



República Federativa do Brasil  
Ministério do Desenvolvimento, Indústria  
e do Comércio Exterior  
Instituto Nacional da Propriedade Industrial.

(21) **PI0616097-2 A2**

(22) Data de Depósito: 13/09/2006  
(43) Data da Publicação: 07/06/2011  
(RPI 2109)



\* B R P I O 6 1 6 0 9 7 A 2 \*

(51) *Int.Cl.:*  
G01F 1/84 2006.01

(54) Título: **ELETRÔNICA DE MEDIDOR E MÉTODOS PARA GERAR UM SINAL DE ACIONAMENTO PARA UM FLUXÔMETRO VIBRATÓRIO**

(30) Prioridade Unionista: 20/09/2005 US 60/718.941

(73) Titular(es): MICRO MOTION, INC.

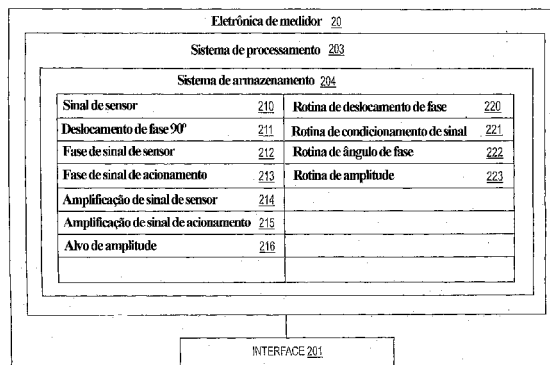
(72) Inventor(es): Craig B. Mcanally, Timothy J. Cunningham, William M. Mansfield

(74) Procurador(es): Nellie Anne Daniel Shores

(86) Pedido Internacional: PCT US2006035706 de 13/09/2006

(87) Publicação Internacional: WO 2007/035376 de 29/03/2007

(57) **Resumo:** ELETRÔNICA DE MEDIDOR E MÉTODOS PARA GERAR UM SINAL DE ACIONAMENTO PARA UM FLUXÔMETRO VIBRATÓRIO Uma eletrônica de medidor (20) para gerar um sinal e acionamento para um fluxômetro vibratório (5) é fornecido de acordo com uma modalidade da invenção. A eletrônica de medidor inclui uma interface (201) e um sistema de processamento (203). O sistema de processamento é configurado para receber o sinal de sensor (210) através da interface, deslocar em fase o sinal de sensor (210) substancialmente 90 graus para criar um sinal de sensor deslocado em fase, determinar um valor de deslocamento de fase de uma resposta de frequência do fluxômetro vibratório, e combinar o valor de deslocamento de fase com o sinal de sensor (201) e o sinal de sensor deslocado em fase para gerar uma fase de sinal de acionamento (213). O sistema de processamento é também configurado para determinar uma amplitude do sinal de sensor (214) do sinal de sensor (210) e do sinal de sensor deslocado em fase, e gerar uma amplitude do sinal de acionamento (215) com base na amplitude do sinal de sensor (214), em que a fase de sinal de acionamento (213) é substancialmente idêntica a uma fase de sinal de sensor (212).



"ELETRÔNICA DE MEDIDOR E MÉTODOS PARA GERAR UM SINAL DE ACIONAMENTO PARA UM FLUXÔMETRO VIBRATÓRIO"

ANTECEDENTES DA INVENÇÃO

1. CAMPO DA INVENÇÃO

5 A presente invenção diz respeito a um fluxômetro vibratório, e mais particularmente, a eletrônica de medidor e métodos para gerar um sinal de acionamento para um fluxômetro vibratório.

2. DECLARAÇÃO DO PROBLEMA

10 Sensores de conduíte vibratório, como medidores de fluxo de massa de Coriolis e densitômetros vibratórios, tipicamente operam detectando o movimento de um conduíte vibratório que contém um material de fluxação. Propriedades associadas ao material no conduíte, como fluxo de massa,  
15 densidade e outros, podem ser determinadas processando sinais de medição recebidos de transdutores de movimento associados ao conduíte. Os modos de vibração do sistema enchido com material vibratório em geral são afetados pelas características de massa, dureza, e amortecimento combinadas do  
20 conduíte contendo e do material nele contido.

Um medidor de fluxo de massa de Coriolis típico inclui um ou mais conduítes que são conectados em-tubulação em um oleoduto ou outro sistema de transporte e material de condução, por exemplo, fluidos, pastas e outros, no sistema.  
25 Cada conduíte pode ser visto como tendo um conjunto de modos de vibração natural incluindo, por exemplo, modos de curvatura simples, torsional, radial, e acoplado. Em uma aplicação de medição de fluxo de massa de Coriolis típica, um con-

duíte é excitado em um ou mais modos de vibração à medida que um material flui através do conduíte, e o movimento do conduíte é medido em pontos espaçados ao longo do conduíte. Excitação é tipicamente provida por um atuador, por exemplo, um dispositivo eletromecânico, como um acionador do tipo bobina de voz, que perturba o conduíte em uma maneira periódica. Taxa de fluxo de massa pode ser determinada medindo a demora de tempo ou diferenças de fase entre os movimentos nas localizações do transdutor. Dois tais transdutores (ou sensores de interceptador) são tipicamente empregados para medir uma resposta vibratória do conduíte ou conduítes de fluxo, e são tipicamente localizados em posições a montante e a jusante do atuador. Os dois sensores de interceptador são conectados à instrumentação eletrônica através de cabeamento. A instrumentação recebe sinais dos dois sensores de interceptador e processa os sinais para derivar uma medição de taxa de fluxo de massa.

Além de gerar medições de fluxo, a eletrônica de um fluxômetro deve também gerar um sinal de acionamento. O sinal de acionamento deveria otimamente acionar a vibração do fluxômetro na ou próxima de uma frequência que permite medições precisas das características do fluxo. Além disso, o sinal de acionamento deveria permitir partida rápida e seguro da vibração. Além disso, o sinal de acionamento deveria permitir operações diagnósticas precisas e oportunas do fluxômetro.

#### SUMÁRIO DA SOLUÇÃO

Os problemas acima e outros são solucionados e um

avanço na técnica é alcançado através da provisão de uma eletrônica de medidor e métodos para gerar um sinal de acionamento para um fluxômetro vibratório.

Uma eletrônica de medidor para gerar um sinal de acionamento para um fluxômetro vibratório é fornecida de acordo com uma modalidade da invenção. A eletrônica de medidor compreende uma interface para receber um sinal de sensor do fluxômetro vibratório e um sistema de processamento em comunicação com a interface. O sistema de processamento é configurado para receber o sinal de sensor, deslocar de fase o sinal do sensor substancialmente 90 graus para criar um sinal de sensor deslocado em fase, determinar um valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) de uma resposta de frequência do fluxômetro vibratório, e combinar o valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) com o sinal de sensor e o sinal de sensor deslocado em fase para gerar um sinal de acionamento. O sistema de processamento é também configurado para determinar uma amplitude do sinal de sensor do sinal de sensor e do sinal de sensor deslocado em fase e gerar uma amplitude do sinal de acionamento com base na amplitude do sinal de sensor. A fase de sinal de acionamento é substancialmente idêntica a uma fase de sinal de sensor.

Um método para gerar um sinal de acionamento para um fluxômetro vibratório é fornecido de acordo com uma modalidade da invenção. O método compreende receber um sinal de sensor do fluxômetro vibratório. O método também compreende deslocar de fase o sinal de sensor substancialmente 90 graus para criar um sinal de sensor deslocado em fase, determinar

uma amplitude do sinal de sensor do sinal de sensor e do sinal de sensor deslocado em fase, e gerar uma amplitude do sinal de acionamento com base na amplitude do sinal de sensor. O método também compreende gerar um sinal de acionamento incluindo a amplitude do sinal de acionamento.

Um método para gerar um sinal de acionamento para um fluxômetro vibratório é fornecido de acordo com uma modalidade da invenção. O método compreende receber um sinal de sensor do fluxômetro vibratório, deslocar de fase o sinal de sensor substancialmente 90 graus para criar um sinal de sensor deslocado em fase, e determinar um valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) de uma resposta de frequência do fluxômetro vibratório. O método também compreende combinar o valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) com o sinal de sensor e o sinal de sensor deslocado em fase para gerar um sinal de acionamento. A fase de sinal de acionamento é substancialmente idêntica a uma fase de sinal de sensor.

Um método para gerar um sinal de acionamento para um fluxômetro vibratório é fornecido de acordo com uma modalidade da invenção. O método compreende receber um sinal de sensor do fluxômetro vibratório, deslocar de fase o sinal de sensor substancialmente 90 graus para criar um sinal de sensor deslocado em fase, determinar um valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) de uma resposta de frequência do fluxômetro vibratório, e combinar o valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) com o sinal de sensor e o sinal de sensor deslocado em fase para gerar um sinal de acionamento. O método também compreende determinar uma amplitude do sinal de sensor do sinal de sen-

sor e do sinal de sensor deslocado em fase e gerar uma amplitude do sinal de acionamento com base na amplitude do sinal de sensor. A fase de sinal de acionamento é substancialmente idêntica a uma fase de sinal de sensor.

5                    ASPECTOS DA INVENÇÃO

Em um aspecto da eletrônica de medidor, o deslocamento de fase é executado por uma transformada de Hubert.

Em outro aspecto da eletrônica de medidor, o valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) compreende um valor de compensação.

Em ainda outro aspecto da eletrônica de medidor, determinação do valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) compreende linearmente correlatar a resposta de frequência para uma relação de frequência/fase para produzir o valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ).

Em ainda outro aspecto da eletrônica de medidor, determinação da amplitude do sinal de sensor compreende receber um termo de  $A\cos\omega t$  que representa o sinal de sensor, gerar um termo de  $A\sin\omega t$  do deslocamento de fase, elevar ao quadrado o termo de  $A\cos\omega t$  e o termo de  $A\sin\omega t$ , e tirar uma raiz quadrada da soma do termo ao quadrado de  $A\cos\omega t$  e do termo ao quadrado de  $A\sin\omega t$  para determinar a amplitude do sinal de sensor.

Em ainda outro aspecto da eletrônica de medidor, geração da amplitude do sinal de acionamento também compreende comparar a amplitude do sinal de sensor a um alvo de amplitude e escalar a amplitude do sinal de sensor para gerar a amplitude do sinal de acionamento, com a escala sendo

com base na comparação da amplitude do sinal de sensor ao alvo de amplitude.

Em ainda outro aspecto da eletrônica de medidor, o sistema de processamento é também configurado para pulsar com o sinal de acionamento em uma partida do fluxômetro.

Em ainda outro aspecto da eletrônica de medidor, o sistema de processamento é também configurado para pulsar com o sinal de acionamento em uma partida do fluxômetro, com o pulso compreendendo varrer através de duas ou mais faixas de frequência até o fluxômetro iniciar.

Em ainda outro aspecto da eletrônica de medidor, o sistema de processamento é também configurado para linearizar o sinal de acionamento.

Em ainda outro aspecto da eletrônica de medidor, o sistema de processamento é também configurado para calcular uma segunda amplitude usando detecção de pico, comparar a amplitude do sinal de sensor à segunda amplitude, e detectar o ruído de banda larga em um sensor interceptador se a segunda amplitude for mais alta que a amplitude do sinal de sensor.

Em um aspecto do método, o deslocamento de fase é executado por uma transformada de Hubert.

Em ainda outro aspecto do método, o método também compreende determinar uma amplitude do sinal de sensor do sinal de sensor e do sinal de sensor do deslocado em fase, gerar uma amplitude do sinal de acionamento com base na amplitude do sinal de sensor, e incluir a amplitude do sinal de acionamento no sinal de acionamento. Em outro aspecto do

método, determinação da amplitude do sinal de sensor compreende receber um termo de  $A\cos\omega t$  que representa o sinal de sensor, gerar um termo de  $A\sin\omega t$  do deslocamento de fase, elevar ao quadrado o termo de  $A\cos\omega t$  e o termo de  $A\sin\omega t$ , e tirar uma raiz quadrada da soma do termo ao quadrado de  $A\cos\omega t$  e do termo ao quadrado de  $A\sin\omega t$  para determinar a amplitude do sinal de sensor.

Em ainda outro aspecto do método, geração da amplitude do sinal de acionamento também compreende comparar a amplitude do sinal de sensor a um alvo de amplitude e escalar a amplitude do sinal de sensor para gerar a amplitude do sinal de acionamento, com a escala sendo com base na comparação da amplitude do sinal de sensor ao alvo de amplitude.

