

440113

PATENTE DE INVENCION
=====

SEIDEL, H. 100-(SS).
=====

Cl. Int. H04B

Memoria Descriptiva

sobre:

PERFECCIONAMIENTOS EN REDES DE FASE MINIMAS PARA INTRODUCIR
UN DEFASAJE DIFERENCIAL ENTRE DOS SEÑALES.

=====

Solicitante: WESTERN ELECTRIC COMPANY INCORPORATED, entidad norteamericana, residente en 195 Broadway, New York, 10007, EE. UU. de A.

=====

Esta solicitud se refiere a redes defasadoras para introducir un defasaje diferencial $\Delta \Phi(p)$ entre dos señales que se propagan a lo largo de dos trayectos de ondas diferentes. De un modo más específico, un primer defasador situado en una de dichos trayectos de ondas, pro-

5.

duce un defasaje $\phi_1(p)$ en una de las señales, y un segundo defasador, diferente al primero, situado en el otro trayecto de onda produce un defasaje $\phi_2(p)$ en la otra señal de forma que $\Delta\phi(p) = \phi_1(p) - \phi_2(p)$.

5. Existen muchas solicitudes de patente donde se describe que es importante ajustar con precisión el defasaje relativo de dos señales que se propagan a lo largo de dos trayectos de señales diferentes. Vease, por ejemplo, el amplificador de alimentación directa descrito en la patente Estadounidense Nº 3.667.065, y las redes de compensación de distorsión descritas en la patente Estadounidense Nº 3.732.502.

10. En muchos casos, la característica de fase deseada sobre la banda de frecuencia de interés es relativamente simple y se puede realizar fácilmente por medio de un solo defasador situado en uno de los dos trayectos de señales. No obstante, existen características de fase más complicadas que comprenden partes que tienen una inclinación negativa, correspondiente a retardos de tiempo negativos. Como es físicamente imposible crear un retardo de tiempo negativo, la práctica en
15. el pasado ha consistido en añadir longitudes diferentes de línea de transmisión a los dos trayectos de ondas de forma que los retardos adicionalmente positivos producidos por las mismas desplacen en exceso el retardo de tiempo negativo requerido.

20. A pesar de que el empleo de longitudes de línea de transmisión para introducir un retardo de tiempo relativo es probable en teoría, frecuentemente es impracticable debido a limitaciones de espacio.

25. Sí, por otro lado, se busca producir un defasaje diferencial prescrito utilizando solamente componentes de circuito de elementos concentrados pasivos, nos tenemos que encarar
- 30.

con una infinidad de soluciones donde solamente una es físicamente realizable como una red de fase mínima. El problema es encontrar entonces una solución de fase mínima realizable.

5. El término "fase mínima", según se emplea en esta memoria, se refiere a aquella red o solución que sirve para producir el resultado deseado sin ningún elemento innecesario. Se reconocerá que los defasadores idénticos, añadidos a ambos trayectos de ondas, no producen defasaje diferencial neto entre señales en los dos trayectos. Su inclusión sirve solamente para complicar los circuitos y, por consiguiente, se omiten convenientemente. Los defasadores mínimos obtenidos según las enseñanzas del presente omiten todos esos elementos de defasaje que no son esenciales.

10. Por consiguiente, el objeto más general del presente invento es sintetizar un defasaje diferencial necesario empleando solamente elementos concentrados pasivos en redes de fase mínima.

15. Una red para producir un defasaje diferencial necesario $\Delta\phi(p) = 2 \operatorname{arctg} \operatorname{Im} \gamma(p)$ entre dos señales que se propagan a lo largo de dos trayectos de ondas diferentes se caracteriza por disponer de defasadores de fase mínima primero y segundo situados en los trayectos de ondas respectivos y que comprenden solamente circuitos de elementos concentrados pasivos. De un modo más particular, el primer defasador introduce un defasaje $\phi_1(p) = 2 \operatorname{arctg} \operatorname{Im} \gamma_1(p)$, donde $\gamma_1(p)$ es la relación de un polinomio de orden par $E_1(p)$ y un polinomio de orden impar $O_1(p)$. De un modo similar, el segundo defasador introduce un segundo defasaje $\phi_2(p) = 2 \operatorname{arctg} \operatorname{Im} \gamma_2(p)$, es la relación de un polinomio de orden par $E_2(p)$ y un polinomio de orden impar $O_2(p)$. La condición para un defasaje mínimo

- es que todas las raíces de la ecuación $E_1(p) + O_1(p) = 0$, y el negativo de todas las raíces de la ecuación $E_2(p) + O_2(p) = 0$ sean también las raíces de la ecuación $E(p) + O(p) = 0$, donde $E(p)$ es un polinomio de orden par, $O(p)$ es un polinomio de orden impar, y $\gamma(p)$ se da como la relación de los polinomios $E(p)$ y $O(p)$. Se demuestra que hay un medio y solamente un medio físico realizable de distribuir el defasaje entre dos defasadores de fase mínima. Expondremos un procedimiento para determinar esta solución.
- 5.
10. En una primera modalidad del invento, cada defasador comprende una formación en tandem de dos acopladores de cuadratura idéntica conectados por medio de un defasador de 180° . Una red, situada en un trayecto de señales, tiene una característica de fase $\phi_1(p)$. La otra red, situada en el segundo trayecto de señales, tiene una característica de fase $\phi_2(p)$.
15. El defase diferencial neto resultante se obtiene entonces por $\phi_1(p) - \phi_2(p)$.
- En una segunda modalidad del invento, se emplean defasadores puenteados en T del tipo descrito en la patente Estadounidense 3.879.689.
20. Las ventajas y detalles de la invención se hacen evidentes en el transcurso de la descripción, que a título de ejemplo, se hace a continuación con relación a las figuras adjuntas, en las que:
25. La figura 1 ilustra, en un diagrama de conjuntos, un circuito para producir un defasaje diferencial entre señales en dos trayectos de ondas de señales.
- La figura 2 ilustra, en un diagrama de conjuntos, el circuito según la figura 1 donde el defasaje en cada uno de los dos trayectos de ondas se produce por medio de una red de
- 30.

todo paso compuesta por acopladores de cuadratura de elementos concentrados.

La figura 3 ilustra una característica de fase ilustrativa en función a la frecuencia.

5. Las figuras 4 y 5 ilustran formaciones de acopladores de cuadratura de elementos concentrados.

La figura 6 ilustra un defasador puenteado en T.

10. Las figuras 7A, 7B, 8A y 8B ilustran partes de circuito de dos defasadores puenteados en T para sintetizar un defasador diferencial de 90°.

