

408408



PATENTE DE INVENCION

=====

E.50/1016

Memoria Descriptiva

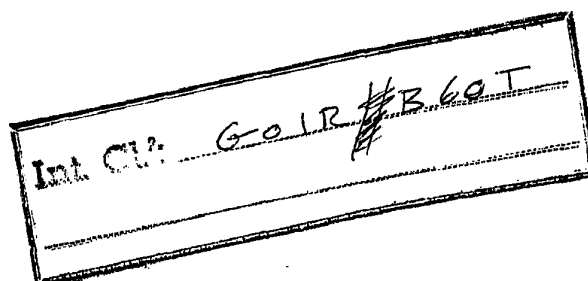
sobre:

PERFECCIONAMIENTOS EN DISPOSITIVOS ELECTRONICOS PARA
MEDIR LA FRECUENCIA DE SEÑALES ELECTRICAS PERIODICAS.

=====

Solicitante : KNORR-BREMSE GmbH., entidad alemana, residente en:
Moosacher Strasse 80, München 80, República Federal
Alemana.

=====



La invención se refiere a un dispositivo elec-
trónico para medir la frecuencia de señales eléctricas
periódicas, en el que la duración de cada distinto pe-
ríodo de la frecuencia a medir se transforma en un va-
5. lor de tensión proporcional a la frecuencia, en espe-



cial para el empleo en dispositivos, protección contra bloqueo y el derrape de vehículos.

5. La invención se refiere por tanto a un dispositivo de conexión electrónico que transforma la frecuencia de una tensión alterna en una tensión continua proporcional. Pero el dispositivo es apropiado también para medir la frecuencia de cualquier sucesión de impulsos. En comparación a los convertidores de frecuencia-tensión conocidos el dispositivo de la invención tiene la importante ventaja de un tiempo de retardo muy corto, es decir, la tensión de salida proporcional a la frecuencia no se consigue después de varios periodos de la señal a medir, sino ya después de solo un periodo.
- 10.

15. Especialmente en los dispositivos de protección contra el bloqueo y el derrape de vehículos se exige un pequeño tiempo de retardo en el sentido aclarado. La variación de la frecuencia de una tensión alterna ó tensión de impulsos que entrega un generador de frecuencia acoplado con la rueda del vehículo a controlar, indica la tendencia al bloqueo ó al derrape de la rueda del vehículo. Esta variación de la frecuencia tiene que causar con el retardo más pequeño posible, una variación de la tensión de salida de un convertidor frecuencia-tensión, con el fin de que puedan tener lugar inmediatamente las medidas automáticas contra la variación del número de revoluciones de la rueda.
- 20.

25. Los dispositivos conocidos para la conversión frecuencia-tensión utilizan por ejemplo un elemento-RC, cargándose a saltos el condensador periódicamente con la frecuencia a medir y descargándose adicionalmente de forma continua sobre la resistencia. Si la constante de tiempo del elemento-RC es grande en comparación a la duración de los periodos
- 30.

408408

- 3 -



de la señal medida, se establece en el condensador después de varios periodos una tensión de pequeña sinusoidad que es proporcional a la frecuencia de la señal medida.

5. Pero la grande constante de tiempo del elemento-RC ^{que} pide ahora/la tensión en el condensador pueda seguir con continuidad a variaciones de la frecuencia. Si se reduce la constante de tiempo del elemento-RC la tensión en el condensador sigue en verdad más rápidamente a una variación de frecuencia, pero sin embargo entonces, a causa de la carga y descarga periódica, tiene una mayor sinusoidad que es inadmisibile especialmente en los dispositivos de protección contra el bloqueo y el derrape porque simula una constante deceleración y aceleración de la rueda del vehículo.
- 10.

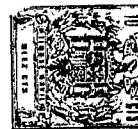
15. Para la medición rápida de la frecuencia, o del número de revoluciones, se han propuesto ya dispositivos de trabajo digital en los que la duración de los periodos se cuenta con impulsos rítmicos de frecuencia constante y después se efectúa al final de cada periodo una division digital por el número de los impulsos del periodo. De ésta division resulta un valor numérico que es proporcional a la duración reciproca del periodo. Un dispositivo semejante puede proporcionar una alta precisión de medida, pero sin embargo, necesita un considerable costo en elementos numéricos digitales, que no es ya soportable en muchos casos de empleo, pero en especial en los dispositivos de protección contra el bloqueo y derrape de vehículos.
- 20.
- 25.

