

326860



326860

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

a favor de

WESTERN ELECTRIC COMPANY, Inc., - de nacionalidad norteamericana -  
domiciliada en 195 Broadway, NEW YORK (EE.UU.),

por :

"Dispositivo de filtro conmutable de muesca".

-----;oOo:-----

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

Este invento se refiere a un filtro conmutable de muesca ó  
eliminador de frecuencia, del tipo provisto de una primera con-  
exión en T compuesta de una resistencia a tierra, unida a un con-  
densador de entrada y otro de salida, que forman un filtro gene-  
5 lo en T con una segunda conexión en T que comprende un condensador



a tierra unido a una resistencia de entrada y otra de salida.

Tales filtros atenúan señales de una de las frecuencias de un espectro, y forman así una "muesca" en el espectro a esa frecuencia. Más importante para los osciladores es que desvían 180° la fase de una señal que oscile a la frecuencia de "muesca", pero se apartan con precisión de tal fase para señales poco distantes de dicha frecuencia. Así, en el circuito de realimentación de un oscilador cuyo amplificador ha desviado ya 180° la fase, su desviación adicional de fase de 180° produce realimentación regenerativa a la frecuencia de muesca, pero su gran diferencia de fase a otras frecuencias suprime esas frecuencias distintas de la de muesca. Este efecto de defasaje es más pronunciado en filtros de muesca "perfecta".

Por desgracia, tales filtros de muesca perfecta no son utilizables en los circuitos de realimentación de osciladores, porque a la frecuencia de muesca, cuando la desviación de fase es de 180°, su atenuación no es absoluta. La desviación del estado de muesca perfecta disminuye la profundidad de la muesca, pero también anula el efecto de defasaje. Para aprovechar la desviación grande de fase de los filtros de muesca, es corriente profundizar ésta al grado de perfección que permitan los otros componentes del circuito, como el amplificador en un oscilador.

Los filtros de muesca constituyen medios adecuados para sintonizar osciladores que produzcan sólo una frecuencia de banda estrecha. Para actuar a varias frecuencias con igual selectividad, el oscilador debe tener un filtro de muesca que se pueda sintonizar a las diversas frecuencias a que muestra el mismo efecto de defasaje. Por desgracia, es muy difícil desviar la frecuencia de muesca de filtros de muesca casi perfecta dentro de cualquier margen manteniendo en lo esencial el mismo defasaje. Por lo general, esto requiere cambiar simultáneamente varios de los parámetros del filtro



en T gemelo. Un oscilador conmutable que emplee tal filtro debe llevar entonces interruptores de posición múltiple y componentes duplicados. Tal duplicación es antieconómica y no conviene cuando escasea el espacio, como en un circuito de película delgada, donde  
5 los componentes han de ser pocos y estar muy juntos.

El problema enunciado se resuelve, conforme al invento, mediante un filtro en el cual una de las resistencias puede variar dentro de un margen de modo que varíe también el coeficiente de frecuencia de muesca hasta rebasar un valor máximo de tal variación;  
10 los valores de la resistencia son bastante mayores que los resultados de un coeficiente mínimo de transmisión de frecuencia de muesca.

Se supone que conviene, aunque no sea esencial, que los valores de las otras resistencias y de los condensadores formen un filtro de muesca perfecta si una de las resistencias fuese de cierto  
15 valor, bastante más pequeño que cualquiera comprendido dentro del margen de resistencias. También se cree preferible que la resistencia variable sea la de salida.

Este invento se basa en el descubrimiento de que, mientras el coeficiente de transmisión de frecuencia de muesca sube, como es de  
20 esperar, al aumentar ó disminuir una de las resistencias, a partir de un valor que corresponde al mínimo de ese coeficiente, si el valor de una de esas resistencias aumenta lo bastante, el coeficiente mencionado alcanza un valor máximo y disminuye luego. Además, hay un margen amplio, sustancialmente nivelado, de coeficiente de transmisión de frecuencia de muesca, que contornea el valor de cresta, y  
25 a este nivel, el ritmo de cambio de desviación de fase es esencialmente constante.