La figura 9 ilustra un defasador diferencial que emplea un par de defasadores puenteados en T que comprenden los circuitos de las figuras 7A, 7B, 8A y 8B.

15. Refiriéndonos a los dibujos, la figura 1 ilustra en un diagrama de conjuntos un circuito para producir cualquier defasaje diferencial arbitrario $\Delta \phi (p)$ entre dos señales e_1 y e_2 que se propagan a lo largo de dos trayectos de ondas de señales 5 y 6. Los dos trayectos de ondas se acoplan a un acceso de entrada común NP por medio de un divisor de señales 9.

20. Un primer defasador 10, situado en el trayecto de señales 5, produce un defasaje $\phi_1 (p)$ en la señal e_1 . Un segundo defasador 11, situado en el trayecto de señales 6, produce un defasaje $\phi_2 (p)$ en la señal e_2 . El defasaje diferencial neto entre las dos señales introducidas por los defasadores 10 y 11 es, por lo tanto,

$$\Delta \phi (p) = \phi_1 (p) - \phi_2 (p). \quad (2)$$

25. Por la ecuación (2) parecería, que conociendo el defasaje diferencial deseado $\Delta \phi (p)$, se podría elegir arbitrariamente $\phi_1 (p)$ o bien $\phi_2 (p)$ y resolver el otro. Lógicamente,

30.

5. se puede hacer en el sentido matemático y obtener una solución. No obstante, pronto se descubriría que las soluciones exigen normalmente inductores negativos y capacitores negativos y, como tales, no pueden ser físicamente realizables. De hecho, se puede demostrar que de la infinidad de soluciones matemáticas de fase mínima posibles, solamente hay una que sea físicamente realizable. El procedimiento para hallar esta solución se expone a continuación.

(1) Dado $\Delta\phi(p)$, lo podemos representar como

10.
$$\Delta\phi(p) = 2 \operatorname{arctg} \operatorname{Im} \Gamma(p) \quad (3)$$

donde $\Gamma(p)$ se expresa como la relación de un polinomio de orden impar, $O(p)$ y un polinomio par, $E(p)$, de este modo, $\Gamma(p)$ se puede expresar bien como

$$\Gamma(p) = \frac{O(p)}{E(p)} \quad (4)$$

15. o como
$$\Gamma(p) = \frac{E(p)}{O(p)} \quad (5)$$

(2) En uno u otro caso, se forma la ecuación

$$1 + \Gamma(p) = 0 \quad (6)$$

y resolver p . obteniéndose raíces P_1, P_2, \dots, P_n .

20. (3) Las raíces se separan entonces en dos grupos (a) y (b), donde en las raíces del grupo (a) comprenden todas las raíces cuyas partes reales son positivas, y las raíces del grupo (b) comprenden todas las raíces cuyas partes reales son negativas.

25. (4) Se forma un polinomio $p_1(p)$ del negativo de todas las raíces en el grupo (a).

(5) Se segregan los términos de orden par $E_1(p)$ y los términos de orden impar $O_1(p)$ del polinomio $p_1(p)$ y se forma la relación

30.
$$p_1(p) = \frac{E_1(p)}{O_1(p)} \quad (7)$$

$$\gamma_1(p) = \frac{O_1(p)}{E_1(p)} \quad (8)$$

concordando con la relación empleada para $\gamma(p)$.

(6) Se forma un polinomio $p_2(p)$ de todas las raíces en el grupo (b).

5. (7) Se segregan los términos de orden par $E_2(p)$ y los términos de orden impar $O_2(p)$ del polinomio $p_2(p)$ y se forma la relación

$$\gamma_2(p) = \frac{E_2(p)}{O_2(p)} \quad (9)$$

10.
$$\gamma_2(p) = \frac{O_2(p)}{E_2(p)} \quad (10)$$

concordando de nuevo con las relaciones empleadas para formar $\gamma(p)$.

15. (8) Las características de defasaje $\phi_1(p)$ y $\phi_2(p)$ para los dos defasadores 10 y 11 que dan lugar a circuitos de fase mínima físicamente realizables y producen el defasaje diferencial necesario $\phi_\Delta(p)$, son entonces

$$\phi_1(p) = 2 \operatorname{arctg} \operatorname{Im} \gamma_1(p) \quad (11)$$

$$\phi_2(p) = 2 \operatorname{arctg} \operatorname{Im} \gamma_2(p) \quad (12)$$

(1) Dado, en un primer ejemplo numérico.

20.
$$\Delta \phi(p) = 2 \operatorname{arctg} \operatorname{Im} \gamma(p), \quad (13)$$

$$\gamma(p) = \frac{p^3 + p}{4p^2 - 6} \quad (14)$$

(2) Se forma la ecuación

$$1 - \gamma(p) = 0 \quad (15)$$

25. dando
$$1 - \frac{p^3 + p}{4p^2 - 6} \quad (16)$$

resolviendo las raíces, obtenemos

$$P_1 = 1$$

$$P_2 = -2$$

30.

$$P_3 = -3$$

(3) La raíz de grupo (a) es

$$P_1 = 1$$

Las raíces de grupo (b) son

$$P_2 = -2$$

$$P_3 = -3$$

5.

(4) El polinomio de raíces del grupo (a) es

$$P_1(p) = p + 1 \quad (17)$$

(5) Por lo tanto $\text{Im } \gamma_1(p) = \omega$. (18)

10.

(6) El polinomio de raíces del grupo (b) es

$$P_2(p) = (p+2)(p+3) = p^2 + 5p + 6 \quad (19)$$

(7) Por lo tanto $\text{Im } \gamma_2(p) = \frac{5\omega}{-\omega^2 + 6}$ (20)

(8) Las dos características de defasaje derivadas

$\phi_1(p)$ y $\phi_2(p)$ son entonces

15.

$$\phi_1(p) = 2 \arctg \quad (21)$$

$$\phi_2(p) = 2 \arctg \frac{5\omega}{-\omega^2 + 6} \quad (22)$$

Según se ha indicado anteriormente, la distribución de defasaje entre los dos trayectos de ondas se obtiene por las ecuaciones (21) y (22) y es única en el sentido de que es la única distribución físicamente realizable.

20.

Por lo tanto, la función $\gamma(p)$ se ha considerado simplemente como una expresión matemática. En las dos modalidades ilustrativas actualmente en consideración, la significación física de la función $\gamma(p)$ resultará evidente junto con las significaciones físicas de las diversas etapas de procedimiento descritas anteriormente.

25.

