

P.- 42.635

PHN 3430 Spain

370661

ASOCIACION TECNICA
INVESTIGACION S. C.
CLASE H 02
SUBCLASE M

Memoria descriptiva



29 OCT. 1969

para solicitar PATENTE DE INVENCION, en ESPAÑA por 20 años

a nombre de N.V. PHILIPS'GLOEILAMPENFABRIEKEN

entidad ~~de nacionalidad~~ holandesa

con domicilio en Emmasingel 29, Eindhoven, Holanda

por: "UN CONVERTIDOR DE TENSION" (Clase Internacional H02m)

25.10.69



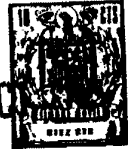
29061-1954

Este invento se refiere a un convertidor de
tensión auto-oscilante, que tiene un par de transistores
complementarios conectados en contrafase de un solo ter-
minal. Un objeto del invento es proporcionar un convertidor
5 que no incluye un transformador ni/o una inductancia, y
que por consiguiente puede ser fabricado fácilmente en
forma integrada y que, en particular, es muy adecuado pa-
ra polarizar diodos de sintonización, la capacitancia de
los cuales varía como una función de la tensión de pola-
10 rización aplicada en un receptor de señal con una tensión
continua obtenida por rectificación de la tensión alter-
na producida.

El convertidor de tensión autooscilante de
acuerdo con el invento se caracteriza porque el circuitc
15 de electrodo de corriente principal de un primer transis-
tor del par de transistores complementarios está derivado
por la conexión en serie de un dispositivo piezoeléctrico
de dos terminales y una capacitancia que es grande con re-
lación a la capacitancia en serie de ese dispositivo de
20 dos terminales, y a través del cual se produce una tensión
alterna de salida a la frecuencia de resonancia en serie
del dispositivo de dos terminales, y porque al menos parte
de esa tensión alterna de salida es hecha retornar como
una tensión de realimentación a las bases de ambos tran-
25 sistores del par a través de un circuito de RC (de resis-
tencia-capacidad).

Es de mencionar que por la Memoria Descripti-
va de la Patente Francesa número 1.190.652 es conocido el
modo de elevar una tensión alterna que tiene una frecuen-
30 cia dada por medio de un elemento piezoeléctrico resonante

2900



a esa frecuencia. No obstante, el elemento usado en la Memoria Descriptiva de la Patente Francesa, está provisto de dos electrodos de entrada y de al menos un electrodo de salida separado, y por consiguiente no es un dispositivo de dos terminales. Además, en la Memoria Descriptiva de la patente Francesa no se indica el modo en que puede fabricarse un convertidor autooscilante por medio de tal elemento piezoeléctrico.

El segundo transistor del par de transistores complementarios puede ser sustituido por una resistencia normal, aunque la potencia disipada en esa resistencia reducirá grandemente el rendimiento del convertidor y hará sustancialmente imposible fabricar el convertidor como un circuito integrado. Mediante el uso de un circuito en contrafase de un solo terminal que incluye dos transistores complementarios, se evitan esas desventajas, y con ese circuito la ausencia de un circuito de corriente continua a través del elemento piezoeléctrico no da lugar a dificultad alguna.

A continuación se describirá el invento más detalladamente con referencia a los dibujos que se acompañan, en los cuales

La Fig. 1 es un diagrama de circuito equivalente que ilustra el principio sobre el cual está basado el convertidor de acuerdo con el invento;

La Fig. 2 es un diagrama de circuito de una primera realización;

La Fig. 3 es un diagrama de circuito equivalente, con mayor detalle, en que se ilustra el funcionamiento del convertidor de acuerdo con el invento;



2900

La Fig. 4 es un gráfico para determinar la potencia y tensión de salida posibles; y

La Fig. 5 es el diagrama de circuito de una segunda realización.

5 Cuando se conecta una fuente de tensión alterna e que tiene una resistencia interna R_i (Fig. 1) a un circuito resonante en serie que tiene una frecuencia natural igual a la frecuencia de la tensión U_i producida por la fuente de tensión, y se termina ese circuito L-C_s mediante la combinación en serie de una capacitancia C_u y de una resistencia R_u , puede producirse a través de la impedancia final $\frac{1}{j\omega C_u} + R_u$, una tensión U_u mayor que la tensión impresa U_i . A la resonancia del circuito en serie:

15

$$\frac{|U_u|}{|U_i|} = \frac{|Z_u|}{|R_u|}$$

La impedancia final Z_u puede también estar constituida por la combinación en paralelo de un condensador C_u y de una resistencia de carga R_u .