Se comprenderá mejor el invento con referencia a los dibujos anexos, en los cuales indican :

30 La figura 1, un esquema de un oscilador que comprende el dis-



positivo del invento;

La figura 2, una gráfica de las respuestas del filtro de muesca de la figura 1 a la frecuencia y a diversas posiciones del interruptor de la figura 1, tomando en el eje de ordenadas el coeficiente de transmisión del filtro en decibeles y en el eje de abscisas la relación de frecuencias.

La figura 3, una gráfica que ilustra los cambios de fase de filtros de muesca cerca de la frecuencia de muesca; en la cual se ha tomado, en el eje de ordenadas la fase de T en  $^{\circ}$ , y en el eje de abscisas la relación de frecuencias, indicando la curva M P la muesca perfecta.

La figura 4, una gráfica de las respuestas de amplitud de filtros de muesca cerca de la frecuencia de muesca; en cuyo eje de ordenadas se indica la amplitud de T en decibeles, y en el eje de abscisas la relación de frecuencias indicando la curva M P la muesca perfecta.

La figura 5, una gráfica en coordenadas polares de varios filtros de muesca; y

La figura 6, una gráfica de las características de los puntos de fondo de muesca de un filtro en T gemelo paralelo, al variar el valor de la resistencia de salida (normalizada) desde el valor que produce una muesca perfecta a diversos valores (normalizados) de la resistencia de entrada, correspondiendo las curvas de la izquierda a la relación  $R_2/R_0$  creciente, y las de la derecha al de  $R_2/R_0$  decreciente.

En el oscilador de la figura 1, un amplificador A de banda ancha, al amplificador las señales que aparecen en su entrada, las desvía  $180^{\circ}$ . Las señales aparecen en dos terminales de salida O1 y O2 del oscilador. Un filtro de muesca de frecuencia variable, tipo T gemelo paralelo, completa un circuito de realimentación con



el amplificador A, restituyendo parte de la energía que aparece en los terminales  $O_1$  y  $O_2$  a la entrada del amplificador A.

El filtro F comprende una sección T de paso alto conectada en paralelo a una sección de paso bajo para formar el filtro de muesca en T gemelo paralelo. La sección T de paso alto comprende una resistencia a tierra  $R_0$  que une el empalme de un condensador de entrada  $C_1$  y un condensador de salida  $C_2$  conectado según se indica. Forma la sección T de paso bajo el condensador a tierra  $C_0$  que une la conexión de una resistencia de entrada  $R_1$  y una resistencia compuesta de salida designada en general por  $R_2$ . Esta última se compone de cuatro elementos de resistencia  $R_{21}$ ,  $R_{22}$ ,  $R_{23}$  y  $R_{24}$ , todos ellos conectados a la resistencia  $R_1$ , y un interruptor selectivo S, cuyo cursor W conecta selectivamente uno de los cuatro elementos de resistencia al condensador  $C_2$ , para completar el circuito. Así, el interruptor S ajusta la resistencia  $R_2$  a uno de cuatro valores.

Los componentes del oscilador de la figura 1 se depositan como películas delgadas, y tienen los siguientes valores (indicados sólo como ejemplos, sin idea de limitación) :

	$C_0$	0.01	microfaradios
20	$C_1$	0.01	microfaradios
	$C_2$	0.01	microfaradios
	$R_0$	3,800.0	ohmios
	$R_1$	10,000.0	ohmios
	$R_{21}$	63,586.5	ohmios
25	$R_{22}$	79,675.3	ohmios
	$R_{23}$	99,863.6	ohmios
	$R_{24}$	124,294.6	ohmios

En actividad, el amplificador A amplifica las señales que aparecen en su entrada, y las lleva a los terminales de salida  $O_1$  y  $O_2$ . Al mismo tiempo, desvía  $180^\circ$  la fase de esas señales, y las



lleva tambien a la entrada del filtro F; esta transmisión depende de la posición del cursor W. Los valores componentes del filtro F son tales que por cada uno de los de ajuste del cursor W en la resistencia  $R_2$  hay una frecuencia, la de muesca, a la cual el filtro desvía  $180^\circ$  la fase de las señales a su entrada. La señal, con su desviación adicional de fase de  $180^\circ$  a una frecuencia, al ser aplicada a la entrada del amplificador A, produce realimentación regenerativa, que, con suficiente amplificación, mantiene oscilaciones a esta frecuencia de muesca.