Refiriéndonos una vez más a los dibujos, la figura 2 ilustra, en un diagrama de conjuntos, una primera modalidad ilustrativa del invento para producir un defasaje diferencial

30.

arbitrario $\Delta \phi(p)$. Empleando los mismos números de identificación que en la figura 1 para referenciar componentes correspondientes, el circuito comprende dos trayectos de ondas 5 y 6 conectados a una fuente de señales común 7. En el trayecto de señales 5 se sitúa un primer defasador 10 que comprende una formación en tandem de dos acopladores de cuadratura idénticos 12 y 13 conectados por medio de un defasador 14 de 180° . Un segundo defasador 11, situado en el trayecto 6, comprende también una formación en tandem de dos acopladores de cuadratura idénticos 15 y 16 conectados por medio de un defasador 17 de 180° , donde los acopladores 15 y 16 son diferentes a los acopladores 12 y 13.

Cada uno de los acopladores 12, 13, 15 y 16 tiene cuatro accesos 1, 2, 3 y 4, dispuestos por pares 1-2 y 3-4, donde los accesos de cada par se conjugan entre sí y en una relación de acoplamiento con los accesos de los otros dos de dichos pares. De un modo más particular, un coeficiente de acoplamiento t define el acoplamiento entre los accesos 1-3 y 2-4, y un coeficiente de acoplamiento k define el acoplamiento entre los accesos 1-4 y 2-3. A pesar de que t y k son cantidades generalmente completas cuyas magnitudes y fases varían en función a la frecuencia, se relacionan con todas las frecuencias, de modo que

$$\{k^2\} + \{t^2\} = 1 \quad (23)$$

Además, los coeficientes de acoplamiento llevan un defasaje de 90° constante uno con relación al otro.

En una formación en tandem de acopladores, los accesos en una par de conjugados de una acoplador se conectan, respectivamente, a los accesos de un par de accesos conjugados del acoplador siguiente en la formación. De este modo,

- en cada uno de los defasadores 10 y 11, los accesos 3 y 4 del primer acoplador (12, 15) se conectan, respectivamente, a los accesos 1 y 2 en el segundo acoplador (13, 16) para formar, en cada caso, una formación en tandem. De un modo más específico, según se describe en la patente Estadounidense 3.184.691, cuando estas dos conexiones comprenden un defasaje relativo de 180° la formación pasa a ser una red de todo paso donde una señal de entrada, alimentada al acceso de entrada del primer acoplador, se acopla solamente a uno de los dos accesos de salida posibles del segundo acoplador. De este modo, el defasador 10 comprende el defasador 14 de 180° en el trayecto que conecta el acceso 3 del acoplador 12 al acceso 1 del acoplador 13, y el defasador 11 comprende el defasador 17 de 180° en el trayecto que conecta el acceso 3 del acoplador 15 con el acceso 1 del acoplador 16.

- Según se ha indicado, cuando se conecta en la forma descrita, una señal de entrada $E|_0$, alimentada al acceso 1 del acoplador 12, produce una señal de salida E, en el acceso 3 del acoplamiento 13 con un ángulo de componente reactiva ϕ_1 (p) dado por

$$\phi_1(p) = 2 \operatorname{arctg} \operatorname{Im} \sqrt{\gamma_1(p)} \quad (24)$$

donde $\gamma_1(p)$, es la relación de división de la señal por cada uno de los acopladores 12 y 13, y se obtiene por

$$\gamma_1(p) = k_1 / t_1 \quad (25)$$

- De un modo similar, la señal $E|_0$, alimentada al acceso 1 del acoplador 15 produce una señal de salida E con el acceso 3 del acoplador 16 con un ángulo de componente reactiva ϕ_2 (p) dado por

$$\phi_2(p) = 2 \operatorname{arctg} \operatorname{Im} \sqrt{\gamma_2(p)} \quad (26)$$

- donde $\gamma_2(p)$ es la relación de división de señal para cada uno

de los acopladores 15 y 14, y se obtiene por

$$\gamma_2(p) = k_2/t_2 \quad (27)$$

El defasaje diferencial neto entre las dos señales de salida es entonces (28)

5.
$$\Delta\phi(p) = \phi_1(p) - \phi_2(p) = 2 \operatorname{arctg} \operatorname{Im} \gamma_1(p) - 2 \operatorname{arctg} \operatorname{Im} \gamma_2(p)$$

Según se verá por las ecuaciones (25) y (27), la función γ en esta modalidad caracteriza la relación de división de señal de los acopladores de cuadratura que componen las redes de todo paso 10 y 11. Por la ecuación (28) podría parecer que para obtener un defasaje diferencial particular, simplemente se tendría que definir una de las dos variables $\gamma_1(p)$ o $\gamma_2(p)$, y resolver entonces la otra. No obstante, si se recurre a este modo aleatorio de enfocar el problema, la probabilidad de obtener una solución físicamente realizable es remota, por las razones que se explicarán a continuación.

10. En las patentes Estadounidenses 3.514.722 y 3.763.437, se explica que se puede sintetizar un acoplador de cuadratura equivalente teniendo cualquier relación de división de señal arbitraria, que se puede expresar como la relación

20. de un polinomio de orden impar y un polinomio de orden par, por medio de una formación en tandem de acopladores de cuadratura con elementos concentrados. Así, cada uno de los acopladores 12 y 13 en el defasador 10, y cada uno de los acopladores 15 y 16 en el defasador 11 se pueden definir como

25. una formación en tandem de acopladores de cuadratura con elementos concentrados que tienen la relación de división de señal necesaria exigida por la ecuación (28). No obstante, en el caso general, esta síntesis exige ambas secciones de acoplador positiva y negativa, donde el término "acoplador negativo"

30. se refiere a un acoplador compuesto por inductores ne-

- gativos y capacitores negativos. Como dichos elementos de circuito no se pueden realizar empleando elementos pasivos simples, un acoplador negativo, para todo fin práctico, es también irrealizable. En aquellos casos en que solamente interesa
5. la relación de división de señales, se puede conseguir el equivalente de un acoplador negativo por medio de un acoplador positivo precedido por un defasador de 180° según se describe en la patente Estadounidense 3.514.722. No obstante, cuando se trata de defasaje, como en el caso presente, no se puede recurrir a este medio. Por lo tanto, una dificultad que surge con
10. la técnica aleatoria indicada para diseñar un defasador diferencial, consiste en el hecho de que la elección particular de $\gamma_1(p)$, o la solución particular para $\gamma_2(p)$ puede exigir una formación de acoplador que comprenda una o más secciones de
15. acoplamiento negativo. Para evitar este resultado, se procede según se ha indicado anteriormente con relación a la figura 1. No obstante, conociendo la significación física de las diversas etapas en el procedimiento, se puede hacer un cierto número de modificaciones y simplificaciones, según se ilustra en el ejemplo siguiente.
20. (1) Se expresa la función de defasaje deseada como
- $$\Delta\phi(p) = 2 \operatorname{arctg} \operatorname{Im} \gamma(p) \quad (29)$$
- (2) Se resuelve $\gamma(p)$, obteniéndose
- $$\operatorname{Im} \gamma(p) = \operatorname{tg} \frac{\Delta\phi(p)}{2} \quad (30)$$
25. (3) Se traza $\operatorname{tg} \frac{\Delta\phi(p)}{2}$ (ordenadas) en función a la frecuencia ω (abscisas), obteniéndose una curva 50, según se ilustra en la figura 3.
- (4) Se define una gama de frecuencias de interés, ω_a a ω_b , según se indica en la figura 3.
30. (5) Se expresa $\gamma(p)$ como una relación de un polinomio de orden

