que se caracteriza porque comprende un primer modulador de fase alineal para introducir un defasaje en uno de los dos componentes de la señal derivados comunmente, de amplitud igual pero de fase diferente,
- 30.

siendo el defasaje proporcional a la potencia instantánea de la señal en el componente; un segundo modulador de fase alineal para introducir un defasaje en el otro de los componentes, siendo el defasaje proporcional a la potencia instantánea de la señal en dicho componente; y medios acoplados a la salida del primer y segundo moduladores de fase para recombinar estos componentes defasados.

5.

En el dibujo:

La figura 1 es un diagrama esquemático de una primera modalidad del invento que emplea moduladores de fase varactores.

10.

La figura 2 es una serie de diagramas vectoriales útiles para explicar el funcionamiento del circuito ilustrado en la figura 1.

La figura 3 es un dibujo esquemático de una segunda modalidad del invento, que emplea polarización variable en los moduladores de fase varactor.

15.

La figura 4 es un diagrama esquemático de otra forma de modulador de fase varactor para utilizarse en el circuito ilustrado en las figuras 1 y 3.

La figura 5 es un diagrama esquemático de una tercera modalidad del invento que emplea un expansor de varistor y un compresor de varistor en las ramificaciones superior e inferior del circuito, respectivamente; y

20.

La figura 6 es un diagrama esquemático de una cuarta modalidad del invento que comprende un dispositivo híbrido de la modalidad ilustrada en las figuras 1 y 5.

25.

Expuesto brevemente, se describe un circuito compensador de la distorsión que tiene medios para dividir un trayecto de señal en dos componentes de igual amplitud pero de fase diferente en combinación con un primer modulador de fase alineal para

30.

introducir un defasaje en uno de los componentes, siendo el defasaje proporcional a la potencia instantánea de la señal en el componente y un segundo modulador de fase alineal para introducir un defasaje en el otro de los componentes siendo el defasaje proporcional a la potencia instantánea de la señal en el componente, y medios conectados a la salida del primer y segundo moduladores de fase para recombinar los componentes defasados.

5. La figura 1 representa un circuito de distorsión complementario ilustrativo según el invento. Esta modalidad emplea varactores como elementos alineales pero según se expondrá, se pueden emplear también otros elementos alineales. Los diagramas varactores correspondientes para este circuito se ilustran en la figura 2. Estos diagramas asumen el empleo de una señal de frecuencia única. Supondremos también que la única distorsión de interés es la distorsión en banda de tercer orden.

10. Según se ilustra en la figura 1, un circuito de distorsión complementario 10 comprenden un acoplador de 90° y 3 db 11 y un acoplador de 90° o 180° de 3 db 12 asociados, respectivamente, con la entrada y la salida del circuito de distorsión 10.

15. Un par de moduladores de fase 13 y 14 se conectan, respectivamente, entre los accesos de los acopladores 11 y 12. Unos atenuadores ajustables, mecánicamente acoplados A1, A2 y A3, A4 se conectan respectivamente, en los circuitos de entrada y de salida de los moduladores de fase 13 y 14.

20. Volviendo ahora al diagrama vectorial de la figura 2, la figura 2A representa la salida de un amplificador típico que se activa por una señal de entrada de frecuencia única. En ausencia de distorsión, la salida de este amplificador estaría representada por el vector \overline{OF} . Los efectos de una conversión de AM/PM indeseable en el interior del amplificador están representa-

25.

30.

dos por el vector \overline{PR} y los efectos de una compresión de ganancia indeseable están representados por el vector \overline{PS} . Juntos, los vectores \overline{PR} y \overline{PS} se combinan para producir un vector de distorsión \overline{PQ} y la salida del amplificador deformada resultante está representada por el vector \overline{OQ} . Evidentemente, la función del circuito de distorsión complementario descrito en la presente memoria es generar un producto de distorsión que cancele exactamente el vector \overline{PQ} . Esta situación se representa, por ejemplo, en la figura 2D donde el vector \overline{CF} es exactamente igual y opuesto al vector \overline{PQ} en la figura 2A.

