(19) OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 805 837**

(51) Int. CI.:

G01F 15/02 (2006.01)
G01F 1/66 (2006.01)

(12) TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA T3

(86) Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **14.10.2014 PCT/DK2014/050332**

(87) Fecha y número de publicación internacional: **23.04.2015 WO15055212**

(96) Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **14.10.2014 E 14786793 (1)**

(97) Fecha y número de publicación de la concesión europea: **24.06.2020 EP 3058319**

(54) Título: **Algoritmo para calcular amplitudes, diferencias de fase o de tiempo**

(30) Prioridad:

14.10.2013 DK 201370582
09.04.2014 DK 201470196

(45) Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
15.02.2021

(73) Titular/es:

SCIENCE FLOW LAB A/S (100.0%)
Islandsvej 29
8700 Horsens, DK

(72) Inventor/es:

VOSS, FRANDS y
PETERS, ARNE STIG

(74) Agente/Representante:

SÁEZ MAESO, Ana

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Algoritmo para calcular amplitudes, diferencias de fase o de tiempo

Campo de la invención

La presente invención se refiere a un sistema y a un método para calcular la envolvente, la diferencia de fase o de tiempo de un conjunto de señales en un sistema de medición. La diferencia de fase o de tiempo puede ser típicamente entre una señal de referencia y una señal de sensor o entre dos señales de sensor o una señal de sensor transmitida y recibida y la envolvente de cualquiera de estas señales.

Antecedentes de la Invención

Una solicitud de patente danesa no publicada PA 2012 70241 describe un sistema o un método para medir el flujo en un conducto de flujo, que comprende al menos dos transductores de ultrasonidos. Es objeto de la solicitud pendiente medir el flujo de aire en un conducto por uno o más transductores que transmiten haces de ultrasonido controlados por un sistema electrónico basado en un microcontrolador. El documento Yang Bo y otros "Forced oscillation to reduce zero flow error and thermal drift non-reciprocal operating liquid ultrasonic flow meters", Flow Measurement and Instrumentation, Butterworth-Heinemann, Oxford, GB, vol. 22, número. 4, 15 de marzo de 2011, páginas 257-264, XP028224067, ISSN: 0955-5986, DOI: 10.1016/J. Flowmeasinst.2011.03.005 describe un método para calcular el flujo mediante el uso de la excitación de oscilación forzada. Y el documento WO 97/12248 A1 describe un método para medir un régimen de flujo de fluido entre dos puntos de un flujo de fluido por una combinación de mediciones del tiempo de propagación y cambios de fase acústicos. El objetivo puede lograrse si el microcontrolador almacena un vector de muestras de datos para cada dirección de transmisión, cuyo vector comprende un número apropiado de N muestras que forman una marco, cuyo microcontrolador multiplica cada valor del marco cuyo número complejo, cuyo microcontrolador basado en el resultado calculado del flujo en el conducto. Por la invención de acuerdo con la presente solicitud de patente, puede lograrse una medición eficiente del flujo de aire que fluye en un conducto calculando la diferencia de fase o de tiempo entre los dos señales muestreadas.

Objetivo de la Invención

Es objeto de la solicitud de patente pendiente lograr un cálculo muy rápido de la envolvente y/o la diferencia de fase o de tiempo entre un conjunto de señales como, por ejemplo, para medir el flujo de fluido, gas o líquido, en un canal de flujo. Un objetivo adicional es lograr el cálculo de dicha envolvente o diferencia de fase o de tiempo con un consumo de energía extremadamente bajo del sistema que calcula la diferencia de fase o de tiempo.

Descripción de la invención

El objetivo puede cumplirse por un sistema o un método como se describe en la reivindicación 1 o 2 en donde el sistema se configura para definir un modelo matemático para la medición de flujo, en el cual una frecuencia de referencia fr reemplaza la frecuencia real f en el cálculo de la envolvente y/o la diferencia de fase o de tiempo entre dos señales y donde la frecuencia fr se relaciona con la frecuencia de muestra fs por la expresión fr = fs/c donde c es un número real.

El uso de números reales en los cálculos puede tener el efecto positivo de que en el uso del mismo número real en el cálculo de seno/coseno cada vez termina en el mismo resultado que puede almacenarse en una memoria. Cambiando la frecuencia de muestreo de modo que si cambia la frecuencia Fr debido al cambio de temperatura, humedad o tal vez la densidad de un medio puede la relación entre las dos frecuencias puede ser la misma en cada situación. De esta manera el cálculo de seno/coseno reducido a valores que podrían almacenarse en una memoria en el sistema. Herby es el cálculo de seno/coseno reducido a una división de las dos frecuencias multiplicadas por un valor de la memoria. De esa manera pueden realizarse cálculos rápidos y sencillos.

Este cálculo rápido y optimizado de energía puede lograrse por la siguiente secuencia de etapas:
a. realizar la condensación y el resumen de los datos por el uso de un modelo matemático con el fin de ajustar los datos a la siguiente función general del modelo $g(t) = h(t)*\text{seno}(\omega * t + \phi) + C$
b: calcular la diferencia de fase o de tiempo por el Ajuste de Mínimo Cuadrado LSQF para lograr la diferencia de fase o de tiempo (DT) entre las dos señales.

El sistema de medición podría ser típicamente un sistema de medición de distancia o un medidor de flujo, como un medidor de flujo de masa Coriolis o un medidor de flujo ultrasónico, pero no limitado a estos.

Al calcular las envolventes y/o las diferencias de fase o de tiempo, a menudo se usa una técnica de multiplicación de los datos muestreados con un Coseno y un Seno de la frecuencia real en el sistema.

La envolvente puede obtenerse básicamente multiplicando el mismo conjunto de datos con $p=\text{coseno}(\omega*t + \phi)$ y $s=\text{seno}(\omega*t + \phi)$ respectivamente y luego tomar la raíz cuadrada (a menudo puede omitirse para acelerar el cálculo

adicional) de la suma de los cuadrados p y s. A menudo también se añade una función de filtro (ponderación) en el cálculo de la envolvente con el fin de hacerla más robusta a las variaciones de frecuencia así como también inmune al ruido.

A menudo, estos cálculos son bastante engorrosos y de este modo consumen tiempo y energía porque el Coseno y el Seno son bastante complicados de calcular en sistemas integrados y por lo tanto hace difícil manejar en equipos que funcionan por baterías.