impar a un polinomio de orden par

$$\gamma(p) = \frac{a_1 p^1 + a_3 p^3 + a_5 p^5 + \dots + a_{2n-1} p^{2n-1}}{1 + a_2 p^2 + a_4 p^4 + \dots + a_{2m} p^{2m}} \quad (31)$$

donde n y m son enteros.

5. (6) Para definir los coeficientes $a_1, a_2, \dots, a_{2n-1}$ y a_2, a_4, \dots, a_{2m} se debe definir primero cuantas secciones de acopladores nos proponemos emplear, recordando que, de hecho, se empleará doble número para formar las redes de todo paso. Si la función $\gamma(p)$ es una función relativamente simple, se necesitarán, en general menos acopladores para aproximarse a la función.
10. Por otro lado, si $\gamma(p)$ es una función más compleja, se obtiene una mejor coincidencia empleando un mayor número de secciones. El factor determinante de cualquier solución es la desviación máxima permisible que puede tolerar el sistema. Con fines ilustrativos, elegimos emplear seis secciones para sintetizar la función γ . Esto define también el término de orden superior en la función γ como p^6 , por lo que la ecuación (31) se reduce a
- $$\gamma(p) = \frac{a_1 p^1 + a_3 p^3 + a_5 p^5}{1 + a_2 p^2 + a_4 p^4 + a_6 p^6} \quad (32)$$
15. (7) Sustituyendo cada uno de los puntos elegidos por $(\omega_1, \gamma_1), (\omega_2, \gamma_2) \dots (\omega_6, \gamma_6)$, obtenemos seis ecuaciones que se resuelven simultáneamente para los seis coeficientes $a_1, a_2, a_3, \dots, a_6$. De esta manera, la función $\gamma(p)$ se consigue con aproximación dentro de límites especificados.
20. (8) Entonces se forma la ecuación
- $$1 - \gamma(p) = 0 \quad (33)$$
25. y se resuelven las seis raíces de la ecuación. Estas, en general, pueden comprender raíces reales negativas, raíces reales positivas, y raíces complejas que pueden tener componentes
30. reales positivos o negativos. Con fines ilustrativos, suponemos

una solución que comprende cuatro raíces reales positivas p_1, p_2, p_3, p_4 , y dos raíces reales negativas $-p_5$, y $-p_6$, donde las cuatro raíces positivas corresponden a acopladores negativos y las dos raíces negativas corresponden a acopladores positivos. Estas raíces especifican las frecuencias de cruzamiento para las seis secciones de acopladores, donde la frecuencia de cruzamiento es aquella frecuencia para la cual $|k|=|t|$ para el acoplador respectivo.

Lo que hemos sintetizado hasta este punto es una disposición o formación en tandem de seis acopladores que tienen una relación de división de señales general $\gamma(p)$, y un defasaje $\frac{\Delta\phi(p)}{2}$ sobre la banda ω_a a ω_b de forma que

$$\frac{\Delta\phi(p)}{2} = \text{arctg Im } \gamma(p) \quad (34)$$

No obstante, dicha formación es irrealizable en el sentido de que comprende cuatro acopladores negativos. Esto ilustra que el defasaje prescrito no se puede sintetizar por medio de un defasador. Por consiguiente, procedemos, según las enseñanzas del presente invento, a considerar los dos acopladores positivos y los cuatro acopladores negativos por separado. En particular consideramos primero una formación en tandem de dos acopladores positivos cuyas frecuencias de cruzamiento son ω_5 y ω_6 . Estos dos acopladores, ilustrados en la figura 4, forman un acoplador equivalente que tiene una relación de división de señal $\gamma_1(p)$ y un defasaje $\phi_1(p)$ de forma que

$$\phi_1(p) = \text{arctg Im } \gamma_1(p) \quad (35)$$

De un modo similar, una formación en tandem de cuatro acopladores negativos, ilustrada en la figura 5, forma un segundo acoplador equivalente que tiene una relación de división de señal $\gamma_2(p)$ y un defasaje $-\phi_2(p)$ de forma que

$$\phi_2(p) = \arctg \operatorname{Im} \sqrt[2]{p} \quad (36)$$

El defasaje neto a través de una formación en tandem de los acopladores positivos de la figura 4 y los acopladores negativos de la figura 5 es entonces

$$5. \quad \frac{\Delta \phi(p)}{2} = \phi_1(p) - \phi_2(p) \quad (37)$$

A pesar de que se reconoce que los acopladores negativos son irrealizables, el equivalente del defasaje negativo $-\phi_2(p)$ se puede obtener colocando los acopladores positivos en uno de los dos trayectos de señal, y colocando el equivalente positivo de los acopladores negativos en el otro trayecto de señal. (Esto, según se verá, es el equivalente de tomar el negativo de las raíces positivas para formar el polinomio $P_1(p)$ en la fase (4) del procedimiento expuesto anteriormente con relación a la figura 1). Así, si en la modalidad de la figura 2, cada uno de los acopladores 12 y 13 comprende los dos acopladores positivos de la figura 4, y cada uno de los acopladores 15 y 16 comprende el equivalente positivo de los cuatro acopladores negativos de la figura 5, los defasajes resultantes $\phi_1(p)$ y $\phi_2(p)$ en todas las redes de todo paso 10 y 11 son, respectivamente,

$$\phi_1(p) = 2\phi_1(p) = 2 \arctg \operatorname{Im} \sqrt[2]{p} \quad (38)$$

$$y \quad \phi_2(p) = 2\phi_2(p) = 2 \arctg \operatorname{Im} \sqrt[2]{p} \quad (39)$$

El defasaje diferencial entre las señales en los dos trayectos de ondas es entonces

$$25. \quad \Delta \phi(p) = \phi_1(p) - \phi_2(p) \quad (40)$$

$$\begin{aligned} \Delta \phi(p) &= 2 \arctg \operatorname{Im} \sqrt[2]{p} = \\ &= 2 \arctg \operatorname{Im} \sqrt[2]{p} - 2 \arctg \operatorname{Im} \sqrt[2]{p} \quad (41) \end{aligned}$$

Se verá que el procedimiento indicado anteriormente para dividir el defasaje diferencial prescrito es de tal magnitud que solamente se utilizan secciones de acopladores posi-

30.

tivos en las dos redes de todo paso 10 y 11. Como tales las redes son totalmente realizables.