El vector de distorsión de cancelación deseado \overline{CF} se genera en el circuito de distorsión complementario de la figura 1 de la manera siguiente. La señal de entrada se divide en dos componentes iguales pero ortogonales por el acoplador 11 de 3 db. Cada uno de estos componentes pasa a través de un modulador de fase alineal que induce un defasaje, cuyo defasaje es proporcional a la potencia instantánea de la señal. La modulación de fase alineal es el resultado del hecho de que la reactancia de los varactores empleados en los moduladores depende del nivel de la señal alimentada a los mismos. En el circuito ilustrado en la figura 1, las reflexiones se reducen al mínimo empleando los varactores en pares separados por una longitud de un cuarto de onda. Además, puede ser conveniente sintonizar el promedio de la capacidad de cada varactor, empleando un dispositivo inductivo apropiado. Las figuras 2B y 2D son los diagramas vectoriales para la circunstancia que sirve de ejemplo donde el acoplador 11 es un acoplador de 90° y 3 db y el acoplador 12 es un acoplador de 180° y 3 db en el dispositivo de la figura 1. El texto que sigue está dirigido hasta hacia esta circunstancia que sirve de ejemplo.

La figura 2B representa la señal que pasa a través de la ramificación superior de la figura 1, o sea la señal que pasa a través del modulador de fase 13 como aparecería en la salida del amplificador. El ángulo θ_1 en la figura 2B es proporcional a la potencia instantánea de la señal, v.g., al cuadrado de la amplitud de la señal alimentada. Por lo tanto, el vector de distorsión \overline{VW} que se produce en el modulador de fase 13 será proporcional al cubo de la amplitud de la señal. De un modo similar, según se ilustra en la figura 2C, la señal que pasa a través de la ramificación inferior del circuito de distorsión complementario, o sea, la señal que pasa a través del modulador de fase 14, se desfasa en un ángulo θ_2 que es también proporcional a la potencia instantánea de la señal, que da por resultado un vector de distorsión \overline{YZ} . El acoplador de salida 12 combina las señales representadas en la figura 2B y 2C en la señal representada en la figura 2D. En la figura 2D, el vector \overline{AB} representa la entrada al modulador de fase 13 y corresponde al vector \overline{UV} en la figura 2B. De un modo similar, el vector \overline{BC} representa la entrada al modulador de fase 14 y corresponde al vector \overline{XY} en la figura 2C. El vector \overline{CE} es la distorsión generada en el modulador de fase 13 y corresponde al vector \overline{VW} en la figura 2B, y el vector \overline{EF} representa la distorsión generada en el modulador de fase 14 y corresponde al vector \overline{YZ} en la figura 2C. Se verá que el vector de distorsión total \overline{CF} es igual y opuesto al vector de distorsión \overline{PQ} que se produce dentro del amplificador que se ha de equilibrar. De este modo, el vector de distorsión \overline{PQ} quedará cancelado por el vector \overline{CF} .

Observese que aun cuando ambos moduladores de fase lineales reciben señales de entrada iguales, no generan el mismo nivel de distorsión, o sea, $\overline{EF} \neq \overline{CE}$. Tanto \overline{CE} como \overline{EF} son propor

- cionales al cubo de la amplitud de la señal pero las constantes de proporcionalidad son diferentes. Si los moduladores de fase tuvieran que generar el mismo nivel de distorsión, el vector de distorsión, combinado representaría solamente modulación de fase y el circuito de distorsión complementario no tendría capacidad para cancelar los efectos de compresión o expansión de la ganancia. No es esencial que se produzca con precisión un desfase de 90° entre las entradas de los moduladores de fase. Se pueden emplear otras diferencias de fase en tanto que las entradas de ambos moduladores de fase tengan componentes ortogonales.
5. No obstante, según se ha expuesto anteriormente, un grado diferente de modulación de fase en las dos ramificaciones del circuito es esencial sin que se desean cancelar los efectos de la compresión o la expansión de la ganancia.
10. Se pueden emplear varias técnicas para ajustar la amplitud y fase de la distorsión generada dentro de cada circuito de distorsión complementario. En la figura 1, se emplean dos juegos de atenuadores ajustables acoplados, A1, A2 y A3, A4, para ajustar el nivel de distorsión. Los atenuadores A1 y A2, así como los atenuadores A3 y A4, se acoplan de tal manera que la suma de su atenuación es constante. En esta modalidad, las salidas lineales de los moduladores de fase son independientes del ajuste de atenuación pero los componentes de tercer orden generados en los moduladores de fase cambian en 2 db por cada 1 db de cambio en A1 o A3.
15. El nivel de distorsión generado en los moduladores de fase se puede controlar también variando la polarización del vector. Este punto se ilustra en otra modalidad representada en la figura 3, que esencialmente idéntica al dispositivo ilustrado en la figura 1, excepto que los atenuadores A1, A2 y A3, A4
- 20.
- 25.
- 30.