Em ainda outro aspecto do método, o método também compreende receber um termo de  $A\cos\omega t$  que representa o sinal de sensor, gerar um termo de  $A\sin\omega t$  do deslocamento de fase, elevar ao quadrado o termo de  $A\cos\omega t$  e o termo de  $A\sin\omega t$ , tirar uma raiz quadrada da soma do termo ao quadrado de  $A\cos\omega t$  e do termo ao quadrado de  $A\sin\omega t$  para determinar a amplitude do sinal de sensor, gerar uma amplitude do sinal de acionamento com base na amplitude do sinal de sensor, e incluir a amplitude do sinal de acionamento no sinal de acionamento.

Em ainda outro aspecto do método, o método também compreende receber um termo de  $A\cos\omega t$  que representa o sinal de sensor, gerar um termo de  $A\sin\omega t$  deslocado de fase, elevar ao quadrado o termo de  $A\cos\omega t$  e o termo de  $A\sin\omega t$ , tirar uma raiz quadrada da soma do termo ao quadra-

do de  $A \cos \omega t$  e do termo ao quadrado de  $A \sin \omega t$  para determinar a amplitude do sinal de sensor, comparar a amplitude do sinal de sensor a um alvo de amplitude, escalar a amplitude do sinal de sensor para gerar a amplitude do sinal de acionamento, com a escala sendo com base na comparação da amplitude do sinal de sensor ao alvo de amplitude, e incluir a amplitude do sinal de acionamento no sinal de acionamento.

Em ainda outro aspecto do método, o método também compreende determinar um valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) de uma resposta de frequência do fluxômetro vibratório, combinar o valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) com o sinal de sensor e o sinal de sensor deslocado em fase para gerar uma fase de sinal de acionamento, e incluir a fase de sinal de acionamento no sinal de acionamento, em que a fase de sinal de acionamento é substancialmente idêntica a uma fase de sinal de sensor.

Em ainda outro aspecto do método, o valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) compreende um valor de compensação.

Em ainda outro aspecto do método, determinação do valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) compreende linearmente correlatar a resposta de frequência a uma relação de frequência/fase para produzir o valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ).

Em ainda outro aspecto do método, o método também compreende linearmente correlatar a resposta de frequência a uma relação de frequência/fase para produzir um valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ), combinar o valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) com o sinal de sensor e o sinal de sensor deslocado em fase para gerar uma fase de sinal de acionamento, e

incluir a fase de sinal de acionamento no sinal de acionamento, em que a fase de sinal de acionamento é substancialmente idêntica a uma fase de sinal de sensor.

Em ainda outro aspecto do método, o método também  
5 compreende pulsar o sinal de acionamento em uma partida do fluxômetro.

Em ainda outro aspecto do método, o método também  
compreende pulsar o sinal de acionamento em uma partida do  
fluxômetro, com o pulso compreendendo varrer através de duas  
10 ou mais faixas de frequência até o fluxômetro iniciar.

Em ainda outro aspecto do método, o método também  
compreende linearizar o sinal de acionamento.

Em ainda outro aspecto do método, o método também  
compreende calcular uma segunda amplitude usando detecção de  
15 pico, comparar a amplitude do sinal de sensor à segunda amplitude, e detectar ruído de banda larga em um sensor interceptador se a segunda amplitude for mais alta que a amplitude do sinal de sensor.

#### DESCRIÇÃO DOS DESENHOS

20 O mesmo número de referência representa o mesmo elemento em todos os desenhos.

FIG. 1 mostra um medidor de fluxo de Coriolis que compreende um conjunto de medidor e eletrônica de medidor.

FIG. 2 mostra eletrônica de medidor de acordo com  
25 uma modalidade da invenção.

FIG. 3 mostra uma porção de sinal de acionamento da eletrônica de medidor de acordo com uma modalidade da invenção.

FIG. 4 é um fluxograma de um método para gerar um sinal de acionamento para um fluxômetro vibratório de acordo com uma modalidade da invenção.

5 FIG. 5 é um fluxograma de um método para gerar um sinal de acionamento para um fluxômetro vibratório de acordo com uma modalidade da invenção.

FIG. 6 é um diagrama de blocos de um acionamento digital de laço fechado de acordo com uma modalidade da invenção.

10 FIG. 7 mostra um bloco de Condição de Entrada de acordo com uma modalidade da invenção.

FIG. 8 mostra uma implementação de um filtro de passagem baixa ideal ajustável de ordem  $N=100$  multiplicado com uma janela de Hanning para criar um filtro de Resposta de Pulso Finito de passagem baixa.

FIG. 9 mostra um subsistema habilitado para calcular os coeficientes de filtro para o filtro da FIG. 8.

FIG. 10 mostra um bloco de Calc Freq-Mag de acordo com uma modalidade da invenção.

20 FIG. 11 mostra um bloco de Hubert Freq\_Mag de acordo com uma modalidade da invenção.

FIG. 12 mostra um bloco de Estimador de Freqüência de Hubert de acordo com uma modalidade da invenção.

25 FIG. 13 mostra um bloco de Sistema de Controle de Realimentação de Acionamento de acordo com uma modalidade da invenção.

FIG. 14 mostra um bloco de Compensação de Demora de Grupo de acordo com uma modalidade da invenção.

FIG. 15 mostra um bloco de Controle de Ganho Automático (AGC) de acordo com uma modalidade da invenção.

FIG. 16 mostra um controlador Proporcional-Integral (PI) de acordo com uma modalidade da invenção.

5 FIG. 17 inclui três diagramas de sinal de acionamento que são representativos de uma operação de tubo de fluxo na técnica anterior.

FIG. 18 mostra um diagrama de blocos de controle de acionamento linearizado de acordo com uma modalidade da  
10 invenção.

FIG. 19 compreende gráficos do controle de acionamento linearizado de acordo com uma modalidade da invenção.

FIG. 20 compreende gráficos que mostram a independência da amplitude de ponto fixo de um laço de acionamento  
15 linearizado.

#### DESCRIÇÃO DETALHADA DA INVENÇÃO

FIGS. 1-20 e a descrição a seguir descrevem exemplos específicos para ensinar aqueles versados na técnica como fazer e usar o melhor modo da invenção. Para o propósito de ensinar os princípios inventivos, alguns aspectos convencionais foram simplificados ou omitidos. Aqueles versados na técnica apreciarão variações destes exemplos que caem dentro do escopo da invenção. Aqueles versados na técnica apreciarão que as características descritas abaixo podem ser  
20 combinadas de vários modos para formar variações múltiplas da invenção. Como resultado, a invenção não é limitada aos exemplos específicos descritos abaixo, mas apenas pelas reivindicações e seus equivalentes.  
25

FIG. 1 mostra um medidor de fluxo de Coriolis 5 que compreende um conjunto de medidor 10 e eletrônica de medidor 20. Conjunto de medidor 10 responde à taxa de fluxo de massa e densidade de um material de processo. Eletrônica do medidor 20 é conectada ao conjunto de medidor 10 por meio de guias 100 para fornecer informação de densidade, de taxa de fluxo de massa, e de temperatura pela trajetória 26, como também outra informação não relevante à presente invenção. Uma estrutura de medidor de fluxo de Coriolis é descrita em-  
10 bora seja evidente àqueles versados na técnica que a presente invenção poderia ser praticada como um densitômetro de tubo vibratório sem a capacidade de medição adicional fornecida por um medidor de fluxo de massa de Coriolis.

Conjunto de medidor 10 inclui um par de tubulações  
15 150 e 150', flange 103 e 103' tendo pescoços de flange 110 e 110', um par de tubos de fluxo paralelos 130 e 130', mecanismo de acionamento 180, sensor de temperatura 190, e um par de sensores de velocidade 170L e 170R. Tubos de fluxo 130 e 130' têm duas pernas de entrada essencialmente retas  
20 131 e 131' e pernas de saída 134 e 134' que convergem uma à outra nos blocos de montagem do tubo de fluxo 120 e 120'. Tubos de fluxo 130 e 130' dobram-se nas duas localizações simétricas ao longo de seu comprimento e são essencialmente paralelos ao longo de seu comprimento. Barras de suporte 140  
25 e 140' servem para definir o eixo geométrico W e W' em volta dos quais cada tubo de fluxo oscila.

As pernas laterais 131, 131' e 134, 134' dos tubos de fluxo 130 e 130' são fixamente ligadas aos blocos de mon-

tagem do tubo de fluxo 120 e 120' e estes blocos, por sua vez, são ligados fixamente às tubulações 150 e 150'. Isto fornece uma trajetória de material fechada contínua através do conjunto de medidor de Coriolis 10. Quando o flange 103 e 103', tendo orifícios 102 e 102', está conectado, por meio da extremidade de entrada 104 e extremidade de saída 104' em uma tubulação de processo (não mostrada) que carrega o material de processo que está sendo medido, o material entra na extremidade 104 do medidor através de um orifício 101 no flange 103, é conduzido através da tubulação 150 para bloco de montagem do tubo de fluxo 120 tendo uma superfície 121. Dentro da tubulação 150 o material é dividido e roteado através dos tubos de fluxo 130 e 130'. Ao sair dos tubos de fluxo 130 e 130', o material de processo é re combinado em um fluxo simples dentro da tubulação 150' e é depois disso roteado para a extremidade de saída 104' conectada através do flange 103' tendo orifícios de parafuso 102' para a tubulação de processo (não mostrada).

Tubos de fluxo 130 e 130' são selecionados e apropriadamente montados nos blocos de montagem de tubo de fluxo 120 e 120' para substancialmente ter a mesma distribuição de massa, momentos de inércia e módulo Young em volta dos eixos geométricos W-W e W'-W', respectivamente. Estes eixo geométrico de curvatura passam por meio das barras de cinta 140 e 140'. Já que o módulo Young dos tubos de fluxo altera com a temperatura, e esta alteração afeta o cálculo de fluxo e densidade, detector de temperatura resistivo (RTD) 190 é montando no tubo de fluxo 130', para continuamente medir a

temperatura do tubo de fluxo. A temperatura do tubo de fluxo e conseqüentemente a voltagem que aparece ao longo do RTD para uma corrente dada passando por ele é ditada pela temperatura do material passando através do tubo de fluxo. A voltagem dependente da temperatura que aparece ao longo do RTD é usada em um método bem conhecido através da eletrônica de medidor 20 para compensar a alteração no módulo elástico dos tubos de fluxo 130 e 130' devido a qualquer alteração na temperatura do tubo de fluxo. O RTD é conectado à eletrônica de medidor 20 através de guia 195.

Ambos os tubos de fluxo 130 e 130' são acionados através do acionador 180 em direções opostas em volta de seu respectivo eixo geométrico de curvatura  $W$  e  $W'$  em que é denominado o primeiro modo de curvatura fora-de-fase do medidor de fluxo. Este mecanismo de acionamento 180 pode compreender qualquer um de muitos arranjos bem conhecidos, como um magneto montado no tubo de fluxo 130' e uma bobina oposta montada no tubo de fluxo 130 e através da qual uma corrente alternada é passada para vibrar ambos os tubos de fluxo. Um sinal de acionamento adequado é aplicado através da eletrônica de medidor 20, por meio da guia 185, para acionar o mecanismo 180.

Eletrônica de medidor 20 recebe o sinal de temperatura de RTD na guia 195, e os sinais de velocidade esquerdo e direito que aparecem na guia 165L e 165R, respectivamente. Eletrônica de medidor 20 produz o sinal de acionamento que aparece na guia 185 para acionar o elemento 180 e vibrar os tubos 130 e 130'. Eletrônica de medidor 20 processa

a sinais de velocidade esquerdo e direito e o sinal de RTD para computar a taxa de fluxo de massa e a densidade do material passando através de conjunto de medidor 10. Esta informação, junto com outra informação, é aplicada através da eletrônica de medidor 20 pela trajetória 26 aos meios de utilização 29.

FIG. 2 mostra eletrônica de medidor 20 de acordo com uma modalidade da invenção. A eletrônica de medidor 20 pode incluir uma interface 201 e um sistema de processamento 203. A eletrônica de medidor 20 recebe primeiro e segundo sinais de sensor do conjunto de medidor 10, como sinais de sensor interceptador/velocidade. A eletrônica de medidor 20 pode operar como um medidor de fluxo de massa ou pode operar como um densitômetro, incluindo operando como um medidor de fluxo de Coriolis. A eletrônica de medidor 20 processa os primeiro e segundo sinais de sensor para obter características de fluxo do material de fluxo que flui através do conjunto de medidor 10. Por exemplo, a eletrônica de medidor 20 pode determinar uma ou mais de uma diferença de fase, uma frequência, uma diferença de tempo ( $\Delta t$ ), uma densidade, uma taxa de fluxo de massa, e uma taxa de fluxo de volume dos sinais de sensor, por exemplo. Além disso, a eletrônica de medidor 20 pode gerar um sinal de acionamento e pode prover o sinal de acionamento ao acionador 180 do conjunto de medidor 10 (vide FIG. 1). Além disso, outras características de fluxo podem ser determinadas de acordo com a invenção. As determinações são debatidas abaixo.