La solución para lograr sintetizar un defasador diferencial, donde $\Delta\phi(p)$ se encuentra 90° sobre una banda de frecuencia de cuatro a uno, es la siguiente

5.

(1) $\Delta\phi(p) = 90 = 2 \operatorname{arctg} \operatorname{Im} \sqrt{p}$

(2) $\operatorname{Im} \sqrt{p} = 1$

(3) Definimos la banda de frecuencias como 0,5 a 2

10.

(4) Elegimos seis puntos dentro de esta banda, definiendo de este modo un acoplado de seis secciones. El lugar en que estos puntos se encuentran dentro de la banda completamente arbitrario. En el caso presente los puntos se han elegido para producir una fluctuación o fundido de fase constante sobre la banda de interes.

15.

(5) Utilizando estos parámetros, resolvemos los seis coeficientes de la ecuación (32) y resolvemos entonces la ecuación (33) para obtener las seis raíces

$$p_1 = - 0,1178$$

$$p_2 = - 0,7449$$

20.

$$p_3 = - 2,6180$$

$$p_4 = + 8,4858$$

$$p_5 = + 1,3425$$

$$p_6 = + 0,3820$$

25.

Se verá que en este ejemplo todas las raíces son números reales de los cuales tres son negativos y tres positivos. Cuando una raíz es un número real, corresponde a un acoplador de cuadratura que tiene una frecuencia de cruzamiento ω_{cr} dada por

$$\omega_{cr} = - p_r$$

30.

De este modo, las frecuencias de cruzamiento corres-

pendientes a estas seis raíces son

$$\omega_{c1} = 0,1178$$

$$\omega_{c2} = 0,7449$$

$$\omega_{c3} = 2,6180$$

5. $\omega_{c4} = -8,4858$

$$\omega_{c5} = -1,3425$$

$$\omega_{c6} = -0,3820$$

10. Se verá que hay tres frecuencias de cruce positivas, correspondientes a tres acopladores positivos, y tres frecuencias de cruce negativas, correspondientes a tres acopladores negativos. Por lo tanto, en el defasador diferencial resultante, cada uno de los acopladores 12 y 13 en la red de todo paso 10 comprende una formación en tandem de los tres acopladores de elementos concentrados positivos cuyas frecuencias de cruzamientos son 0,1178, 0,7449 y 2,6180, respectivamente, mientras que cada uno de los acopladores 15 y 16 en la red

15. de todo paso 11 comprende una formación en tandem del equivalente positivo de los tres acopladores de cuadratura con elementos concentrados negativos cuyas frecuencias de cruzamiento son, respectivamente, 8,4858, 1,3425 y 0,3820.

20.

Si la solución de la ecuación (33) comprende también uno o más pares de raíces complejas conjugadas, $-\delta_r + i\omega_r$, el resultado es una síntesis ligeramente diferente. Según se ilustra en la patente Estadounidense 3.763.437 un par de raíces complejas conjugadas se sintetiza por medio de un par de acopladores conectados en serie (al contrario que conectados en tandem). De un modo específico, se hace una conexión en serie conectando los terminales adyacentes de las dos bobinas de uno de los acopladores a los terminales opuestos de una de las bobinas del segundo acoplador. Las frecuencias

25.

30.

de cruce reales ω_{c1} y ω_{c2} de los acopladores respectivos de dicho par, en función a los componentes reales y complejos α_r y ω_r de las raíces complejas, son

$$\omega_{c1} = 2\alpha_r \quad (43)$$

$$\omega_{c2} = \frac{\alpha_r^2 + \omega_r^2}{2\alpha_r} \quad (44)$$

Por lo tanto, en todos los casos, cada uno de los acopladores que forman la formación en tandem es un acoplador simple que tiene una raíz real simple o un acoplador doble que tiene un par de raíces complejas conjugadas. Por cada defasador, todas estas raíces son también las raíces, respectivamente, de las funciones $\Upsilon_1(p)$ y $\Upsilon_2(p)$ y, en un defasador diferencial de fase mínima, son también las raíces de la función $\Upsilon(p)$. Las funciones Υ para los dos defasadores son

$$\text{Im } \Upsilon_1(p) = \frac{\omega^3 - 2,346\omega}{3,481\omega^2 - 0,2297} \quad (45)$$

$$\text{y } \text{Im } \Upsilon_2(p) = \frac{\omega^3 - 15,147\omega}{10,210\omega^2 - 4,352} \quad (46)$$

La tabla I expuesta a continuación indica el defasaje diferencial para la resultante en función a la frecuencia.

Tabla I

Frecuencia Δ Defasaje

Los cálculos matemáticos proporcionan un defasaje nominal de 90° con una fluctuación no superior a 0,0053 grados sobre la banda de interés. No obstante, la truncación de la precisión decimal de las raíces durante el curso de los cálculos produjo el efecto de desplazar ligeramente el defasaje nominal. Así, la tabulación muestra siempre un defasaje real que ondula o fluctúa alrededor de un valor ligeramente superior a los 90°, con una variación de cresta a cresta de aproximadamente doble de 0,0053. Para obtener esta característica de fluctuación par-

5. ticular, las frecuencias de los seis puntos elegidos (frecuencias de 90 grados) fueron 0,5128, 0,6180, 0,8407, 1,1894, 1,6180 y 1,9500. Un conjunto diferente de frecuencias produciría una característica de fluctuación diferente, donde las amplitudes de fluctuación habrían sido desiguales.

10. En la segunda modalidad del invento, que se describe a continuación, el defasaje producido en cada uno de los dos trayectos de ondas se consigue por medio del defasador puenteado en T según se ilustra en la figura 6. Dicho defasador comprende un transformador 70 con una relación de espiras de 1:1 de acoplamiento fuerte, y un par de redes reactivas 71 y 72. Los dos arrollamientos del transformador 73 y 74 se conectan en serie de adicción de forma que los campos magnéticos producidos por una corriente común que fluya a través de los mismos se suma de una forma constructiva. Esta conexión está indicada por un conductor 76 que se ilustra conectando un terminal del arrollamiento 73 al terminal opuesto del arrollamiento 74.