se ha omitido y han sido sustituidos por un dispositivo de polarización ajustable 16 y 17. En esta modalidad del invento, se debe tener cuidado de asegurar que el defasaje introducido por el circuito de distorsión complementario no depende de la polarización del varactor, puesto que esto haría que la salida lineal dependiera también de la polarización. Esta limitación exige que la reactancia de los diodos de los varactores sea elevada si se compara con la impedancia de línea, que no es difícil de conseguir en la práctica.

5.

10.

En lugar del tipo de modulador de fase de línea de transmisión cargada por varactor representado en las figuras 1 y 3, se puede emplear un tipo reflectivo de modulador de fase. El empleo de este tipo de modulador de fase, según se ilustra en la figura 4, no cambiaría las disposiciones de polarización y control de los circuitos expuestos anteriormente.

15.

Según se ha mencionado, el grado de modulación de fase generado en ambas ramificaciones de los circuitos de distorsión complementarios ilustrados en las figuras 1 y 3 no sería igual, ni las señales en ambas ramificaciones estaría en fase o en contra fase.

20.

Estos resulta evidente si se analiza el circuito de distorsión complementario básico representado en la figura 3. Si los defasajes introducidos en las dos ramificaciones del circuito son ϕ_1 y ϕ_2 , hallados los valores siguientes para los parámetros S de la transformada de la placa, para la condición que sirve de ejemplo donde el acoplador 11 es un acoplador de 90° y 3 db y el acoplador 12 es un acoplador de 180° y 3 db:

25.

$$S_{13} = -1/2 (e^{j\phi_1} + j [e^{j\phi_2}])$$
$$S_{12} = 1/2 (e^{j\phi_1} + j [e^{j\phi_2}])$$

30.

$$S_{14} = 0$$

Esto reduce a las fórmulas siguientes de magnitud y fase:

$$|S_{13}| = \cos \left[\frac{\pi}{4} + \frac{\phi_1 - \phi_2}{2} \right]$$

$$\angle (S_{13}) = -\frac{\pi}{4} + 1/2 (\phi_1 + \phi_2)$$

$$|S_{12}| = \sin \left(\frac{\pi}{4} + \frac{\phi_1 - \phi_2}{2} \right)$$

$$\angle (S_{12}) = \frac{\pi}{4} + 1/2 (\phi_1 + \phi_2)$$

En el dispositivo de varactor descrito anteriormente, ϕ_1 y ϕ_2 se introducen por defasadores alineales que generan un defaseje proporcional al cuadrado de la amplitud de la señal. Así, si se alimenta una señal de frecuencia única con amplitud v al acceso 1, los defasajes ϕ_1 y ϕ_2 se pueden expresar por:

$$\phi_1 = \alpha + r_1 v^2$$

$$\phi_2 = \beta + r_2 v^2$$

Donde

$$r_1 v^2 \ll \frac{\pi}{2}$$

$$r_2 v^2 \ll \frac{\pi}{2}$$

y donde α y β representan defasajes fijos. Con estos defasajes alineales, los parámetros S se convierten en:

$$|S_{13}| = \cos \left[1/2(\alpha - \beta) + \frac{\pi}{4} \right] + 1/2[r_2 - r_1] v^2 \sin \left[1/2(\alpha - \beta) + \frac{\pi}{4} \right]$$

$$\angle (S_{13}) = \frac{\pi}{4} + \frac{1}{2} (\alpha + \beta) + \frac{1}{2} (r_1 + r_2) v^2$$

$$|S_{12}| = \sin \left[1/2(\alpha - \beta) + \frac{\pi}{4} \right] + 1/2(r_1 - r_2) v^2 \cos \left[1/2(\alpha - \beta) + \frac{\pi}{4} \right]$$

$$\angle (S_{12}) = \frac{\pi}{4} + \frac{1}{2} (\alpha + \beta) + \frac{1}{2} (r_1 + r_2) v^2$$

La magnitud de S es una medida para pérdida de inser-

ción entre los terminales de los moduladores de fase y el argumento de S es una medida para el defasaje.

