

IV.

C. S. NARAYANAN Case 1.

381044



381044

SERVO
COMUNICACION
CLASE J
VER CLASE J

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

a favor de

WESTERN ELECTRIC COMPANY, INCORPORATED - de nacionalidad norteamericana - con domicilio en 195 Broadway NEW YORK (EE.UU.),

por :

"Sistema de transmisión de señales múltiples con repetidores".

====:000:=====

M e m o r i a   d e s c r i p t i v a



La presente invención se refiere a la transmisión de señales múltiples de división de frecuencia y particularmente a la reducción del ruido de intermodulación generado por repetidores.

5            En la transmisión de señales telefónicas es típico transmitir simultáneamente varias conversaciones telefónicas separadas en un único par de conductores eléctricos o cable en forma múltiple de división de frecuencia. Cada conversación es modulada sobre uno de  
10 los varios canales separados portadores de frecuencias para formar un grupo de canal, Entonces, varios grupos pueden ser modulados, a su vez, sobre portadores de frecuencia más elevada de anchura de banda mayor para formar grupos superiores y grupos principales. De esta ma-  
15 nera, se proveen canales para cientos de conversaciones sobre una única línea de transmisión. Con el fin de mantener la amplitud de las señales a un nivel de empleo en grandes distancias, se insertan periódicamente a lo largo del cable repetidores que comprenden amplificadores  
20 de señal. Sin embargo, como sucede con todos los amplificadores, cualquier no linealidad en la característica del repetidor determina la intermodulación entre las varias señales y, por ello, genera ruido en forma de productos de intermodulación en la suma y diferencia de fre-  
25 cuencias de todas las varias combinaciones de señales de entrada. Si bien el nivel de ruido de intermodulación generado por algún repetidor es muy pequeño, se requieren cientos de repetidores en líneas largas, y el ruido



generado por cada repetidor que se dispone dentro de la anchura de banda del repetidor es amplificado por todos los repetidores subsiguientes. Por tanto, cada producto de modulación particular se suma a los de la misma frecuencia que fueron generados por repetidores anteriores a lo largo de la línea. Los productos de segundo orden, es decir, los que son la segunda armónica de una frecuencia de señal o la suma o la diferencia de dos frecuencias de señal no se suman en fase y tienden a anularse en algún grado, como se explicará más adelante. Por el contrario, ciertos productos de tercer orden se añaden aproximadamente en fase, de modo que el componente de ruido al final de la línea con repetidores es la suma algebraica de los componentes generados por cada repetidor en la frecuencia particular del producto de tercer orden. Aunque la amplitud de los productos de tercer orden generada por un único repetidor es menor que la amplitud de los productos de segundo orden, la amplitud acumulativa después de la adición en fase por un número importante de repetidores es mayor. Esto da lugar a una condición de distorsión de intermodulación de tercer orden muy rigurosa como una condición de limitación para los repetidores. Típicamente, la condición se halla a través del empleo de una gran cantidad de realimentación. Además, los transistores de los amplificadores son accionados en condiciones de voltaje y corriente relativamente elevados para reducir al mínimo la distorsión. Desde luego, la realimentación disminuye



la ganancia total de un amplificador y al mismo tiempo limita el producto de la ganancia por la anchura de banda. Por tanto, la reducción de los productos de modulación de tercer orden acumulativos, permite menos realimentación en cada repetidor y provee una mayor anchura de banda para efectuar más conversaciones telefónicas. Los estados de funcionamiento de transistor de corriente y voltaje elevados requieren el suministro a cada repetidor de energía eléctrica de c.c., adicional, usualmente a través de la línea de transmisión, además de generar calor en exceso que se debe retirar para el funcionamiento eficaz del transistor. En líneas largas con muchos repetidores la necesidad de energía eléctrica de c.c. puede ser muy importante. La reducción de productos de intermodulación de tercer orden permite una disminución en la necesidad de energía eléctrica de c.c. por repetidor.

Un objeto de la presente invención es el de incrementar la anchura de banda utilizable de una vía de transmisión con repetidores mediante la reducción de productos de intermodulación de tercer orden acumulativos.

Una ventaja de la invención consiste en la reducción de la energía eléctrica de c.c. requerida por cada repetidor de una vía de transmisión con repetidores.

De acuerdo con la presente invención, algunos de los amplificadores repetidores de una vía de transmisión están adaptados de manera que los productos de intermo-

381044



dulación de tercer orden que generan eliminan al menos  
parcialmente los productos de intermodulación de tercer  
orden generados por los amplificadores repetidores que  
quedan en la vía. Dicha eliminación resulta cuando los  
5 productos de tercer orden generados por los amplifica-  
dores repetidores adaptados difieren en fase de los gene-  
rados por los otros. La adaptación requerida para produ-  
cir este resultado puede ser sólo un cambio en la impe-  
dancia de carga o voltaje de polarización de la última  
10 etapa de transistor.

A continuación se describirá una forma de reali-  
zación de la invención, solamente a título de ejemplo  
y con referencia a los dibujos que se acompañan, en los  
que :

15 La figura 1 es un diagrama de bloques de una  
forma de realización de la invención que emplea repeti-  
dores de dos tipos que alternan en posición a lo largo  
de la línea de transmisión.

20 Las figuras 2A a 2D son diagramas vectoriales  
que ilustran la suma de productos de intermodulación de  
segundo y tercer orden en una línea con repetidores con-  
vencional.