A menudo hay diferentes maneras de manejar este problema. Una manera es si la frecuencia del sistema varía muy lentamente y por lo tanto no es necesario calcular las variables cada vez que se hace una nueva medición pero los valores calculados deben almacenarse y los valores almacenados se renovarán cuando cambie la frecuencia.

La presente invención describe una manera diferente de superar el problema y puede usarse con variaciones incluso bastante grandes en frecuencia y haciendo cálculos bastante simples.

El truco es elegir la frecuencia de muestra en una cierta relación con la frecuencia del sistema, pero también usar una función de ponderación adecuada en los cálculos.

La idea básica es usar una frecuencia de referencia la cual es un cuarto de la frecuencia de muestra y luego reemplazar la frecuencia del sistema con esta frecuencia de referencia y hacer todos los cálculos por la frecuencia de referencia. La demanda es que la frecuencia del sistema esté dentro de ciertos intervalos en relación con la frecuencia de referencia. Con esta elección el Seno y Coseno se convierten en una secuencia específica de ceros, unos y menos eliminación de la necesidad de calcular los valores.

Con el fin de hacer el cálculo más robusto e inmune a las variaciones de frecuencia pero también al ruido es una ventaja usar una función de ponderación tipo Hanning de cierta longitud.

Mediante el uso de un medidor ultrasónico como ejemplo más detallado de una unidad de medición de este tipo típicamente que comprende al menos un primer (A) y un segundo transductor (B), cuyo método se refiere a una pluralidad de cálculos matemáticos, generar y transmitir una ráfaga de n períodos de ultrasonido desde el primer transductor (A) hacia el segundo transductor (B), y recibir la ráfaga de ultrasonido en el transductor (B) definido como señal a, generar y transmitir una ráfaga de n períodos de ultrasonido desde el segundo transductor (B) hacia el primer transductor (A), y recibir la ráfaga de ultrasonido en el transductor (A), definido como señal b, realizar la conversión analógica a digital de la ráfaga recibida en el transductor receptor (A, B), y calcular a partir del muestreado de datos una medición directa de la diferencia de tiempo entre las señales a y b usando un método de Ajuste de Mínimo Cuadrado, LSQF, ajustando los datos muestreados a una cierta función del modelo que describa las señales recibidas y calcule los tiempos de llegada Ta y Tb respectivamente usando un CFD digital que haga uso de la envolvente de las señales recibidas.

El uso de un modelo matemático para la función es altamente efectivo para deshacerse de cualquier ruido que se produzca, puede estar en frecuencias relativamente altas, pero calcular además en el sistema mediante el uso del modelo dará una diferencia de fase o de tiempo, DT usando el Ajuste de Mínimo Cuadrado para lograr el mejor ajuste de los datos medidos a una función de modelo puede conducir a una expresión de la diferencia de fase o de tiempo DT, cuya diferencia de fase o de tiempo DT representa el parámetro real necesario con el fin de calcular, por ejemplo, el flujo de fluido en un conducto de flujo. De esa manera puede realizarse un cálculo de flujo relativamente rápido y efectivo.

En una modalidad preferida de la invención, el sistema que realiza el Ajuste de Mínimo Cuadrado a una función de modelo calculará directamente la diferencia de fase o de tiempo DT entre dos señales recibidas a y b con tiempos de transmisión (Ta, Tb) ajustando los datos a la función de modelo dada previamente divulgado. Dado un conjunto de observaciones, a menudo se quiere condensar y resumir los datos ajustándolos a un "modelo" que depende de parámetros ajustables. Uno tiene que elegir o diseñar una función de mérito que mide el acuerdo entre los datos y el modelo con una selección concreta de parámetros. A continuación los parámetros del modelo se ajustan para lograr un mínimo en la función de mérito, produciendo los parámetros de mejor ajuste. De este modo el proceso de ajuste es un problema de minimización en muchas dimensiones.

Por la presente puede lograrse que tan pronto como el sistema físico se diseña muchos de los parámetros serán los mismos para el sistema en funcionamiento. Muchos parámetros deben calcularse solo una vez y por lo tanto, puede realizarse un cálculo de la diferencia de fase o de tiempo mediante el uso de una serie de constantes cuyas constantes dependen de los diferentes parámetros ya controlados.

En una modalidad preferida adicional de la invención puede el sistema definir la misma función de envolvente (h(t)) para ambas señales donde ha es igual a hb. Por la presente puede lograrse un cálculo relativo simple porque se usa la misma función de envolvente para ambas señales. Esto puede hacerse porque la mayoría de los diferentes parámetros que tienen influencia en la función envolvente son iguales en las dos situaciones. La única diferencia la cual también se expresará en la función envolvente es el retardo de tiempo entre el tiempo de transmisión en la dirección del flujo y el tiempo de transmisión en la dirección contra la dirección del flujo. Por lo tanto, es lógico que si los transductores son casi iguales es posible usar la misma función de envolvente sin haber añadido ningún error crítico al cálculo posterior del flujo. En realidad, los envolventes pueden diferir por un factor de escala sin afectar el cálculo.

En una modalidad de la invención, la función de envolvente h(t) puede ser el producto de P y t.

En una modalidad preferida adicional, la función de envolvente h(t) puede considerarse una constante.

En una modalidad preferida adicional de la invención puede el sistema definir una frecuencia de referencia (fr) como la frecuencia de muestra (fs) dividida por una constante (Q), cuya constante (Q) puede ser un número entero. Por la presente puede realizarse un cálculo mucho más simple de, por ejemplo, las funciones seno y coseno simplemente porque las funciones triangulares tienen que calcularse para los valores constantes. Calculando los valores de seno, coseno y tangente a los valores definidos porque hay una relación común entre dos variables donde las variables dependen entre sí, es posible en lugar de realizar cálculos de seno y coseno simplemente para recoger un valor en una tabla. Este valor dentro del mismo valor cada vez que se realiza un cálculo. Esto reducirá el tiempo de procesamiento en un sistema informático porque el cálculo de las funciones seno y coseno siempre consumen mucho tiempo y se mide en el número de etapas que se deben realizar en el procesador. Simplemente recoger una constante en una memoria será tal vez 100 o 200 veces más rápido que calcular una función de seno y coseno. Debido a que todos los cálculos en un procesador también consumen energía, los cálculos altamente efectivos con menos etapas del ordenador darán como resultado un consumo de energía mucho menor del procesador.