Cuando la entrada se encuentra en el acceso 1, hallamos para la salida, en el acceso 3:

5. Relación de voltaje de salida/entrada:

$$\cos \left[\frac{1}{2}(\alpha - \beta) + \frac{\pi}{4} \right]$$

Distorsión en fase:

$$\frac{1}{2}(r_2 - r_1)v^3 \sin \left[\frac{1}{2}(\alpha - \beta) + \frac{\pi}{4} \right]$$

$$\text{Distorsión de fase de cuadratura: } \frac{1}{2}(r_1 + r_2)v^3$$

10.

en el acceso 2:

Relación de voltaje de salida/entrada

$$\sin \left[\frac{1}{2}(\alpha - \beta) + \frac{\pi}{4} \right]$$

Distorsión en fase:

$$\frac{1}{2}(r_1 - r_2)v^2 \cos \left[\frac{1}{2}(\alpha - \beta) + \frac{\pi}{4} \right]$$

15.

$$\text{Distorsión de fase de cuadratura: } + \frac{1}{2}(r_1 + r_2)v^3$$

Dependiendo del tipo de distorsión que se haya de cancelar, parece ser que es necesario emplear el acceso de salida 2 o el acceso de salida 3. Considerando que el voltaje de salida no puede tener un valor de acero, hallamos que la distorsión en fase se puede cancelar solamente si $(\alpha - \beta)$ no es ni 90° ni 270° ($\pm n 360^\circ$).

20.

Se puede emplear uno u otro acceso de salida para corregir la compresión o expansión de la ganancia en tanto que las constantes de modulación de fase r_1 y r_2 tengan una diferencia $(r_1 - r_2)$ de signo apropiado.

25.

El empleo de reactancias alineales con coeficientes r_1 y r_2 de signo opuesto cambiarán el signo de la distorsión de fase de cuadratura y harán posible cancelar la distorsión de cuadratura capacitiva o inductiva.

30.

- La relación de voltaje de salida/entrada para ambos accesos de salida depende de la diferencia de fase ($\alpha - \beta$). En el acceso 3, esta relación se aproxima a la unidad si ($\alpha - \beta$) $\rightarrow -90^\circ$. En ninguno de los accesos de salida se puede obtener este máximo, puesto que eliminaría la distorsión en fase producida en el circuito de distorsión complementario. El valor real ($\alpha - \beta$) deberá ser un término medio entre la pérdida de inserción del circuito de distorsión y su capacidad para generar distorsión en fase.
- 5.
10. Cambiando la relación de la modulación de fase introducida por los moduladores de fases, se puede ajustar el ángulo de fase de producto de distorsión. De éste modo se puede hacer coincidir con precisión la distorsión complementaria generada en el circuito que se desea equilibrar. Las figuras 2D y 2E ilustran las diversas posibilidades en estas circunstancias y abarcan la situación en que el amplificador introduce compresión de ganancia o expansión de ganancia. Según se ha expuesto anteriormente, el signo de la modulación de fase depende del tipo de reactancia alineal empleada.
- 15.
20. Refiriéndonos a la figura 2D, se observará que la distorsión generada en el circuito de distorsión complementario se podría haber producido si se empleara atenuadores alineales en lugar de moduladores de fase alineales. La razón es que el vector \overline{OE} está en fase con el vector \overline{OC} y el vector \overline{EF} está desfasado 180° con el vector \overline{AB} . Un circuito de distorsión complementario basado en éste modo de funcionamiento se ilustra en la figura 5. Según se ilustra, el circuito de distorsión complementario 20 comprende un acoplador de 90° y 3db 21 y un acoplador de 180° y 3db 22 con un circuito expensor 23 y un circuito compresor 24, conectado respectivamente entre
- 25.
- 30.