A interface 201 recebe o sinal de sensor de um dos

sensores de velocidade 170L e 170R por meio da guia 100 da FIG. 1. A interface 201 pode executar qualquer condicionamento de sinal necessário ou desejado, como qualquer maneira de formatação, amplificação, tamponação, etc. Alternativa-  
5 mente, parte ou todo do condicionamento de sinal pode ser executado no sistema de processamento 203. Além disso, a interface 201 pode permitir comunicações entre a eletrônica de medidor 20 e os dispositivos externos. A interface 201 pode ser capaz de qualquer maneira de comunicação eletrônica, óptica,  
10 tica, ou sem fios.

A interface 201 entre uma modalidade pode incluir um digitalizador (não mostrado), em que o sinal de sensor compreende um sinal de sensor analógico. O digitalizador amostras e digitaliza o sinal de sensor analógico e produz um  
15 sinal de sensor digital. O digitalizador pode também executar qualquer dizimação necessária, em que o sinal de sensor digital é dizimado para reduzir a quantidade de processamento de sinal necessário e reduzir o tempo de processamento.

O sistema de processamento 203 conduz as operações da eletrônica de medidor 20 e processa as medições de fluxo do conjunto de medidor de fluxo 10. O sistema de processamento 203 executa uma ou mais rotinas de processamento e assim processa as medições de fluxo para produzir uma ou mais características de fluxo.  
20

O sistema de processamento 203 pode compreender um computador de propósito geral, um sistema de microprocessamento, um circuito lógico, ou algum outro dispositivo de processamento de propósito geral ou personalizado. O sistema  
25

de processamento 203 pode ser distribuído entre dispositivos de processamento múltiplos. O sistema de processamento 203 pode incluir qualquer maneira de meio de armazenamento eletrônico integral ou independente, como o sistema de armazenamento 204.

O sistema de processamento 203 processa o sinal de sensor 210 para gerar um sinal de acionamento, entre outras coisas. O sinal de acionamento é provido ao acionador 180 para vibrar o tubo ou tubos de fluxo associados, como os tubos de fluxo 130 e 130' da FIG. 1.

Na modalidade mostrada, o sistema de processamento 203 determina o sinal de acionamento do sinal de sensor 210 e de um deslocamento de fase de noventa graus 211 que é produzido do sinal de sensor 210. O sistema de processamento 203 pode determinar pelo menos o ângulo de fase de sinal de acionamento e a amplitude do sinal de acionamento do sinal de sensor 210 e o deslocamento de fase 213. Como resultado, ou um primeiro ou segundo sinal de sensor deslocado em fase (como um dos sinais de interceptador a montante ou a jusante), ou uma combinação dos dois, pode ser processado pelo sistema de processamento 203 de acordo com a invenção para gerar o sinal de acionamento.

O sistema de armazenamento 204 pode armazenar os parâmetros e dados do medidor de fluxo, rotinas de software, valores constantes, e valores variáveis. Em uma modalidade, o sistema de armazenamento 204 inclui rotinas que são executadas pelo sistema de processamento 203. Em uma modalidade, o sistema de armazenamento 204 armazena uma rotina de deslo-

camento de fase 220, uma rotina de condicionamento de sinal 221, uma rotina de ângulo de fase 222, e uma rotina de amplitude 223, entre outras rotinas.

Em uma modalidade, o sistema de armazenamento 204  
5 armazena dados e variáveis usados para operar um medidor de fluxo, como o medidor de fluxo de Coriolis 5. O sistema de armazenamento 204 em uma modalidade armazena variáveis como o sinal de sensor 210 que é recebido de um dos sensores de velocidade/interceptador 170L e 170R e armazena uma desloca-  
10 mento de fase de 90 graus 211 que é gerado do sinal de sensor 210. Além disso, o sistema de armazenamento 204 pode armazenar uma fase de sinal de sensor 212, uma fase de sinal de acionamento 213, uma amplitude de sinal de sensor 214, uma amplitude de sinal de acionamento 215, e um alvo de am-  
15 plitude 216.

A rotina de deslocamento de fase 220 executa um deslocamento de fase de 90 graus em um sinal de entrada, isto é, no sinal de sensor 210. A rotina de deslocamento de fase 220 em uma modalidade implementa uma transformada de  
20 Hubert (debatida abaixo). A rotina de deslocamento de fase 220 pode gerar o deslocamento de fase de 90 graus 211.

A rotina de condicionamento de sinal 221 executa condicionamento de sinal no sinal de sensor 210. O condicionamento de sinal pode incluir qualquer maneira de filtrar,  
25 dizimar, etc. A rotina de condicionamento de sinal 221 é uma rotina opcional.

A rotina de ângulo de fase 222 determina a fase de sinal de sensor 212 do sinal de sensor 210. Além disso, a

rotina de ângulo de fase 222 determina uma fase de sinal de acionamento 213, em que a fase de sinal de acionamento 213 é substancialmente idêntica à fase de sinal de sensor 212. A rotina de ângulo de fase 222 pode, portanto adicionar ou subtrair um valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) para o sinal de sensor 210 para equiparar à fase do sinal de sensor 210.

A rotina de amplitude 223 determina a amplitude de sinal de sensor 214 do sinal de sensor 210. Além disso, a rotina de amplitude 223 determina a amplitude de sinal de acionamento 215, em que a amplitude de sinal de acionamento 215 é com base na amplitude de sinal de sensor 214. A amplitude de sinal de acionamento 215 pode ser maior ou menor que a amplitude de sinal de sensor 214. Em uma modalidade, a amplitude de sinal de sensor 214 é comparada ao alvo de amplitude 216 para determinar a quantidade que a amplitude de sinal de acionamento 215 deveria ser aumentada ou abaixada. Portanto, a rotina de amplitude 223 determina a amplitude de sinal de acionamento 215 pelo sinal de acionamento.

A fase de sinal de sensor 212 é um ângulo de fase medido ou calculado do sinal de sensor 210. A fase de sinal de sensor 212 é determinada para ajustar uma fase de sinal de acionamento apropriada, equiparada 213. A fase de sinal de acionamento 213 é, portanto substancialmente idêntica à fase de sinal de sensor 212.

A amplitude de sinal de sensor 214 é uma amplitude do sinal de sensor medida ou calculada 210. A amplitude do sinal de sensor é determinada para determinar a amplitude de sinal de acionamento 215. A amplitude sinal de acionamento

215 é com base na amplitude de sinal de sensor 214, embora a amplitude de sinal de acionamento 215 possa divergir da amplitude de sinal de sensor 214.

O alvo de amplitude 216 é uma amplitude de sensor vibratório desejada para operação normal ou operação preferida do medidor de fluxo 5. Em uma modalidade, o alvo de amplitude 216 compreende um limiar de amplitude mínimo, em que a amplitude de sinal de sensor 214 será aumentada pelo sistema de processamento 202 se a amplitude de sinal de sensor 214 não exceder o alvo de amplitude 216. Portanto, a amplitude de sinal de acionamento 215 pode ser feita maior que a amplitude de sinal de sensor 214 se a amplitude de sinal de sensor 214 não exceder este limiar de amplitude mínimo. Alternativamente, o alvo de amplitude 216 pode compreender uma faixa de amplitude, em que a amplitude de sinal de acionamento 215 compreende uma versão de escalara para cima e escala para baixo da amplitude de sinal de sensor 214.

FIG. 3 mostra uma porção de sinal de acionamento 300 da eletrônica de medidor 20 de acordo com uma modalidade da invenção. A porção de sinal de acionamento 300 pode compreender componentes de circuito ou pode compreender ações de processamento executadas em dados recebidos pela eletrônica de medidor 20. A porção de sinal de acionamento 300 pode incluir um bloco de condicionamento 301, um bloco de deslocamento de fase 303, e um bloco de processamento 305, entre outras coisas. Um sinal de sensor é recebido no bloco de condicionamento 301. O sinal de sensor pode compreender qualquer sinal de interceptador 170L ou 170R do conjunto de

medidor 10 ou uma combinação dos dois sinais. O bloco de condicionamento 301 pode executar qualquer maneira de condicionamento de sinal. Por exemplo, o bloco de condicionamento 301 pode executar filtração, dizimação, etc.

5 O bloco de deslocamento de fase 303 recebe o sinal de sensor do bloco de condicionamento 301 e desloca em fase o sinal de sensor em substancialmente 90 graus. O sinal de sensor deslocado compreende um componente não-deslocado representado por um termo  $(A\cos\omega t)$  e um componente deslocado em fase representado por um termo  $(A\sin\omega t)$ , onde  $\omega$  é  
10 freqüência de sensor em radianos (vide equação 2, abaixo).

Em uma modalidade, o bloco de deslocamento de fase 303 compreende que uma transformada de Hubert. A transformada de Hubert executa a operação de alteração de fase tardando o sinal de sensor por um equivalente de tempo a 90 graus  
15 (ou um quarto do período de onda).

O bloco de processamento 305 recebe o sinal de sensor e o sinal de sensor deslocado em fase e gera um sinal de acionamento destas duas entradas. O bloco de processamento 305 pode gerar um sinal de acionamento produzido igual a um termo  $(A_{out}\cos(\omega t + \theta))$  (vide equação 3, abaixo). O valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) determina a fase que equipara e a amplitude  $A_{out}$  compreende a amplitude do sinal de acionamento. O bloco de processamento 305, portanto pode de-  
20 terminar a amplitude do sinal de acionamento e a fase de sinal de acionamento, em que o bloco de processamento 205 mantém a freqüência do sinal de sensor substancialmente na freqüência de sinal de acionamento. Vantajosamente, o bloco de  
25

processamento 305 substancialmente trava a fase do sinal de acionamento para a fase do sinal de sensor. Isto é tornado possível pela operação de deslocamento de fase, em que o ângulo de fase do sinal de sensor pode ser fácil e rapidamente determinado. Como resultado, o ângulo de fase de sinal de acionamento pode rastrear muito estritamente o ângulo de fase do sinal de sensor, em que o sinal de acionamento é mantido em uma relação substancialmente linear com o sinal de sensor. Isto permite a eletrônica de medidor 20 acionar o medidor de fluxo com mais precisão e permite a eletrônica de medidor 20 ajustar o sinal de acionamento rapidamente em condições de fluxo não-uniforme, como fluxos de multi-fases, batelada vazio-cheio-vazio, materiais de fluxo incluindo ar capturado, etc.

15 O bloco de processamento 305 pode determinar o ângulo de fase do sinal de sensor e pode controlar o sinal de acionamento para substancialmente alinhar a fase de sinal de acionamento à fase de sinal de sensor. Isto é feito sem qualquer realimentação da fase do sinal de sensor. Como resultado, a frequência do sinal de acionamento substancialmente rastreia a frequência do sinal de sensor, sem necessidade de controlar a frequência de sinal de acionamento. Porque a amplitude e fase do sinal de acionamento são rapidamente determinadas, a invenção permite um fluxômetro ser acionado muito perto de uma frequência de ressonância, em que as alterações para a frequência de ressonância são rastreadas substancialmente de modo instantâneo. Como resultado, o sinal de acionamento responde mais rapidamente às condições

de fluxo variáveis. Isto também permite implementação de vários diagnósticos de fluxômetro. Por exemplo, o sinal de acionamento pode ser alterado rapidamente para avaliar um Fator de Calibração de Fluxo (FCF), determinar a dureza do tubo de fluxo, detectar a corrosão/erosão do tubo de fluxo, detectar rachaduras ou fendas em um tubo de fluxo, determinar uma quantidade de revestimento de material de fluxo no lado interno de um tubo de fluxo, etc.

O bloco de processamento 305 pode determinar a amplitude do sinal de sensor e pode gerar uma amplitude do sinal de acionamento com base na amplitude do sinal de sensor. O bloco de processamento 305 pode comparar a amplitude do sinal de sensor a um alvo de amplitude (como um ponto fixo de amplitude ou uma faixa operacional de amplitude, por exemplo) e pode aumentar o sinal de acionamento ou diminuir conforme necessário.