30. Es cometido de la invención proporcionar un dispositivo de la clase mencionada al principio, por el que se puede realizar un rápido procedimiento de medición de la frecuencia empleandose sin embargo en lugar de elementos numéricos digitales, medios de conexión analogicos mucho menos costosos que



proporcionan especialmente una suficiente precisión de medida para dispositivos de protección contra el bloqueo y derrape.

- El cometido se soluciona según la invención mediante elementos de conexión para analizar la duración de cada distinto período de la frecuencia a medir, estando previstos elementos electrónicos para averiguar la duración recíproca de los períodos. Una forma de ejecución preferente se caracteriza porque una fuente de corriente está enlazada con un primer condensador y carga a éste lineal en el tiempo, porque está prevista una etapa de oscilación monoestable a la que se lleva la señal a medir en su frecuencia y entrega en cada caso un primer impulso que se conduce a un primer interruptor y causa durante su duración el cierre del mismo, porque el primer interruptor electrónico enlaza el primer condensador con un segundo condensador, porque la salida de la primera etapa de oscilación monoestable está enlazada con la entrada de una segunda etapa de oscilación monoestable que, después del final del primer impulso, entrega un segundo impulso que se conduce a un segundo interruptor y causa durante su duración el cierre del mismo, porque el segundo interruptor está conectado en paralelo al primer condensador y el segundo condensador está enlazado con la entrada de un convertidor tensión-corriente que en su salida entrega una corriente que es proporcional a la tensión en el segundo condensador y que se conduce a una etapa de oscilación monoestable gobernada por corriente que está desarrollada de manera que su duración de conexión es inversamente proporcional a esta corriente, porque además la etapa de oscilación monoestable gobernada por corriente se alimenta por un generador de frecuencia constante de tal modo que la frecuencia de la sucesión de impulsos entregados por la etapa de osci-
- 5.
 - 10.
 - 15.
 - 20.
 - 25.
 - 30.



- lación es igual a la frecuencia de oscilación del generador de frecuencia constante y porque ésta sucesión de impulsos se conduce a un elemento paso bajo-RC en cuya salida se produce entonces una tensión proporcional a la frecuencia momentánea de la señal a medir.
5. Mientras que el dispositivo analógico conocido, con elemento-RC, determina sobre varios períodos la señal de medición, el dispositivo de conexión según la invención analiza pues la duración de cada período individual y calcula con medios electrónicos la duración recíproca de los períodos que corresponde a la frecuencia momentánea. Con frecuencia variable de las señales de medición la señal de salida de este dispositivo puede así aceptar de golpe después de cada período un nuevo valor que corresponde a la frecuencia media en el período transcurrido, con lo cual se reproduce con un tiempo de retardo muy pequeño una variación del número de revoluciones de la rueda a controlar. Por otro lado, el dispositivo de conexión según la invención proporciona con frecuencia constante de la señal de medición, una tensión de salida lisa con sinusoidad prácticamente despreciable y no puede por tanto simular en éste caso ninguna variación del número de revoluciones de la rueda a controlar.
10. A base de los dibujos se aclara y describe con más detalle un ejemplo de ejecución preferente de la invención.
15. En dichos dibujos:
20. La figura 1 muestra un esquema en bloques, para aclarar el funcionamiento del ejemplo de ejecución según la invención.
25. La figura 2 muestra el curso con respecto al tiempo de las señales en el dispositivo de la figura 1 y
- 30.



La figura 3 muestra una realizacion técnica a modo de ejemplo, del dispositivo de la figura 1.

Como señal de medición U_f en la representacion y en la siguiente descripción sirve por ejemplo una tensión rectangular simétrica, sin embargo la señal de medición puede tener - también cualquier otra forma de curva que puede prepararse de modo apropiado mediante dispositivos formadores de impulsos conocidos para la activacion del dispositivo segun la invención.

- 5.
- 10.
- 15.
- 20.
- En la figura 1 activa en cada caso el flanco descendente de la señal de medición U_f a una primera etapa de oscilación 1 que entrega a continuación un impulso U_1 de duración T_1 , este se conduce sobre la línea 1b a un primer interruptor 6, preferentemente electrónico, que acto seguido está cerrado durante el tiempo T_1 , pero que si no está abierto. Al final, es decir con el flanco descendente del primer impulso U_1 se activa sobre la línea "1a" una segunda etapa de oscilación monoes- table que entrega a continuación un impulso U_2 de duración T_2 que se conduce sobre la línea 2a a un segundo interruptor 3, preferentemente electrónico, y causa durante su duración el cierre de éste interruptor, abierto de lo contrario.

