



Int. Cl.: H03B/1604C

Nº 418.029

MEMORIA DESCRIPTIVA

correspondiente a la solicitud de una

PATENTE DE INVENCION

Solicitante: KABUSHIKI KAISHA SUWA SEIKOSHA.

Residencia : 3-4. 4-chome, GINZA, CHUO-Ku,
TOKYO, JAPON.

Enunciado : "CIRCUITO OSCILADOR DE CRISTAL DE
CUARZO".

Prioridad : De la solicitud de patente japonesa
Nº 85270/72 del 28 Agosto 1.972.



1972

DESCRIPCION DETALLADA DEL INVENTO

El invento está relacionado con un circuito oscilador de cristal de cuarzo que se pone en funcionamiento en respuesta a una autopolarización y que genera una auto-oscilación.

El invento se refiere a un circuito oscilador de cristal de cuarzo que se pone a funcionar bajo el efecto de una auto-
5 polarización que es producida por auto-oscilación, y que aplica una realimentación constituida por la tensión de salida de un terminal de desagüe, a la entrada de un terminal de gatera con la utilización de un transistor de efecto de campo
10 MOS al que se aplica una tensión de gatera adecuada para que la oscilación se establezca rápidamente.

Un objeto del invento consiste en aplicar un transistor de efecto de campo MOS a un reloj electrónico, sustituyendo un transistor de efecto de campo MOS a la resistencia de rea-
15 limentación, la cual se utiliza para ajustar el punto de funcionamiento cuando se necesita una resistencia de valor elevado y en el cual el transistor de efecto de campo MOS funciona de manera similar. Este cambio aumenta la estabilidad de la frecuencia de oscilación en presencia de variaciones de temperatura. El transistor de efecto de campo MOS se fabrica fácilmente bajo la forma de un dispositivo de circuito integrado monolítico, simultáneamente con otro circuito, lo que permite
20 reducir los procesos de fabricación y mejorar la fiabilidad.

Este invento se describirá más claramente haciendo referencia a los dibujos. Un circuito oscilador de cristal de cuarzo tiene generalmente la forma representada en la figura 2. Un inversor complementario que consiste en un transistor de efecto de campo Trp del tipo MOS canal P, y un transistor de efecto de campo Trn del tipo MOS canal N, según se representa
25 en la figura 1, se emplea para formar una conexión en cascada
30



1975

1 de n etapas de inversores complementarios I_1 a I_n , provendose
yendose una etapa arbitraria de esta cascada de un circuito
de fase P.C., y una tensión de salida de un terminal de sa
lida D_0 , terminal de desague de la última etapa inversora
5 I_n , se realimenta a un terminal de entrada G_0 , terminal de
desague de la primera etapa inversora I_1 , a través de un
vibrador de cristal de cuarzo X. Además, para la compensa
ción de la fase, un condensador de salida C_d está conectado
al terminal de salida de desague y un condensador de entra
10 da C_g está conectado al terminal de entrada de gatera. Se
ajusta el punto de funcionamiento de esta serie de inverso
res, realimentando una salida de un terminal de conexión de
desague D_i de una etapa inversora arbitraria I_i a un termi
nal de entrada de gatera utilizando una resistencia R_f , y la
15 auto-oscilación se produce en respuesta a la autopolariza
ción. En general, esta resistencia R_f tiene un valor supe
rior a varios megohmios y es necesario que este valor sea
lo más elevado posible, pero no hasta el punto de tener una
influencia sobre la relación de fase del circuito. Ya que en
20 este caso se suele conectar una resistencia externa o utili
zar un circuito integrado híbrido utilizando una resistencia
de capa delgada, el número de contactos aumenta mucho y pue
de llegar a producir numerosos fallos. Por tanto, es conve
niente fabricarlo simultáneamente con otros dispositivos del
25 circuito en forma de circuito integrado monolítico. Sin embar
go, si se utiliza una capa difusa, la resistencia específica
impone un límite, y la pequeña superficie disponible dificult
ta la fabricación de una resistencia de este orden de magni
tud. Si se emplea silicio policristalino, la temperatura pro
duce cambios importantes que dan lugar a una inestabilidad
30



1 de la frecuencia de oscilación.