O sinal de sensor (ou sinal de interceptador, PO) pode ser representado pela equação:

$$PO = A_{in} \cos \omega t \quad (1)$$

Onde o termo  $\cos \omega t$  denota a natureza variada de tempo do sinal de sensor e o termo de  $A_{in}$  representa a amplitude do sinal de sensor. A saída fase-deslocada (PSO) do bloco de deslocamento de fase pode ser representada pela equação:

$$PSO = A_{in} \sin \omega t \quad (2)$$

onde o termo  $(A_{in} \sin \omega t)$  representa a versão fase-deslocada do sinal de sensor. Usando esta saída, o bloco de processamento 305 pode gerar uma saída de sinal de aciona-

mento que inclui um termo de ajuste de demora de fase  $\theta$ , onde o termo de ajuste de demora de fase  $\theta$  é adiciono ou subtraído do sinal de sensor PO. Como resultado, o sinal de acionamento compreende:

$$5 \quad \text{Sinal de acionamento} = A_{\text{out}} \text{ co-seno}(\omega t + \theta) = A_{\text{out}} [\text{co-seno}(\omega t) \text{ co-seno}(\theta) - \text{seno}(\omega t) \text{ seno}(\theta)] \quad (3)$$

Através de seleção apropriada de um valor  $\theta$ , o  $\omega t + \theta$  no termo  $(A_{\text{out}} \text{ co-seno}(\omega t + \theta))$  pode substancialmente equiparar à fase de sensor.

10 A amplitude do sinal de acionamento  $A_{\text{out}}$  pode ser derivada da equação (2), onde a amplitude do sinal de sensor  $A_{\text{in}}$  pode ser determinada da equação:

$$A_{\text{in}} = \sqrt{A_{\text{in}}^2 \text{ seno}(\omega t)^2 + A_{\text{in}}^2 \text{ co-seno}(\omega t)^2}$$

15 A amplitude do sinal de sensor  $A_{\text{in}}$  pode ser aumentado ou abaixado para gerar a amplitude do sinal de acionamento  $A_{\text{out}}$ .

FIG. 4 é um fluxograma 400 de um método para gerar um sinal de acionamento para um fluxômetro vibratório de acordo com uma modalidade da invenção. Na etapa 401, é recebido um sinal de sensor. O sinal de sensor pode compreender uma saída de um sensor interceptador que gera um sinal variado em tempo eletrônico em resposta à vibração de um ou mais tubos de fluxo do medidor de fluxo.

25 Na etapa 402, o sinal de sensor recebido é deslocado em fase em cerca de 90 graus. Em uma modalidade, a operação de alteração de fase é executada usando uma transformada de Hubert, por exemplo. Porém, deveria ser entendido que outros métodos de alteração de fases podem também ser

empregados. A operação de alteração de fase pode gerar um termo de  $A\sin\omega t$ , além do termo de  $A\cos\omega t$  que representa o sinal de sensor.

Na etapa 403, uma amplitude do sinal de sensor é determinada do sinal de sensor e o deslocamento de fase de 90 graus, isto é, usando o termo  $(A_{in}\sin\omega t)$  e o termo  $(A_{in}\cos\omega t)$  (vide equação 4).

Na etapa 404, a amplitude do sinal de sensor é usada para gerar uma amplitude do sinal de acionamento. A amplitude do sinal de acionamento é com base na amplitude do sinal de sensor.

Porém, a amplitude do sinal de acionamento pode ser aumentada ou abaixada com relação à amplitude do sinal de sensor. A escala em algumas modalidades é restringida, e a escala pode ser limitada por limites de escala superiores e/ou inferiores.

Na etapa 405, a amplitude do sinal de acionamento é incluída no sinal de acionamento. Por conseguinte, o método 400 gera uma amplitude rápida e precisa pelo sinal de acionamento.

O método acima pode ser iterativa e/ou substancialmente de modo contínuo executado para gerar substancialmente de modo contínuo a amplitude do sinal de acionamento. A amplitude do sinal de acionamento pode ser determinada rapidamente, em que a amplitude do sinal de acionamento é gerada substancialmente de modo instantâneo.

FIG. 5 é um fluxograma 500 de um método para gerar um sinal de acionamento para um fluxômetro vibratório de a-

cordo com uma modalidade da invenção. Na etapa 501, é recebido um sinal de sensor, como previamente debatido.

Na etapa 502, o sinal de sensor recebido é deslocado em fase por substancialmente 90 graus, como previamente  
5 debatido.

Na etapa 503, um valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) é determinado de uma resposta de frequência do fluxômetro vibratório. O valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) pode compreender um valor de compensação, como valor de avanço de fase  
10 (isto é,  $+\theta$ ) ou um valor de demora de fase (isto é,  $-\theta$ ). O valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) pode ser determinado correlatando a resposta de frequência a uma relação de frequência/fase. Em uma modalidade, a relação de frequência/fase compreende uma relação de frequência-para-fase empiricamente  
15 obtida. Por exemplo, vários valores de frequência-para-fase podem ser obtidos e armazenados, em que os valores armazenados são usados para derivar ou interpolar um valor de deslocamento de fase necessário ( $\theta$ ). Alternativamente, a relação de frequência/fase compreende uma relação teórica formada de  
20 valores de fase e de frequência prognosticados.

Na etapa 504, o valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) é combinado com o sinal de sensor (o termo  $(A\cos\omega t)$ ) e o sinal de sensor deslocado em fase (o termo  $(A\sin\omega t)$ ) para gerar a fase de sinal de acionamento.

25 Na etapa 505, a amplitude do sinal de acionamento é incluída no sinal de acionamento. Nesta maneira, a fase do sinal de acionamento é travada substancialmente na fase do sinal de sensor. O método acima pode ser iterativa e/ou

substancialmente de modo contínuo executado para substancialmente de modo contínuo gerar a fase de sinal de acionamento, como previamente debatido. A fase de sinal de acionamento pode ser determinada rapidamente, em que a fase de sinal de acionamento é gerada substancialmente de modo instantâneo.

Deveria ser entendido que o método 400 e o método 500 podem ser vantajosamente combinados para gerar uma fase de sinal de acionamento e uma amplitude do sinal de acionamento. Os métodos combinados 400 e 500 em algumas modalidades geram um sinal de acionamento completo.

FIG. 6 é um diagrama de blocos de um acionamento digital de laço fechado 600 de acordo com uma modalidade da invenção. O diagrama de blocos representa as várias funcionalidades que são incorporadas no sistema de processamento

Uma saída de acionamento digital para um hardware de amplificador acionador (amplificador não mostrado) está ao lado esquerdo superior da figura. A corrente de acionamento e a voltagem de acionamento são entradas de uma placa de sentido no bloco de Condição de Entrada 601, junto com a temperatura de um circuito de RTD e os dois sinais de interceptador (LPO e RPO). O bloco de Condição de Entrada 601 pode executar qualquer maneira de filtração e dizimação.

As características de acionamento digital são implementadas principalmente em dois blocos, o bloco de Calc Freq\_Mag 611 e o bloco de Sistema de Controle de Realimentação de Acionamento 613. O bloco de Calc Freq\_Mag 611 na modalidade mostrada usa um estimador de frequência de Hubert e

pode usar um arranjo de estimação de amplitude simples ou dual. O bloco de Sistema de Controle de Realimentação de Acionamento 613 gera um sinal de acionamento de acordo com a invenção.

5                   O bloco de Condição de Entrada 601 pode executar filtração para remover os componentes de frequência mais alta dos sinais de sensor interceptador para assegurar que o acionamento de laço fechado excite um modo de curvatura fundamental do fluxômetro vibratório. Em particular, a filtração pode ser projetada para remover uma segunda harmônica e  
10                   também pode remover uma frequência de modo de torção dos sinais de sensor. Isto pode ser feito com um filtro de passagem baixa ajustável. A frequência de corte de filtro pode ser com base em  $K_1$ , que é o período de tubo em ar.

15                   FIG. 7 mostra o bloco de Condição de Entrada 601 de acordo com uma modalidade da invenção. FIG. 7 adicionalmente mostra a localização do filtro de passagem baixa ajustável dentro do bloco de Condição de Entrada 601 e também mostra as taxas de amostragem usadas em várias porções do  
20                   bloco de Condição de Entrada 601. Os sinais entram na esquerda a uma taxa base através do bloco de Dizimação de Estágio 1. Em uma modalidade, a taxa base é selecionada ser cerca de 48 kHz de forma que um codificador/decodificador (CODEC) seja apropriadamente anti-nome alternativo. A dizi-  
25                   mação de estágio 1 traz a taxa até cerca de 4 kHz, e a taxa de 4 kHz é usada até o Filtro de Passagem Baixa Ajustável. Três sinais de realimentação de interceptador de 4 kHz são distribuídos do bloco de condição de entrada como os sinais

de LPO e RPO, como também o sinal de PO filtrado modal (designou como  $\eta$  ou  $\epsilon$ ), para realimentação de acionamento na porta de saída marcada Realimentação de PO à direita da figura. O filtro modal pode ser desenvolvido usando qualquer método. Em uma modalidade, um vetor de filtro modal simplificado de  $\{0,5;0,5\}$  pode ser usado para criar uma média dos sinais de LPO e RPO, por exemplo.

Os interceptadores são distribuídos do bloco em uma taxa de amostra de 2 kHz após atravessar o filtro de passagem baixa ajustável. Ambos os conjuntos de sinais de interceptador podem opcionalmente ser passados através de um bloco de escala para os converter para níveis de milivolt. Todos os sinais são escalados para valores de ponto fixo apropriados que será uma técnica familiar a alguém versado na técnica. Os sinais de interceptador resultantes são alimentados para ambas as taxas no bloco de Calc Freq\_Mag 611.

FIG. 8 mostram uma implementação de um filtro de passagem baixa ideal ajustável de ordem  $N=100$  multiplicado com uma janela de Hanning para criar um filtro de Resposta de Pulso Finito de passagem baixa, mostrado no lado direito da FIG. 7. O produto de ponto dos coeficientes de filtro e das  $N$  amostras tamponadas é tirado para produzir a saída filtrada de passagem baixa. Os coeficientes de filtro são recalculados no subsistema habilitado para dar a frequência de corte apropriada sempre que  $K_1$  alterar.

FIG. 9 mostra o subsistema habilitado para calcular os coeficientes de filtro para o filtro da FIG. 8. A frequência de corte normalizada é calculada de  $K_1$ , que é o

período de tubo em micro-segundos em ar, pela cadeia de sinal mais baixo. A frequência de tubo sempre será igual ou menor que a frequência de ar, assim  $K_1$  é uma escolha boa de parâmetros para escolher ajustar o filtro de passagem baixa.

5 Em uma modalidade, 20 Hz mais a frequência de ar que corresponde a  $K_1$  são usadas como a frequência de corte. Alternativamente, a frequência de corte pode ser ajustada dinamicamente com base na frequência de acionamento. O ganho do filtro começa a cair antes da frequência de corte, assim o fator de 20 Hz dá uma margem de modo que o ganho de filtro na  
10 tor de 20 Hz dá uma margem de modo que o ganho de filtro na frequência de ar seja 1.

Para assegurar partida de todos os sensores, o valor de  $K_1$  predefinido é de modo que ele esteja na frequência mais alta de qualquer sensor que poderia ser conectado. Des-  
15 te modo se o usuário falha em colocar no valor de  $K_1$  apropriado pelo sensor atual, o sensor ainda iniciará.

FIG. 10 mostra o bloco de Calc Freq-Mag 611 de acordo com uma modalidade da invenção. Os dois conjuntos de sinais de interceptador (isto é, o "eta e PO alto em" e o  
20 "eta e PO baixo em" entradas) são usados para calcular dois conjuntos independentes de amplitudes. O bloco de Detecção de Pico de Topo 1001 nos sinais de 4 kHz pode ser usado para calcular as amplitudes de sinal com base em um detector de pico, por exemplo. O inferior, bloco de Hubert Freq\_Mag 1002  
25 usa um método de processamento de sinal de Hubert nos sinais de 2 kHz para calcular uma estimativa de amplitude que é correlatada mais à amplitude senoidal na frequência de acionamento. Qualquer computação de amplitude pode ser selecio-

nada e produzida pelo multiplexador (MUX).

Este método de amplitude providas de dois pinos permite a eletrônica de medidor 20 reagir aos sinais de interceptador ruidosos. Se a amplitude de detecção de pico é similar à amplitude de Hubert, então o nível sonoro é aceitável. Se a detecção de pico é mais alta que a amplitude de Hubert, então há ruído de banda larga presente nos sinais de sensor interceptador. Neste caso, a eletrônica de medidor 20 pode decidir que sinal de amplitude utilizar, pode ajustar uma sinalização de advertência ou condição de erro, e/ou pode re-escalar quaisquer valores de ganho de pré-amplificação.