Uno de los aspectos más útiles del filtro F radica en su aptitud para asegurar una salida del oscilador con anchura de banda relativamente estrecha. Esto proviene de que la desviación de fase a cada una de las frecuencias seleccionadas por el frotador W se aparta rápidamente de  $180^\circ$  en respuesta a pequeños defasajes de la frecuencia de muesca. De este modo, sólo un estrecho margen de frecuencias se realimenta regenerativamente al amplificador A.

La selectividad del oscilador de la figura 1, depende del ritmo de cambio de desvío de fase para cambios de frecuencia del filtro A a la frecuencia cuya señal se desvía  $180^\circ$  para cualquier valor de  $R_2$ ; es decir, el ritmo de cambio de desvío de fase del filtro a la frecuencia de muesca determina la selectividad del oscilador. Para selectividad constante a las frecuencias a que está sintonizado el oscilador, el ritmo de cambio de desvío a las frecuencias de muesca a que se desvía la fase  $180^\circ$  debe ser esencialmente igual, cualquiera que sea la posición del frotador W.

Además de introducir un desvío de fase, el filtro F atenúa las señales que aparecen en su entrada. A la frecuencia de muesca a que está sintonizado el filtro F por elementos de la resistencia  $R_2$  y a que se desvía  $180^\circ$  la fase, la atenuación es máxima, y mínimo el coeficiente de transmisión  $T_0$ , ó sea la relación en decibeles en-



tre las señales de salida del filtro y de entrada en el mismo.

La figura 2 ilustra el coeficiente de transmisión del filtro F para diversas frecuencias y diferentes posiciones del cursor W. La curva I de la figura 2 ilustra la variación del coeficiente de transmisión (atenuación en decibeles) para el filtro F cuando el cursor conecta el elemento  $R_{21}$  de resistencia en el circuito. Las curvas II, III y IV, indican los coeficientes de transmisión respectivos para diversas frecuencias del filtro F cuando el cursor W conecta los elementos de resistencia  $R_{22}$ ,  $R_{23}$  y  $R_{24}$ . En cada curva, la frecuencia de muesca, en el punto mínimo de la curva, es aquella en que se produce un desvío de fase de  $180^\circ$ .

Cuando el cursor W conecta los respectivos elementos de resistencia  $R_{21}$ ,  $R_{22}$ ,  $R_{23}$  y  $R_{24}$ , las frecuencias de muesca son 941, 852, 770 y 697 ciclos. Los coeficientes de transmisión respectivos son  $-40,0$ ,  $-39,4$ ,  $-39,5$  y  $-40,0$  decibeles. Los ritmos de cambio de desvío de fase para cambios de frecuencia,  $d\theta/df$  ( $\theta$  = desvío de fase;  $f$  = frecuencia), en las cuatro frecuencias de muesca, se calcularon en 2,4, 2,3, 2,4 y 2,5 grados por ciclo.

Lo expuesto indica que moviendo el cursor a cualquiera de los elementos de la resistencia  $R_2$ , cambia la frecuencia de muesca, ó sea la de desvío de fase de  $180^\circ$ , y por consiguiente, la de funcionamiento del oscilador, en un margen de 35 % por encima de la baja frecuencia. Pero los índices de variación de desvío de fase para cambios de frecuencia,  $d\theta/df$ , que de otro modo podrían ser de varios 100 %, son sólo de 8 %. Como las anchuras de banda dependen del  $d\theta/df$ , si éste es constante, lo será también el margen de anchuras de banda en el oscilador de la figura 1 a las frecuencias de muesca.

El coeficiente de transmisión del filtro en cada una de las frecuencias de muesca varía menos de 0,6 decibel. Este coeficiente de transmisión constante a las diversas frecuencias de muesca que

326860



acompañan a los ritmos casi iguales de cambio de fases es muy be-  
 neficioso. Por una parte, asegura que un amplificador A que pro-  
 porciona suficiente ganancia para mantener oscilaciones a una fre-  
 cuencia, lo hará también a las demás; y por otra parte, evita que  
 5 el amplificador A se sobrecargue por exceso de realimentación posi-  
 tiva en las muescas menos profundas. Si las muescas no fuesen de  
 profundidad esencialmente igual, es muy probable que las menos pro-  
 fundas tendiesen a forzar los amplificadores y a producir efectos  
 secundarios que desviarían en realidad las frecuencias a que está  
 10 sintonizado el oscilador. Las muescas profundas evitarían oscila-  
 ciones.