los accesos de los acopladores 21 y 22. Los atenuadores acoplados A1, A2 y A3, A4 se asocian, respectivamente, con las entradas y salidas del expansor y compresor, en una forma análoga a la expuesta anteriormente con relación a las figuras 1 y 3

5. En la práctica, la señal de entrada se separa en dos componentes ortogonales iguales. Uno de estos componentes pasa a través de un atenuador alineal empleado como expansor 23. El otro componente de la señal pasa a través de un segundo atenuador alineal que comprende el compresor 24. Tanto el

10. expansor 23 como el compresor 24 funcionan instantáneamente y comprenden resistores alineales, o varistores, que tienen una conductancia por incrementos di/dv que depende del cuadrado de la amplitud de la señal. Cuando se emplea en el dispositivo atenuador ilustrado, los varistores hacen que se generen

15. un componente alineal de tercer orden que produce un efecto de expansión o de compresión. Los ajustes apropiados del expansor y el compresor hacen que la distorsión producida por el circuito de distorsión complementario la distorsión indesea-

20. ble. Obsérvese, de nuevo, que los vectores \overline{CE} y \overline{EP} en la figura 2D no pueden ser iguales si se han de corregir los efectos de compresión o de expansión de la ganancia dentro del amplificador.

25. Como ocurría en los circuitos de distorsión del tipo de varactor representados en las figuras 1 y 3, la señal de entrada no tiene que dividirse necesariamente en componentes ortogonales, en tanto que los componentes en los que se tengan que dividir no estén en fase ni desfasados 180° . La técnica empleada para ajustar el generador de distorsión representado en la figura 5 es similar al empleado en la figura 1. De

30. un modo más específico, el ajuste se ha cambiado los dos jue

5. gos de atenuadores acoplados A1, A2 y A3, A4. De nuevo, la suma de la atenuación de los atenuadores A1 y A2, así como la suma de la atenuación de los atenuadores A3 y A4 se mantendrían constante para mantener un nivel de señal constante. El expansor y compresor ilustrado en la figura 5, se emplean típicamente en frecuencia de IF. Un dispositivo algo diferente, por ejemplo acopladores de 3 db que emplean diodos varistores como elementos de reflexión o transmisión pueden ser convenientes para utilizarse en frecuencias de micro-ondas.

10. También se puede construir una versión híbrida del circuito de distorsión complementario descrito anteriormente. Según se ilustra en la figura 6, este híbrido emplea un defasador alineal o modulador de fase 31 en una ramificación y un atenuador alineal o compresor 32 en la otra ramificación.

15. Este dispositivo exige que las señales en ambas ramificaciones estén en fase. El acoplador de salida combina entonces los componentes en fase modulados en una señal que tiene la modulación de amplitud y fase deseada para corregir la distorsión.