FIG. 11 mostra o bloco de Hubert Freq\_Mag 1002 de acordo com uma modalidade da invenção. Uma transformada de Hubert desloca o sinal de entrada 90 graus em fase. O bloco de filtro digital à direita no topo da figura implementa o filtro de Hubert. A saída do bloco de filtro digital é o sinal de entrada deslocado em fase (isto é, o sinal de Re). O bloco de demora de número inteiro variável desloca o sinal não-filtrado pela metade da ordem do filtro de Hubert de FIR. O resultado são dois sinais, o sinal de entrada atrasado não-filtrado (o componente de Em-fase Im) e o sinal de entrada deslocado 90 graus (o componente de quadratura Re), com uma demora devido ao filtro de Hubert de FIR. Os dois sinais são depois combinados em um número complexo. A magnitude do número complexo é a amplitude senoidal que é a quantidade de interesse para controle de acionamento. A frequência pode também ser calculado do número complexo, e é detalhada abaixo. Note que a magnitude e a frequência, como tam-

bém os termos de quadratura de todos os três sinais LPO, RPO, e  $\eta$ , são calculadas. Os sinais de frequência e de magnitude podem ser dizimados quando necessário para uma taxa inferior, tipicamente até cerca de 500 Hz, para uso no controle de a-

5 cionamento. A frequência é adicionalmente usada para os cálculos de densidade e de fluxo.

FIG. 12 mostra o bloco de Estimador de Frequência de Hubert 1101 de acordo com uma modalidade da invenção. No bloco de Estimador de Frequência de Hubert 1101, os sinais I

10 e Q são recebidos da direita. O sinal é atrasado através de uma amostra e seu conjugado complexo é tirado. O produto de ponto do número complexo original e o conjugado atrasado em tempo resulta em um número complexo cujo ângulo é o ângulo entre os dois vetores. O ângulo entre os dois vetores foi

15 varrido no tempo de amostra  $dt$ . Dividindo o ângulo pelo tempo de amostra ( $e 2\pi$ ) dá a frequência.

$$\varphi = \omega t \quad (9)$$

$$\omega = \frac{\varphi}{T} \quad (10)$$

20

$$f = \frac{\omega}{2\pi} \quad (11)$$

O filtro de compensação de Hubert é usado para facilitar a estimativa de frequência. O valor absoluto da frequência é tirado, uma vez que a função de ângulo pode retornar um número negativo. Para o processamento de sinal do

25 bloco de Estimador de Frequência de Hubert 1101 (e também o bloco de Hubert Freq\_Mag 1002), o acionamento digital 600 pode usar as frequências de RPO ou de LPO.

Referindo novamente à FIG. 6, os sinais de  $\eta$  e  $Q$  vão para a medição de fluxo, e a frequência vai para as medições de fluxo e de densidade, como debatido acima. A frequência e magnitude, na taxa inferior, e o sinal de realimentação, na taxa de 4 kHz, são alimentados para o bloco de Sistema de Controle de Realimentação de Acionamento 613.

FIG. 13 mostra o bloco de Sistema de Controle de Realimentação de Acionamento 613 de acordo com uma modalidade da invenção. Deveria ser observado que o bloco de Sistema de Controle de Realimentação de Acionamento 613 pode incluir mais de uma taxa de amostragem. Na modalidade mostrada, há 3 taxas que são empregadas no bloco de Sistema de Controle de Realimentação de Acionamento 613.

Na modalidade mostrada, as três taxas são a taxa de 500 Hz para a frequência e estimação de magnitude, a taxa de 4 kHz para o sinal de realimentação, e a taxa de saída de 8 kHz.

Há três entradas no bloco de AGC 1301. As estimativas de frequência e de magnitude são usadas para calcular o miliVolts/Hz de pico-para-pico atual, que são as unidades para a amplitude. A segunda entrada é o alvo de acionamento, ou ponto fixo, mV/Hz. A entrada final é a entrada de corrente nominal.

O bloco de AGC 1301 tem 2 saídas. A primeira saída é a saída de Auto-partida Permitida, debatida abaixo. A segunda saída é a saída de Ganho de Laço que multiplica a realimentação para produzir o sinal de acionamento. A perna de realimentação de acionamento seleciona  $\eta$ , os sinais de in-

terceptador modalmente filtrados, das três possíveis escolhas (LPO, RPO, e  $\eta$ ). O termo  $\eta$  é um sinal senoidal na frequência de acionamento de laço fechado e com amplitude variada, dependendo da amplitude do sensor atual. Esta amplitude  
5 variada, combinada com o bloco de multiplicação, produz uma resposta não-linear, isto é, fornece uma autoridade de controle divergente dependendo da amplitude. Dividindo  $\eta$  por sua amplitude produz um sinusóide na frequência correta mas com amplitude de acionamento. A amplitude de acionamento e-  
10 limina qualquer não-linearidade. Uma vez que a realimentação está a uma taxa mais rápida que o ganho de laço, o ganho de laço usa um bloco de transição de taxa antes da multiplicação para assegurar compatibilidade de sinal.

A saída do bloco de multiplicação é o sinal de a-  
15 cionamento na frequência e amplitude corretas, mas com a fase incorreta devido à demora do grupo através do hardware e software de DSP. Correção para a demora do grupo pode ser realizada de vários modos. Porém, o modo novo apresentado aqui é computacionalmente eficiente. O sinal de acionamento  
20 é passado primeiro em um bloco de filtro de Hubert 1302, similar ao na FIG. 11 (debatido acima), mas operando a 4 kHz e com uma ordem de filtro menor para economizar largura de banda do processador para esta aplicação menos exigente. A saída são dois sinais de acionamento em quadratura com a am-  
25 plitude e frequência corretas. Os sinais de acionamento em quadratura são passados do bloco de filtro de Hubert 1302 para o bloco de Compensação de Demora de Grupo 1303, junto com a frequência de acionamento.

FIG. 14 mostra o bloco de Compensação de Demora de Grupo 1303 de acordo com uma modalidade da invenção. Em um modo fora-de-linha, de um-tempo, a demora de grupo através do DSP é caracterizada experimentalmente com um deslocamento e declive. Alternativamente, hardware de sentido de corrente no amplificador de corrente pode fornecer uma opção para calcular a compensação de demora de grupo em-linha. A demora de fase requerida para compensar a demora de grupo é uma função de frequência, como previamente debatido. A frequência de entrada é usada para calcular a compensação de demora de grupo requerida (isto é, o valor de deslocamento de fase ( $\theta$ )) no bloco de Compensação de Demora de Grupo 1303, usando o declive e deslocamento experimentalmente determinados. Os sinais de quadratura de acionamento são depois multiplicados pelo seno e co-seno da compensação de demora de fase requerida e adicionados. A saída do bloco de soma resulta em um sinal de acionamento que tem a fase, frequência, e amplitude corretas para acionar o sensor na ressonância.

Referindo de novo à FIG. 13, o sinal de acionamento é alimentado em um comutador no lado esquerdo da figura. Em operação normal o comutador atravessa o sinal de acionamento através de um Conversor Digital-para-Analógico (DAC) e um amplificador de corrente e por fim para o acionador 180 (vide FIG. 1). Porém, na modalidade mostrada, há lógica incluída no bloco de AGC que permite uma característica de auto-partida. Por conseguinte, quando a amplitude de interceptador cair abaixo de uma certa porcentagem de ponto fixo, ou abaixo de um certo valor absoluto, a lógica no bloco de AGC

pode afirmar um sinal de "Auto-partida Permitida", trocando para o modo de auto-partida. No modo de auto-partida, energia é injetada do bloco de pulso no topo esquerdo da figura. O bloco de pulso dá saída a um sinal perto da magnitude de corrente máxima em uma maneira de laço aberto. O pulso passa por várias faixas de frequência diferentes até o sensor "iniciar" ser definido pela amplitude de interceptador excedendo o alvo de auto-partida. As faixas de frequência são com base no último valor anterior de frequência de acionamento, a faixa de frequências correspondendo a  $K_1$  e uma frequência correspondendo a uma densidade várias vezes mais altas que a densidade de  $K_2$  correspondente, e uma gama extensiva que cobre uma faixa vasta de sensores. Estas várias faixas asseguram que o sensor iniciará até mesmo se os parâmetros de sensor incorretos forem entrados na eletrônica de medidor 20, por exemplo se a eletrônica for inicializada com uma reinicialização mestre.

A saída do comutador, quer em acionamento normal quer em modo de auto-partida, passa por meio da interpolação ou filtragem de amostra acima, tipicamente para 8 kHz. O sinal de acionamento é atualizado em 8 kHz, com uma taxa de saída final no codec (DAC) de 48 kHz. Alguém versado na técnica reconhecerá que a escolha de taxas para a entrada, realimentação, taxa de atualização, e saída são intercâmbios com base em requerimentos de desempenho e larguras de banda de processador. As escolhas particulares de taxas podem ser otimizadas para o hardware selecionado e para o desempenho requerido. As implementações de filtros particulares, inclu-

indo a ordem de filtro, a frequência de corte, etc. são projetadas para equiparar as taxas escolhidas. Deveria ser entendido que as taxas de amostragem, ordens de filtro, frequências de expansão, etc., são dadas como exemplo apenas e as reivindicações não são limitadas por quaisquer dos exemplos dados.

FIG. 15 mostra o bloco de Controle de Ganho Automático (AGC) 1301 de acordo com uma modalidade da invenção. O AGC recebe como entradas a amplitude de deslocamento de 10 mV/Hz atual (contendo todas as 6 amplitudes) e o deslocamento de ponto fixo (em mv/Hz). O bloco de AGC 1301 tem duas saídas, uma saída de Auto-partida Permitida e a saída de Ganho de Laço.

No primeiro bloco do bloco de AGC 1301, as entradas são racionadas para dar uma porcentagem de deslocamento, isto é quando o deslocamento atual igualar ao ponto fixo, o deslocamento racionado atual é 1,0. Esta escala ajuda com linearização do laço de controle para os vários pontos fixos de amplitude. As seis amplitudes racionadas (detecção de pico/Hilbert para LPO, RPO, e  $\eta$ ) são alimentadas em um bloco de diagnóstico de Verificação de Amplitude 1501. Este bloco verifica para assegurar que todas as seis amplitudes rendem números consistentes que estão próximo de 1,0 e aumenta uma advertência ou sinalização de erro se as diferenças excederem certas porcentagens prefixadas. Este bloco também detecta se o sensor exceder o ponto fixo em ~110 %. Nesse caso, este bloco alimenta a informação excedente para o bloco lógico de Auto-partida/Excedência.

O bloco lógico de Auto-partida/Excedência determina se a amplitude de sensor é baixa ou excede o limiar de excedência. Se a amplitude for baixa, o sinal de auto-partida Permitida é afirmado. Se ou o auto-partida for permitido ou se a amplitude for excedida, este bloco também envia um sinal de reinicialização ao controlador de PI, debatido abaixo.

No bloco de razão de mV/Hz, os sinais são selecionados para controle de amplitude. Por exemplo, detectar pico LPO e de RPO é selecionado. Alternativamente, um argumento pode ser feito para selecionar as amplitudes de LPO e de RPO de Hubert ou a amplitude modal. Em outra alternativa, o bloco de mV/Hz pode incluir lógica que executa uma seleção com base nas diferenças em ruído, etc. Em todo caso, o máximo do LPO e RPO é selecionado para o controle.

A saída do comutador é alimentada no bloco lógico de Auto-partida/Excedência, como também sendo alimentada para o bloco de diferença. Uma vez que o ponto fixo é agora normalizado em 1, o erro simplesmente é a diferença entre o sinal atual e 1. O sinal de erro é alimentado para bloco Distinto de PI para determinar o ganho de laço. A saída do bloco Distinto de PI pode ser alimentada em um verão onde a corrente de acionamento nominal é adicionada com a saída do bloco de PI. Em uma modalidade, a implementação padroniza corrente de acionamento nominal de 0. Um bloco de saturação controla as correntes de saída máximas e mínima da saída somada, resultando no ganho de laço final.

O amplificador de corrente pode empregar um ampli-

ficador linear. A corrente de saída pode ser substancialmente senoidal, como até que bate com um limite de corrente, por exemplo. O amplificador pode operar em 4 quadrantes, isto é, pode acionar e absorver corrente em direções positivas e negativas. Isto permite o controle de acionamento frear o(s) tubo(s) de fluxo durante a excedência ou quando as quantidades grandes de ruído de fluxo excitarem o tubo.