Los índices casi constantes de cambio de desvío de fase con  
 grandes variaciones de frecuencia de muesca y valores de  $R_2$ , se opo-  
 nen a la respuesta generalmente esperada de un filtro de muesca.  
 15 Su funcionamiento depende de un acuerdo sustancial con las relacio-  
 nes siguientes :

$$R_2 \geq 1.5 \frac{R_1 R_0 (C_1 + C_2)}{C_0 R_1 - R_0 (C_1 + C_2)}, \text{ y}$$

$$20 \quad R_{23} > 2 \frac{R_1 R_0 (C_1 + C_2)}{C_0 R_1 - R_0 (C_1 + C_2)} .$$

La importancia de los índices constantes de cambio de des-  
 vío de fase por cambios de frecuencia de muesca, los coeficientes  
 25 constantes de transmisión, y el defasaje rápido de  $180^\circ$  a frecuen-  
 cias distintas de las de muesca, se aprecian muy bien por un estu-  
 dio general de los filtros de muescas.

La figura 3 expone cuatro curvas a, b, c y d, de desvío de  
 fase, en grados relativos a fracciones de la frecuencia de muesca  
 30  $f_0$  para cuatro filtros. En cada caso, el ritmo de cambio del desvío



de fase depende de los valores componentes. El coeficiente de transmisión en decibeles de estos cuatro filtros, con relación a fracciones de la frecuencia de muesca, se representa por las curvas respectivas a, b, c y d, de la figura 4. Una comparación de las figuras 3 y 4 revela que un cambio más radical de desvío de fase a la frecuencia de muesca en la figura 3 corresponde a una profundidad mayor de la muesca en la figura 4. En realidad, el cambio de desvío de fase varía en relación inversa con la profundidad de la muesca, y viene determinado por ésta en gran parte.

La figura 3 indica que hay filtros de muesca cuyos desvíos de fase pueden pasar por  $0^\circ$  a la frecuencia de muesca, y que tales desvíos cambian con las profundidades de muesca. Filtros cuyas muescas tienen desvíos de fase a  $0^\circ$  existen cuando la gráfica de coordenadas polares de la respuesta del filtro a cambios de frecuencia no incluye el origen. La figura 5 muestra cuatro curvas de respuesta en tal gráfica de coordenadas polares para cuatro filtros de muesca, dos de los cuales imprimen desvíos de fase de  $0^\circ$  en las muescas; éstas se hallan en la abscisa cerca del origen. En la figura 5 se han exagerado de intento las distancias entre las curvas y el origen. En el comentario siguiente, sólo se tienen en cuenta filtros que imprimen desvíos de fase de  $180^\circ$  a las señales de entrada.

Un amplio desvío de fase de  $180^\circ$ , por una variación pequeña de frecuencia en el filtro F, por ejemplo, puede garantizar que virtualmente todas las frecuencias, salvo un pequeño sector próximo a la de muesca, estarán bastante lejos del desvío de  $360^\circ$  requerido en el circuito del oscilador de la figura 1 para ser sustancialmente suprimidas. Sin embargo, el oscilador de banda estrecha resultante requiere un amplificador A de fuerte ganancia para compensar la gran atenuación asociada a cambios radicales de desvío de fase a la frecuencia de muesca.



Lo definitivo en el cambio radical de desvío de fase desde 180°, y por ello en el cambio óptimo para osciladores de banda estrecha, se representa por las curvas a en las figuras 3 y 4, y se observa en filtros de muesca perfecta. Estos filtros tienen componentes relacionados entre sí como sigue :

$$\frac{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}{\frac{1}{R_0}} = \frac{C_0}{C_1 + C_2} .$$