25 Las figuras 3A y 3B son diagramas vectoriales  
que ilustran la suma de productos de tercer orden en una  
línea con repetidores de acuerdo con formas de realiza-  
ción de la invención.

La figura 4 es un circuito equivalente no li-  
neal de transistor útil para calcular la fase del pro-

381044



ducto de tercer orden.

Las figuras 5A y 5B son diagramas vectoriales que ilustran la desviación de fase producida por los cambios en la impedancia de carga y el voltaje de polarización, y

La figura 6 es un diagrama de bloques de un circuito de prueba útil para medir los cambios en la fase de tercer orden.

Las siglas en las figuras significan :

10

Figura 1.

T - Terminal.

Figura 6.

AH - Acoplador híbrido.

AP - Amplificador de prueba.

15

FEB - Filtros de eliminación de banda.

AR - Amplificador de referencia.

FPB - Filtro de paso de banda.

VV - Voltímetro vectorial.

En la forma de realización representada en la figura 1, una línea telefónica de larga distancia -11- para desplazar señales múltiples de división de frecuencia entre dos terminales -12- y -13- comprende una serie de repetidores 1, 2, 3, ... n-1 y n equidistantes a lo largo de la línea. A diferencia de ello, en las líneas típicas de la técnica conocida, los repetidores no son idénticos. Son de dos tipos: A y B. Los repetidores A y B difieren en una característica importante; el ángulo de fase al que los productos de intermodulación

25



de tercer orden del tipo  $e(f_1 + f_2 - f_3)$  son generados por los repetidores A difiere suficientemente de aquellos en los que son generados por los repetidores B los productos similares, ambos con respecto a la fase de la señal  $e(f_1)$ , para impedir la edición en fase. Como se mostrará, como la diferencia en ángulo de fase se aproxima a  $180^\circ$ , el ruido de intermodulación total introducido por la línea -11- se reduce de manera importante, y en una diferencia de  $180^\circ$  es, al menos teóricamente, posible proveer la total supresión de los productos de tercer orden.

La figura 2 ilustra la manera en la que los productos de intermodulación de segundo y tercer orden se acumulan a lo largo de una línea de transmisión convencional que emplea todos los repetidores idénticos equidistantes. Considérese una única señal de frecuencia  $f_1$  y productos de modulación típicos generados por su interacción con señales adyacentes de frecuencia  $f_2$  y  $f_3$ , todas procedentes de un grupo múltiple. El diagrama vectorial de la figura 2A representa las relaciones de magnitud de voltaje y de fase que existe en la salida del primer repetidor. El vector  $e_1(f_1)$  representa la magnitud y fase de la señal en frecuencia  $f_1$ . Análogamente, un vector  $e_1(f_1 + f_2)$  representa el producto de intermodulación de segundo orden de frecuencia  $(f_1 + f_2)$ , y un vector  $e_1(f_1 + f_2 - f_3)$  representa el producto de tercer orden de frecuencia  $(f_1 + f_2 - f_3)$  ambos generados por las alinealidades inherentes en el



repetidor. Como sea que los tres vectores representan voltajes en tres frecuencias diferentes, sus fases no se pueden comparar. Considérese la desviación de fase y magnitud que tiene lugar para cada voltaje cuando el mismo atraviesa cada sección de línea y repetidor. Con el fin de separar los vectores para la ilustración,  $e_1(f_1 + f_2)$  se ha ilustrado con un ángulo de referencia  $\alpha$  retrasado de la posición de  $e_1(f_1)$ ;  $e_1(f_1 + f_2 - f_3)$  se encuentra con el ángulo de referencia  $\beta$ . El vector  $e_1(f_1)$ , que representa la señal, se ilustra interrumpido porque es de mucha mayor magnitud y no a la misma escala que los vectores del producto de segundo y tercer orden.

La figura 2B muestra las relaciones que existen en la salida del segundo repetidor. En una línea con repetidores típica, los repetidores se prevén justamente con la ganancia necesaria para restablecer la amplitud de señal que se pierde por la atenuación de la sección de la línea entre los repetidores. En una línea tal, se imparte una desviación de fase a las señales que atraviesan cada sección de línea y combinación de repetidor que es aproximadamente una función lineal de frecuencia, pero no es exactamente directamente proporcional a la frecuencia. La frecuencia más elevada, la desviación de fase mayor, pero una frecuencia doble que una frecuencia dada experimentaría menos del doble de la desviación de fase de la frecuencia dada. Por tanto, cada uno de los tres voltajes que se muestran en la figura 2A, ha sido desviado en fase desplazándose a lo largo de la sección



de línea entre el primer y segundo repetidores, y su amplitud ha sido restablecida por el segundo repetidor a la que tenía en la salida del primer repetidor. Como sea que las frecuencias  $f_1$ ,  $f_2$  y  $f_3$  son de un valor limitado, las frecuencias del producto de segundo orden ( $f_1 + f_2$ ) y  $2f_1$  equivalen aproximadamente al doble de la frecuencia de la señal  $f_1$ , mientras que las frecuencias de producto de tercer orden ( $f_1 + f_2 - f_3$ ) y ( $2f_1 - f_2$ ) están limitadas al valor de la frecuencia de señal  $f_1$ . Por tanto, siendo la cuantía de la desviación de fase una función lineal de la frecuencia, el ángulo  $\phi$ , por el que el vector de señal  $e_1(f_1)$  fue desviado para dar  $e_2(f_1)$ , es aproximadamente igual a  $\phi_3$ , por el que era desviado  $e_1(f_1 + f_2 - f_3)$  para convertirse en  $e_{1-2}(f_1 + f_2 - f_3)$ .  $\phi_2$ , por el cual  $e_1(f_1 + f_2)$  era desviado para convertirse en  $e_{1-2}(f_1 + f_2)$ , por el contrario es considerablemente mayor que  $\phi_1$  ó  $\phi_3$ , pero menos del doble en tamaño.