Este invento elimina los defectos mencionados más arriba, ya que utiliza una resistencia del tipo de canal, dotada de un valor elevado, constituida por un transistor de efecto de campo MOS. En general, la relación entre la corriente y la tensión de un transistor de efecto de campo MOS es la siguiente:

$$\begin{aligned} 0 < V_d < V_{ge} & \quad I_d = \beta (V_{ge} \cdot V_d - 1/2V_d^2) \\ V_{ge} < V_d & \quad I_d = 1/2\beta V_{ge}^2 \end{aligned}$$

10 En estas expresiones, V_{ge} es la tensión eficaz de gatera, V_d es la tensión de desague, I_d es la corriente de desague, y β es igual a: $\mu C_{ox} \cdot W/L$, siendo μ la movilidad en la superficie del canal, C_{ox} la capacitancia por unidad de superficie de una película aislante de gatera, y W/L la relación entre la anchura y la longitud del canal. En este caso, la resistencia equivalente R_e es igual a V_d/I_d , y toma el valor mínimo R_{emini} cuando $V_d = 0$ según se ve en la figura 3:

$$\begin{aligned} R_e &= \frac{V_d}{I_d} = \frac{1}{\beta (V_{ge} - 1/2V_d)} \\ R_{emini} &= \frac{1}{\beta \cdot V_{ge}} \end{aligned}$$

Además, de acuerdo con la fórmula anterior, pueden obtenerse fácilmente varios megohmios de resistencia si la relación W/L es suficientemente pequeña, en razón de $\beta \propto W/L$. La fórmula anterior se refiere al caso en el que la tensión eficaz de gatera V_{ge} es fija, pero también en el caso de que V_{ge} cambie en respuesta a la tensión de desague V_d , la resistencia eficaz R_e es inversamente proporcional a W/L , es decir la relación entre el ancho y la longitud del canal. De hecho, la movilidad μ es igual aproximadamente a $600\text{cm}^2/V\text{seg}$.



1 en el lado de canal N, y de $300 \text{ cm}^2/\text{Vseg.}$ en el lado de canal
P, y en el caso de que la capacitancia de gatera Cox por uni
dad de superficie sea de $3 \times 10^{-8} \text{ F/cm}^2$ y que la tensión efi
caz de gatera Vge sea de 0,5 V en el lado de canal N, la re
5 sistencia eficaz mínima, es decir 5 megohmios, puede obtener
se fácilmente en una superficie diminuta, reduciendo la re
lación W/L entre la anchura y la longitud del canal a un va
lor no superior a 0,02 en el lado de canal N y no superior a
0,075 en el lado de canal P. Respecto a la característica de
10 temperatura, es posible obtener una característica mucho más
favorable que la de la resistencia de silicio policristalino,
ya que el aumento de la temperatura T reduce la movilidad u
y aumenta la tensión eficaz de gatera Vge, siendo opuestos
estos dos factores.

15 En la figura 4, se representa un modo de realización
concreto del invento, en el cual un transistor Trn de canal N
y un transistor Trp de canal P están conectados en paralelo
y la figura 5 representa un modo de realización en el cual
el invento se aplica a un circuito oscilador que consiste en
20 una etapa de inversor complementario. Las tensiones aplica
das a las gateras Gn y Gp de los transistores Trnf y Trpf
que tienen efectivamente una resistencia elevada y que produ
cen la realimentación de una tensión de salida de un terminal
de conexión de desagüe en una entrada de un terminal de co
25 nexión de gatera, son tales que activen, una de ellas o ambas,
el transistor, durante medios-períodos alternos. Por ejemplo,
el lado positivo de una fuente de tensión está conectado a
la gatera Gn del transistor Trnf de canal N, y su lado negati
vo a la gatera Gp. Además, puede utilizarse el potencial del
30 terminal D₀ de conexión de desagüe y el terminal G₀ de cone



1 xión de gatera.

Igualmente, puede utilizarse para la resistencia de un
circuito de fase, por ejemplo para la compensación de fase,
según se representa en el circuito de la figura 6, utilizan
5 do una capacitancia de desague parásita C_d de un transistor
de efecto de campo MOS. En este caso, las gateras G_{nc} y G_{pc}
de los transistores T_{rnc} y T_{rpc} del circuito de fase pueden
funcionar con una tensión completamente equivalente, como
en los transistores de realimentación T_{rnf} y T_{rpf} .