- 25.
- 30.
- Una fuente de corriente 5 carga a un primer condensador 4 cuya tensión U_c alcanzado en cada caso al final de un periodo de la señal de medición, se transmite durante el tiempo T_1 sobre el interruptor 6 cerrado entonces, a un condensador acumulador 7 que conserva ésta tensión durante el siguiente periodo de la señal de medición. Una vez que al final del tiempo T_1 se ha abierto el interruptor 6, se cierra el interruptor 3 durante el siguiente impulso U_2 de duración T_2 y descarga rápida y completamente el condensador 4; después de esto comienza de nuevo la carga lineal del condensador 4 por

408408

- 7 -



la fuente de corriente 5 hasta el final del período de la señal de medición. Los tiempos T_1 y T_2 se eligen cortos en comparación a la duración del período. En la figura 2 están representados para mayor aclaración de su funcionamiento los cursos temporales de las distintas señales. Ya que el tiempo T_1 comienza en cada caso con el flanco descendente de la señal de medición U_F , un período T_F de la señal de medición U_F cuenta en cada caso desde uno al siguiente flanco descendente. Los impulsos positivos U_1 y U_2 significan en cada caso el cierre de los interruptores 6 y 3 respectivamente. En la cuarta fila de la figura 2 (U_C) está representada la carga lineal del condensador 4 durante la duración de los períodos de la señal de medición y su muy rápida descarga durante los tiempos T_2 . La quinta fila de la figura 2 muestra el curso de la tensión U_{sp} acumulada en el condensador acumulador 7 que produce debido a que el valor más alto en cada caso de la tensión de diente de sierra U_C , que se establece en el condensador 4 al final de cada período, se transmite durante los tiempos T_1 al condensador 7. La respectiva tensión U_{sp} en el condensador acumulador 7 es así proporcional a la duración T_F del período precedente de la señal de medición U_F .

La conversión de éste valor de medición de la duración del período en un valor de medición proporcional a la frecuencia de efectúa mediante la etapa de oscilación monoestable 9 gobernada por corriente que se activa por un generador de frecuencia constante 8, el convertidor tensión-corriente 10 y un elemento paso bajo-RC 11, 12. Mientras que la configuración técnica favorable del dispositivo mencionado recientemente se describe más tarde, aquí se representa su funcionamiento de forma puramente esquemática.



5. El generador 8 suministra impulsos con la frecuencia F_g y arranca en esta sucesión en cada caso la etapa de oscilación monoestable 9, de forma que la duración de los periodos de la sucesión de impulsos U_g tiene en su salida 9a el valor $T_g = 1/F_g$.

10. La duración de conexión T_E de la etapa de oscilación monoestable 9 es inversamente proporcional a la corriente de mando I_{st} y así, a causa de la conexión del convertidor tensión-corriente 10, también inversamente proporcional a la tensión acumulada U_{sp} ,

$$A \quad T_E = \frac{1}{I_{st}} \cdot \frac{1}{U_{sp}}$$

La duración de conexión relativa de la etapa de oscilación monoestable 9 es pues:

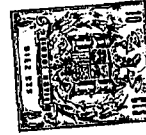
$$B \quad T_E = T_g \cdot I_g \cdot \frac{1}{U_{sp}}$$

15. La sucesión de impulsos U_y en la salida de la etapa oscilante monoestable 9 la indica, con frecuencia cambiante de la señal de medición U_f , la fila 6 de la figura 2, siendo el valor máximo igual a U_b (tensión de batería ó de abastecimiento del dispositivo de conexión). Mediante infracción de esta

20. sucesión de impulsos en un elemento paso bajo-RC11, se produce una tensión de salida U_a de menor sinusidad (que está representada muy exagerada en la figura 2) (fila 1, figura 2) para la que sirve:

$$C \quad U_a = U_b \cdot \frac{T_E}{T_g} \cdot \frac{1}{U_{sp}}$$

25. ya que, como se ha descrito, la tensión acumulada U_{sp} es proporcional a la duración de los periodos T_f , ó bien inversa-



mente proporcional a la frecuencia f de la señal de medición U_f , para la tensión de salida U_a del dispositivo según la invención:

$$D \quad U_s \quad \frac{1}{U_{sp}} \quad \frac{1}{T_f} = f$$

5. La tensión de salida U_a es pues proporcional a la frecuencia. La frecuencia f del generador δ puede elegirse, independientemente de la frecuencia f de la señal de medición U_f , tan grande que aun con una constante de tiempo del elemento-RC 11, 12 que no es mayor que la duración de los periodos de la señal de medición, la sinusoidal de la tensión de salida U_a se hace despreciablemente pequeña. Una súbita variación de la frecuencia de la señal de medición origina así ya después de solo un periodo, del modo descrito arriba, una correspondiente variación de la tensión de salida U_a del dispositivo según la invención. El dispositivo es así capaz de comunicar el pequeño tiempo de retardo mencionado al principio.