Las faltas de linealidad del segundo repetidor generan productos de intermodulación de segundo y tercer orden, justamente como hizo el primer repetidor. Dichos productos se designan por el subíndice  $R_2$  en la figura 2B. La fase en la que son generados dichos productos con relación a la fase en la que fueron generados productos similares en el repetidor anterior se desvía en una cantidad igual a las cantidades combinadas en que se desviaron las señales contributivas. Es decir, si la señal  $e(f_1)$  fué desviada un ángulo  $\Delta_1$  y  $e(f_2)$  fue desviada



un  $\Delta_2$ , el producto  $e(f_1 + f_2)$  es desviado un ángulo  $(\Delta_1 + \Delta_2)$ . Análogamente, el producto  $e(f_1 + f_2 - f_3)$  es desviado un ángulo  $(\Delta_1 + \Delta_2 - \Delta_3)$ . Pero dado que como antes se ha dicho, las frecuencias  $f_1$ ,  $f_2$  y  $f_3$  son muy parecidas entre sí,  $\Delta_1$ ,  $\Delta_2$  y  $\Delta_3$  son aproximadamente el mismo ángulo  $\phi$ . Por tanto, el vector  $e_{R2}(f_1 + f_2)$  es desviado con respecto a  $e_1(f_1 + f_2)$  en un ángulo de aproximadamente  $2\phi$  mientras que  $e_{R2}(f_1 + f_2 - f_3)$  es desviado con respecto a  $e_1(f_1 + f_2 - f_3)$  en un ángulo aproximadamente igual a  $\phi$ . Se halla la suma resultante de productos de segundo y tercer orden, efectuando la suma vectorial. Los vectores  $e_{1-2}(f_1 + f_2)$  y  $e_{R2}(f_1 + f_2)$  se suman para dar por resultado el vector  $e_2(f_1 + f_2)$ , en tanto que los vectores  $e_{1-2}(f_1 + f_2 - f_3)$  y  $e_{R2}(f_1 + f_2 - f_3)$  se suman para dar por resultado  $e_2(f_1 + f_2 - f_3)$ . Ahora se puede ver que el ángulo en el que el producto de tercer orden  $e_{R2}(f_1 + f_2 - f_3)$  es generado por el repetidor -2- es aproximadamente igual que el ángulo por el que es desviado el producto de tercer orden  $e_1(f_1 + f_2 - f_3)$  por el paso desde la salida del repetidor 1 a la salida del repetidor 2. A diferencia de ello, el ángulo  $2\phi$  en el que es generado el producto de segundo orden  $e_{R2}(f_1 + f_2)$  difiere de manera importante del ángulo  $\phi_2$  por el que el producto  $e_1(f_1 + f_2)$  es desviado por el mismo paso.

Además, se imparte desviación de fase a la señal  $e(f_1)$  y la suma resultante de los productos de distorsión de segundo y tercer orden cuando atraviesan la



sección de línea entre el segundo y tercer repetidores y luego son añadidos por el tercer repetidor más productos de distorsión para elaborar los productos de intermodulación representados por los vectores de la figura 2C. Los vectores del producto de tercer orden  $e(f_1 + f_2 - f_3)$  han continuado para sumarse en fase, mientras que los vectores de producto de segundo orden  $e(f_1 + f_2)$  son lentamente desfasados hasta un grado mayor. La figura 2D muestra la suma de productos de segundo y tercer orden en la salida del quinto repetidor. En la figura 2D se ve fácilmente que el vector  $e(f_1)$  permanece en su magnitud original debido a la acción del repetidor de mantener esta amplitud como se ha explicado anteriormente. Sin embargo, la magnitud del vector del producto de segundo orden  $e(f_1 + f_2)$  empieza a disminuir porque el producto de segundo orden generado por el quinto repetidor  $e(f_1 + f_2)_{R7}$  está casi desfasado  $180^\circ$  con el producto de segundo orden acumulativo en el quinto repetidor. Por el contrario, el vector del producto de tercer orden  $e(f_1 + f_2 - f_3)$  ha continuado para sumarse en fase a lo largo de los cinco repetidores y su magnitud es ahora considerablemente mayor que la magnitud del vector del producto de segundo orden originalmente mayor.

De este modo se puede ver que, debido a que la frecuencia de los productos de intermodulación de tercer orden es muy próxima a la frecuencia de señal, los productos de tercer orden tienden a sumarse en fase y a



resultar una fuente dominante de ruido.

Utilizando la estructura de la figura 1, se evita dicha suma en fase porque el ángulo de fase en el que son generados los productos de tercer orden en los repetidores A difiere del ángulo en el que son generados en los repetidores B. La figura 3 ilustra la sustracción de dichos productos.