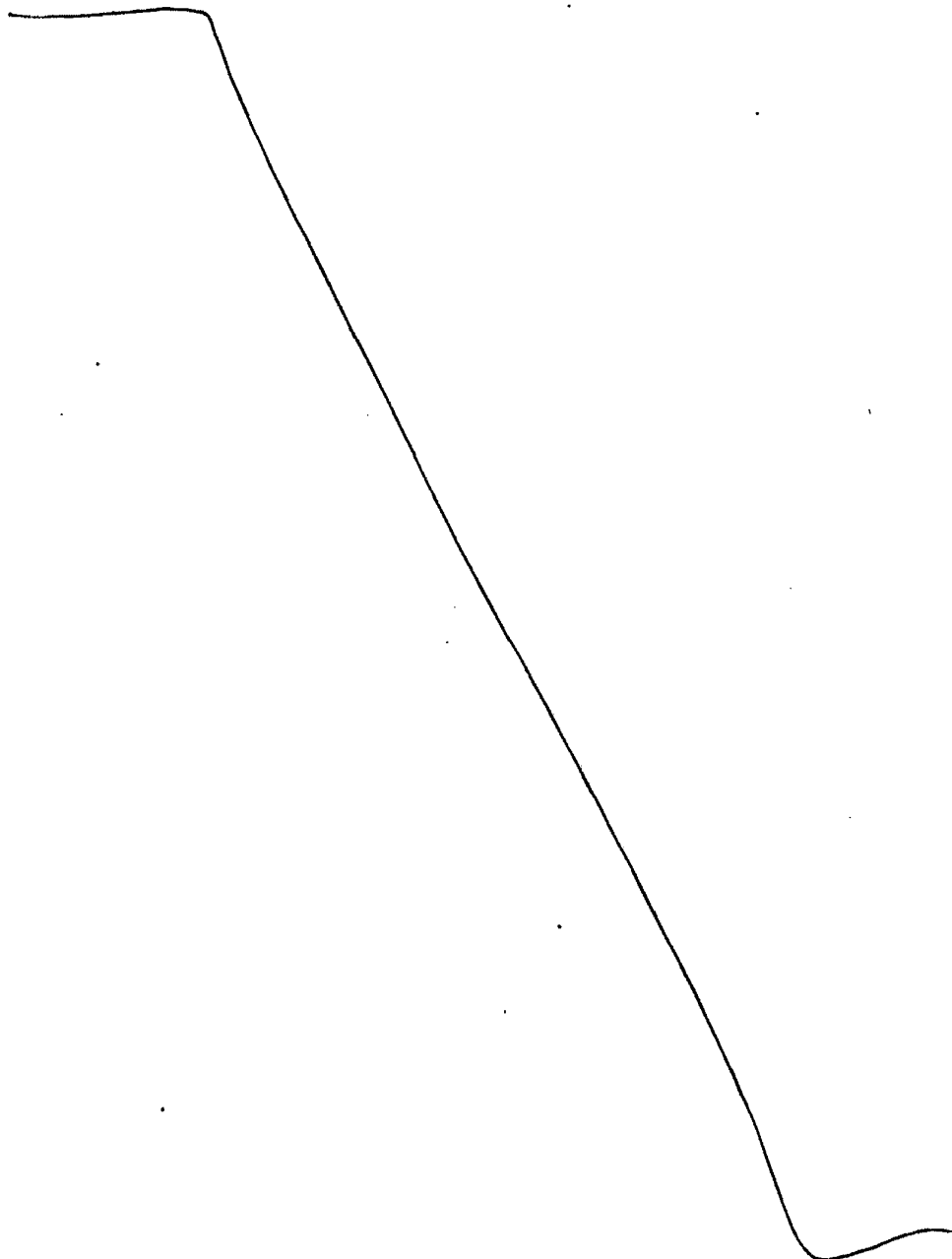
20. En vista de la descripción anterior de ambos circuitos de distorsión complementarios de varactor y varistor la versión híbrida ilustrada en la figura 6 se explica por sí misma y no necesita descripción adicional.

25. Los varistores que se emplean como atenuadores alineales inducen inevitablemente pérdidas de señal que se deben compensar por una ganancia aumentada en el trayecto de la señal. Este inconveniente no ocurre cuando se genera la distorsión por medio de defasadores alineales como ocurre con el circuito ilustrado en la figura 1. Además, se puede demostrar que un varactor puede excitarse a niveles de señal mayores que un diodo varistor exponencial antes de que se hagan per

30.

fectibles los términos alineales indeseables de orden superior.

5. 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 circuitos compensadores de distorsión para trayectos de señal sujetos a distorsión, que
5. comprenden medios para dividir la señal en dichos trayectos de señal dos componentes de igual amplitud pero fase diferente, caracterizados porque cada circuito comprende además: un primer modulador de fase alineal para introducir un defasaje en uno de dichos componentes, siendo el defasaje proporcional
10. a la potencia instantánea de la señal en dicho componente; un segundo modulador de fase alineal para introducir un defasaje en el otro de los componentes, cuyo defasaje es proporcional a la potencia instantánea de la señal en dicho componente; y medios acoplados a la salida del primer y segundo moduladores de fase para recombinar los componentes defasados.
15.

2.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque los dos componentes de la señal son ortogonales.

3.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque los dos componentes de la señal no son ortogonales, sino que comprenden componentes ortogonales.
20.