- El dispositivo representado aquí en el principio de su funcionamiento puede realizarse naturalmente mediante la interconexión de una serie de circuitos parciales. A continuación se representa una configuración del circuito especialmente ventajosa, en el sentido de la invención, de la figura 3, que posibilita, mediante una favorable combinación de partes de conexión, realizar el dispositivo de la invención con pequeño costo de componente. En éste ejemplo se muestra además una realizabilidad técnica especialmente sencilla del principio del dispositivo de la figura 1.

Como señal de entrada U_f para el dispositivo de la figura 3 se emplea por ejemplo una tensión rectangular simétrica como la representada en la figura 2. En el dispositivo de



la figura 3 de las etapas de oscilación monoestable 1 y 2 se realizan mediante amplificador de conmutación saturado que, con respecto a las etapas de oscilación monoestables normales tiene suficiente con solo un transistor. En el amplificador de conmutación 1 el transistor 15 está saturado (conductor mediante la resistencia 14 en virtud de la corriente de base, de forma que toda la tensión de batería U_B cae sobre la resistencia de colector 16, y la tensión en el colector del transistor 15 es prácticamente cero. Durante la semionda positiva de la señal de medición U_F se carga el condensador 13 mediante el trayecto emisor del transistor 15 a la amplitud completa de la señal de medición, permaneciendo saturado dicho transistor, El impulso de salida U_1 comienza con el flanco descendente de la señal de medición U_F (véase la figura 2); ya que en éste instante la tensión U_F se hace cero, la tensión del condensador 13 cargado anteriormente se convierte en tensión de base negativa del transistor 15, de forma que éste se bloquea ahora (no conductor) y su tensión de colector U_1 toma el valor de la tensión de batería U_B . Ahora el condensador 13 se descarga sobre la resistencia 14, decreciendo continuamente la tensión negativa en la base del transistor 15 y estableciéndose de nuevo una tensión de base positiva, pasando ahora de nuevo el transistor 15 al estado de saturación anterior. Con ésto ha finalizado el primer impulso U_1 de duración T_1 . Durante el tiempo T_1 se cargó el condensador 17 del segundo amplificador de conmutación saturado 2. Si ahora una vez transcurrido el tiempo T_1 la tensión de colector del transistor 15 se hace cero, el transistor 15, que estaba saturado antes, obtiene del modo descrito arriba una tensión de base negativa que se reduce continuamente y se hace final



5. mente de nuevo positiva, de forma que en el colector del transistor 19 aparece un impulso positivo U_2 de duración T_2 (véase la figura 2). Durante el impulso positivo U_2 se hace conductor en cada caso el transistor de conexión 3 (interruptor electrónico 3) y descarga en muy corto tiempo el condensador 4 sobre la resistencia de protección 21. Como fuente de corriente 5 para cargar el condensador 4 sirve el transistor 22. Como fuente de realimentación de corriente mediante la resistencia de emisor 23. La corriente de colector del transistor 22 se determina por la resistencia de emisor y por la tensión de base en el punto 286 y fluye al condensador 4 como corriente de carga.

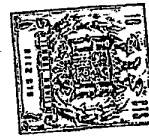
10. Como interruptor eléctrico 6 sirve un transistor de efecto de campo 6 que con su cátodo 6a está enlazado con el condensador 4, y con su ánodo 6b está enlazado con el condensador acumulador 7. El cátodo 6a y el ánodo 6b representan ambos polos del interruptor electrónico; cuando el transistor de efecto de campo 6 es conductor la tensión del condensador 4 puede transmitirse al condensador acumulador 7 a través del trayecto cátodo-ánodo. Como complemento se ha de decir que la capacidad del condensador acumulador 7 está elegida esencialmente menor que la capacidad del condensador 4, de forma que éste tiene que coger solo poca carga para obtener una tensión U_{sp} acumulada igual a la tensión U_0 .

15. Por tanto la tensión U_0 se falsea poco por el proceso de acumulación.

20. Durante la duración T_1 del primer impulso U_1 el condensador 26 se carga, mediante el trayecto del transistor 27 que actúa aquí como diodo rectificador, a una tensión U_{26} que resulta de la diferencia de la tensión de batería U_b y de la tensión en el punto 28a del divisor de tensión. La tensión en

25.

30.