La figura 3A muestra las magnitudes y fases en la salida del repetidor 1 y un repetidor de tipo A en la figura 1. Con fines ilustrativos, pueden ser los mismos que los que se representan en la figura 2A con el producto de segundo orden  $e_1(f_1 + f_2)$  en el ángulo de referencia  $\alpha$  y el producto de tercer orden  $e_1(f_1 + f_2 - f_3)$  en el ángulo  $\beta$ . La figura 3B muestra las relaciones vectoriales a la salida del repetidor 2, un repetidor de tipo B en la figura 1. La señal transmitida y el producto de segundo orden  $e_2(f_1 + f_2)$  son aproximadamente los mismos como en el caso típico de la figura 2. Adicionalmente, el vector del producto de tercer orden  $e_1(f_1 + f_2 - f_3)$  del repetidor ha sido desviado el mismo ángulo  $\phi$  debido, como antes, a las características de la línea de transmisión para dar  $e_{1-2}(f_1 + f_2 - f_3)$  en el segundo repetidor. El repetidor B está preparado de manera que la fase del producto de tercer orden que engendra,  $e_{R2}(f_1 + f_2 - f_3)$  difiere de la del producto de tercer orden generada por un repetidor A que emplea las mismas señales de entrada. Si la diferencia es  $180^\circ$ , la suma vectorial de los productos de tercer orden provee

381044



la anulación. Entonces la distorsión de tercer orden  
deja de ser una característica de limitación de diseño  
de repetidor. En un caso práctico, cualquier diferen-  
cia en el ángulo de fase de los productos de tercer or-  
den generados por repetidores tipo A y tipo B produce  
5 alguna mejora conveniente y, una diferencia de entre  
120° y 240°, es suficiente para disipar las limitacio-  
nes de ruido impuestas por los productos de tercer orden.

En el ejemplo de realización de la figura 1 se  
10 provee la supresión del producto de tercer orden después  
de cada par de repetidores diferentes. Desde luego, es  
también factible proveer una sección de línea de trans-  
misión con varios repetidores tipo A en sucesión y otra  
sección con varios repetidores tipo B, que pueden ser  
15 un número menor, en sucesión. Entonces se realizaría  
distorsión de tercer orden mínima después de un par de  
secciones de la misma longitud. Mientras los repetido-  
res no generan los productos de tercer orden en fase con  
respecto unos con otros, entonces se reduce la distor-  
sión de tercer orden acumulada.  
20

Se ha descubierto que la fase de los productos  
de intermodulación de tercer orden elaborada por un am-  
plificador de transistor se puede desviar fácilmente sin  
un cambio grande en la desviación de fase de la señal  
25 que se transmite mediante la manipulación de la impedan-  
cia de carga y el voltaje de polarización del transistor.  
La fase de los productos de tercer orden se puede calcu-  
lar empleando las ya bien conocidas técnicas de análisis

381044



de circuito. Una de dichas técnicas se describe en el artículo "Análisis de distorsión de transistor, empleando representación de serie "Volterra" del "Bell System Technical Journal", Vol. XLVI nº 5 de mayo-junio de 1967, 5 pág. 991. El circuito equivalente empleado para el transistor debe, desde luego, tener en cuenta la no linealidad que da lugar a distorsión de intermodulación.

En la figura 4 se ilustra un circuito equivalente no lineal adecuado para un transistor conectado en configuración de emisor común. Como se muestra en el 10 diagrama, el circuito comprende tres puntos de unión -41- -42- y -43- que representan las conexiones de base, interna y de colector, respectivamente, siendo puesta a tierra la conexión del emisor. Los voltajes en los tres 15 puntos se denominan  $V_1$ ,  $V_2$  y  $V_3$  respectivamente. La alinealidad exponencial que relaciona corriente de emisor con voltaje de emisor se explica se explica en el diagrama por un generador de corriente de emisor dependiente de voltaje -44- conectado entre el punto de unión -42- y 20 tierra. La corriente de emisor en función de la característica de voltaje de emisor del transistor particular se puede expresar en una serie de Taylor de la forma

$$i_e = k(v_2) = k_1 v_2 + k_2 v_2^2 + k_3 v_2^3.$$

25 El generador de corriente -44- es designado, por tanto,  $k(v_2)$ . La capacitancia de emisor  $C_2$  pone en derivación al generador de corriente -44-.

Las alinealidades de avalancha y  $h_{FE}$  están repre-



sentadas por un generador de corriente de colector -46-  
conectado entre los puntos de unión -42- y -43- en para-  
lelo con la resistencia de colector  $R_c$ . La alinealidad  
de corriente de colector debida al efecto de avalancha  
5 es una función de colector hasta el voltaje de base  $v_3-v_1$   
(en valores de voltaje más elevados). Esto es debido a  
que  $h_{FE}$  es una función de la corriente de emisor  $i_e$  (en  
valores de corriente más elevados). Como sea que la re-  
lación entre la corriente de emisor y el voltaje de emi-  
10 sor ya se dió antes, la alinealidad  $h_{FE}$  se puede expre-  
sar como una función del voltaje de emisor  $v_2$ . Por tan-  
to, el generador de corriente de colector se designa por  
 $g(v_2, v_3-v_1)$ .

Finalmente, la capacitancia de colector es una  
15 función no lineal del voltaje de colector a base. Por  
ello, en el diagrama de la figura 4 se representa el ge-  
nerador de corriente de capacitancia de colector -47- co-  
nectado entre los puntos de unión -42- y -43- y designa-  
do por  $\gamma(v_3-v_2)$ .