Definiendo el LSQF

En una modalidad preferida adicional de la invención el sistema puede calcular la diferencia de fase o de tiempo por un Ajuste de Mínimo Cuadrado, LSQF, a una función de modelo y de este modo obtener especialmente la diferencia de tiempo DT entre las dos señales mencionadas anteriormente, pero también los tiempos de transmisión (Ta, Tb) puede obtenerse de esta manera. DT se obtiene por un análisis matemático que da como resultado las siguientes fórmulas:

$$g(j) = g(j; a_1, a_2, a_3, \dots, a_M) \quad (10)$$

$$\text{minimizar } a_1, a_2, a_3, \dots, a_M : \sum_{j=1}^{Ns} (d(j) - g(j; a_1, a_2, a_3, \dots, a_M))^2 \quad (11)$$

La función g del modelo g puede ser lineal o no lineal.
d (j) son datos medidos (números del 1 al Ns) y los a son parámetros en la función de modelo que se ajustan mejor a los datos.

Un modelo obvio sería el siguiente:

$$g(t) = h(t; a_3, a_4, \dots, a_M) \cdot \sin(a_1 \cdot t + a_2) + C \quad (12)$$

El método de Ajuste de Mínimo Cuadrado puede dar lugar a un cálculo relativamente simple, especialmente si algunos de los valores son valores constantes. Este será el caso como se describió anteriormente en muchas situaciones simplemente porque el conducto de flujo es bien conocido así como también los transductores y si el medio es bien conocido y no tiene ningún cambio es posible por el sistema de Mínimo Cuadrado para realizar un cálculo relativamente rápido y altamente efectivo de un flujo.

En una modalidad preferida adicional para la invención puede la función envolvente tener la siguiente fórmula:

$$g_A(t) = h_A \sin(\omega t + \varphi_A) \quad (13)$$

$$g_B(t) = h_B \sin(\omega t + \varphi_B) \quad (14)$$

Los g_A y g_B puede reescribirse de la siguiente manera:

$$g_A(t) = h_A \cos(\varphi_A) \sin(\omega t) + h_A \sin(\varphi_A) \cos(\omega t) = C_0 \sin(\omega t) + C_1 \cos(\omega t) \quad (15)$$

$$g_B(t) = h_B \cos(\varphi_B) \sin(\omega t) + h_B \sin(\varphi_B) \cos(\omega t) = D_0 \sin(\omega t) + D_1 \cos(\omega t) \quad (16)$$

Donde

$$C_0 = h_A \cos(\varphi_A)\,;\; C_1 = h_A \sin(\varphi_A)\,;\; D_0 = h_B \cos(\varphi_B)\,;\; D_1 = h_B \sin(\varphi_B)$$

o

$$\varphi_A = \operatorname{atan}(C_0/C_1) \quad (17)$$

$$\varphi_B = \operatorname{atan}(D_0/D_1) \quad (18)$$

La diferencia de tiempo DT = T_D entre las señales recibidas en el transductor A y B viene dada por:

$$T_D = \frac{\varphi_A - \varphi_B}{\omega} = \frac{\varphi_A - \varphi_B}{2\pi f} \quad (19)$$

donde f es la frecuencia del transductor.g_A y g_B son funciones lineales con respecto a los parámetros C_0, C_1, D_0 y D_1. El mínimo cuadrado para la función lineal puede resolverse analíticamente y se da por el siguiente [1]:

$$\boldsymbol{A}^T\boldsymbol{AC} = \boldsymbol{A}^T\boldsymbol{d}_A \quad (20)$$

$$\boldsymbol{A}^T\boldsymbol{AD} = \boldsymbol{A}^T\boldsymbol{d}_B \quad (21)$$

Donde

$$\boldsymbol{A}_{j1} = \sin\frac{j2\pi f}{f_s} \quad (22)$$

$$\boldsymbol{A}_{j2} = \cos\frac{j2\pi f}{f_s} \quad (23)$$

$$\boldsymbol{C} = \begin{matrix} C_0 \\ C_1 \end{matrix} \quad (24)$$

$$\boldsymbol{D} = \begin{matrix} D_0 \\ D_1 \end{matrix} \quad (25)$$

$$\boldsymbol{A}^T\boldsymbol{A} = \begin{vmatrix} \sum_{j=1}^{N_{LS}} sin^2(j2\pi f/f_s) & \frac{1}{2}\sum_{j=1}^{N_{LS}} sin(2j2\pi f/f_s) \\ \frac{1}{2}\sum_{j=1}^{N_{LS}} sin(2j2\pi f/f_s) & \sum_{j=1}^{N_{LS}} cos^2(j2\pi f/f_s) \end{vmatrix} \quad (26)$$

Al reemplazar f con fr donde fr es una frecuencia de referencia elegida y elegir fr como la frecuencia de muestra dividida por un número entero, los cálculos serán extremadamente simplificados y de este modo muy rápido se implementarán en un microprocesador.

Al reemplazar f con fr el Td calculado no será la diferencia de tiempo correcta para las señales reales, pero esto solo será un factor de escala, pero también puede ajustarse multiplicando Td calculado con fr/f.

El parámetro del modelo solo se aplica a una parte finita de la señal recibida. El intervalo de observación se mantiene constante para los dos conjuntos de observaciones. Las dos señales tienen una pequeña diferencia de fase, de manera que el subconjunto de la función de dos envolventes no es el mismo. Esto significa que la diferencia de fase implica que el inicio y el final de las dos funciones de envolvente no son los mismos y solo la parte superpuesta en el medio será la misma. Para eliminar la parte de borde al principio y al final tiene una función de ponderación de ventanas se ha multiplicado a cada observación, la cual se llama la función *ganar*$_{NLS}$.

$\boldsymbol{A}^T\boldsymbol{A}$ y $\boldsymbol{A}$ es independiente de las mediciones reales y por lo tanto puede calcularse de antemano.