5. el punto 28a y con ella la tensión en el punto 26a está elegida mayor que la mayor tensión U_0 que se pueda dar en el condensador 4. Con esto, durante el tiempo T_1 el punto 26a es más positivo que la tensión U_0 , y así está bloqueado el diodo 25. Ya que la rejilla bc del transistor de efecto de campo 6 tiene, sobre la resistencia 24 de alto ohmiaje, el mismo potencial que el cátodo 6a, el trayecto cátodo-ánodo es conductor y tiene lugar la ya descrita acumulación de la tensión U_c como tensión de acumulación U_{sp} .
10. Una vez transcurrido el tiempo T_1 la tensión U_1 que tenía antes el valor U_B , se hace cero éste salto de tensión negativa U_B se transmite sobre el condensador 26 al punto 26a. La tensión en el punto 26a es ahora más negativa que la tensión en el punto 28a en la cuantía U_B , y con esto es también negativa con respecto U_c . El diodo 25 se hace ahora conductor y la rejilla bc del transistor de efecto de campo 6 se hace fuertemente negativa contra el cátodo 6a, de forma que el tramo ánodo-cátodo es desde ahora de muy alta resistencia, es decir se bloquea y no puede tener ya lugar ninguna ulterior
15. transmisión de carga desde el condensador 4 al condensador 7. Ya que, como se mencionó, la resistencia 24 es de ohmiaje muy alto, la tensión U_{26} solo puede variarse poco en el condensador 26, y el transistor de efecto de campo 6 permanece bloqueado durante la restante duración del período de la señal de medición. En el siguiente tiempo de acumulación T_1 se repite el proceso descrito arriba y se completa de nuevo la carga
20. parcial del condensador 26 en la duración del período.
- 25.

30. En el caso de servicio normal la tensión en el emisor del transistor 22 es aproximadamente igual a la tensión en el punto 28a, de forma que en el trayecto base-emisor del

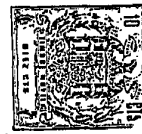
408408

- 13 -



transistor 27 no fluye corriente, y únicamente el trayecto co-lector-base de este transistor actúa como diodo en la forma indicada. Si ahora cesa la señal de medición, ó disminuye la frecuencia de la señal de medición por debajo de un valor mínimo predeterminado, asciende la tensión U_c hasta que el colector del transistor 22 se hace algo positivo con respecto al punto 28b; entonces en el transistor 27 no puede fluir ya ninguna corriente de colector, y el trayecto base-emisor queda con muy bajo ohmiaje, de forma que la tensión en el punto 28b se determina por el tramo divisor de tensión; resistencia 23, base-emisor del transistor 22, así como resistencia 29. Si ahora la resistencia 29 está elegida esencialmente mayor que la resistencia 23, la tensión en el punto 28b tendrá un valor más positivo que en el caso de servicio normal, bloqueándose ahora el diodo 28. Pero con ésto también la tensión en el emisor de los transistores 22 y 27 se hace esencialmente más positiva que la tensión en el punto 28a y en la base del transistor 27 respectivamente. Así se hace ahora conductor el transistor 27 y origina que en el punto 26a se establezca una tensión positiva que es aproximadamente igual que la tensión en el punto 28a estabilizada mediante el diodo Zener 30a. Con ésto el transistor de efecto de campo 6 se hace conducir permanentemente y origina un enlace continuo entre los condensadores 4 y 7. Ya que en éste estado la tensión U_c es aproximadamente igual que la tensión en el punto 28b, también el valor máximo de la tensión acumulada U_{sp} se inmoviliza en éste valor y se alcanza automáticamente al cesar la señal ó también cuando la frecuencia de la señal de medición U_f desciende por debajo de un valor predeterminado (véase la figura 2).

30. Esta especial propiedad del dispositivo de la figura 2



- ción de la figura 3, que vá más allá de la función del principio del dispositivo de la figura 1, es muy ventajosa para la utilización práctica en dispositivos de protección de bloqueo de vehículos. Con bajas velocidades de marcha la rueda del vehículo puede llegar a detenerse durante el proceso de frenaje tan súbitamente que el generador de frecuencia acoplado con la rueda del vehículo no entrega ya ninguna señal, ó que la amplitud de la señal sea tan pequeña que no baste ya para activar el dispositivo de convertidor frecuencia-tensión. Sin el dispositivo adicional aquí descrito la tensión de salida U_a del dispositivo permanecería en el valor alcanzado antes y no podría detectarse el bloqueo de la rueda del vehículo. Sin embargo la tensión U_{sp} acumulada, ascendente automáticamente a un valor final, origina el descenso de la tensión de salida U_a a un valor mínimo preestablecido. La tensión de salida descendente induce entonces al siguiente dispositivo de protección contra el bloqueo a tomar medidas contra el bloqueo de la rueda del vehículo.