10 Si se incorpora un condensador en un chip para aplicar
el invento a un reloj electrónico se obtiene fácilmente un
circuito integrado monolítico completo, salvo el cristal de
cuarzo y el condensador regulador de frecuencia constitui
dos por elementos externos conectados al circuito integral.

15 Por tanto, puede realizarse un reloj de dimensiones re
ducidas, de bajo precio, con seguridad de funcionamiento me
jorada.

BREVE DESCRIPCION DE LOS DIBUJOS

20 La figura 1 es un inversor que consiste en transistores
de efecto de campo MOS complementarios.

T_{rp} : transistor de efecto de campo MOS canal P.

T_{rn} : transistor de efecto de campo MOS canal N.

S_p , D_p , G_p ; fuente, desague y gatera de T_{rp} .

S_n , D_n , G_n ; fuente, desague y gatera de T_{rn} .

25 La figura 2 es un circuito general de un oscilador de
cristal de cuarzo.

I_1 a I_n : Conexión en cascada de inversores que consis
ten en transistores de efecto de campo MOS complementarios.

P.C.: Circuito de fase.

30 G_0 : Entrada del inversor de la primera etapa.



D_0 : Salida del inversor de la última etapa.

D_i : Salida del inversor de la etapa i

R_f : Resistencia de realimentación para el reglaje de la polarización.

5 C_g : Condensador de entrada

C_o : Condensador de salida

X : Vibrador de cristal de cuarzo

La figura 3 representa la característica $I_d - V_d$ de un transistor de efecto de campo MOS

10 I_d : Corriente de desagüe; V_d : tensión de desagüe

V_{ge} : Tensión eficaz de gatera; R_e : resistencia eficaz.

La figura 4 es un modo de realización de un transistor de efecto de campo MOS según el invento, utilizado como resistencia.

15 La figura 5 es un modo de realización de un circuito oscilador de cristal de cuarzo según el invento.

$Trpf$: Transistor de efecto de campo MOS de canal P funcionando como resistencia de realimentación.

20 $Trnf$: Transistor de efecto de campo MOS de canal N funcionando como resistencia de realimentación.

La figura 6 es un modo de realización de un circuito oscilador de cristal de cuarzo que se aplica, de acuerdo con el invento, al circuito de fase.

25 $Trpc$: Transistor de efecto de campo MOS de canal P, para compensación de fase.

$Trnc$: Transistor de efecto de campo MOS de canal N, para compensación de fase.

C_d : Capacitancia parásita de desagüe

30 En resumen, la presente patente de invención que se solicita deberá recaer en las siguientes:



REIVINDICACIONES

1.- Circuito oscilador de cristal de cuarzo que hace oscilar un vibrador de cristal de cuarzo con la utilización de transistores de efecto de campo, en el cual unos inversores IG - FET complementarios escalonados en número impar, están conectados en cascada, dicho vibrador de cristal de cuarzo está conectado entre la salida de la última etapa y la entrada de la primera etapa para formar un circuito de realimentación, y la fuente así como el desagüe del IG - FET están conectados entre dicha salida y dicha entrada.

2.- Circuito oscilador de cristal de cuarzo según la reivindicación 1, caracterizado porque en dicho inversor IG - FET está incorporado por lo menos un par de transistores MOS complementarios, y dicho inversor está provisto de un dispositivo de control de fase en el lado de salida con el fin de aplicar una tensión de polarización a dicho circuito a través de dicho dispositivo de control de fase.

3.- Circuito oscilador de cristal de cuarzo según la reivindicación 2, caracterizado porque dicho dispositivo de control de fase incluye por lo menos uno de los transistores MOS.

4.- Circuito oscilador de cristal de cuarzo según la reivindicación 2, caracterizado porque dicho dispositivo de control de fase incluye por lo menos un par de transistores MOS complementarios.

5.- Circuito oscilador de cristal de cuarzo según la reivindicación 2, caracterizado porque dicho circuito de realimentación incluye por lo menos un par de transistores MOS complementarios, y en dicho dispositivo de control de fase está incorporado un elemento resistente.