En la implementación concreta se ha forzado ω_r a un valor fijo:

$$ganancia_{N_{LS}}(n) = función\ hanning = 0{,}5\left(1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{N_{LS^{-1}}}\right)\right) \quad (27)$$

$$\omega_r = \frac{\omega_s}{4}$$

La función Hanning (también conocida como Hann) se ha seleccionada para la implementación concreta. Otra función de ventanas también podría usarse si es necesario.

Una de las propiedades importantes de la función de ponderación es que debe ser continua. Por ejemplo una función de Hamming sería discontinua al principio y al final. La discontinuidad dará como resultado errores sistemáticos.

Otra propiedad importante es dejar que tantos como sea posible la observación tiene un alto peso. Como otro ejemplo, la función de ventanas Blackman continúa, pero favorecerá la sección media de observaciones más que la sección de borde de las observaciones en comparación con la función Hanning. Por lo tanto, la función Hanning dará una mejor robustez al ruido, porque más muestras son con un peso más alto. Es posible que ω_r no refleje la frecuencia real del transductor ω_t y podría dar lugar a un error. Sin embargo, este no es el caso, porque se comete el mismo error para ambas señales y debido a la minimización de mínimo cuadrado la diferencia de fase seguirá siendo válida.

Mediante el uso de la función envolvente, la llamada función de Hanning, es posible limitar todos los cálculos a la parte muy importante de la curvatura recibida. Por la función de Hanning es posible lograr la medición de retardo de tiempo real mayormente en la posición de una curva de seno oscilante. Porque solo es un tiempo diferente que es importante para la medición y por lo tanto solo el cruce 0 de la función de seno real que es importante la mayoría del resto de las curvas de seno tiene para la medición casi ninguna influencia. Por lo tanto, puede realizarse un cálculo altamente efectivo del flujo.

$\boldsymbol{A}^T\boldsymbol{A}$ y $\boldsymbol{A}$ dependen de las mediciones reales y por lo tanto pueden calcularse de antemano.

En realidad, el ω_r y N_{LS} *seleccionado incluso* se asegura de que la minimización de mínimo cuadrado se hace sobre el número completo de ciclos de seno de la señal. Esta propiedad evita un error, el cual se haría para el ciclo de seno completo de la señal.

Definición del DCFD (Discriminador Digital de Fracciones Constantes).

En una modalidad preferida adicional de la invención puede el sistema calcular los tiempos de transmisión por un DCFD definido por las siguientes fórmulas:

$$T = I_{CFD} \cdot \frac{1}{f_s} + \frac{I_{adc} \cdot \frac{1}{f_s}}{d(I_{adc}) - d(I_{adc}+1)} \quad (1)$$

$$I_{CFD} \in \{1, 2, 3, .., N_s - N_w\} \mid CFD(I_{CFD}) \geq 0 \wedge CFD(I_{CFD} + 1) \leq 0 \quad (2)$$

$$I_{adc1} \in \{I_{CFD} - N_f, \ldots, I_{CFD} - 2, I_{CFD} - 1, I_{CFD}\} \mid d(I_{adc1}) \geq 0 \wedge d(I_{adc1} + 1) \leq 0 \quad (3)$$

$$I_{adc2} \in \{I_{CFD}, I_{CFD} + 1, I_{CFD} + 2, \ldots, I_{CFD} + N_f\} \mid d(I_{adc2}) \geq 0 \wedge d(I_{adc2} + 1) \leq 0 \quad (4)$$

$$I_{adc} = \begin{cases} I_{adc1}, if\ I_{CFD} - I_{adc1} < I_{adc2} - I_{CFD} \\ I_{adc2}, if\ I_{CFD} - I_{adc1} \geq I_{adc2} - I_{CFD} \end{cases} \quad (5)$$

$$CFD(j) = s(j + D_{CFD}) - K_{CFD} \cdot s(j) \quad (6)$$

$$s = LP(|y|) \quad (7)$$

$$y(j) = \sum_{k=1}^{N_w} w(k) \cdot A(j + k) \cdot d(j + k) \quad (8)$$

$$A(j) = \sin\left(\frac{2\pi f}{f_s} \cdot j\right) + i \cos\left(\frac{2\pi f}{f_s} \cdot j\right) \quad (9)$$

Donde
N_S es el número de muestras.
N_f es el número de muestras para un período de frecuencia del transductor.
w es la función de ventana con el tamaño N_w.
A es la función de referencia compleja, f es la frecuencia del transductor, f_r es la frecuencia de referencia y f_s es la frecuencia de muestra.
d se muestrea los datos recibidos en el transductor A o B.
LP es un filtro de paso bajo.
D_{CFD} y K_{CFD} son constantes.

El DCFD define básicamente una posición específica en la señal recibida con relación al inicio de la señal DCFD_POS. Esta posición permanecerá igual con relación al inicio de la señal sin importar el cambio de tiempo en la señal y sin importar la amplitud de la señal. En la obtención de Ta y Tb en realidad usamos al menos un cruce cero de la señal recibida especificada en relación con DCFD POS.

En las fórmulas que definen el DCFD puede lograrse un cálculo relativo simple y rápido del flujo si f se reemplaza por fr en las fórmulas, porque las funciones seno y coseno como se describió anteriormente pueden reducirse a recoger valores constantes en una memoria.

La solicitud de patente pendiente se refiere además al uso de un sistema descrito en la reivindicación 1 o en un método descrito en las reivindicaciones 2-16, de manera que el sistema y el método se usan para calcular muy rápidamente el flujo de fluido en gas o líquido en un canal de flujo. Por la presente el cálculo del flujo puede lograrse con un consumo de energía extremadamente bajo del sistema que calcula el flujo de fluido.

Este sistema o método no se limita a la medición del flujo. El algoritmo base puede tener un uso mucho más amplio, de hecho en cada cálculo triangular. En cada situación puede lograrse una relación de enteros entre los parámetros ajustando uno de los parámetros. Los cálculos triangulares pueden dar lugar a cálculos muy rápidos y muy precisos que dan como

resultado un final, por ejemplo, como 1, -1 o un cero. Esto es muy importante en los sistemas de procesadores alimentados por baterías, donde el consumo de energía debe mantenerse bajo. Especialmente en los cálculos de flujo en medidores de flujo de masa Coriolis, medidores de flujo carga o sistemas de medición por ultrasonidos, puede usarse esta invención.