- El dispositivo adicional mencionado es también ventajoso para dispositivos de protección contra el derrape que al arrancar el vehículo impide que patinen las ruedas. Al frenar hasta la detención de las ruedas se alcanza también el punto donde la señal del generador de frecuencia cesa, y entonces la tensión de salida U_a tiene que rebajarse a un valor mínimo preestablecido, de forma que al arrancar el vehículo pueda elevarse de nuevo e indicar una aceleración excesiva de las ruedas, es decir, un patinaje de las ruedas.

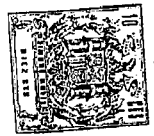
- Un descenso automático de la tensión de salida U_a al cesar la señal de medición I es también importante para los denominados circuitos de protección contra la función

408408

- 15 -



- ordenada de los dispositivos de protección contra el bloqueo y contra el derrape. El cese de un generador de frecuencia ó bien de su señal puede detertarse mediante comparación de las tensiones de salida de los distintos convertidores frecuencia-tensión asociados a las distintas ruedas o bien generadores. Pero para ésto es de nuevo condición que al cesar la señal descienda automáticamente la tensión de salida y no permanezca en el valor alcanzado últimamente, lo que sería en caso sin el dispositivo adicional descrito.
- 5.
10. Según la invención el efecto del dispositivo adicional descrito puede lograrse también mediante una o varias otras medidas de conexión que pueden derivarse del conocido estado de la técnica.
15. La tensión acumulada U_{sp} se conducen sobre la línea 7a al convertidor tensión-corriente 10 que consta del transistor 31 con realimentación de corriente por la resistencia de emisor 32. La corriente de colector del transistor 31 es proporcional a la tensión U_{sp} acumulada y se conduce a la base del transistor 33 en la etapa de oscilación monoestable 9 gobernada por corriente. Como generador de frecuencia constante sirve un multivibrador astable 8 de ejecución usual y que no se describe aquí con más detalle. Se hace mencion sin embargo a que el empleo de un multivibrador astable es especialmente ventajoso en relación con el dispositivo de la invención porque entrega una oscilación rectangular con flancos negativos muy empinados que mediante el circuito de acoplamiento del condensador 40 y de ambos diodos 41 y 42 garantiza una activación periódica exacta, de la base del transistor 38 en la etapa de oscilación monoestable 9 necesaria para la función ordenada.
- 20.
- 25.
- 30.



En el estado de reposo el transistor 38 no es conductor, el transistor 33 es conductor en virtud de la corriente de colector del transistor 31 que fluye en su base. A consecuencia de ésto el condensador 37 se carga a la altura de la tensión de batería mediante la resistencia 39 y el trayecto base-emisor del transistor 33. El flanco descendente de la oscilación del generador de frecuencia constante 8 produce a través del circuito de acoplo 40, 41, 42 un corto salto negativo de corriente momentáneamente. Ya que su colector toma casi el potencial positivo de tensión de batería ($+U_B$), la tensión U_B a la que está cargado el condensador 37, aparece como una tensión de base positiva, con respecto a su emisor, en el transistor 33, que a consecuencia de ésto no se hace conductor. Su colector toma por tanto el potencial cero, y sobre el divisor de tensión compuesto de las resistencias 35 y 36, el transistor 38 obtiene una tensión de base negativa y sigue permaneciendo por tanto conductor.

Ya que sin embargo el condensador 37 se descarga lineal en el tiempo por la corriente de colector (I_{st}) del transistor 31, la tensión base-emisor del transistor 33 puede, después del tiempo T_E definido como tiempo de conexión de la etapa de oscilación monoestable 9 (véase figura 2), sexta fila), hacerse de nuevo negativa, con lo cual el transistor 38 no se hace conductor y el circuito retorna al estado de reposo bajo nueva carga del condensador 37. De ésto modo se produce en el colector del transistor 38 ó bien sobre la resistencia de colector 39, impulsos positivos de altura U_B cuya frecuencia es igual a la frecuencia f_G del generador de frecuencia constante 8 y cuya duración T_E es inversamente proporcional a la corriente de colector del transistor 31 y la tensión

408408

- 17 -



acumulada U_{sp} respectivamente, que es proporcional a la duración T_f de los períodos de la señal de medición U_f .

5. La filtración de la sucesión de impulsos en la resistencia 39 mediante el siguiente RC de paso bajo 11, 12, produce así una tensión de salida U_a de pequeña sinusoidal que es proporcional a la frecuencia f de la señal de medición U_f .