FIG. 16 mostra um controlador Proporcional-Integral (PI) de acordo com uma modalidade da invenção. O sinal de erro é recebido na porta 2 do bloco de AGC 1301. A perna inferior multiplica o erro por um ganho proporcional P e o passa em um nó do bloco de soma final. Em operação normal, isto é, quando o integrador reinicializa o sinal não é afirmado, um integrador distinto simples usado, em que o sinal novo é adicionado ao sinal de saída do integrador anterior. O sinal novo é multiplicado primeiro pelo ganho Integral I. Ele é depois multiplicado pelo tempo de amostra que faz a resposta do integrador independente do tempo de amostra. Seguindo as boas práticas do projeto de controlador padrões, a saída de integrador é saturada com o bloco de "anti-conclusão". Esta característica impede o integral de integrar a infinidade se o sinal de erro não pondera para zero, como aconteceria no caso de ar capturado, por exemplo.

O sinal de reinicialização do integrador em uma modalidade é alto quando o auto-partida estiver ativado ou quando o tubo exceder o nível de amplitude alto. Nestes casos, a saída do integrador é ajustada em zero. No primeiro caso, o integrador não começa concluir enquanto o tubo esti-

ver tentando iniciar, minimizando a excedência. Para ajudar  
nisso, uma demora desativada é usada para manter o integra-  
dor desativado enquanto o tubo estiver vindo para a amplitu-  
de. A reinicialização durante a excedência do tubo deixa o  
5 sistema de controle acionar a amplitude de tubo mais rapida-  
mente que se o integrador tivesse que concluir de novo. Esta  
característica dramaticamente reduz a excedência quando o  
tubo for altamente amortecido durante um período de tempo,  
por exemplo, através de ar capturado, e o amortecimento é de  
10 repente removido, por exemplo, o ar é parado. Sem a caracte-  
rística de reinicialização, o integrador estaria no limite  
de corrente total enquanto o tubo foi amortecido. Depois  
quando o amortecimento for removido, o integrador teria ti-  
rado corrente total e depois integrado em sua constante de  
15 tempo para um valor menor. O tubo estaria muito alto de uma  
amplitude por um tempo significativamente mais longo sem a  
característica de reinicialização sob conclusão.

FIG. 17 inclui dois diagramas de sinal de aciona-  
mento que são representativos de uma operação de tubo de  
20 fluxo na técnica anterior. A figura mostra alguns dos pro-  
blemas associados aos métodos de controle de acionamento  
não-linear da técnica anterior. O diagrama do topo na figura  
mostra que um laço de controle não-linear, padrão leva vá-  
rios segundos para iniciar o movimento de tubo após o qual  
25 há uma Excedência substancial seguida por um método lento  
longo para a amplitude de ponto fixo. O diagrama do fundo  
mostra uma curva similar, mas aqui a condição inicial está  
um amplitude grande-que-de-ponto fixo que leva o acionamento

a desativar. Estes diagramas fazem parte de um processo de afinação de Ziegler-Nichols tradicional.

Note que após o acionamento paralisar há um tempo até mais longo para iniciar que a inicialização inicial. Alguns destes envolvem às vezes constante de tempo bastante longo do sensor de fluxômetro (vide abaixo). A partida lenta seguida por um Excedência é característico de um sistema de acionamento não-linear. Enquanto afinação do laço de PID pode acelerar a partida e minimizar a Excedência, no máximo a afinação apenas compensa uma condição de um sistema não-linear. O resultado final em um laço de controle de acionamento que não é muito robusto às perturbações, como fluxos de gás ruidosos, fluxo lento/duas fases, ou alterações de projeto para o acionador e interceptadores.

Um laço de controle de acionamento de fluxômetro típico é não-linear em dois cumprimentos. O primeiro, mais óbvio, não-linearidade é o fato que a velocidade de realimentação é multiplicada pelo ganho. Por definição esta multiplicação é não-linear. Além disso, a resposta de interceptador, agindo como um dos multiplicadores, depende da dinâmica de sensor, tornando dependente do sensor de não-linearidade.

A segunda não-linearidade é um pouco mais sutil. A equação padrão para uma resposta de sensor linear é dada abaixo,

$$[H]\{F\} = \{x\} \text{ ou } [D]\{x\} = \{F\} \quad (12)$$

onde H é a função de resposta de frequência, D é a matriz dinâmica, x é a resposta, e F é a força.

O que é tipicamente deixado de lado destas equações, mas é uma suposição importante, é o fato que as equações são linearizadas em volta de um ponto operacional nominal. A equação para o sistema linear é mais precisamente dada como:

$$[H]\{F - F_0\} = \{x - x_0\} \text{ ou } [D]\{x - x_0\} = \{F - F_0\} \quad (13)$$

onde a subscrição  $_0$  refere-se a um deslocamento nominal e uma força nominal. Uma vez que o laço de controle padrão não responde pelas forças nominais ou amplitudes nominais, a resposta do sensor, como também a resposta do sistema de controle de realimentação inteiro, é uma função do ponto fixo. As forças e amplitudes nominais são claro dependentes da massa, dureza, e amortecimento da estrutura de fluxômetro, como também dos coeficientes de sensibilidade BL das bobinas de acionamento e de interceptador.

A eletrônica de medidor e métodos em algumas modalidades incluem alterações no laço de controle de realimentação para linearizar o sistema. Há duas etapas para linearizar o sistema, respondendo pelos duas não-linearidades descritas acima. Qualquer uma (ou ambas) puder(em) ser usada(s) para vantagem no sistema de realimentação de acionamento melhorado da invenção. O resultado é um laço de controle linear que robustamente controla o acionamento. Além disso, a invenção lineariza o laço de controle enquanto respondendo automaticamente por qualquer diferença em dinâmica de sensor, tornando o projeto robusto para qualquer projeto de sensor dado.

A primeira linearização remove a não-linearidade

5 multiplicativa forçando a resposta ser a unidade. Há vários modos para realizar isso, por exemplo, usando um fator de correção ou sinal de virada, convertendo para uma onda de quadrado de acionamento para uma acionamento de onda quadra-  
da digital, etc. O método mostrado abaixo usa o sinal de am-  
plitude já calculado para normalizar a realimentação para  
unidade. Embora ainda haja uma operação de multiplicação,  
multiplicar por 1 não contribui para um não-linearidade.

10 FIG. 18 mostra um diagrama de blocos de controle de acionamento linearizado 1800 de acordo com uma modalidade da invenção. Na figura, a realimentação de interceptador é normalizada pela amplitude no bloco de "Norma de PO" ao fundo da figura. Note que variações em qualquer uma das dinâmicas do sensor são tiradas automaticamente para este método.

15 A segunda linearização contribui em uma força nominal com base no ponto fixo. O ponto fixo de amplitude é multiplicado por um bloco de "Ganho Nominal", e adicionado a um ganho Proporcional-Integral-Derivado (PID) no bloco de "Ganho Total". Adicionando a saída de ganho nominal ao ganho de PID

20 resulta em um sistema de sensor que oferece um amortecimento eficazmente zero, isto é, é marginalmente estável. Em termos de controle, este sistema linearizado não é "enfraquecido", isto é, a saída de PID é zero quando os sistemas alcançam o ponto fixo. Nenhum erro é requerido para produzir a força

25 nominal. Enquanto o ganho nominal é uma função da dinâmica do sensor, o sistema de controle é agora independente do sensor. Por conseguinte, um conjunto otimizado de ganhos de PID trabalhará para uma gama muito extensiva de sensores.

No sistema de controle padrão que é totalmente enfraquecido, o erro multiplicado pelo ganho proporcional mais o erro integrado multiplicado pelo ganho integral são usados para dar a força nominal. Como resultado, o enfraquecimento é muito uma função da massa, dureza, e amortecimento do sensor.

A chave para este método é o valor de ganho nominal. Este valor pode ser encontrado de muitos modos diferentes. Em um método de sensor auto-caracterizante com base modal, o ganho nominal simplesmente é o valor de amortecimento medido. Um método de diagnósticos simplificado pode ser usado para gerar o valor correto. O ganho nominal pode ser identificado com um "silvio" simples do acionador na partida e executando um ID de sistema rápido e bruto. O ganho nominal pode estar em uma tabela de pesquisa com base em frequência, a Função de Resposta de Frequência (FRF) de acionamento medida, ou a resistência de RTD, por exemplo.

Uma alternativa fácil para adquirir o ganho medido é deixar o sensor iniciar com zero ganho nominal, e após o erro ser minimizado pelo laço de PID padrão, transferir o número de ganho de PID para o ganho nominal e reajustar a saída de integrador de PID.

Com este esquema, qualquer variação do ganho de PID de zero será indicativa de alterações do sistema devido às alterações no sensor, montagem, ou condições de fluidos. Variação curta ou a longa do ganho de PID pode ser um diagnóstico simples, poderoso.

FIG. 19 compreende gráficos do controle de acionamento linearizado de acordo com uma modalidade da invenção.

A figura mostra que estas linearizações diminuem os tempos de partida e de restabelecimento, aceleram a resposta do sistema, e tornam os ganhos de PID invariantes para amplitude. A figura mostra que as melhorias de acordo com a invenção aumentarão o desempenho do sensor em fluidos difíceis como fluxo bifásico.

FIG. 19 mostra que a primeira linearização dramaticamente reduz a Excedência de partida e reduz o tempo requerido para alcançar a amplitude de ponto fixo. Usando ambas linearizações resulta substancialmente em nenhuma Excedência e uma partida muito mais rápida. O diagrama do fundo da FIG. 19 mostra que a primeira linearização reduz o tempo de restabelecimento. Usando ambas linearizações elimina algum tempo de restabelecimento. Nenhuma declaração "se" é requerida nos laços linearizados para adquirir este aumento de desempenho.

FIG. 20 mostra a independência de amplitude de ponto fixo das alças linearizadas. A um fator de 5 de aumento e diminuição na amplitude, as alças de controle linearizadas mostram desempenho similar, muito melhorado no laço de controle padrão. Desempenho muito melhorado, por exemplo, resposta mais rápida, menos excedência/sub-excesso, partida/restabelecimento mais rápido, etc., traduzirá em desempenho de acionamento melhor em fluidos difíceis. O desempenho melhorado e linearização do laço de acionamento também resultarão em menos restrições nos projetos de geometrias dos sensores, acionadores e interceptadores.

A eletrônica de medidor e métodos de acordo com a

invenção podem ser empregados de acordo com quaisquer das modalidades para provê várias vantagens, se desejado. A invenção fornece um sinal de acionamento preciso. A invenção provê um sinal de acionamento para qualquer maneira de sensor interceptador. A invenção determina um sinal de acionamento substancialmente de modo instantâneo. A invenção fornece um sinal de acionamento que rapidamente e com precisão rastreia um sinal de sensor. A invenção fornece uma resposta de sinal de acionamento mais rápida para condições de fluxo variáveis. A invenção fornece um sinal de acionamento que detecta e segue as anomalias de fluxo em um material de fluxo.

A invenção fornece um sinal de acionamento em que a fase de sinal de acionamento é substancialmente presa na fase com a fase de sinal de sensor. A invenção fornece um sinal de acionamento em que a fase de sinal de acionamento é substancialmente presa na fase sem usar realimentação. A invenção fornece um sinal de acionamento que não controla (ou necessita controlar) o valor de freqüência de saída.

A invenção fornece uma compensação de fase rápida que vantajosamente pode ser acoplada a uma determinação de freqüência rápida. A invenção minimiza um requerimento de corrente para o sinal de acionamento. A invenção fornece uma resposta de tubo de fluxo melhor em condições de ar capturado e para operação de vazio-cheio-vazio. A invenção permite um fluxômetro acionar mais próximo a uma freqüência de ressonância. A invenção permite uma caracterização mais precisa de ruído no sinal de sensor. A invenção permite uma implementação altamente precisa de diagnósticos de fluxômetro.

## REIVINDICAÇÕES

1. Eletrônica de medidor (20) para gerar um sinal de acionamento para um fluxômetro vibratório, **CARACTERIZADA** pelo fato de que compreende:

5                   uma interface (201) para receber um sinal de sensor (210) do fluxômetro vibratório (5); e

                  um sistema de processamento (203) em comunicação com a interface (201) e configurado para receber o sinal de sensor (210), deslocar em fase o sinal de sensor (210) substancialmente 90 graus para criar um sinal de sensor deslocado em fase, determinar um valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) de uma resposta de frequência do fluxômetro vibratório (5), combinar o valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) com o sinal de sensor (210) e o sinal de sensor deslocado em fase para gerar uma fase de sinal de acionamento (213), determinar uma amplitude do sinal de sensor (214) do sinal de sensor (210) e do sinal de sensor deslocado em fase, e gerar uma amplitude do sinal de acionamento (215) com base na amplitude do sinal de sensor (214), em que a fase de sinal de acionamento (213) é substancialmente idêntica a uma fase de sinal de sensor (212).