20

El convertidor de acuerdo con el invento es tá basado en un aumento de tensión similar conocido, por medio de un circuito resonante en serie. La realización ilustrada en la Fig. 2 incluye dos transistores 1 y 2 conectados en contrafase de un solo terminal. El transistor 1 es del tipo p-n-p, y su emisor está conectado directamente al terminal positivo de una fuente 3 de alimentación de tensión continua. Su colector está conectado directamente al del otro transistor 2 del tipo n-p-n, y el emisor de ese transistor está conectado directamente

25

30



al terminal negativo de la fuente 3. Cuando se aplica una tensión alterna a la base del amplificador que comprende los transistores 1 y 2, ese amplificador se comporta como un generador de tensión alterna, (e en la Fig. 1), uno de los terminales de salida del cual está constituido por la conexión de colector de los dos transistores 1 y 2, y el otro terminal de salida del cual está formado por uno de los terminales de la fuente 3 de alimentación.

Un terminal de un dispositivo piezoeléctrico de dos terminales, más concretamente de un resonador cerámico 4, está conectado a la conexión de colector de los transistores 1 y 2, y el otro terminal de ese resonador está conectado al terminal negativo de la fuente 3 a través de un divisor de tensión capacitivo que comprende dos condensadores 5 y 6 conectados en serie. El resonador 4 forma el circuito en serie L-C_g de la Fig. 1, y la capacitancia

$$\frac{C_5 \cdot C_6}{C_5 + C_6}$$

del divisor de tensión es la capacitancia C_u de ese circuito.

Desde la toma en derivación en el divisor de tensión 5,6 se aplica una tensión de contrarreactancia a través de una resistencia en serie 7 a la base del transistor 2 y, a través de otra resistencia 8 derivada mediante un condensador 9, a la base del transistor 1. La base del transistor 2 está conectada al emisor de ese transistor a través de un pequeño condensador 10, el cual reduce



sensiblemente la amplificación de las frecuencias superiores a la frecuencia natural del resonador 4.

Una resistencia de carga en paralelo R_u está constituida por un rectificador en conexión de duplicación de tensión, que comprende un diodo en serie 11, un diodo en paralelo 12 y un condensador de carga a través del cual está conectada la propia resistencia de carga 14. En estas condiciones,

$$R_u = \frac{R_{14}}{2 \times 2^2} = \frac{R_{14}}{8}$$

En el diagrama de circuito ilustrado en la Fig. 3, se ha representado el circuito equivalente del resonador 4 con mayor detalle. Además de un circuito en serie L- C_s , ese circuito equivalente incluye una resistencia de amortiguación interna R_s y una capacitancia en paralelo C_p . Además, la resistencia de carga R_u está conectada en paralelo con la capacitancia de salida C_u en vez de estarlo en serie con ella. Si ahora, $\omega C_u R_u = \tau_u$,

tenemos $\frac{R_u}{1 + \tau_u^2}$ es el valor de la resistencia en serie correspondiente a la resistencia en paralelo R_u , y

$\frac{\tau_u \cdot R_u}{1 + \tau_u^2}$ es la impedancia de la capacitancia en serie correspondiente a la capacitancia en paralelo C_u .

La razón del voltaje de salida al voltaje de entrada es $q = \frac{|U_u|}{e} = \frac{|Z_u|}{|Z + Z_u|}$.

La admitancia $\frac{1}{Z}$ del resonador 4 es:



$$j \omega C_p + \frac{1}{R_s(1+jx)}, \text{ donde } x = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) Q_0,$$

5 donde $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_s}}$ y $Q_0 = \frac{1}{R_s} \sqrt{\frac{L}{C_s}}$

y la impedancia Z es:

10
$$\frac{R_s}{(1-x \cdot \tau)^2 + \tau^2} \left[1 + j(x-x^2\tau - \tau) \right], \text{ con } \tau =$$

$$\omega C_p R_s. \text{ con } \tau = \omega C_p R_s.$$

Por otra parte,

15
$$|Z_u| = \frac{R_u}{\sqrt{1 + \tau_u^2}}, \text{ donde } \tau_u = \omega C_u R_u, \text{ de la}$$

cual:

20
$$q = \frac{R_u}{\sqrt{1 + \tau_u^2} \sqrt{\left(\frac{R_s}{(-x)^2 + 2} + \frac{R_u}{1 + \tau_u^2} \right)^2 + \left(\frac{R_s(x-x^2\tau - \tau)}{(1-x)^2 + \tau^2} - \frac{\tau_u R_u}{1 + \tau_u^2} \right)^2}}$$

Dentro del margen en que $x \tau$ es mucho menor que 1, está expresión puede quedar reducida a:

25
$$q = \frac{R_u}{\sqrt{1 + \tau_u^2} \sqrt{\left(R_s + \frac{R_u}{1 + \tau_u^2} + \left(R_s x - \tau R_s - \frac{\tau_u R_u}{1 + \tau_u^2} \right)^2 \right)^2}}$$

La relación de multiplicación q presenta pues un máximo a una frecuencia determinada por la ecuación:



$$x = \frac{\tau_u R_u}{(1 + \tau_u^2) R_u} + \tau.$$

5 Ese valor máximo es igual a:

$$q_{\text{máx}} = \frac{R_u}{\sqrt{1 + \tau_u^2} \left(R_s + \frac{R_u}{1 - \tau_u^2} \right)}$$

10 Tomando como nueva variable $t_u = 1 + \tau_u^2$, la anterior ecuación se transforma en:

$$q_{\text{máx}} = \frac{R_u \sqrt{t_u}}{R_s t_u + R_u}$$

15 y de la anterior expresión se obtiene la ecuación:

$$t_u^2 (q^2 R_s^2) + t_u (2R_u R_s q^2 - R_u^2) + q^2 R_u^2 = 0$$

que es válida siempre que $x \tau \ll 1$.

20 Usando esta ecuación, en el diagrama de la Fig. 4 se han dibujado respecto a un plano de coordenadas $R_u - \tau_u$ líneas de acumulación q constante ($q = 8, 4, 2$ y 1) para un resonador que tiene una frecuencia natural $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = 452$ kHz, una resistencia de amortiguación interna R_s de 24Ω y una capacitancia en paralelo de 175 pF. Las partes en líneas de trazos de las líneas q están en la región en que $x \tau$ es mayor que 0,1 y en la cual se producen desviaciones que aumentan al aumentar el valor de $x \tau$.

30 En un convertidor no solamente es importante la relación de multiplicación, sino que también lo es el



rendimiento η , es decir, la relación entre la potencia alimentada a la resistencia de carga y el valor total de la potencia de entrada:

$$5 \quad \eta = \frac{R_u}{R_s t_u + R_u}, \text{ y por tanto}$$

$$R_u = \frac{\eta}{1-\eta} R_s \cdot t_u ;$$

10 En el plano de coordenadas $R_u - t_u$ las líneas de rendimiento constante son líneas rectas ($\eta = 0,9; 0,5$ y $0,1$) y, de éstas, las partes que comprendidas en el margen de valores $\tau_x > 0,1$ se han representado también con líneas de trazos.

15 Una característica final importante de un convertidor es la de transferencia de potencia. Esta es:

$$p = \frac{q^2 \cdot e^2}{R_u} = p \cdot e^2 \quad \text{y puede verse que en el}$$

20 plano de coordenadas $R_u - t_u$ las líneas de potencia específica p constante son también líneas rectas, de modo que existe una relación entre p y η , que puede expresarse mediante la ecuación:

$$25 \quad \eta = \frac{2 R_s p}{1 - \sqrt{1 - 4 R_s p}}$$

En una realización práctica, en que estaba incluido el resonador cerámico antes mencionado de una frecuencia natural de 452 kHz, una R_s de 24 Ω , una C_p de 175 pF, una L de 8,5 mH y una C_s de 14,5 pF, y un



rectificador en conexión de cuadruplicación de tensión,
se usaron los siguientes elementos:

- 5 Transistor 1 = Phillips BC 179
Transistor 2 = Phillips BC 107
Diodos 11, 12 y 11', 12' (Fig. 5) = Phillips
AA 119.

Condensadores:

- 5 = 560 pF,
6 = 5.100 pF,
10 9 = 4.700 pF,
10 = 470 pF
13, 13', 15 y 16 (Fig. 5), cada uno = 4.700
pF

15 Además, un condensador de 1.500 pF estaba
conectado entre los colectores de los transistores 1 y 2
y el terminal negativo de la fuente 3.

Resistencias:

- 7 = 1 k Ω .
8 = 1 M Ω . variable.
20 14 = 220 k Ω , variable.