10. Un convertidor frecuencia-tensión del tipo aquí representado puede realizarse también en el sentido según la invención mediante otras ejecuciones y variantes del circuito si las distintas partes del circuito cumplen la misma función que aquí se indica, y si su acción conjunta representa un dispositivo cuya función total coincide con la del dispositivo especial (figura 3) aquí representado en principio (figura 1) y a modo de ejemplo.

15.

N O T A

Descrita suficientemente la naturaleza del invento, así como 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 Alemania, con fecha 10 de Noviembre de 1971, nº P 21 55 834.9; acciéndose por 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 dispositivos electrónicos para medir la frecuencia de señales eléctricas periódicas; caracterizándose por lo siguiente:

30. 1º.- Perfeccionamientos en dispositivos electrónicos para medir la frecuencia de señales eléctricas periódicas

408408

- 10 -



- cas en las que la duración de cada periodo individual de la frecuencia a medir se transforma en un valor de tensión proporcional a la frecuencia, en especial para el empleo en dispositivos de protección contra el bloqueo o derrape de vehículos, caracterizados porque dichos dispositivos comprenden elementos de conexión para analizar la duración de cada periodo individual de la frecuencia a medir, estando previstos elementos electrónicos para averiguar la duración recíproca de los periodos.
- 5.
10. 2ª.- Perfeccionamientos según la reivindicación 11ª, caracterizados porque se dispone una fuente de corriente enlazada con un primer condensador y carga a este lineal en el tiempo, porque se prevé una primera etapa de oscilación monoestable que se activa periódicamente por la señal a medir en su frecuencia, y entrega en cada caso un primer impulso que se conduce a un primer interruptor y causa durante su duración el cierre del mismo, porque el primer interruptor electrónico enlaza el primer condensador con un segundo condensador, porque la salida de la primera etapa de oscilación monoestable se enlaza con la entrada de una segunda etapa de oscilación monoestable que después del final del primer impulso entrega un segundo impulso que se conduce a un segundo interruptor y causa durante su duración el cierre del mismo, y porque el segundo interruptor se conecta en paralelo con el primer condensador y porque además el segundo condensador está enlazado con la entrada de un convertidor tensión-corriente que en su salida entrega una corriente que es proporcional a la tensión del segundo condensador y que se conduce a una etapa de oscilación monoestable gobernada por corriente que está desarrollada de forma que su duración de conexión es inversamente proporcional
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.

A



- a esta corriente, siendo además la etapa de oscilación monoestable gobernada por corriente se activa por un generador de frecuencia constante de tal modo que la frecuencia de sucesión de la sucesión de impulsos entregada por la etapa de oscilación es igual a la frecuencia de oscilación del generador de frecuencia constante, y conduciéndose esta sucesión de impulsos a un elemento RC de paso bajo en cuya salida se produce entonces una tensión que es proporcional a la frecuencia momentánea de la señal a medir.
- 5.
10. 3ª.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque la primera y la segunda etapa de oscilación monoestable es en cada caso un amplificador de conmutación saturado que consta respectivamente de un transistor con una resistencia de colector, una resistencia de base y un condensador de acoplo.
- 15.
- 4ª.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 2 y 3, caracterizados porque la fuente de corriente para cargar el primer condensador es un transistor con resistencia de emisor.
- 20.
- 5ª.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 2 a 4, caracterizados porque el primer interruptor desarrollado como interruptor electrónico consta de un transistor con resistencia de protección en su línea de colector, y el segundo interruptor desarrollado como interruptor electrónico consta de un transistor de efecto de campo cuyo cátodo y ánodo representan los polos de conexión.
- 25.
- 6ª.- Perfeccionamientos según la reivindicación 5ª, caracterizados porque el ánodo del transistor de efecto de campo está enlazado con la base de un transistor que juntamente con una resistencia de emisor forma el convertidor tensión-corriente, y el colector de este transistor está enlazado con
- 30.

a



la base de un primer transistor y el condensador de realimentación en la etapa de oscilación monoestable gobernada por corriente.

5. 7ª.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 2 a 5, caracterizadas porque el generador de frecuencia constante es un multivibrador astable que está enlazado con la base de un segundo transistor en la etapa de oscilación monoestable gobernada por corriente, mediante un circuito de acople compuesto de un condensador y dos diodos.

10. 8ª.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 2 a 7, caracterizados porque están previstos medios de conexión adicionales, tal como un transistor, que causa el cierre del segundo interruptor electrónico tan pronto como la frecuencia de la señal a medir cesa ó sobrepasa por debajo un valor predeterminado.