4.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque el primer y el segundo moduladores de fase comprenden cada uno: un primer y un segundo varactores polarizados de una forma común y separados aproximadamente una longitud de un cuarto de onda en la frecuencia de interés, medios para aplicar una polarización fija a los varactores; y un primer y segundo atenuadores de la señal acoplados, asociado respectivamente con la entrada y la salida del modulador de fase.
25.
30.

ME

- 5.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque el primer y segundo moduladores de fase comprenden cada uno: un primer y un segundo varactores de polarización común separados aproximadamente una longitud de un cuarto de onda en la frecuencia de interés; y medios para aplicar una polarización variable a los varactores con el fin de variar el nivel de distorsión generada en los mismos, siendo la reactancia de los varactores elevada con relación a la impedancia de la línea.
5. 6.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque el primer y el segundo moduladores de fase comprenden cada uno: un modulador de fase reflectivo que comprenden un par de dispositivos reactivos alineales conectados a los accesos de una red de acoplamientos.
10. 7.- Perfeccionamientos en circuitos compensadores de distorsión para trayectos de señal sujetos a distorsión, tal y como queda sustancialmente descrito en la presente Memoria, y en el dibujo adjunto.
- 15.

mce

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

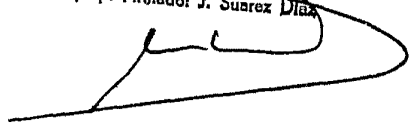
Madrid,

28 OCT. 1977

WESTERN ELECTRIC COMPANY, INCORPORATED,

J. M. GÓMEZ ACEBO Y POMBO

P. P. Firmador: J. Suarez Díaz



mge

FIG. 1

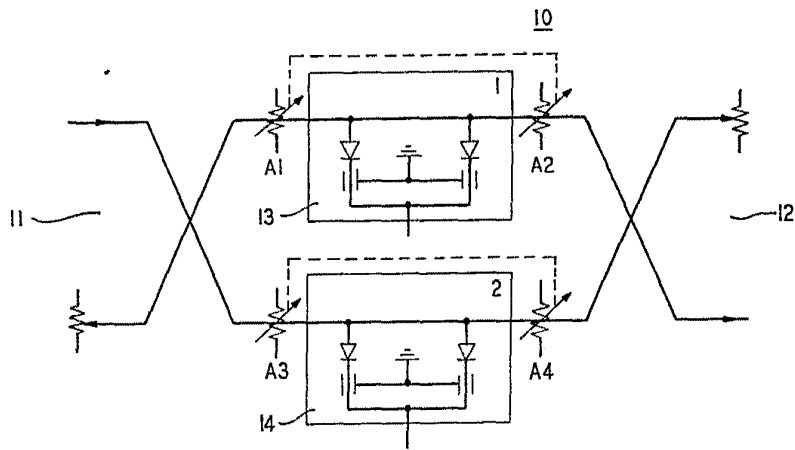
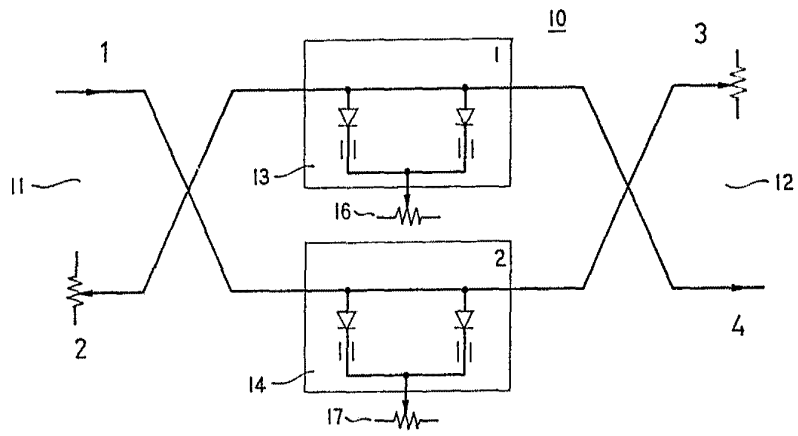
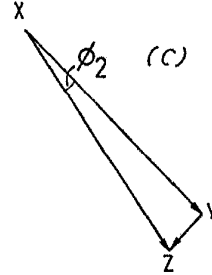
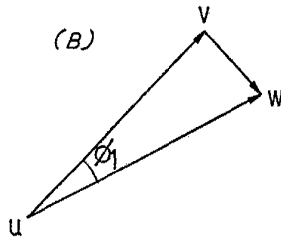
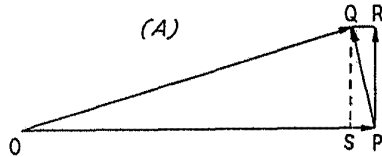