20 La impedancia de carga transformada  $Z_1(S)$  está,  
desde luego, conectada entre el punto -43- y tierra, y  
un generador de voltaje de entrada  $v_g$  en serie con la im-  
pedancia de entrada transformada  $Z_g(S)$  está conectada en-  
tre el punto de unión -41- y tierra. La capacitancia de  
25 colector a base  $C_3$  se halla conectada entre los puntos  
-41- y -43- y la capacitancia de base-emisor  $C_1$  está co-  
nectada entre el punto -41- y tierra.

Con las cuatro fuentes de alinealidad expresadas



por las tres corrientes  $i_e$ ,  $i_c$  y  $i_{c_c}$  como series de Taylor basadas en los parámetros de transistor medidos, se pueden escribir ecuaciones de corriente y voltaje para el circuito y pueden ser solucionadas por medio de computador. Cuando el voltaje de entrada  $v_g$  comprende las tres frecuencias  $f_1$ ,  $f_2$  y  $f_3$ , se pueden calcular la magnitud y la fase de las funciones de transferencia lineal y de tercer orden. El método "Volterra" descrito en el artículo citado anteriormente suministra esta información convenientemente, si bien se pueden utilizar con buenos resultados otros métodos ya bien conocidos.

Los diagramas polares de las figuras 5A y 5B indican los resultados de dichos cálculos. La figura 5A muestra los vectores que representan las funciones de transferencia lineal y de tercer orden calculadas por un transistor de potencia típico con dos valores diferentes de impedancia de carga. Las frecuencias de entrada usadas fueron  $f_1 = 50$  MHz,  $f_2 = 40,1$  MHz y  $f_3 = 43,1$  MHz. Por tanto, la frecuencia de salida de tercer orden ( $f_1 + f_2 - f_3$ ) es igual a 47,0 MHz. Las condiciones de polarización de c.c. empleadas para determinar los parámetros de transistor fueron la corriente de emisor de 100 miliampers y el voltaje de colector a base de 10 volts. El vector -51- en línea continua representa la magnitud y fase calculadas de la función de transferencia lineal de la etapa de transistor en la frecuencia  $f_3$  de 43,1 MHz con un valor de impedancia de carga igual a 50 ohms, en tanto que el vector -52- en línea de trazos representa



la función de transferencia de tercer orden calculada en 47,0 mHz. Desde luego, no es posible trazar los vectores -51- y -52- a la misma escala, como la magnitud de la función de transferencia de tercer orden es sólo 1/20 de la magnitud de la función de transferencia lineal. Los vectores -53- y -54- representan los valores calculados de las mismas funciones de transferencia respectivas con la impedancia de carga cambiada a 200 ohms. Se puede apreciar fácilmente que la fase y magnitud de la función de transferencia lineal representada por los vectores en línea continua ha sido sólo ligeramente desviada, mientras que la fase de la función de transferencia de tercer orden representada por los vectores en línea de trazos ha sido desviada aproximadamente 180° y su magnitud ha sido partida por la mitad. Por tanto, la combinación de un amplificador con una impedancia de carga de 50 ohms y otro amplificador similar con impedancia de carga de 200 ohms produce una considerable anulación de tercer orden.

Mediante una comparación entre las figuras 5A y 5B se puede ver el efecto de un voltaje de polarización de colector a base más elevado sobre la sensibilidad de cambio de fase de tercer orden con impedancia de carga. Con el fin de calcular la magnitud y fase de las transformaciones lineal y de tercer orden para la figura 5B se empleó un voltaje de polarización de colector a base de 15 volts. Además, se utilizó una dispersión aún mayor de impedancia de carga, en 20 y 500 ohms. Por tanto, los

381044



5 vectores -61- y -62- representan las funciones de transferencia lineal y de tercer orden respectivamente con impedancia de carga de 20 ohms, mientras que los vectores -63- y -64- representan las funciones de transferencia de las dos señales respectivas con impedancia de carga de 500 ohms. Es evidente que la desviación en fase de la función de transferencia de segundo orden con impedancia de carga en polarización de 15 volts (figura 5B) fue menor que en polarización de 10 volts (figura 5A),  
10 mientras que la desviación en esta fase de la función de transferencia lineal fue mayor. Aunque la cuantía de la desviación de fase no es tan grande, se pueden obtener desviaciones de fase de tercer orden similares en la configuración de base común y colector común.

15 Los valores típicos de polarización para la realización de ruido de modulación óptimo de amplificadores individuales del tipo empleado son corriente de emisor de 100 miliampers y polarización de colector a base de 15 volts. Esto representa en el transistor una disipación  
20 de 1 watio y medio. Se puede obtener una ejecución equivalente de una línea con repetidores mediante el empleo de formas de realización de la presente invención si se polariza un tipo de amplificador de repetidor en 100 miliamperios, 5 volts ( $R_L = 200$  ohms) y el otro a 50 miliampers, 10 volts ( $R_L = 18,75$  ohms). Esto es un promedio  
25 de solamente medio watio de disipación por transistor. Es muy importante una economía de un watt por repetidor en energía eléctrica de c.c. que se puede transmitir en



una línea larga.