15. Una de las redes 71, que tiene una impedancia reactiva X, se conecta a través de los arrollamientos del transformador conectados en serie formando en un terminal una primera unión común 1, y en el otro terminal una segunda unión común 2. La otra red 72, que tiene una susceptancia B, se conecta entre el conductor 76 y una tercera unión común 3, donde las uniones 1 - 3 y las uniones 2 - 3 constituyen los dos accesos del defasador.

20. Según se explica en la solicitud pendiente citada, dicho defasador tiene una impedancia de entrada y una impedancia de salida Z_0 cuando la impedancia X de la red 71, y la admitancia B de la red 72 se relacionan de forma que

25.

30.

$$\frac{X}{Z_0} = BZ_0 \quad (47)$$

El defasaje $\phi(p)$, a través de dicha red se obtiene por

$$\phi(p) = 2 \operatorname{arctg} X/2Z_0 \quad (48)$$

5.

$$\phi(p) = 2 \operatorname{arctg} BZ_0/2 \quad (49)$$

Si se compara la ecuación (48) (o la ecuación (49)) con la ecuación (1) es evidente que en esta segunda modalidad del invento, la función γ define la impedancia terminal (o admitancia) de una red reactiva de un acceso. Específicamente,

10.

$$\operatorname{Im} \gamma(p) = \frac{X}{2Z_0} \quad (50)$$

$$X = 2Z_0 \operatorname{Im} \gamma(p) \quad (51)$$

15.

Por lo tanto, la primera etapa para sintetizar un defasador diferencial empleando redes puenteadas en T, según las enseñanzas del presente invento, es formar las funciones $\gamma_1(p)$ y $\gamma_2(p)$, según se ha indicado anteriormente con relación a la figura 1. Una vez que estas funciones se definen como una relación de un polinomio de orden par y un polinomio de orden impar, las redes correspondientes se pueden sintetizar fácilmente empleando el teorema de reactancia Foster según se describe, por ejemplo, en el capítulo 5 de "Communication Networks" (Redes de Comunicación) volumen II, de E. A. Guillemin, publicado por John Wiley & Sons Inc. La capacidad de realización física de estas funciones de reactancia se garantiza por la elección de diseño que exige que sean reales positivas.

20.

25.

30.

A título ilustrativo, sintetizamos el defasador diferencial de 90 grados en el ejemplo numérico expuesto anteriormente, empleando defasadores puenteados en T en lugar de acopladores de cuadratura. Como las funciones $\gamma_1(p)$ y $\gamma_2(p)$ para los dos defasadores se derivaron anteriormente y se obtie

5. -nen por las ecuaciones (42) y (43), las funciones X_1 y X_2 , según se obtienen por la ecuación (48), son conocidas. Los circuitos resultantes, correspondientes a la red 71 para los dos defasadores, se ilustran en las figuras 7A y 7B respectivamente. Como $\gamma_1(p)$ y $\gamma_2(p)$ para este ejemplo particular son ambas ecuaciones de tercer orden, las redes derivadas tienen la misma forma, consistiendo en un circuito paralelo que comprende un inductor en una ramificación y la combinación en serie de un inductor y un capacitor en la otra ramificación.
10. Para el caso particular de un sistema de 50 ohmios ($Z_0 = 50$) y una anchura de banda que se extiende entre 0,5 y 2,0 Mhz, los valores de los inductores y los capacitores son:

15.

$$\begin{aligned}L_1 &= 162,6\mu\text{h} \\L_2 &= 22,95\mu\text{h} \\C_1 &= 470,5\text{pF} \\L_5 &= 348,1\mu\text{h} \\L_6 &= 106,8\mu\text{h} \\C_4 &= 156,6\text{pF}\end{aligned}$$

20. La red 72 para cada defasador, al ser el doble de la red 71, consiste en un capacitor en serie con la combinación en paralelo de un inductor y un capacitor, según se ilustra en las figuras 8A y 8B. Los valores específicos de los diversos inductores y capacitores son:

25.

$$\begin{aligned}C_2 &= 0,06502\mu\text{f} \\C_3 &= 0,009179\mu\text{f} \\L_3 &= 1,176\mu\text{h} \\C_5 &= 0,1392\mu\text{f} \\C_6 &= 0,04272\mu\text{f} \\L_7 &= 0,3914\mu\text{h}\end{aligned}$$

30. El circuito completo, empleando los defasadores puen-

teados en T, se ilustra en la figura 9.

A continuación se expone un procedimiento para sintetizar cualquier defasaje diferencial $\Delta \phi(p)$ entre dos señales que se propagan a lo largo de dos trayectos de ondas diferentes. Según el presente invento, un defasador de fase mínima, hecho solamente de componentes de circuito con elementos concentrados pasivos, se incluye en cada uno de los dos trayectos de ondas. Expresando el defasaje diferencial deseado por

10.
$$\Delta \phi(p) = 2 \arctg \operatorname{Im} \Gamma(p) \quad (52)$$

Donde $\Gamma(p)$ se obtiene como una relación de un polinomio de orden par $E(p)$ y un polinomio de orden impar $O(p)$; y expresando los defasajes $\phi_1(p)$ y $\phi_2(p)$ introducidos por los defasadores respectivos por

15.
$$\phi_1(p) = 2 \arctg \operatorname{Im} \Gamma_1(p) \quad (53)$$

y
$$\phi_2(p) = 2 \arctg \operatorname{Im} \Gamma_2(p) \quad (54)$$

donde $\Gamma_1(p)$ se obtiene como la relación de polinomio de orden par $E_1(p)$ y un polinomio de orden impar $O_1(p)$;

20. y Γ_2 se obtiene como una relación de un polinomio de orden par $E_2(p)$ y un polinomio de orden impar $O_2(p)$; se demuestra que se obtienen defasadores de fase mínima físicamente realizables sí, y solamente sí, todas las raíces de la ecuación

$$E_1(p) + O_1(p) = 0 \quad (55)$$

y el negativo de todas las raíces de la ecuación

25.
$$E_2(p) + O_2(p) = 0 \quad (56)$$

son también las raíces de la ecuación

$$E(p) + O(p) = 0 \quad (57)$$

30. En una primera modalidad del invento, los defasadores se hacen de acopladores de cuadratura con elementos concentrados. En una segunda modalidad del invento, se emplean

defasadores puenteados en T.

5. Se comprenderá que los circuitos de defasaje particulares descritos en esta memoria son simplemente ilustrativos de dos de las muchas posibles modalidades específicas que pueden representar aplicaciones de los principios del invento. Así, se pueden derivar otras numerosas y variadas disposiciones según estos principios y según comprenderán los expertos en la materia, sin desviarse del espíritu y alcance del invento.