FIG. 3

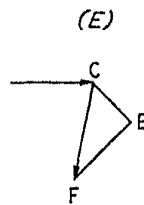
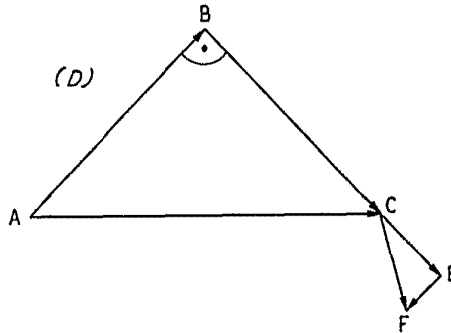


2010
WESTERN ELECTRIC COMPANY
J. Sumner Dyer

FIG. 2



ESCALA
VARIADA



28 OCT. 1927
J. M. GOMEZ ACEVO Y PARRA
Din.

FIG. 4

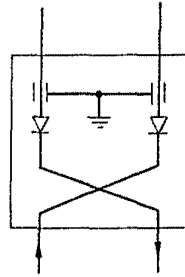
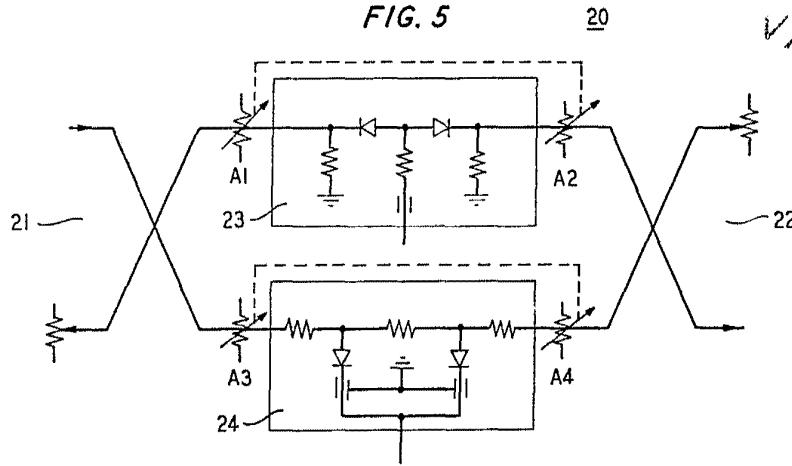
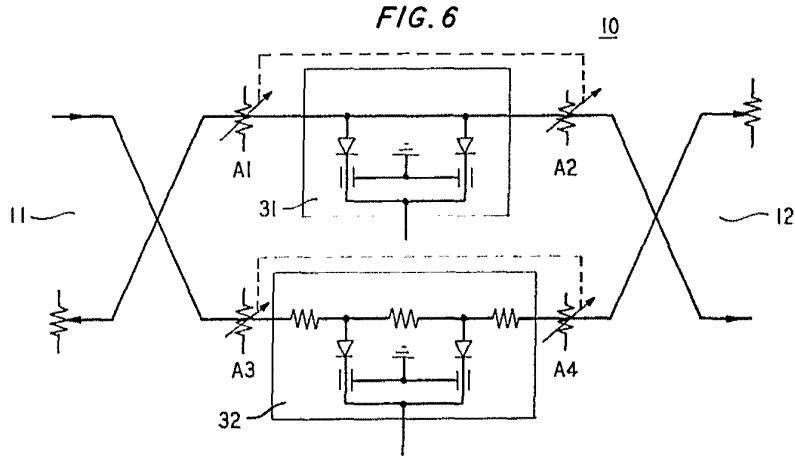


FIG. 5



SCALA
VARIABLE

FIG. 6



Madrid

J. M. GOMEZ J.
P.p. Firmado: J. Gomez J. Dia