15. 9ª.- Perfeccionamientos según la reivindicación 8, caracterizados porque el emisor de un transistor está enlazado con el emisor del transistor-fuente de corriente, estando aplicada la base de dicho transistor a un punto de tensión fija y estando enlazado aquí su colector mediante diodos con la rejilla del segundo interruptor electrónico.

20. 10ª.- Perfeccionamientos en dispositivos electrónicos para medir la frecuencia de señales eléctricas periódicas tal y como queda sustancialmente descrito en la presente Memoria, é ilustrado en los adjuntos dibujos.

25.

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

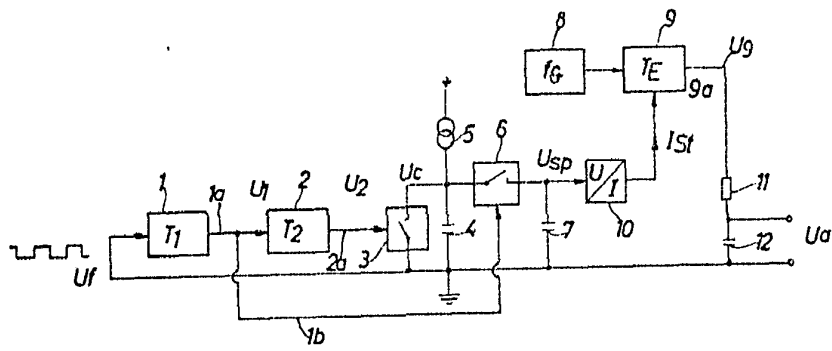
Madrid, - 9 NOV. 1972

KNORR-BREMSE GmbH

J. GOMEZ ACEBO Y MODEY
p. p. Firmado L. Goeta Forasté

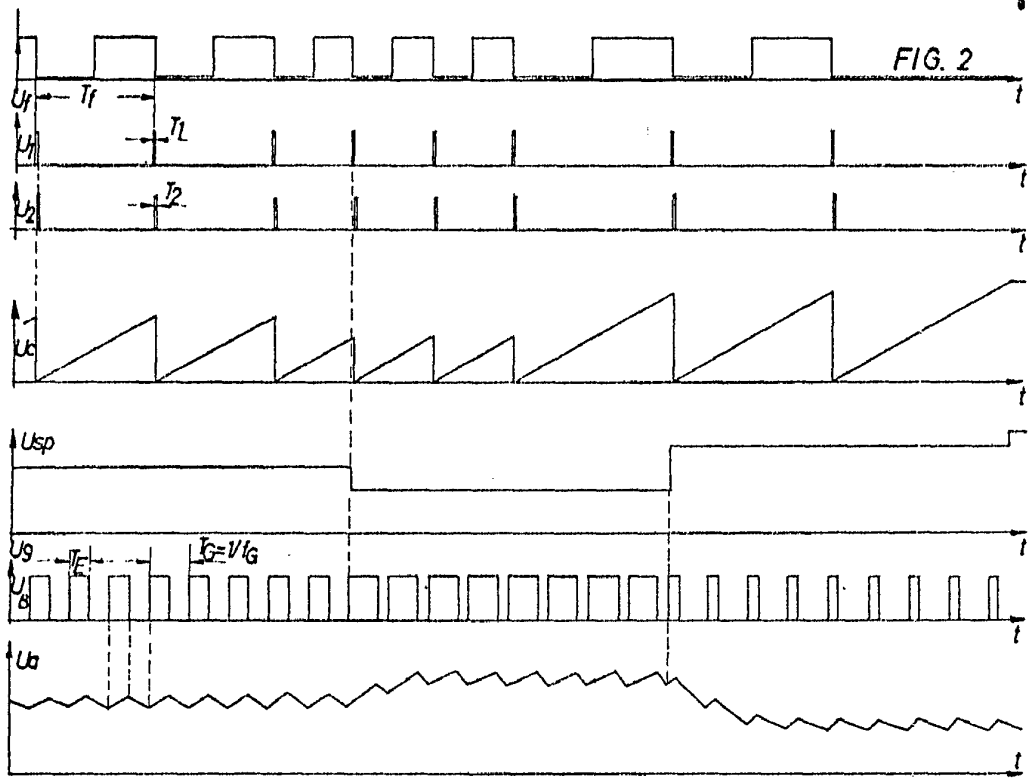
FRENAL
VARIABLE

FIG.1



Madrid
Instituto de Estudios Científicos y Tecnológicos
I. de Estudios Científicos y Tecnológicos
[Handwritten Signature]

BRUNNEN



Min. 1/20
KNORR-BREMSE
AG, Eisenstr. 10, 4000 Essen
[Signature]