Por tanto, el valor máximo de R_u era

$$\frac{R_{14}}{2 \times 4^2} = 6,9 \text{ k}\Omega .$$

25 Con una tensión de alimentación continua de
3 voltios, ese convertidor suministraba una tensión de
26,5 voltios a través de la resistencia 14. La corriente
absorbida era de 3 mA, de modo que el rendimiento era:

$$\eta' = \frac{\pi}{4} = \frac{26,5^2}{220.000 \times 3 \times 3 \times 10^{-3}} = 35,5 \%$$



En la segunda realización, el diagrama de
circuito de la cual se ha ilustrado en la Fig. 5, los
emisores de los transistores 1 y 2 están conectados entre
sí y al resonador 4, mientras que el colector del transistor
1 está conectado directamente al terminal negativo de la
fuente de alimentación 3, y el colector del transistor 2
está conectado directamente al terminal positivo. Esto
proporciona la ventaja de que la etapa amplificadora que
incluye los transistores 1 y 2 es sustancialmente insen-
sible a las magnitudes, diferencias y/o cambios de los
respectivos coeficientes de ganancia de esos transistores.
Por otra parte, para cumplir las condiciones de autoosci-
lación se requiere una inversión de la tensión y una am-
plificación de la tensión entre la toma en derivación
del divisor de tensión capacitivo 5, 6 y las bases de
los transistores 1 y 2. Ello se consigue mediante un
tercer transistor 17, por ejemplo del tipo n-p-n, que
opera según una configuración de emisor común. El emisor
de ese transistor está conectado directamente al terminal
negativo de la fuente de alimentación 3, y su colector
está conectado al terminal positivo de esa fuente a tra-
vés de una resistencia de carga 18 y está acoplado con
las bases de los transistores 1 y 2 mediante un conden-
sador 19. La base del transistor 17 está conectada a la
toma en derivación en el divisor de tensión 5, 6 a tra-
vés de la resistencia 7 del circuito de realimentación,
y al terminal negativo de la fuente de alimentación 3 a
través de un condensador de desacoplamiento 10. Esa base
está además conectada a la toma en derivación de un divi-
sor de tensión resistivo 20, 21 conectado entre los ter-



minales de la fuente de alimentación 3, de modo que el transistor 17 está lo suficientemente polarizado en sentido directo como para operar en la clase A y excitar los transistores 1 y 2, sin detectar la parte de la tensión alterna producida que es realimentada a su base.

Los convertidores descritos proporcionan la ventaja de que no incluyen ningún transformador ni/o inductancia, de modo que pueden ser fabricados como circuitos integrados y, con la excepción del resonador 4, incluso como circuitos monolíticos, de modo que ocupen poco espacio y sean ligeros. Son especialmente adecuados para producir una tensión continua para polarizar diodos de sintonización o varicaps de un receptor de radio o televisión. Para ese uso, la tensión de polarización debe ser estabilizada y debe ser susceptible de fácil variación. El consumo de corriente de los varicaps es despreciable, de modo que la carga del convertidor está constituida sustancialmente por el estabilizador y regulador de tensión, el cual compara una parte variable de la tensión de salida con una tensión de referencia estable.

Alternativamente, el valor de la tensión continua suministrada por la fuente 3 puede ser hecho variar y/o estabilizado, lo cual se traduciría en un mejor rendimiento conjunto η de la unión del estabilizador-regulador y del convertidor.

El rendimiento $\eta' = 35\%$ de la realización práctica descrita puede ser considerablemente mejorado. Por ejemplo, con el resonador descrito se obtiene, para una acumulación q ligeramente inferior, de valor 4, un η de 0,9 (Fig. 4). Ello corresponde a un valor $\eta =$



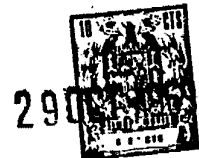
0,9 x $\frac{\pi}{4} = 0,71$ disminuído por:

- a) potencia adicional perdida en el resonador λ por exceder de los límites del margen de funcionamiento en el cual el resonador cumple la ley de Hooke;
- 5 b) ajuste-B incorrecto del amplificador, para cuyo ajuste el factor de conversión de energía de corriente continua en energía de corriente alterna es igual a $\frac{\pi}{4}$;
- c) pérdidas en la rectificación.