10.

N O T A

15. Descrita suficientemente la naturaleza del invento, así 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. También se hace constar que el invento se refiere a una solicitud de Patente presentada en Norteamérica con fecha de 9 de agosto de 1.974 y Nº 496.151, acogándose por lo tanto a los beneficios que conceden los Convenios Internacionales en vigor, siendo lo que constituye la esencia del referido invento y por lo que se solicita Patente de Invención por 20 años en España, sobre: PERFECCIONAMIENTOS EN REDES DE FASE MINIMAS PARA INTRODUCIR UN DEFASAJE DIFERENCIAL ENTRE DOS SEÑALES, caracterizándose por lo siguiente:

25.

1.- Perfeccionamientos en redes de fase mínimas para introducir un defasaje diferencial entre dos señales, del tipo que se propagan a lo largo de dos trayectos de ondas diferentes, comprendiendo cada red un primer defasador colocado en uno de dichos trayectos de ondas para producir un defasaje

30.

$\phi_1(p)$ en una de dichas señales; un segundo defasador, diferen-

- te al primero, situado en el otro de dichos trayectos de ondas para producir un defasaje $\phi_2(p)$ en la otra de dichas señales, donde el defasaje es $\Delta\phi(p) = \phi_1(p) - \phi_2(p)$, siendo $p = i\omega$; caracterizado porque dichos primer y segundo defasadores comprenden solamente componentes de circuito con elementos concentrados pasivos; produciendo la red un defasaje diferencial necesario $\Delta\phi(p) = 2\arctg \operatorname{Im} \gamma(p)$, donde $\gamma(p)$ se obtiene como la relación de un polinomio de orden par $O(p)$ y un polinomio de orden impar $E(p)$; siendo $\phi_1(p) = 2\arctg \operatorname{Im} \gamma_1(p)$, donde $\gamma_1(p)$ se obtiene como la relación de un polinomio de orden par $E_1(p)$ y un polinomio de orden impar $O_1(p)$; siendo $\phi_2(p) = 2\arctg \operatorname{Im} \gamma_2(p)$ donde $\gamma_2(p)$ se obtiene como la relación de un polinomio de orden par $E_2(p)$ y un polinomio de orden impar $O_2(p)$; y porque todas las raíces de la ecuación $E_1(p) + O_1(p) = 0$, y el negativo de todas las raíces de la ecuación $E_2(p) + O_2 = 0$ son también las raíces de la ecuación $E(p) + O(p) = 0$.
- 5.
- 10.
- 15.

- 2.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque cada defasador es una red de todo paso que comprende una formación en tandem de dos acopladores de cuadratura idénticos; siendo $\gamma_1(p)$ la relación de división de señal de cada uno de los acopladores de cuadratura de dicho primer defasador; y porque $\gamma_2(p)$ es la relación de división de señal de cada uno de los acopladores de cuadratura de dicho segundo defasador.
- 20.
- 25.

- 3.- Perfeccionamientos según la reivindicación 2, caracterizados porque cada acoplador de cuadratura en dicho primer defasador comprende una formación en tandem de acopladores de cuadratura cuyas raíces corresponden a las raíces de la ecuación $E_1(p) + O_1(p) = 0$; y cada acoplador de cuadra-
- 30.

tura en dichos segundo defasador comprende una formación en tandem de acopladores de cuadratura cuyas raíces corresponden a las raíces de la ecuación $E_2(p) + O_2(p) = 0$.

- 4.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque el defasador comprende; un transformador de dos arrollamientos acoplador apretados que tienen una relación de espiras de 1:1; conectándose un terminal de un arrollamiento del transformador a un terminal del otro arrollamiento del transformador para formar una conexión de ayuda en serie; una primera red reactiva conectada entre los otros terminales de dichos arrollamientos del transformador conectados en serie, formando por lo tanto en una conexión una primera unión común y en la otra conexión una segunda unión común; y una segunda red reactiva, igual a la primera, conectada entre dichos primeros terminales de los arrollamientos del transformador y una tercera unión común; constituyendo dicha primera y dicha tercera uniones comunes un primer acceso de dicho defasador; constituyendo dicha segunda y dicha tercera uniones comunes un segundo acceso de dicho defasador; y porque la reactancia X_1 de dicha primera red reactiva del primer defasador es igual a $Z_0 \operatorname{Im} \gamma_1(p)$; y la reactancia X_2 de la primera red reactiva del segundo defasador es igual a $2Z_0 \operatorname{Im} \gamma_2(p)$; donde Z_0 es la impedancia de entrada y de salida de los defasadores.
- 5.- Perfeccionamientos en redes de fase mínimas para introducir un defasaje diferencial entre dos señales, tal y como queda sustancialmente descrito en la presente Memoria y en los dibujos adjuntos.

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

Madrid, 26 ENE 1977

WESTERN ELECTRIC COMPANY INCORPORATED.