Evidentemente, la mayor desviación de fase del producto de tercer orden ocurre cuando se cambian los estados de funcionamiento entre aquellos donde predominan las alinealidades dependientes de voltaje y aquellos en que predominan las alinealidades dependientes de corriente. La cuantía de alinealidad dependiente de corriente puede ser controlada en una potencia de salida dada, variando para ello la impedancia de carga. Por tanto, en una impedancia de carga baja, existe una variación total de corriente grande para la misma potencia de salida y la alinealidad dependiente de corriente es elevada. La alinealidad dependiente del voltaje, que es debida en parte a la capacitancia del colector, es mayor en un voltaje de polarización pequeño. Por lo tanto, si se emplea voltaje de emisor-colector pequeño, y la impedancia de carga es cambiada sobre un alcance de uno por cuatro, tiene lugar un gran cambio del producto de tercer orden.

En un amplificador de repetidor de varias etapas que comprende una con un circuito de realimentación general, es generalmente suficiente con manipular la última etapa, puesto que esta etapa genera señales que superan en mucho a la mayor magnitud.

El circuito de prueba ilustrado en la figura 6 se puede emplear para medir el cambio en la fase del producto de tercer orden realizado mediante la manipulación del voltaje de polarización del transistor y la impedancia de carga. Tres generadores de señal -21-, -22- y -23- de



frecuencias portadoras adyacentes -21-, -22- y -23- respectivamente, están conectados a través de un acoplador híbrido -24- al amplificador bajo prueba -26- y un amplificador de referencia -27-. La salida de este amplificador está conectada por medio de un filtro pasabanda -31- a una entrada de un voltímetro vectorial -29-. La salida del amplificador a prueba -26- está conectada por medio de una cascada de filtros de eliminación de banda -28- a la otra entrada del voltímetro vectorial -29-. El filtro pasabanda -31- es ajustado con precisión para pasar solamente la frecuencia del producto de tercer orden en investigación,  $f_1 + f_2 - f_3$ , de manera que el voltímetro vectorial -29- se fijará sobre la frecuencia apropiada. Los filtros de eliminación de banda de cascada -28- son ajustados con precisión para eliminar las frecuencias fundamentales  $f_1$ ,  $f_2$  y  $f_3$  de manera que no enmascaren el producto de tercer orden deseado. El voltímetro vectorial -29- puede ser, por ejemplo, del modelo "Hewlett-Packard" nº 8405A. El producto de tercer orden  $f_1 + f_2 - f_3$  generado por el amplificador de referencia -27- provee la necesaria referencia de fase de la frecuencia adecuada en el voltímetro vectorial -29-, de manera que el amplificador de prueba generada -26- puede detectar cambios de fase del producto de la misma frecuencia. El voltímetro vectorial -29- lee directamente la diferencia de fase entre el producto de tercer orden de referencia engendrado por el amplificador -27- y el del producto generado por el amplificador de prueba, así como



las amplitudes de ambos productos para cada serie de estados. Evidentemente, este circuito se puede utilizar para diseñar repetidores empíricamente sin necesidad de cálculos largos.

5

N O T A  
=====

Se reivindica como objeto de la presente patente de invención :

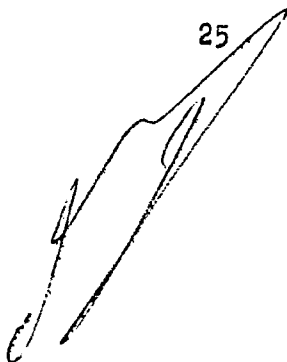
10

1. - Sistema de transmisión de señales múltiples con repetidores que comprende una pluralidad de amplificadores repetidores conectados en serie en una vía de transmisión para la transmisión de una pluralidad de señales en forma múltiplex, los amplificadores repetidores general inherentemente productos de intermodulación de tercer orden a partir de dicha pluralidad de señales múltiples, caracterizado porque algunos amplificadores repetidores (B) de los citados son aptos para generar productos de intermodulación de tercer orden que al menos parcialmente anulan los productos de intermodulación de tercer orden generadas por los otros amplificadores repetidores (A) de los mencionados.

20

25

2. - Sistema de transmisión según la reivindicación 1, caracterizado en que algunos de dichos otros amplificadores repetidores (A) ocupan individualmente posiciones consecutivas alternadas con algunos de dichos amplificadores repetidores (B) a lo largo de la mencionada vía de transmisión.





3. - Sistema de transmisión, según las reivindicaciones 1 ó 2, caracterizado porque los productos de intermodulación de tercer orden generados por dichos amplificadores repetidores (B) difieren en fase de los productos de intermodulación de tercer orden generados por los aludidos otros amplificadores repetidores (A) en una cuantía de entre 120° y 240°.

4. - Sistema de transmisión, según la reivindicación 3, caracterizado porque cada uno de dichos amplificadores repetidores (A + B) comprende una etapa final de amplificación de transistor, siendo la impedancia de carga de dicha etapa final de amplificación de transistor de cada uno de los citados otros amplificadores repetidores (A) al menos dos veces mayor que la impedancia de carga de la etapa final de amplificación de transistor de cada uno de los mencionados amplificadores repetidores (B).

5. - Sistema de transmisión de señales múltiples con repetidores.

Esta memoria consta de veintidós hojas, escritas por una sola cara.