10 Por consiguiente, parece que podría llegarse a un rendimiento total η' de aproximadamente 0,6.

Para este fin se usa preferiblemente un resonador λ que tiene una relación $\frac{C_s}{C_p}$ máxima, al tiempo que se conservan los mismos valores de R_s y Q_0 ;
 15 como resultado , en la Fig. 4 el límite $x = 0,1$ está desplazado hacia arriba, de modo que se hacen posibles valores más altos de la acumulación q , al tiempo que se conserva el mismo rendimiento η . Además, la relación entre la potencia específica p y el rendimiento η' demuestra que, para una relación $\frac{C_s}{C_p}$ dada, un
 20 valor dado de Q_0 y un valor dado de p , es ventajoso un valor relativamente elevado de R_s .

Finalmente, por lo que se refiere a la polarización de los varicaps, es ventajoso elegir un resonador del cual ni la frecuencia natural ni la de los armónicos superiores queden dentro de una de las bandas de frecuencia del receptor sintonizado por medio de esos varicaps, por ejemplo, una frecuencia natural de 28 MHz para un receptor de radio normal. Por consiguiente, no se requiere apantallado del convertidor, ya que el resonador no puede
 25
 30



radiar al espacio que circunda al receptor.

Esta solicitud que corresponde a la presentada en Holanda, el día 22 de Agosto de 1.968, bajo el Nº 6812023 se acoge a los beneficios del artículo 51 del vigente Estatuto sobre Propiedad Industrial.

- REIVINDICACIONES -

Los puntos de invención propia y nueva que se presentan para que sean objeto de esta Solicitud de Patente de Invención en España, por VEINTE años, son los siguientes:

1.- Un convertidor de tensión que incluye un par de transistores complementarios conectados en contra-fase de terminal único, caracterizado porque la trayectoria de circuito electródico de corriente principal de uno primero de estos transistores está shuntado por la conexión en serie de un dispositivo piezoeléctrico de dos terminales y de una capacitancia que es grande con relación a la capacitancia en serie de este dispositivo de dos terminales y a través de la cual es producido un voltaje alterno de salida a la frecuencia resonante de serie del dispositivo de dos terminales, y porque al menos parte de este voltaje alterno de salida es devuelto a través de un circuito RC como voltaje de contrarreacción, a las bases de los dos transistores.

2.- Un convertidor según la reivindicación 1, caracterizado porque el dispositivo piezoeléctrico de dos terminales es un resonador cerámico.

3.- Un convertidor según las reivindicacio-



nes 1 ó 2, caracterizado porque dicha capacitancia grande es la de un divisor de tensión capacitivo, de cuya derivación es tomada la tensión de contrarreacción.

5 4.- Un convertidor según cualquier de las reivindicaciones precedentes, caracterizado porque el circuito RC incluye una resistencia en serie, a través de la cual es devuelta la tensión de contrarreacción a la base del primer transistor, un condensador en paralelo, conectado entre el extremo de esta resistencia en serie más alejado del dispositivo piezoeléctrico de dos terminales y un punto de potencial constante, y una segunda resistencia shuntada por un segundo condensador y conectada entre las bases de los dos transistores.

15 5.- Un convertidor según la reivindicación 4, en el cual el dispositivo piezoeléctrico de dos terminales está conectado a los colectores de los dos transistores, caracterizado porque la resistencia en serie está directamente conectada entre la capacitancia grande y la base del primer transistor.

20 6.- Un convertidor según cualquier de las reivindicaciones precedentes, para polarizar al menos un diodo de sintonización que tiene una capacitancia que varía en función de la tensión de polarización aplicada en un receptor de señales por una tensión continua obteni
25 da por rectificación de la tensión alterna producida, caracterizado porque la frecuencia de resonancia de serie del dispositivo piezoeléctrico de dos terminales, es elegida tan alta que está frecuencia y sus armónicos superiores caigan fuera de la gama o gamas de frecuencias
30 de recepción del receptor de señales.

29 OCT 1969



7.- UN CONVERTIDOR DE TENSION.

Tal y como se ha descrito en la Memoria que antecede, representado en el dibujo que se acompaña y con los fines que se han especificado.

5

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

29 OCT. 1969

Madrid,

P.A.