En filtros de muesca perfecta y equilibrados de uso corriente,  $R_1 = R_2 = 2 R_0$ , y  $C_1 = C_2 = \frac{1}{2}C_0$ . Sin embargo, la figura 4 muestra que filtros de muesca perfecta atenúan también casi por completo la señal de entrada. Osciladores con filtros de muesca perfecta necesitarían amplificadores de ganancia virtualmente infinita. Para evitar esto, se ha solido partir de los valores componentes de un filtro de muesca perfecta, que requiera sólo una amplificación razonable, pero bastante próxima a las condiciones de muesca perfecta para conseguir un rápido cambio de desvío de fase a la frecuencia de muesca. Esto no es problema con un oscilador de frecuencia única; pero se hace difícil sintonizar un oscilador conmutando entre varias frecuencias de muesca próximas a una perfecta, y mantener a la vez una banda estrecha constante sin variar simultáneamente varios elementos del filtro. Cambiando uno solo, como ocurre en un circuito pequeño, como el de película delgada, se altera notablemente la anchura de banda del filtro cerca de la frecuencia de muesca perfecta.

El invento evita la necesidad de cambiar al mismo tiempo varios componentes. Los elementos  $R_0$ ,  $R_1$ ,  $C_0$ ,  $C_1$  y  $C_2$  se valoran de modo que pueda haber un valor  $R'_2$  de la resistencia  $R_2$  ajustado a la ecuación de un filtro de muesca perfecta. Sin embargo, en el

326860



caso ilustrado, el filtro F se sintoniza no en la proximidad de una frecuencia  $f'_0$  de muesca perfecta, sino a una frecuencia  $f_0$  del orden de  $0,55 f'_0 < f_0 < 0,08 f'_0$ , variando el valor de  $R_2$  de modo que  $2R'_2 < R_2 < 4R'_2$ . Dentro de este margen, varían poco las atenuaciones, y con ello las anchuras de banda en las muescas. Un solo interruptor S, que cambie el valor de la resistencia  $R_2$  moviendo el cursor W entre los elementos de resistencia  $R_{21}$  a  $R_{24}$ , permite variaciones de frecuencia en el oscilador de la figura 1, manteniendo sin embargo una entrada casi constante al amplificador A, y bandas estrechas casi iguales. Como caso general en este ejemplo,

$$\left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}}\right)^2 < \frac{R_2 \max}{R_2 \min} < \left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}}\right)^4$$

Para un cambio de 40 % en  $f$ ,

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = 1.4, \quad y$$

$$2 < \frac{R_2 \max}{R_2 \min} < 4 .$$

El invento se basa en el descubrimiento de una característica del filtro de muesca F. Hasta ahora se había supuesto que, comenzando con una discrepancia de cualquiera de los valores de los distintos componentes frente a los de muesca perfecta, tal discrepancia se hace mayor, y continua la disminución de profundidad de la muesca, a la cual se asocia una menor precisión de las características de fase. Por eso se creía que la variación de un solo valor componente haría cambiar la profundidad de la muesca, por lo que eran imposibles filtros de muesca sintonizables a varias frecuencias sin alterar los ritmos de cambio de desvío de fase.

El descubrimiento en que el invento se basa confirma que,



cuando comienza a aumentar el componente  $R_2$  desde el valor perfecto  $R'_2$  a la frecuencia de muesca perfecta, la profundidad de éste empieza a menguar mientras disminuye la frecuencia. Pero se ha descubierto que si el aumento es bastante grande, aunque le acompañen otras reducciones de las frecuencias de muesca, las profundidades de ésta empiezan a aumentar de nuevo. Además, el descubrimiento indica que el tránsito de profundidad desde el sector decreciente al creciente, pasa por una sección somera que cubre un margen amplio de frecuencias. También se ha descubierto que el nivel de la sección somera podría regularse mediante el valor de  $R_1$ .

Lo expuesto se refleja en las características de la figura 6, donde cada una de las curvas representa, para una relación  $R_1/R_0$  constante, y valores constantes de  $C_0$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  y  $R_0$ , el lugar geométrico de los coeficientes de transmisión en los fondos de las muescas, haciendo variar la frecuencia de muesca  $f_0$  con relación a la de muesca perfecta  $f'_0$  mediante cambio del valor de  $R_2$ . La relación de frecuencias  $f_0/f'_0$  varía a la inversa del valor  $R_2$ , de modo que la figura representa en cierto modo el lugar geométrico de los coeficientes de transmisión en el fondo de la muesca al cambiar  $R_2$ . Como las profundidades de la muesca varían con los índices de cambio de desvío de fase, puede decirse también que la figura 6 representa la inversa de los índices de desvío de fase.