BARCELONA, 8 JUN. 1970

P. A.



381044

FIG. 1

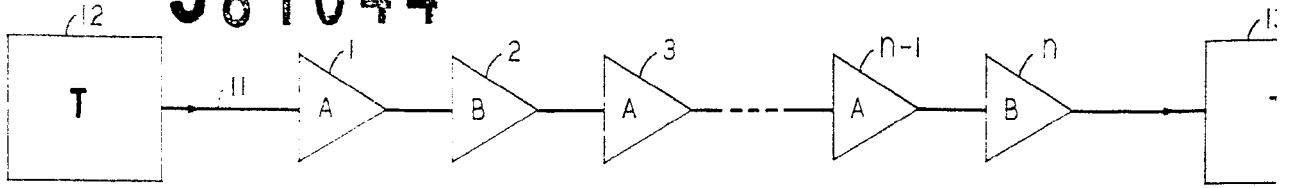


FIG. 6

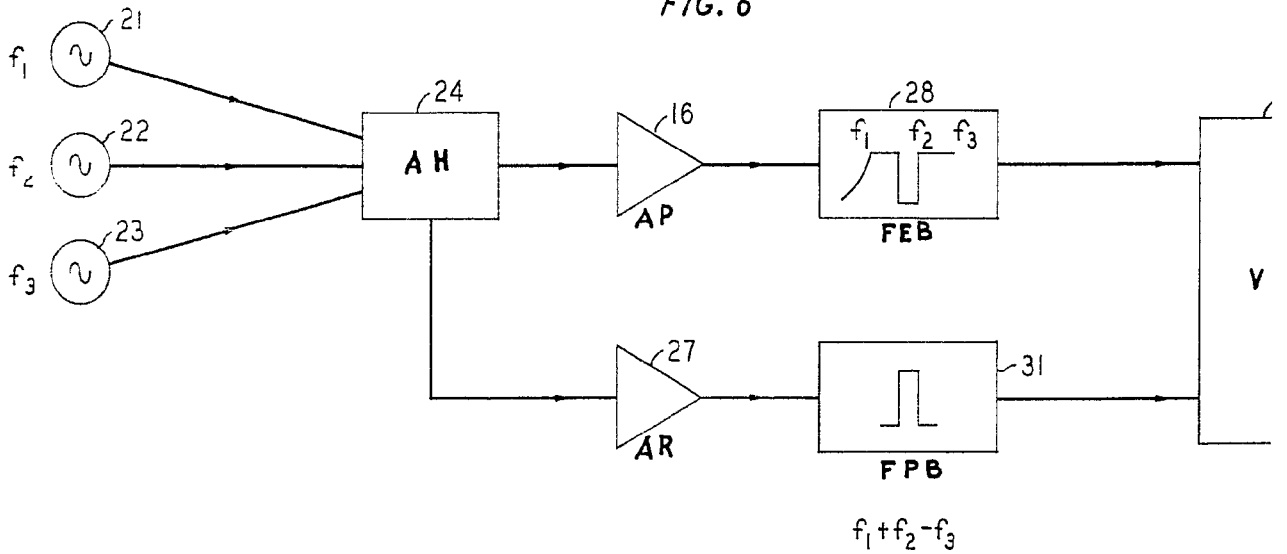


FIG. 2B

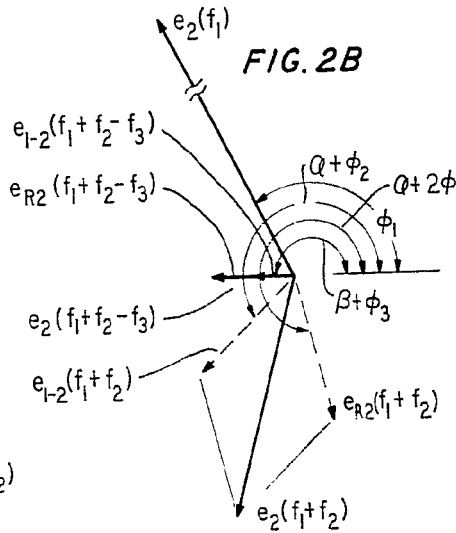


FIG. 2A

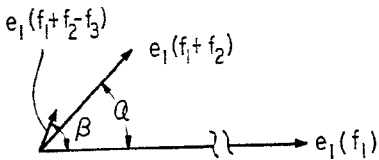


FIG. 3A

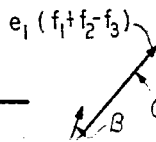


FIG. 2C

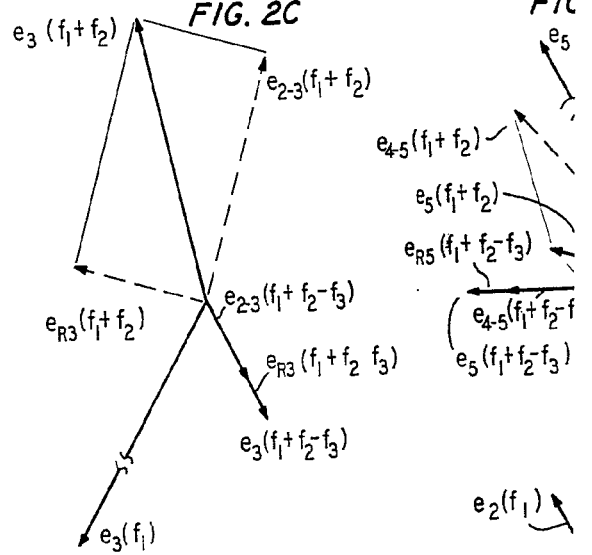