6.- Circuito oscilador de cristal de cuarzo que incluye



1 por lo menos un par de transistores de efecto de campo MOS
complementarios que hacen oscilar un vibrador de cristal de
cuarzo, caracterizado porque por lo menos una etapa del in
versor complementario que consiste en un transistor de canal
5 P y un transistor de canal N está conectada en cascada, una
salida de un terminal de conexión de desague de la última
etapa está realimentada a un terminal de conexión de gatera
de la primera etapa a través del vibrador de cristal de cuar
zo, y además, un condensador está conectado entre el terminal
10 de conexión de desague de la última etapa y masa, estando di
cho terminal de conexión de desague unido a una extremidad
de dicho vibrador de cristal de cuarzo, o entre el terminal
de conexión de gatera de la primera etapa y masa, estando di
cho terminal de conexión de gatera unido a la otra extremidad
15 de dicho vibrador de cristal de cuarzo, estando dicho terminal
de conexión de desague y dicho terminal de conexión de gatera
unidos a un transistor de efecto de campo de realimentación
situado entre ellos para ajustar el punto de funcionamiento
de dicho transistor oscilatorio complementario.

20 7.- Circuito oscilador de cristal de cuarzo según
la reivindicación 6 que utiliza al menos un par de transis-
tores de efecto de campo complementarios, en el que un vi-
brador de cristal de cuarzo y transistores MOS que funcio-
nan como resistencia de realimentación están conectados entre
25 el terminal de salida y el terminal de entrada de dichos
transistores complementarios, y además un condensador y una
resistencia para el control de fase están conectados al ter-
minal de salida.



1 8. Se reivindica por último como objeto sobre el
que ha de recaer la patente de invención que se solicita
por: CIRCUITO OSCILADOR DE CRISTAL DE CUARZO.

5 Todo conforme queda descrito y reivindicado en
la presente memoria descriptiva que consta de diez páginas
mecanografiadas y dibujos que se acompañan.

Madrid, 20 de agosto de 1.973

BERNARDO UNGRIA

P.P.

10

15

20

25

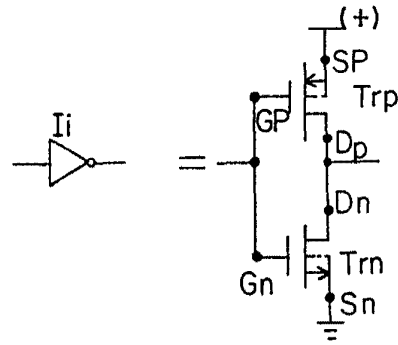


FIG. 1

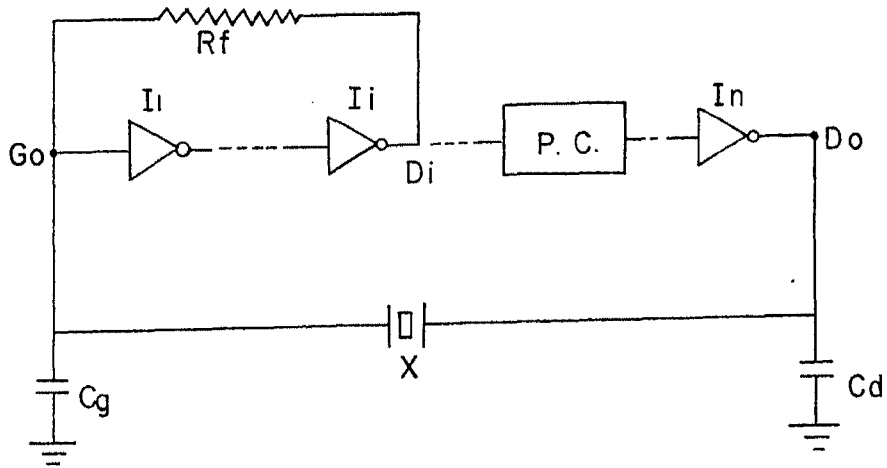


FIG. 2

ESCALA VARIABLE
 Madrid, 20 de agosto de 1973
 BERNARDO UNGRIA
 P. P.