Descripción de los dibujos

La Figura 1 describe una posible modalidad de acuerdo con la invención.
La Figura 2 describe un ejemplo posible de la ráfaga y la señal recibida.
La Figura 3 describe un método posible para verificar el comportamiento del algoritmo.

Descripción detallada de la invención

La Figura 1 muestra una posible modalidad relacionada con la invención, específicamente un medidor de flujo ultrasónico donde el flujo de fluido se calcula calculando la diferencia de fase entre dos señales recibidas.

El sistema 2 comprende al menos un conducto de flujo 4 en el cual el conducto de flujo al menos dos transductores de ultrasonido 6 y 8 están en funcionamiento. Los dos transductores están transmitiendo el ultrasonido 10, puede ser uno por ejemplo 6 se opera como un transmisor donde 8 se opera como un receptor. Muy poco después de que la transmisión se termina la transmisión se cambia por lo que se realiza en la dirección opuesta. El transductor 6 se conecta por la línea de comunicación 7 a un sistema procesador 12, en donde el transductor 8 se conecta por la línea de conexión 9 al mismo sistema procesador 12. El sistema procesador 12 se conecta por una línea de comunicación 14, por ejemplo, a una pantalla 16. Además se indica que una línea de señal 18 puede conectarse a un sistema de comunicación inalámbrico.

En funcionamiento, el flujo se medirá entre los transductores 6 y 8 donde en una situación, el transductor 6 actúa como transmisor y el transductor 8 actúa como receptor, y en la siguiente situación la transmisión se produce en la dirección opuesta donde el transductor 6 es el receptor y el transductor 8 es el transmisor. Sobre la base de estas señales y por los medios proporcionados dentro del microcontrolador 12, el sistema puede calcular el flujo de una manera altamente eficiente.

Un medidor de flujo ultrasónico consta de dos transductores 6 y 8 como se describe en la Figura 1.

Se realiza la siguiente secuencia de etapas:
1. Una ráfaga de n períodos se envía desde el transductor 6 y se recibe en el transductor 8.
2. Una ráfaga de n períodos se envía desde el transductor 8 y se recibe en el transductor 6.

El flujo se da por:

$$Q = \frac{K \cdot C \cdot T_D}{T_A \cdot T_B}$$

Donde Q es el flujo [m^3/s], K es un factor de corrección, C es una constante de calibración nominal dada por $23{,}7 \cdot 10^{-6}$ m^3, T_D es la diferencia de tiempo entre T_A y T_B, T_A es el tiempo que pasa del envío de la ráfaga en el transductor A hasta que se recibe en el transductor B y T_B es el tiempo que pasa del envío de la ráfaga en el transductor B hasta que se recibe en el transductor A.

En la Figura 2 un ejemplo de la ráfaga y la señal recibida mostrada.

El objetivo principal del algoritmo es determinar T_D, T_A y T_B con las siguientes propiedades:
1. Alta precisión - desviación estándar para T_D por debajo de 5 ns, T_A y T_B por debajo de 250 ns.
2. Adaptarse a la amplitud de la señal recibida, por ejemplo, no depende de una ganancia concreta.
3. Robusto con respecto al ruido y la compensación de CC para la señal recibida.
4. Bajo consumo de energía, por ejemplo, tiempo de ejecución muy eficiente y rápido, por lo que la energía consumida es baja.

El algoritmo ha sido diseñado teniendo en cuenta las características anteriores.

El algoritmo consta de dos partes:
1. Determinar T_A y T_B.
2. Usar las muestras T_A y T_B encontradas para seleccionar N_{LS} para la señal recibida en los transductores A y B. Realice un Ajuste de Mínimo Cuadrado para determinar T_D.

La Figura 3 describe un método posible para verificar el comportamiento del algoritmo, el cual tiene una serie simulaciones que se realizan. A continuación se indican los principales resultados de las simulaciones.

La simulación se realizó en Scilab [1]. Se realizaron dos scripts de Scilab para el cálculo del CFD y el LS.

En una posible modalidad para una señal de amplitud se usará para determinar los tiempos de llegada T_{arriba} y T_{abajo} por medio de un CFD discriminador digital de fracción constante.

Los Ta y Tb determinados se usan para colocar el marco de muestreo para que comience donde el pulso habría estado si no ha habido ningún retardo muerto. El retardo muerto es el retardo debido a cables, partes sólidas de transductores y retardo en el filtro de paso de banda. Idealmente el inicio del marco de muestreo será igual al tiempo de transmisión en el fluido T_{arriba} y T_{abajo}. La frecuencia del reloj del temporizador limita la resolución, pero la precisión es suficiente para los valores T_{arriba} y T_{abajo} en el denominador, pero no es suficiente para la diferencia Δt ya que requiere más resolución de la que se ajustan los marcos de muestreo.

1 Algoritmo

Un medidor de flujo ultrasónico consta de dos transductores A y B.

Se realiza la siguiente secuencia de etapas:
3. Una ráfaga de n períodos se envía desde el transductor A y se recibe en el transductor B.
4. Una ráfaga de n períodos se envía desde el transductor B y se recibe en el transductor A.

El flujo se da por:

$$q = \frac{K \cdot Cal \cdot T_D}{T_A \cdot T_B} \quad (28)$$

Donde q es el flujo [m^3/s], K es un factor de corrección, Cal es una constante de calibración nominal, T_D es la diferencia de tiempo entre las dos señales recibidas a y b con tiempos de transmisión T_A y T_B, T_A es el tiempo que pasa del envío de la ráfaga en el transductor A hasta que se recibe en el transductor B y T_B es el tiempo que pasa del envío de la ráfaga en el transductor B hasta que se recibe en el transductor A.

En la Figura 2 se muestra un ejemplo de la ráfaga y la señal recibida.

El objetivo principal del algoritmo es determinar T_D, T_A y T_B con las siguientes propiedades:
5. Alta precisión - desviación estándar para T_D por debajo de 5 ns, T_A y T_B por debajo de 250 ns.
6. Adaptarse a la amplitud de la señal recibida, por ejemplo, no depende de una ganancia concreta.
7. Robusto con respecto al ruido y la compensación de CC para la señal recibida.
8. Bajo consumo de energía, por ejemplo, tiempo de ejecución muy eficiente y rápido, por lo que la energía consumida es baja.