La figura 6 no debe confundirse con la característica de transmisión de la figura 2; representa el lugar geométrico de los fondos de muesca, y no la curva de transmisión de una sola muesca a frecuencias particulares cualesquiera.

Como era de prever, la primera porción de cualquiera de las características indica que si aumenta ó disminuye el valor de  $R_2$  desde el que tiene a una frecuencia de muesca perfecta, el coeficiente de transmisión en los fondos de muesca aumenta. En cambio,

326860



la segunda porción de cada característica muestra lo que no se había previsto, ó sea que el lugar geométrico de las profundidades de muesca alcanza un máximo, y decrece finalmente al aumentar  $R_2$  (disminuir  $f$ ), y que a las porciones ascendente y descendente se superpone un  
 5 amplio margen nivelado. Según el invento, el filtro de la figura 1 funciona dentro del citado margen superpuesto a ambas porciones de la característica. En consecuencia, el ritmo de cambios de desvío de fase pasa también por un margen nivelado. El cambio constante de fase asegura una anchura constante de banda en el oscilador.

10 Las diferencias de las curvas de la figura 6 provienen de cambiar los valores de  $R_1$ , y sugieren que el valor de  $C_0 - C_1 = C_2$ . Características similares de aumento ó disminución se obtienen de otras relaciones de capacidad, tales como  $C_1 = C_2 = \frac{1}{2}C_0$ ,  $C_1 = 2C_2 = C_0$  y  $C_2 = C_0 = \frac{1}{2}C_1$ .

15

N O T A  
 =====

Se reivindica como objeto de la presente patente :

1. - Dispositivo de filtro conmutable de muesca, en el que una primera conexión en T con resistencia a tierra, unida a un condensador de entrada y a otro de salida, forma un filtro de muesca  
 20 gemelo en T con una segunda conexión en T que comprende un condensador a tierra, unido a una resistencia de entrada y a otra de salida; caracterizado porque una de las resistencias ( $R_1$  ó  $R_2$ ) es variable dentro de un margen tal que su variación produce una variación del  
 25 coeficiente de transmisión de frecuencia de muesca del filtro, dentro de un sector superpuesto a un valor de cresta de aquélla; y los valores de una de dichas resistencias son bastante mayores que los que darían un coeficiente mínimo de transmisión de frecuencia de muesca.

30 2. - Dispositivo de filtro según la reivindicación 1, caracter



rizado porque los valores de las otras resistencias ( $R_0$  y  $R_1$  ó  $R_2$ ) y de los condensadores ( $C_0$ ,  $C_1$  y  $C_2$ ) son tales que forman un filtro de muesca perfecta si una de las resistencias tuviera cierto valor sustancialmente inferior a cualquiera dentro del margen de resistencias.

5

3. - Dispositivo de filtro según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, caracterizado porque una de las resistencias es la resistencia de salida ( $R_2$ ).

4. - Dispositivo de filtro conmutable de muesca.

Esta memoria consta de catorce páginas, escritas por una sola cara.