2. Eletrônica de medidor, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADA** pelo fato de que o deslocamento de fase é executado por uma transformada de Hubert.

25                   3. Eletrônica de medidor, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADA** pelo fato de que o valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) compreende um valor de compensação.

4. Eletrônica de medidor, de acordo com a reivin-

dicação 1, **CARACTERIZADA** pelo fato de que a determinação do valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) compreende linearmente correlatar a resposta de frequência a uma relação de frequência/fase para produzir o valor de deslocamento de fase  
5 ( $\theta$ ).

5. Eletrônica de medidor, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADA** pelo fato de que a determinação da amplitude do sinal de sensor (214) compreende:

receber um termo de  $A \cos \omega t$  que representa o  
10 sinal de sensor (210);

gerar um termo de  $A \sin \omega t$  do deslocamento de fase;

e elevar ao quadrado o termo de  $A \cos \omega t$  e o termo de  $A \sin \omega t$ ; e

tirar uma raiz quadrada da soma do termo ao quadrado de  $A \cos \omega t$  e do termo ao quadrado de  $A \sin \omega t$  para  
15 determinar a amplitude do sinal de sensor (214).

6. Eletrônica de medidor, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADA** pelo fato de que a geração da amplitude do sinal de acionamento (215) adicionalmente compre-  
20 ende:

comparar a amplitude do sinal de sensor (214) a um alvo de amplitude (216); e

escalar a amplitude do sinal de sensor (214) para gerar a amplitude do sinal de acionamento (215), com a esca-  
25 la sendo com base na comparação da amplitude do sinal de sensor (214) ao alvo de amplitude (216).

7. Eletrônica de medidor, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADA** pelo fato de que adicionalmente

compreende pulsar o sinal de acionamento em uma partida do fluxômetro (5).

8. Eletrônica de medidor, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADA** pelo fato de que adicionalmente  
5 compreende pulsar o sinal de acionamento em uma partida do fluxômetro (5), com o pulso compreendendo varrer através de duas ou mais faixas de frequência até o fluxômetro (5) iniciar.

9. Eletrônica de medidor, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADA** pelo fato de que adicionalmente  
10 compreende linearizar o sinal de acionamento.

10. Eletrônica de medidor, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADA** pelo fato de que adicionalmente compreende:

15            calcular uma segunda amplitude usando detecção de pico;

              comparar a amplitude do sinal de sensor (214) à segunda amplitude; e

20            detectar ruído de banda larga em um sensor interceptador se a segunda amplitude for mais alta que a amplitude do sinal de sensor (214).

11. Método para gerar um sinal de acionamento para um fluxômetro vibratório, **CARACTERIZADO** pelo fato de que o método compreende:

25            receber um sinal de sensor (210) do fluxômetro vibratório (5);

              deslocar de fase o sinal de sensor (210) substancialmente 90 graus para criar um sinal de sensor deslocado

em fase;

determinar uma amplitude do sinal de sensor (214) do sinal de sensor (210) e do sinal de sensor deslocado em fase;

5 gerar uma amplitude do sinal de acionamento (215) com base na amplitude do sinal de sensor (214); e

gerar um sinal de acionamento incluindo a amplitude do sinal de acionamento (215).

12. Método, de acordo com a reivindicação 11,  
10 **CARACTERIZADO** pelo fato de que o deslocamento de fase é executado por uma transformada de Hubert.

13. Método, de acordo com a reivindicação 11,  
**CARACTERIZADO** pelo fato de que a determinação da amplitude do sinal de sensor (214) compreende:

15 receber um termo de  $A \cos \omega t$  que representa o sinal de sensor (210);

gerar um termo de  $A \sin \omega t$  do deslocamento de fase;

elevar ao quadrado o termo de  $A \cos \omega t$  e o termo de  $A \sin \omega t$ ; e

20 tirar uma raiz quadrada da soma do termo ao quadrado de  $A \cos \omega t$  e do termo ao quadrado de  $A \sin \omega t$  para determinar a amplitude do sinal de sensor (214).

14. Método, de acordo com a reivindicação 11,  
**CARACTERIZADO** pelo fato de que a geração da amplitude do si-  
25 nal de acionamento (215) adicionalmente compreende:

comparar a amplitude do sinal de sensor (214) a um alvo de amplitude (216); e

escalar a amplitude do sinal de sensor (214) para

gerar a amplitude do sinal de acionamento (215), com a escala sendo com base na comparação da amplitude do sinal de sensor (214) ao alvo de amplitude (216).

15 15. Método, de acordo com a reivindicação 11,  
**CARACTERIZADO** adicionalmente pelo fato de que compreende:

determinar um valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) de uma resposta de frequência do fluxômetro vibratório (5);

10 combinar o valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) com o sinal de sensor (210) e o sinal de sensor deslocado em fase para gerar uma fase de sinal de acionamento (213); e

incluir a fase de sinal de acionamento (213) no sinal de acionamento, em que a fase de sinal de acionamento (213) é substancialmente idêntica a uma fase de sinal de sensor (212).

15 16. Método, de acordo com a reivindicação 11,  
**CARACTERIZADO** adicionalmente pelo fato de que compreende:

linearmente correlatar a resposta de frequência a uma relação de frequência/fase para produzir um valor de deslocamento de fase ( $\theta$ );

20 combinar o valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) com o sinal de sensor (210) e o sinal de sensor deslocado em fase para gerar uma fase de sinal de acionamento (213); e

25 incluir a fase de sinal de acionamento (213) no sinal de acionamento, em que a fase de sinal de acionamento (213) é substancialmente idêntica a uma fase de sinal de sensor (212).

17. Método, de acordo com a reivindicação 11,  
**CARACTERIZADO** adicionalmente pelo fato de que compreende

pulsar o sinal de acionamento em uma partida do fluxômetro (5).

18. Método, de acordo com a reivindicação 11, **CARACTERIZADO** adicionalmente pelo fato de que compreende pulsar o sinal de acionamento em uma partida do fluxômetro (5), com o pulso compreendendo varrer através de duas ou mais faixas de frequência até o fluxômetro (5) iniciar.

19. Método, de acordo com a reivindicação 11, **CARACTERIZADO** adicionalmente pelo fato de que compreende linearizar o sinal de acionamento.

20. Método, de acordo com a reivindicação 11, **CARACTERIZADO** adicionalmente pelo fato de que compreende:

calcular uma segunda amplitude usando detecção de pico;

comparar a amplitude do sinal de sensor (214) à segunda amplitude; e

detectar ruído de banda larga em um sensor interceptador se a segunda amplitude for mais alta que a amplitude do sinal de sensor (214).

21. Método para gerar um sinal de acionamento para um fluxômetro vibratório, **CARACTERIZADO** pelo fato de que o método compreende:

receber um sinal de sensor (210) do fluxômetro vibratório (5);

deslocar de fase o sinal de sensor (210) substancialmente 90 graus para criar um sinal de sensor deslocado em fase;

determinar um valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) de uma resposta de frequência do fluxômetro vibratório (5); e

combinar o valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) com o sinal de sensor (210) e o sinal de sensor deslocado em fase para gerar um sinal de acionamento, em que a fase de sinal de acionamento (213) é substancialmente idêntica a uma fase de sinal de sensor (212).

22. Método, de acordo com a reivindicação 21, **CARACTERIZADO** pelo fato de que o deslocamento de fase é executado por uma transformada de Hubert.

23. Método, de acordo com a reivindicação 21, **CARACTERIZADO** pelo fato de que o valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) compreende um valor de compensação.

24. Método, de acordo com a reivindicação 21, **CARACTERIZADO** pelo fato de que a determinação do valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) compreende linearmente correlatar a resposta de frequência a uma relação de frequência/fase para produzir o valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ).

25. Método, de acordo com a reivindicação 21, **CARACTERIZADO** adicionalmente pelo fato de que compreende:

determinar uma amplitude do sinal de sensor (214) do sinal de sensor (210) e do sinal de sensor deslocado em fase;

gerar uma amplitude do sinal de acionamento (215) com base na amplitude do sinal de sensor (214); e

incluir a amplitude do sinal de acionamento (215) no sinal de acionamento.

26. Método, de acordo com a reivindicação 21, **CARACTERIZADO** adicionalmente pelo fato de que compreende:

receber um termo de  $A \cos(\omega t)$  que representa o

sinal de sensor (210);

gerar um termo de  $A\sin\omega t$  do deslocamento de fase;

elevar ao quadrado o termo de  $A\cos\omega t$  e o termo de  $A\sin\omega t$ ;

5           tirar uma raiz quadrada da soma do termo ao quadrado de  $A\cos\omega t$  e do termo ao quadrado de  $A\sin\omega t$  para determinar a amplitude do sinal de sensor (214);

gerar uma amplitude do sinal de acionamento (215) com base na amplitude do sinal de sensor (214); e

10           incluir a amplitude do sinal de acionamento (215) no sinal de acionamento.

27. Método, de acordo com a reivindicação 21, **CARACTERIZADO** pelo fato de que a geração da amplitude do sinal de acionamento (215) adicionalmente compreende:

15           receber um termo de  $A\cos\omega t$  que representa o sinal de sensor (210);

gerar um termo de  $A\sin\omega t$  do deslocamento de fase;

elevar ao quadrado o termo de  $A\cos\omega t$  e o termo de  $A\sin\omega t$ ;

20           tirar uma raiz quadrada da soma do termo ao quadrado de  $A\cos\omega t$  e do termo ao quadrado de  $A\sin\omega t$  para determinar a amplitude do sinal de sensor (214);

comparar a amplitude do sinal de sensor (214) a um alvo de amplitude (216);

25           escalar a amplitude do sinal de sensor (214) para gerar a amplitude do sinal de acionamento (215), com a escala sendo com base na comparação da amplitude do sinal de sensor (214) ao alvo de amplitude (216); e

incluir a amplitude do sinal de acionamento (215)  
no sinal de acionamento.

28. Método, de acordo com a reivindicação 21,  
**CARACTERIZADO** adicionalmente pelo fato de que compreende  
5 pulsar o sinal de acionamento em uma partida do fluxômetro (5).

29. Método, de acordo com a reivindicação 21,  
**CARACTERIZADO** pelo fato de que adicionalmente compreende  
pulsar o sinal de acionamento em uma partida do fluxômetro  
(5), com o pulso compreendendo varrer através de duas ou  
10 mais faixas de frequência até o fluxômetro (5) iniciar.

30. Método, de acordo com a reivindicação 21,  
**CARACTERIZADO** adicionalmente pelo fato de que compreende li-  
nearizar o sinal de acionamento.

31. Método, de acordo com a reivindicação 25,  
15 **CARACTERIZADO** adicionalmente pelo fato de que compreende:

calcular uma segunda amplitude usando detecção de  
pico;

comparar a amplitude do sinal de sensor (214) à  
segunda amplitude;

20 e detectar ruído de banda larga em um sensor in-  
terceptor se a segunda amplitude for mais alta que a am-  
plitude do sinal de sensor (214).

32. Método para gerar um sinal de acionamento para  
um fluxômetro vibratório, **CARACTERIZADO** pelo fato de que o  
25 método compreende:

receber um sinal de sensor (210) do fluxômetro vi-  
bratório (5);

deslocar de fase o sinal de sensor (210) substan-

cialmente 90 graus para criar um sinal de sensor deslocado em fase;

determinar um valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) de uma resposta de frequência do fluxômetro vibratório (5);

5            combinar o valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) com o sinal de sensor (210) e o sinal de sensor deslocado em fase para gerar um sinal de acionamento;

10            determinar uma amplitude do sinal de sensor (214) do sinal de sensor (210) e do sinal de sensor deslocado em fase; e

gerar uma amplitude do sinal de acionamento (215) com base na amplitude do sinal de sensor (214), em que a fase de sinal de acionamento (213) é substancialmente idêntica a uma fase de sinal de sensor (212).

15            33. Método, de acordo com a reivindicação 32, **CARACTERIZADO** pelo fato de que o deslocamento de fase é executado por uma transformada de Hubert.

20            34. Método, de acordo com a reivindicação 32, **CARACTERIZADO** pelo fato de que o valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) compreende um valor de compensação.

25            35. Método, de acordo com a reivindicação 32, **CARACTERIZADO** pelo fato de que a determinação do valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ) compreende linearmente correlatar a resposta de frequência a uma relação de frequência/fase para produzir o valor de deslocamento de fase ( $\theta$ ).