El algoritmo ha sido diseñado teniendo en cuenta las características anteriores.

El algoritmo podría constar de dos partes:
3. Determinar T_A y T_B.
4. Usar las muestras T_A y T_B encontradas para seleccionar N_{LS} para la señal recibida en los transductores A y B. Realice un Ajuste de Mínimo Cuadrado, LSQF para determinar T_D.

REIVINDICACIONES

1. Sistema configurado para la medición de un flujo con un dispositivo de medición que comprende al menos un primer transductor (A) y un segundo transductor (B), dicho sistema genera una frecuencia f para que el primer transductor (A) transmita una señal de la frecuencia f hacia el segundo transductor (B), dicho segundo transductor (B) recibe una señal transmitida (a) después de que la señal haya viajado del primer transductor (A) al segundo transductor (B) en un conducto de flujo (4), dicho sistema genera la frecuencia f para que el segundo transductor (B) transmita una señal de la frecuencia f hacia el primer transductor (A), dicho transductor (A) recibe una señal transmitida (b) después de que la señal haya viajado del segundo transductor (B) al primer transductor (A) en el conducto de flujo (4), dicho sistema realiza la conversión analógica a digital de las señales recibidas en señales muestreadas mediante el uso de una frecuencia de muestreo fs, dicho sistema se configura para medir la diferencia de tiempo entre las al menos dos señales muestreadas (a, b) con el fin de medir el flujo en el conducto (4) al definir y usar un modelo matemático que comprende los términos coseno y seno cuyos argumentos comprenden f,
caracterizado porque
en dicho modelo matemático, una frecuencia de referencia fr reemplaza la frecuencia f, donde la frecuencia de referencia fr se relaciona con la frecuencia de muestreo fs por la expresión fr = fs/c, donde c es un número real, dicha frecuencia f está en el rango fr +/- 30 %, los valores seno y coseno calculados basados en de dicha frecuencia de referencia fr se almacenan en una memoria; y dicho sistema se configura para ajustar dicha diferencia por multiplicación del factor de escala.

2. Método para medir el flujo en un conducto de flujo (4) con un dispositivo de medición, dicho método que comprende las etapas de:
- generar una frecuencia f para que un primer transductor (A) transmita una señal de la frecuencia f hacia un segundo transductor (B), dicho segundo transductor (B) recibe una señal transmitida (a) después de que la señal haya viajado del primer transductor (A) al segundo transductor (B) en el conducto de flujo (4),
- generar la frecuencia f para que el segundo transductor (B) transmita una señal de la frecuencia f hacia el primer transductor (A), dicho transductor (A) recibe una señal transmitida (b) después de que la señal haya viajado del segundo transductor (B) al primer transductor (A) en el conducto de flujo (4),
- realizar la conversión analógica a digital de las señales recibidas en señales muestreadas mediante el uso de una frecuencia de muestreo fs,
- medir la diferencia de tiempo entre las al menos dos señales muestreadas (a, b) con el fin de medir el flujo en el conducto (4) al definir y usar un modelo matemático que comprende los términos coseno y seno cuyos argumentos comprenden f,
caracterizado por la siguiente secuencia de etapas:
- reemplazar en el modelo matemático la frecuencia f con una frecuencia de referencia fr, donde la frecuencia de referencia fr se relaciona con la frecuencia de muestreo fs por la expresión fr=fs/c, en donde c es un número real y en donde dicha frecuencia f se encuentra en el rango fr +/- 30 %
- almacenar en una memoria valores de seno y coseno calculados basados en dicha frecuencia de referencia fr y ajustar dicha diferencia por multiplicación del factor de escala

3. Método de acuerdo con la reivindicación 2, caracterizado porque c es un número entero.

4. Método de acuerdo con la reivindicación 2 o 3, caracterizado porque la frecuencia de referencia fr es 1/4 de la frecuencia de muestra fs correspondiente a c = 4.

5. Método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 2-4, caracterizado porque una función de ponderación Wi se usa en los cálculos, una función de ponderación que se multiplica a los puntos de datos di.

6. Método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 2-5, caracterizado porque la función de ponderación es de tipo Hanning.

7. Método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 2-6, caracterizado porque la diferencia de fase o de tiempo se calcula mediante el uso del ajuste de mínimos cuadrados (LSQF) al ajustar los datos medidos a una función modelo del tipo $g(t) = h(t)*\text{seno}(\omega*t + \phi) + C$.

8. Método de acuerdo con la reivindicación 7, caracterizado porque el modelo para las dos señales a y b difiere en los parámetros ϕ y h(t).

9. Método de acuerdo con la reivindicación 7 u 8, caracterizado porque el modelo se modifica donde $h(t) = P*t$.

10. Método de acuerdo con las reivindicaciones 7-9, caracterizado porque h(t) es una constante.

11. Método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 7-10, caracterizado porque C = 0.

12. Método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 2-11, caracterizado porque el sistema calcula el flujo por un análisis de Mínimo Cuadrado de los tiempos de transmisión (Ta, Tb) por un análisis matemático que da como resultado las siguientes fórmulas:

$$g(j) = g(j; a_1, a_2, a_3, \dots, a_M)$$

$$minimizar\ a_1, a_2, a_3, \dots, a_M : \sum_{j=1}^{N_s} (d(j) - g(j; a_1, a_2, a_3, \dots, a_M)^2$$

cuyo modelo es el siguiente:

$$g(t) = h(t; a_3, a_4, \dots, a_M) \cdot \sin(a_1 \cdot t + a_2)$$

13. Método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 2-12, caracterizado porque el modelo tiene las siguientes fórmulas:

$$g_A(t) = h_A \sin(\omega t + \varphi_A)$$

$$g_B(t) = h_B \sin(\omega t + \varphi_B)$$

Los g_A y g_B pueden reescribirse de la siguiente manera:

$$g_A(t) = h_A \cos(\varphi_A) \sin(\omega t) + h_A \sin(\varphi_A) \cos(\omega t) = C_0 \sin(\omega t) + C_1 \cos(\omega t)$$

$$g_B(t) = h_B \cos(\varphi_B) \sin(\omega t) + h_B \sin(\varphi_B) \cos(\omega t) = D_0 \sin(\omega t) + D_1 \cos(\omega t)$$