Alberto de Lizaso
Por Poder

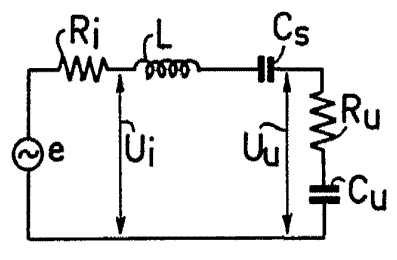


fig. 1

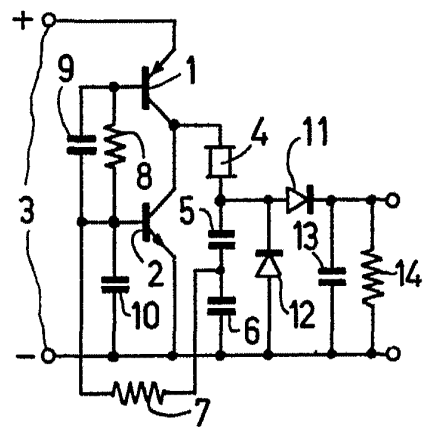


fig. 2

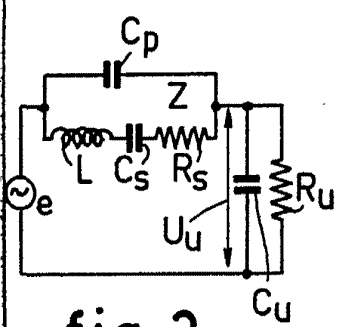


fig. 3

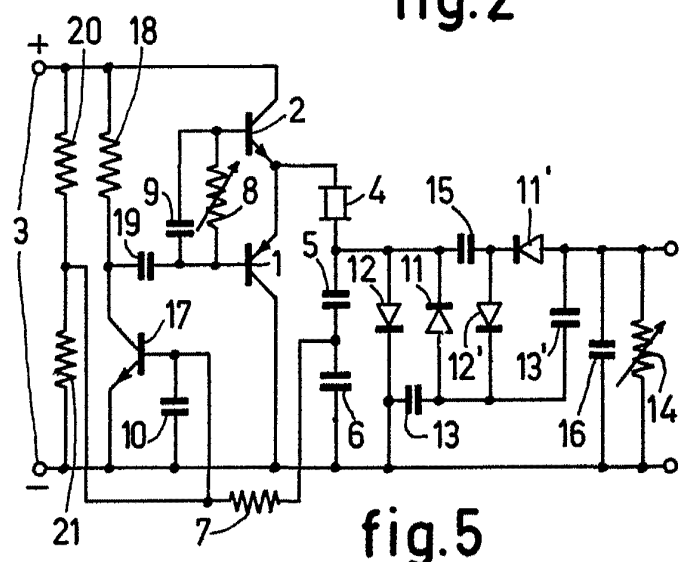


fig. 5

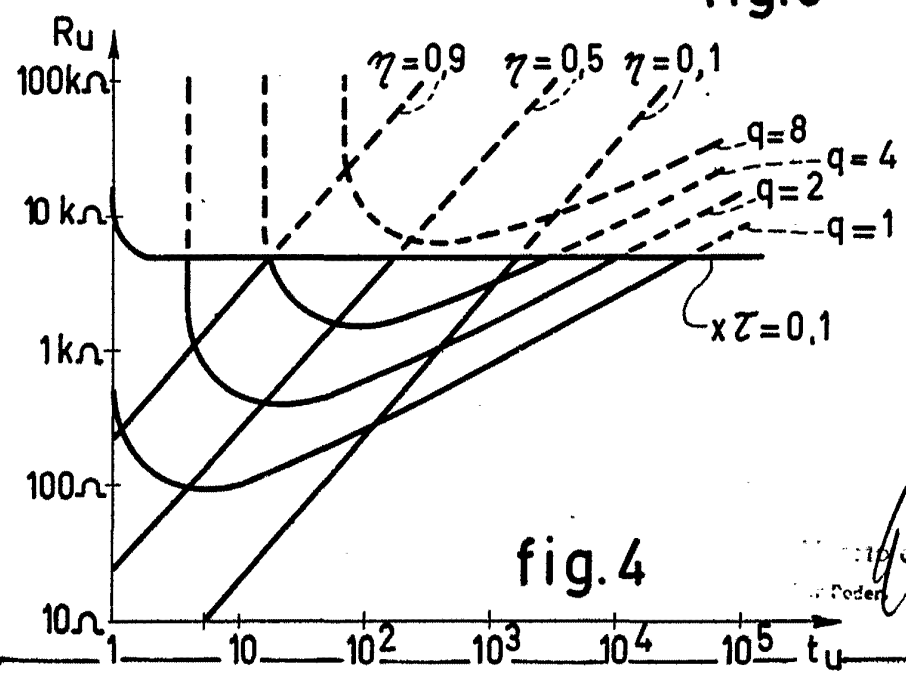


fig. 4

Handwritten signature and text.