BARCELONA,

P. A.

- 9 MAYO 1968



326860

FIG. 1

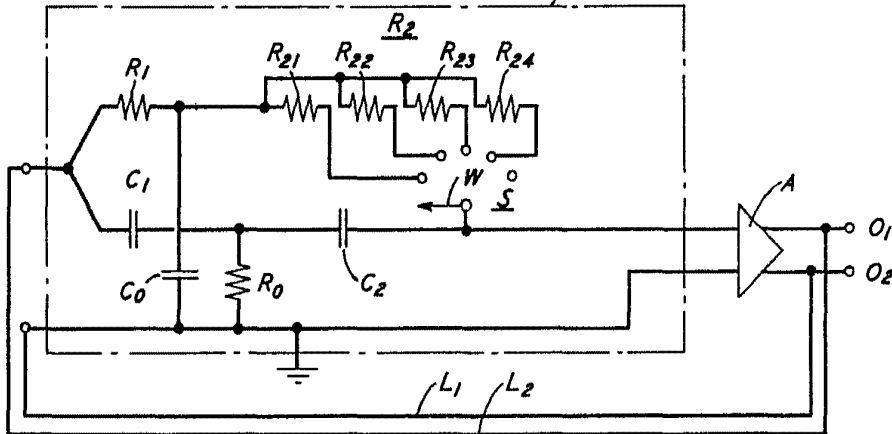


FIG. 4

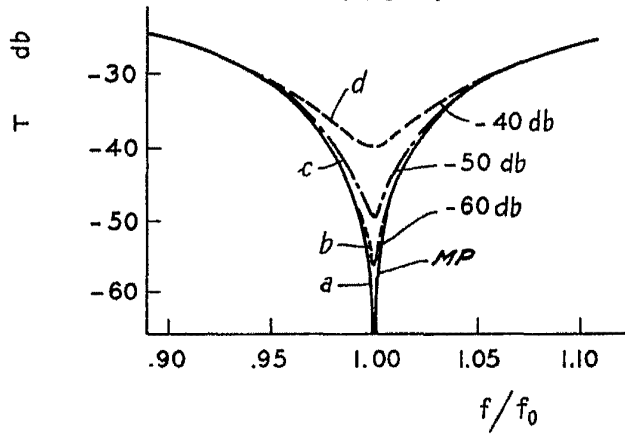
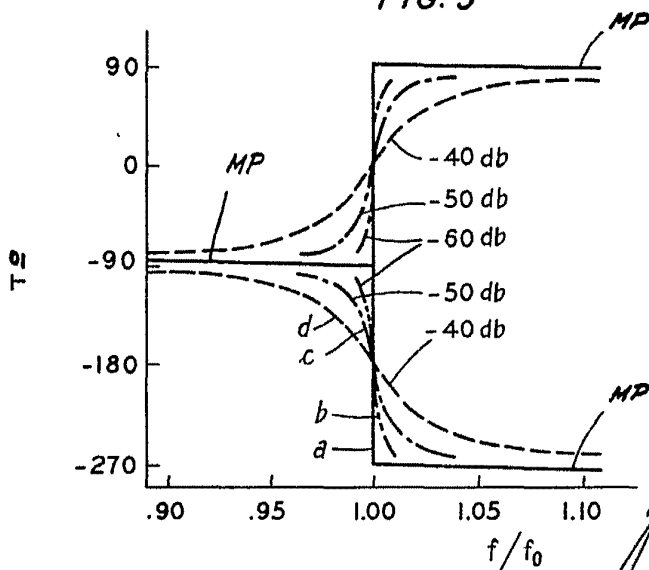