Donde

$$C_0 = h_A \cos(\varphi_A)\ ;\ C_1 = h_A \sin(\varphi_A)\ ;\ D_0 = h_B \cos(\varphi_B)\ ;\ D_1 = h_B \sin(\varphi_B)$$

o

$$\varphi_A = \operatorname{atan}(C_0/C_1)$$

$$\varphi_B = \operatorname{atan}(D_0/D_1)$$

donde la diferencia de tiempo entre la señal recibida en el transductor A y B viene dada por:

$$T_D = \frac{\varphi_A - \varphi_B}{\omega_r} = \frac{\varphi_A - \varphi_B}{2\pi f_r}$$

donde f_r es la frecuencia de referencia,
g_A y g_B son funciones lineales con respecto a los parámetros C_0, C_1, D_0 y D_1; el mínimo cuadrado para la función lineal puede resolverse analíticamente y se da por las siguientes fórmulas:

$$\boldsymbol{A^T A C} = \boldsymbol{A^T d}_A$$

$$\boldsymbol{A^T A D} = \boldsymbol{A^T d}_B$$

Donde

$$\boldsymbol{A}_{j1} = \sin\frac{j2\pi f}{f_s}$$

$$\boldsymbol{A}_{j2} = \cos\frac{j2\pi f}{f_s}$$

$$\boldsymbol{C} = \begin{matrix} C_0 \\ C_1 \end{matrix}$$

$$\boldsymbol{D} = \begin{matrix} D_0 \\ D_1 \end{matrix}$$

$$\boldsymbol{A^T A} = \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^{N_{LS}} sin^2(j2\pi f/f_s) & \frac{1}{2}\sum_{j=1}^{N_{LS}} sin(2j2\pi f/f_s) \\ \frac{1}{2}\sum_{j=1}^{N_{LS}} sin(2j2\pi f/f_s) & \sum_{j=1}^{N_{LS}} cos^2(j2\pi f/f_s) \end{bmatrix}$$

14. Método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 2-13, caracterizado porque el sistema calcula los tiempos de transmisión y la posición real de la señal por DCFD dando como resultado las siguientes fórmulas:

$$T = I_{CFD} \cdot \frac{1}{f_s} + \frac{I_{adc} \cdot \frac{1}{f_s}}{d(I_{adc}) - d(I_{adc}+1)}$$

$$I_{CFD} \in \{1, 2, 3, .., N_s - N_w\} \mid CFD(I_{CFD}) \geq 0 \wedge CFD(I_{CFD}+1) \leq 0$$

$$I_{adc1} \in \{I_{CFD} - N_f, \ldots, I_{CFD} - 2, I_{CFD} - 1, I_{CFD}\} \mid d(I_{adc1}) \geq 0 \wedge d(I_{adc1}+1) \leq 0$$

$$I_{adc2} \in \{I_{CFD}, I_{CFD} + 1, I_{CFD} + 2, \ldots, I_{CFD} + N_f\} \mid d(I_{adc2}) \geq 0 \wedge d(I_{adc2}+1) \leq 0$$

$$I_{adc} = \begin{cases} I_{adc1}, if\ I_{CFD} - I_{adc1} < I_{adc2} - I_{CFD} \\ I_{adc2}, if\ I_{CFD} - I_{adc1} \geq I_{adc2} - I_{CFD} \end{cases}$$

$$CFD(j) = s(j + D_{CFD}) - K_{CFD} \cdot s(j)$$

$$s = LP(|y|)$$

$$y(j) = \sum_{k=1}^{N_w} w(k) \cdot A(j+k) \cdot d(j+k)$$

$$A(j) = \sin\left(\frac{2\pi f}{f_s} \cdot j\right) + i\cos\left(\frac{2\pi f}{f_s} \cdot j\right)$$

Donde
N_s es el número de muestras
N_f es el número de muestras para un período de frecuencia del transductor.
w es la función de ponderación con tamaño N_w
A es la función de referencia compleja,
d se muestrean los datos recibidos en el transductor A o B
LP es un filtro de paso bajo
D_{CFD} y K_{CFD} son constantes.

15. Método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 7-14, caracterizado porque se usa una función de ponderación en los cálculos.

16. Método de acuerdo con la reivindicación 15, caracterizado porque se usa una función de ponderación del tipo Hanning en los cálculos.

17. Usar un sistema como se describe en la reivindicación 1 o en un método como se describe en las reivindicaciones 2-16, caracterizado porque el sistema y el método se usan para calcular el flujo de fluido en gas o líquido en un canal de flujo.