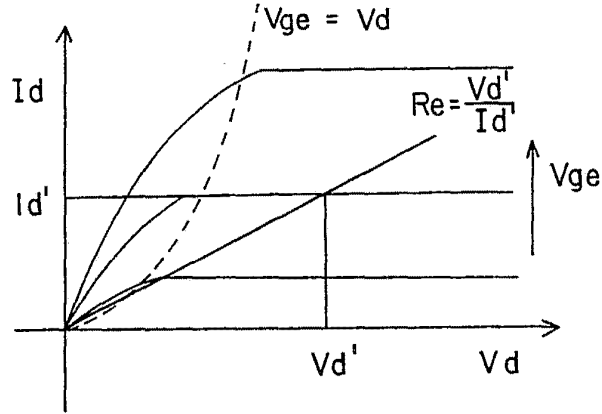


FIG. 3

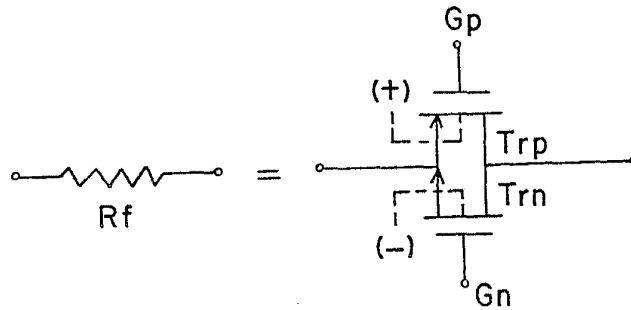


FIG. 4

ESCALA VARIABLE
 Madrid, 20 de agosto de 1973
 BERNARDO UNGRIA
 P. P.

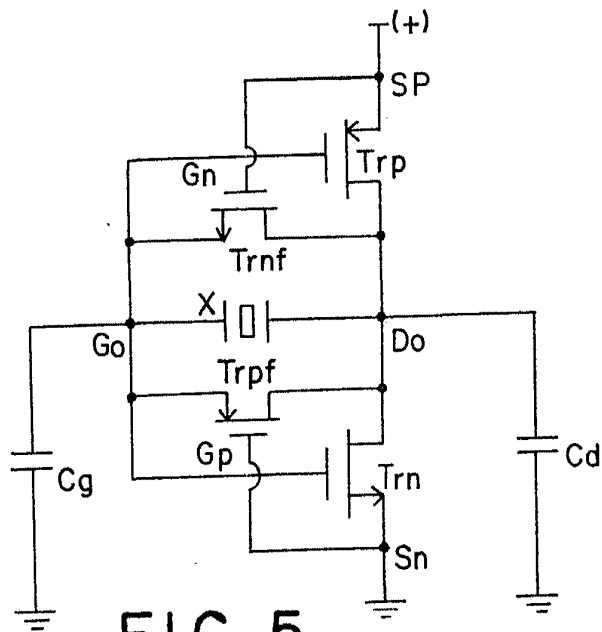


FIG. 5

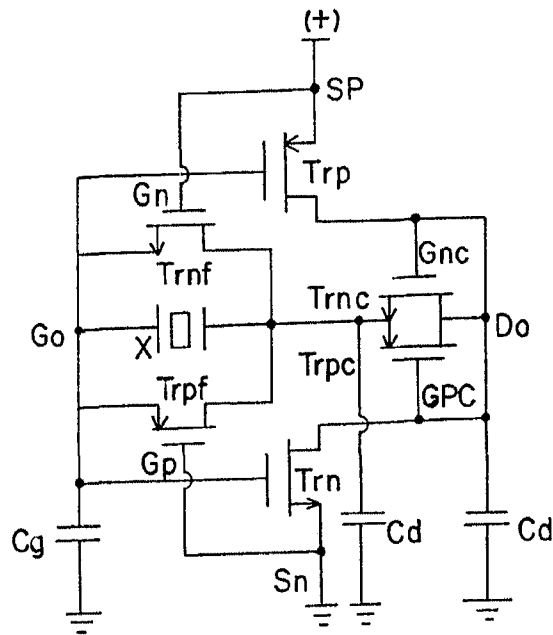


FIG. 6

ESCALA VARIABLE

Madrid, 20 de agosto de 1973

BERNARDO UNGRIA

p. p.