FIG. 3



*P.A.*



326860

FIG. 6

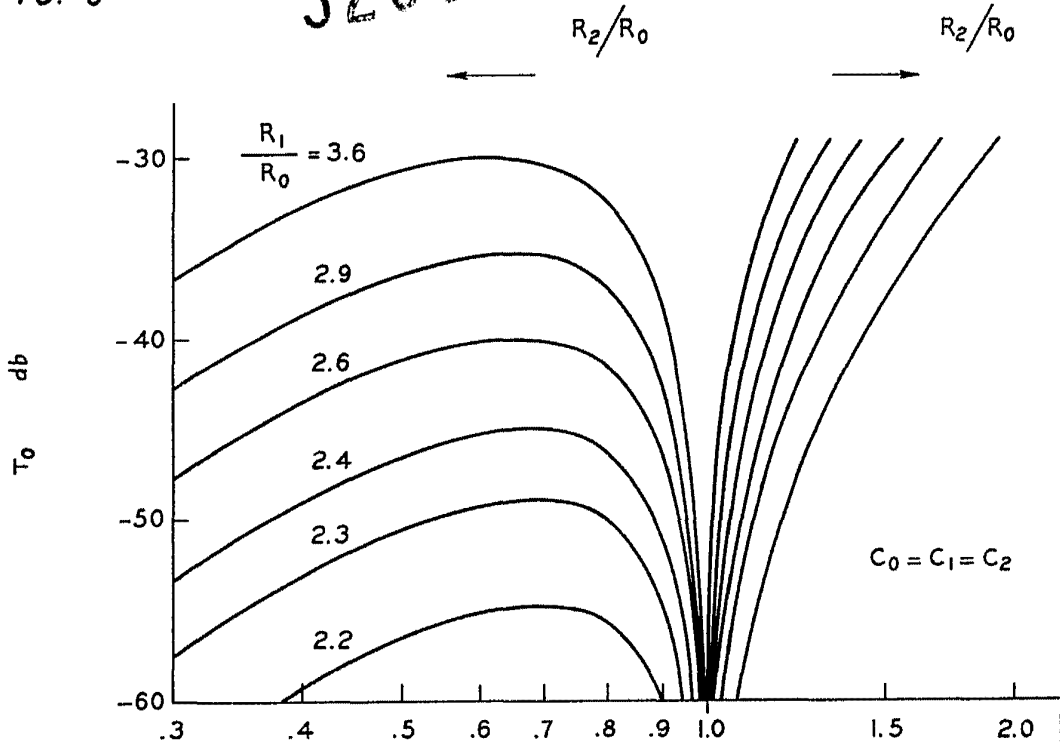


FIG. 2

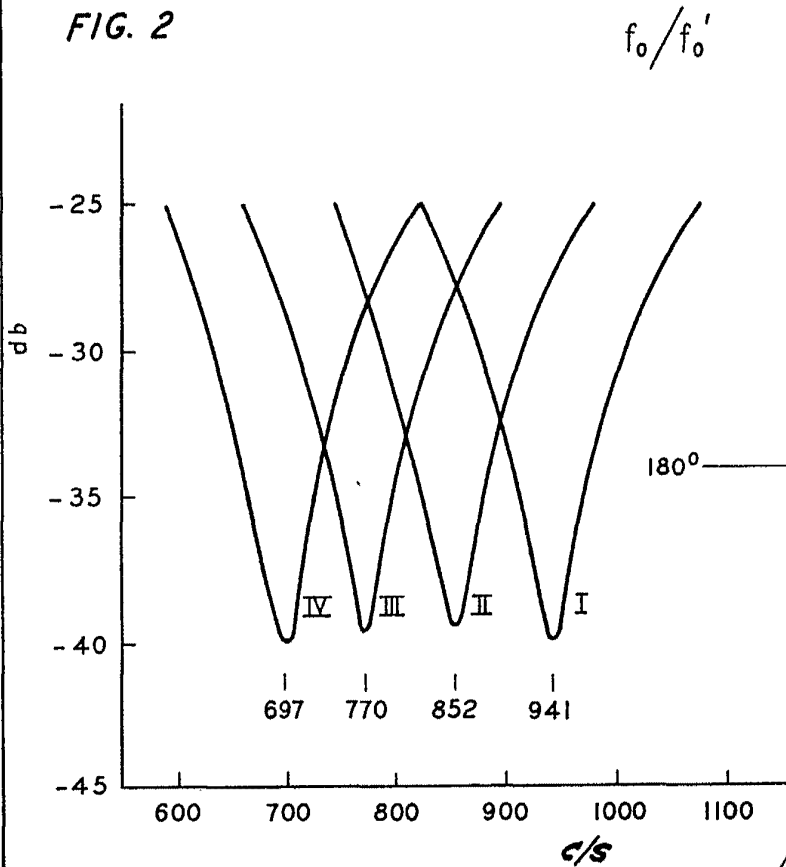
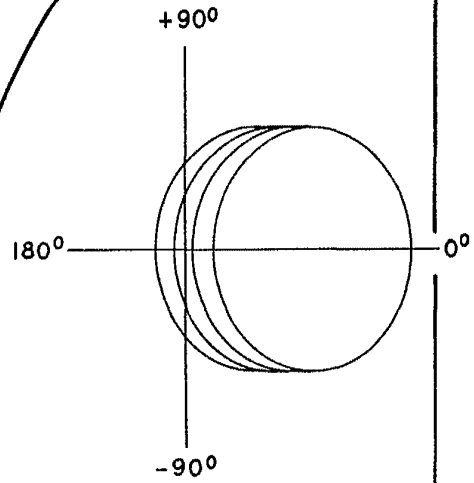


FIG. 5



*Handwritten scribbles and initials, possibly 'P.H.'*