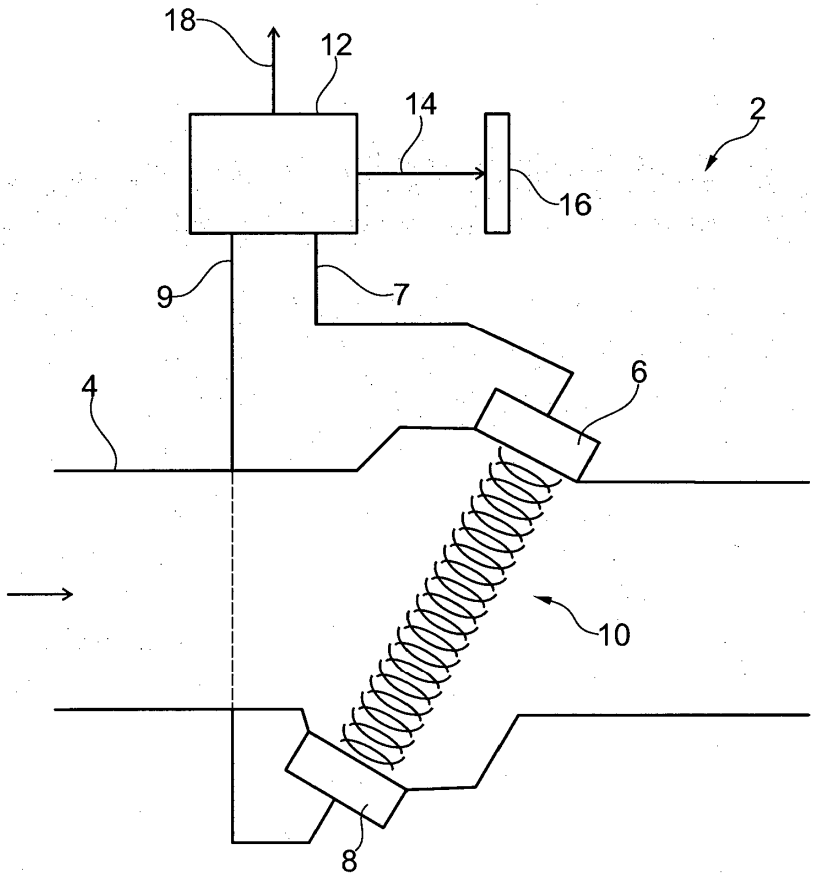


Figura 1

Figura 2

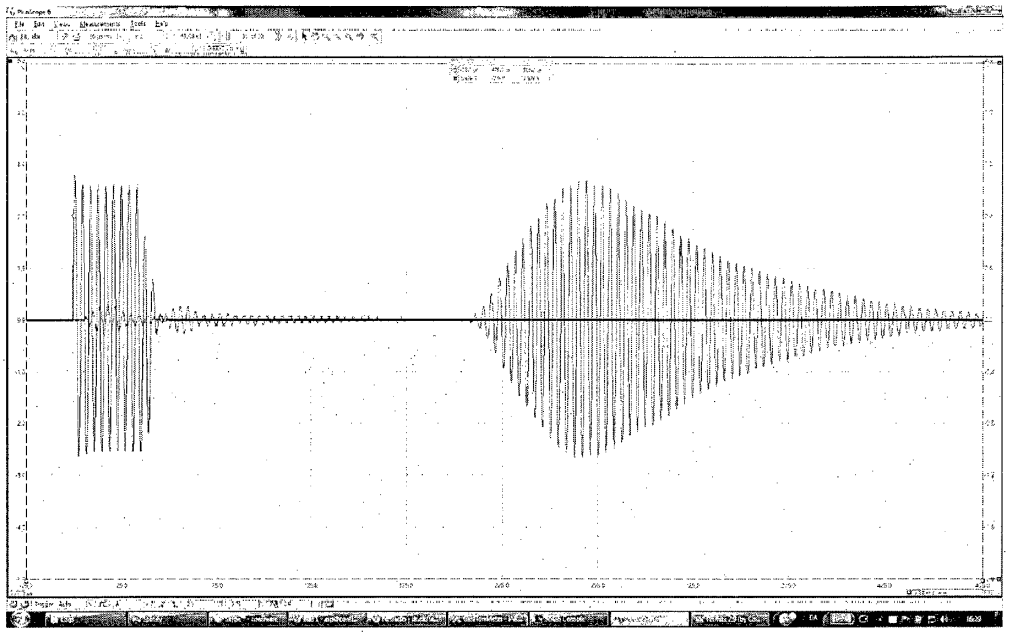
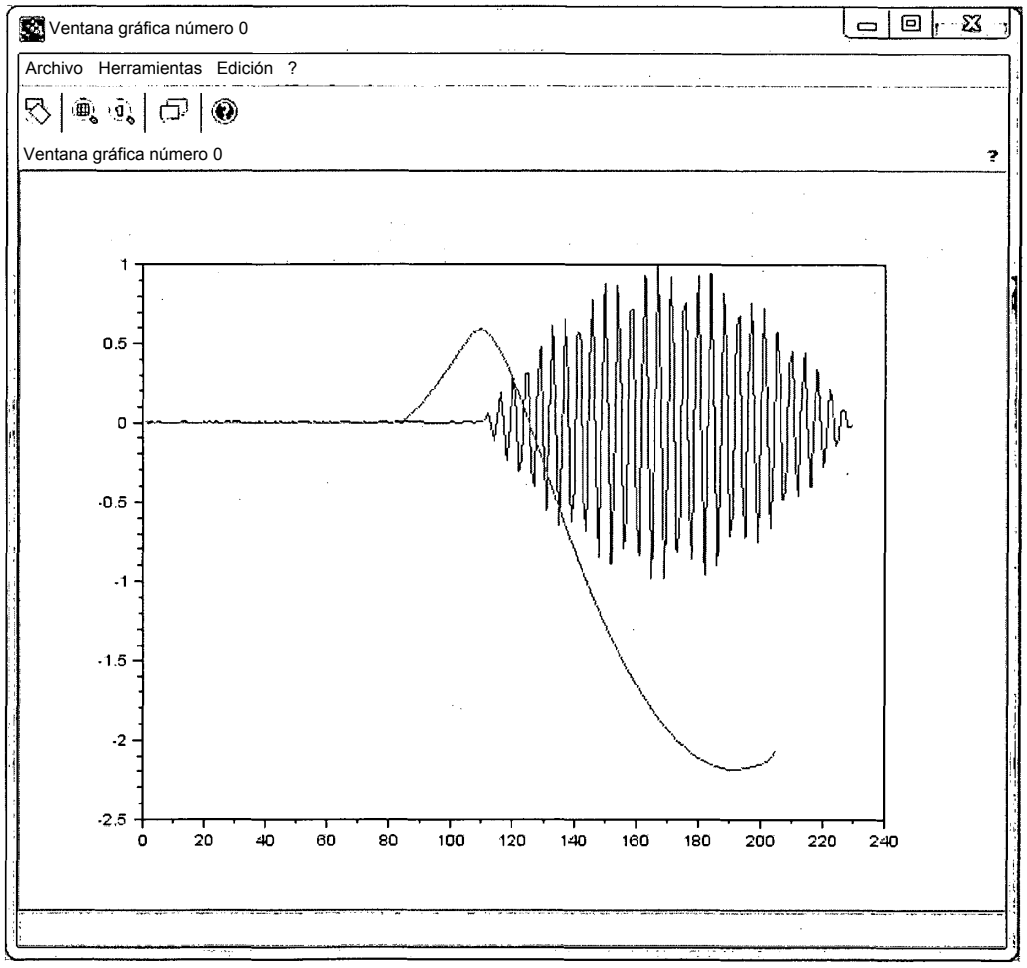


Figura 3


Ventana gráfica número 0
Archivo Herramientas Edición ?
Ventana gráfica número 0
?
1
0.5
0
-0.5
-1
-1.5
-2
-2.5
0
20
40
60
80
100
120
140
160
180
200
220
240