A. SERRA, PRESIDENTE Y ABOGADO
C/ de Financas, L. Guada, Foz de Urdax

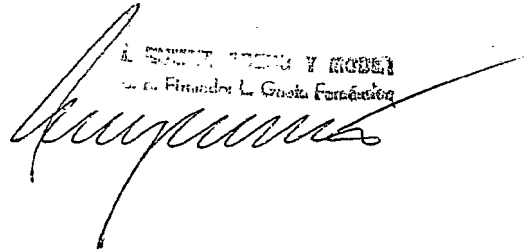


FIG. 1

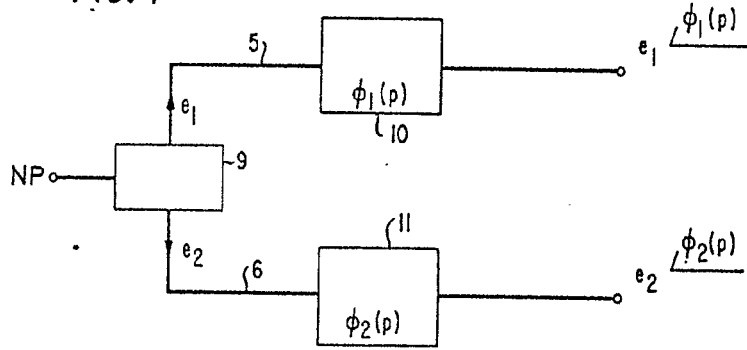


FIG. 2

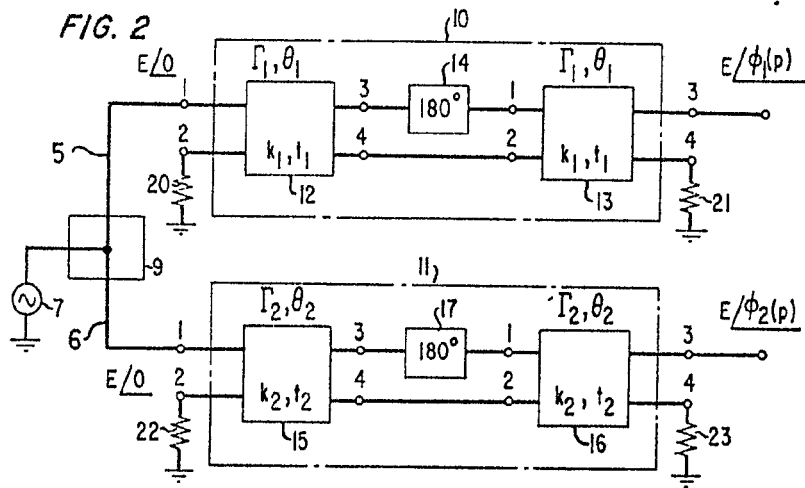
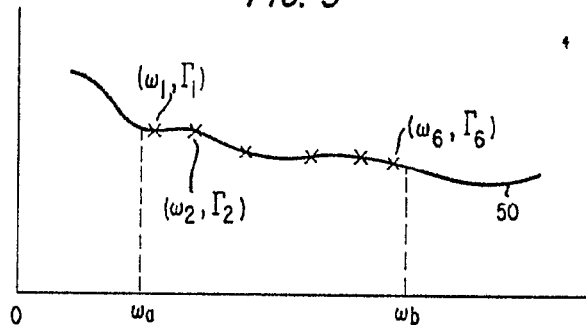


FIG. 3



- 2 MAY 1975

L. GOMEZ ROSET
P. P. Filmed J. S. S.

Carlos Lopez

FIG. 4

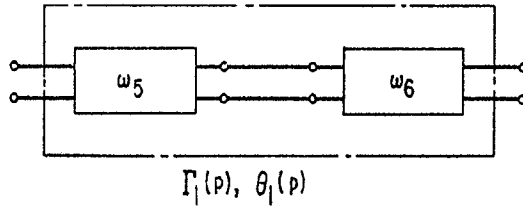


FIG. 5

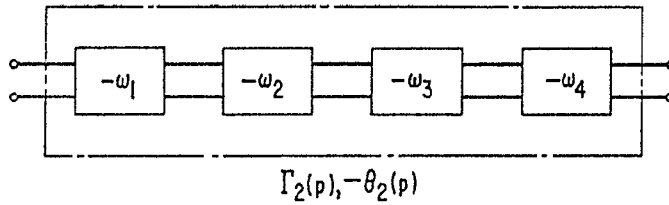


FIG. 6

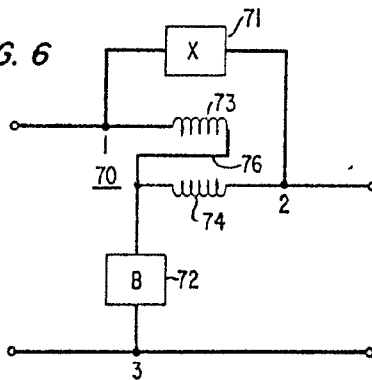


FIG. 7A

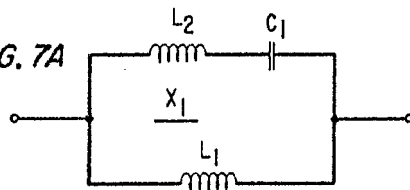
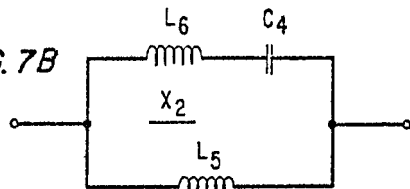


FIG. 7B



ESCALA
VARIABLE

- 8 AGO. 1975

J. GOMEZ ACEVEDO Y MODESTO
p. p. Firmado: J. Gomez Acevedo

FIG. 8A

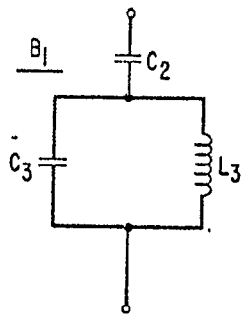


FIG. 8B

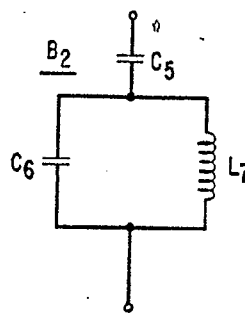
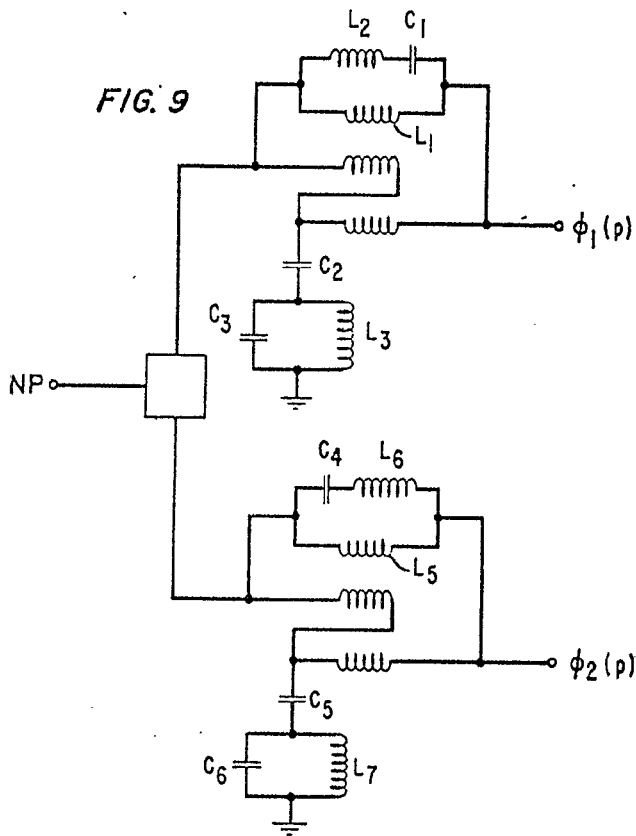


FIG. 9



ESCALA
VARIABLE

- 3 ADO 1975

I. GOMEZ ACEBO Y MODET,
p. p. FUNDADOR D. GOMEZ DIAZ

[Handwritten signature]