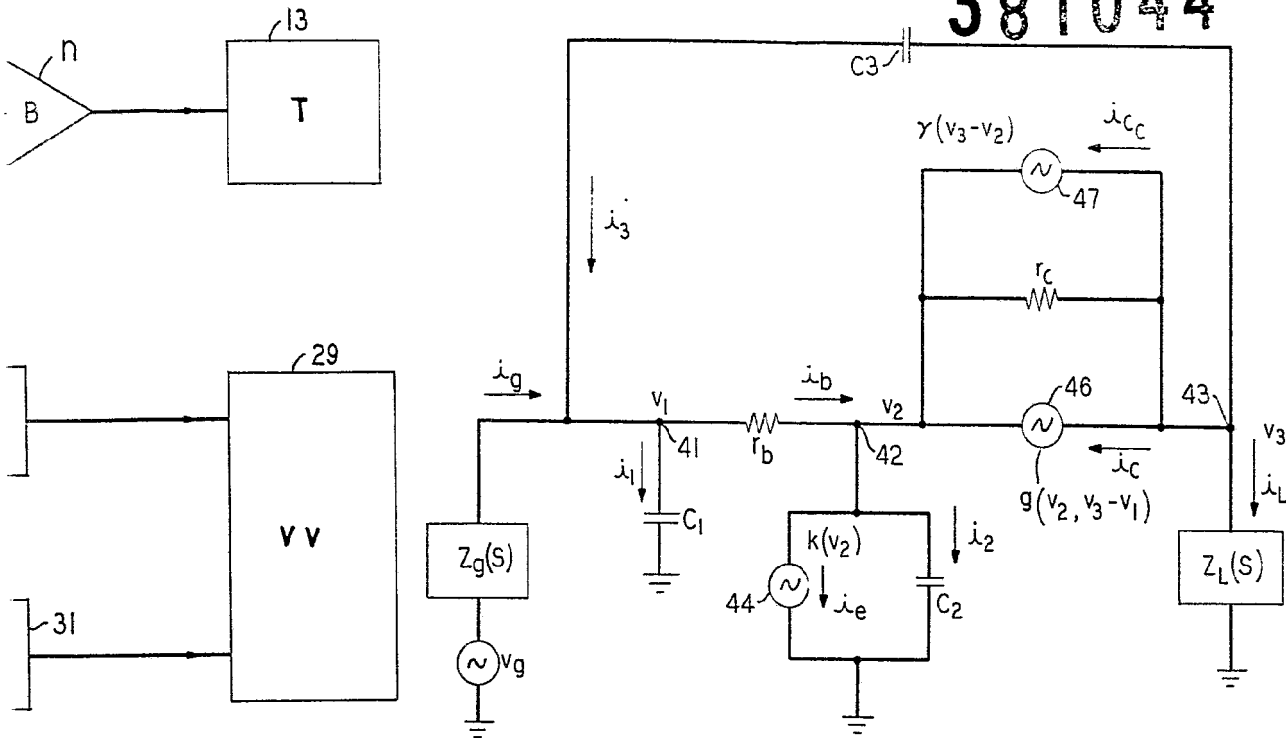
FIG. 3B

$e_2(f_1+f_2)$   
 $e_{1-2}(f_1+f_2)$

FIG. 4

S. NARAYANAN CASE 3

381044



C

FIG. 2D

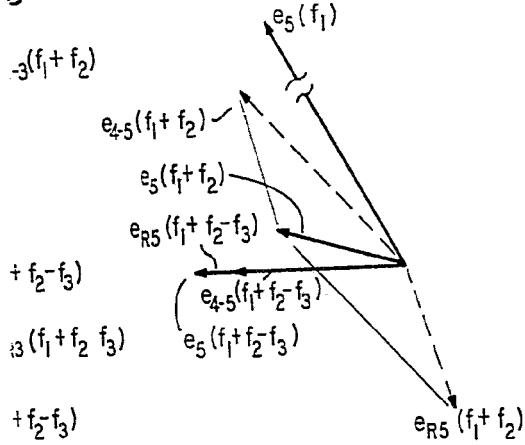


FIG. 3B

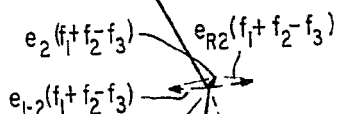


FIG. 5B

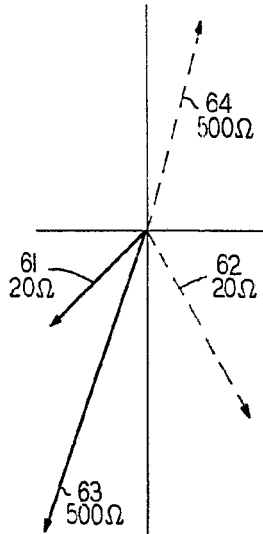
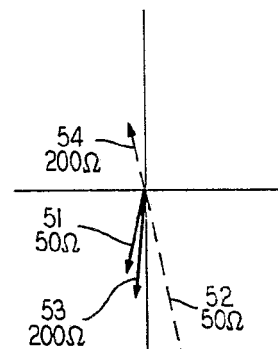


FIG. 5A



FOR AUTORIZACION:

*[Handwritten signature]*