36. Método, de acordo com a reivindicação 32, **CARACTERIZADO** pelo fato de que a determinação da amplitude do sinal de sensor (214) compreende:

receber um termo de  $A \cos \omega t$  que representa o sinal de sensor (210);

gerar um termo de  $A \sin \omega t$  do deslocamento de fase;

5 elevar ao quadrado o termo de  $A \cos \omega t$  e o termo de  $A \sin \omega t$ ; e

tirar uma raiz quadrada da soma do termo ao quadrado de  $A \cos \omega t$  e do termo ao quadrado de  $A \sin \omega t$  para determinar a amplitude do sinal de sensor (214).

37. Método, de acordo com a reivindicação 32,  
10 **CARACTERIZADO** pelo fato de que a geração da amplitude do sinal de acionamento (215) adicionalmente compreende:

comparar a amplitude do sinal de sensor (214) a um alvo de amplitude (216); e

15 escalar a amplitude do sinal de sensor (214) para gerar a amplitude do sinal de acionamento (215), com a escala sendo com base na comparação da amplitude do sinal de sensor (214) ao alvo de amplitude (216).

38. Método, de acordo com a reivindicação 32,  
20 **CARACTERIZADO** adicionalmente pelo fato de que compreende pulsar o sinal de acionamento em uma partida do fluxômetro (5).

39. Método, de acordo com a reivindicação 32,  
**CARACTERIZADO** adicionalmente pelo fato de que compreende pulsar o sinal de acionamento em uma partida do fluxômetro (5), com o pulso compreendendo varrer através de duas ou  
25 mais faixas de frequência até o fluxômetro (5) iniciar.

40. Método, de acordo com a reivindicação 32,  
**CARACTERIZADO** adicionalmente pelo fato de que compreende linearizar o sinal de acionamento.

41. Método, de acordo com a reivindicação 32,  
**CARACTERIZADO** adicionalmente pelo fato de que compreende:

calcular uma segunda amplitude usando detecção de  
pico;

5           comparar a amplitude do sinal de sensor (214) à  
segunda amplitude; e

detectar ruído de banda larga em um sensor inter-  
ceptador se a segunda amplitude for mais alta que a amplitu-  
de do sinal de sensor (214).

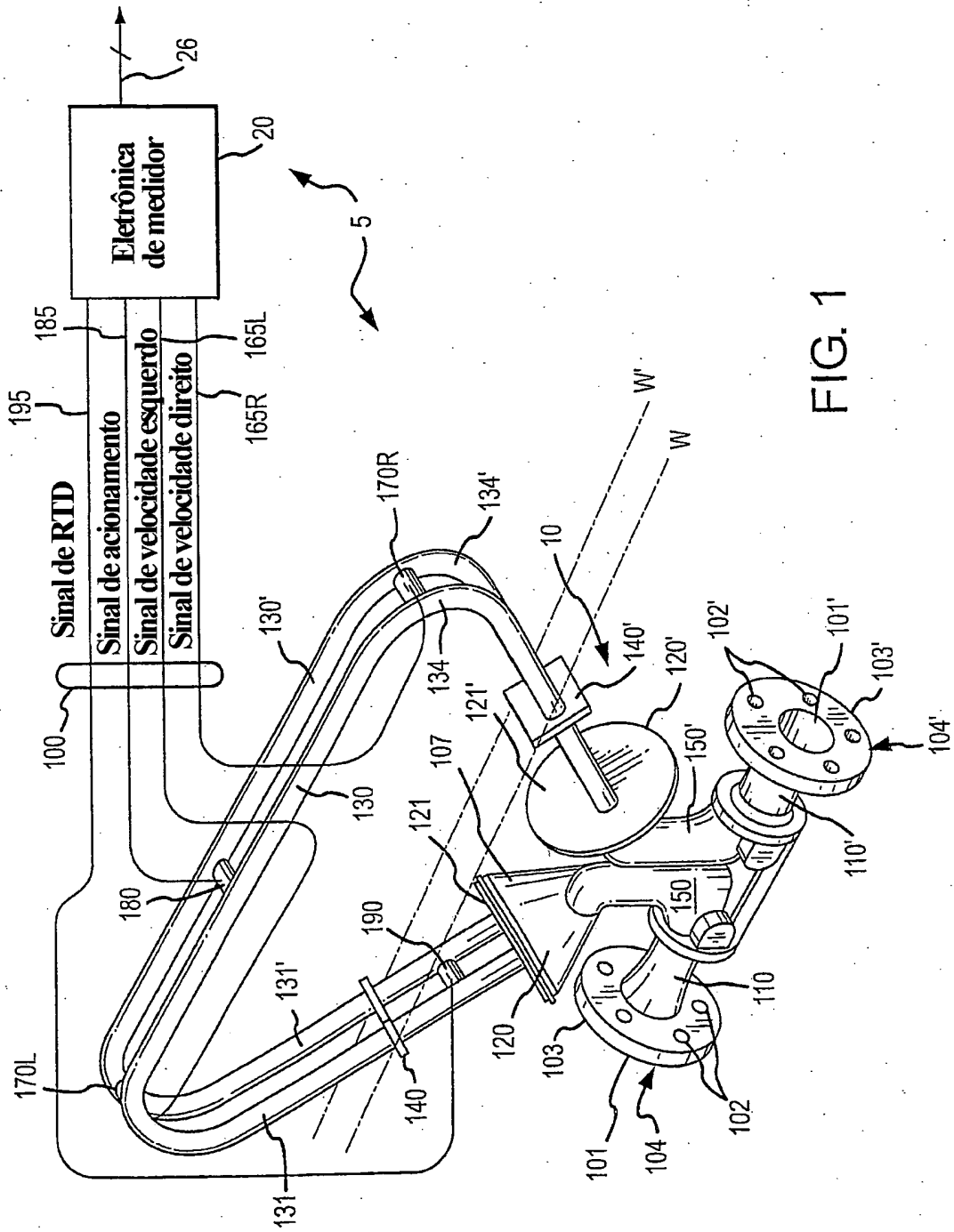


FIG. 1

Eletrônica de medidor 20

Sistema de processamento 203

Sistema de armazenamento 204

Sinal de sensor	<u>210</u>	Rotina de deslocamento de fase	<u>220</u>
Deslocamento de fase 90°	<u>211</u>	Rotina de condicionamento de sinal	<u>221</u>
Fase de sinal de sensor	<u>212</u>	Rotina de ângulo de fase	<u>222</u>
Fase de sinal de acionamento	<u>213</u>	Rotina de amplitude	<u>223</u>
Amplificação de sinal de sensor	<u>214</u>		
Amplificação de sinal de acionamento	<u>215</u>		
Alvo de amplitude	<u>216</u>		

INTERFACE 201

FIG. 2

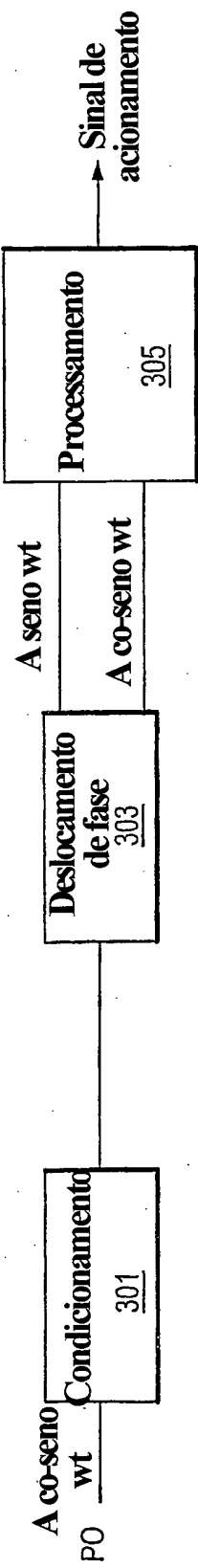
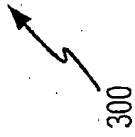
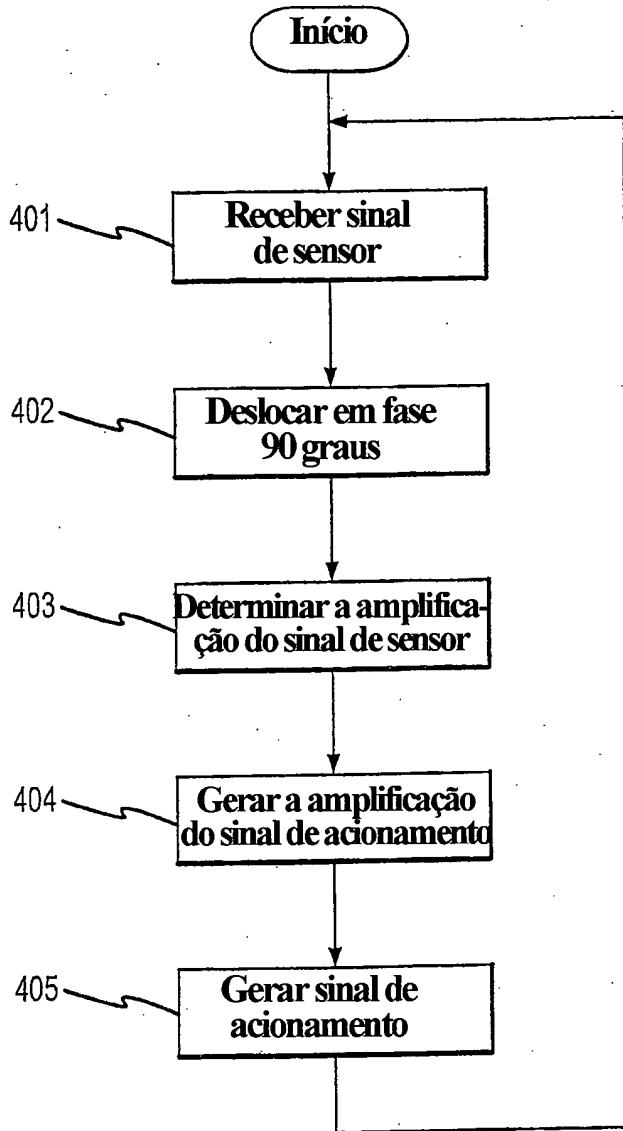


FIG.3



300



400 ↗

FIG.4

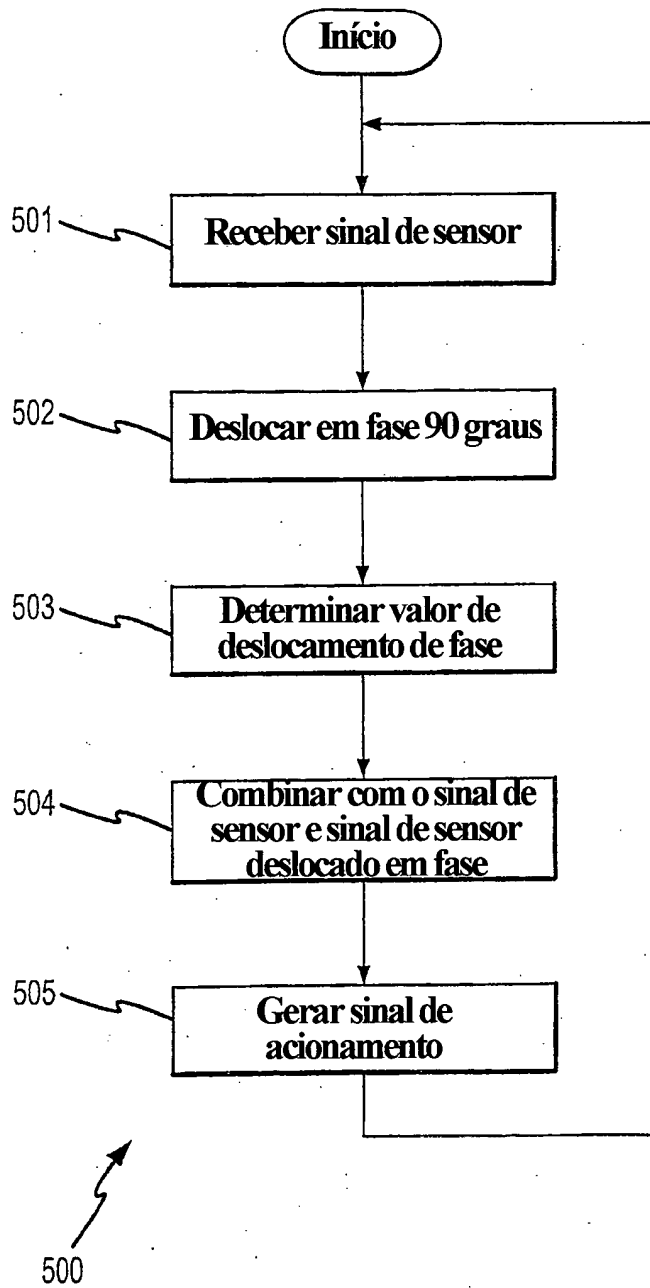
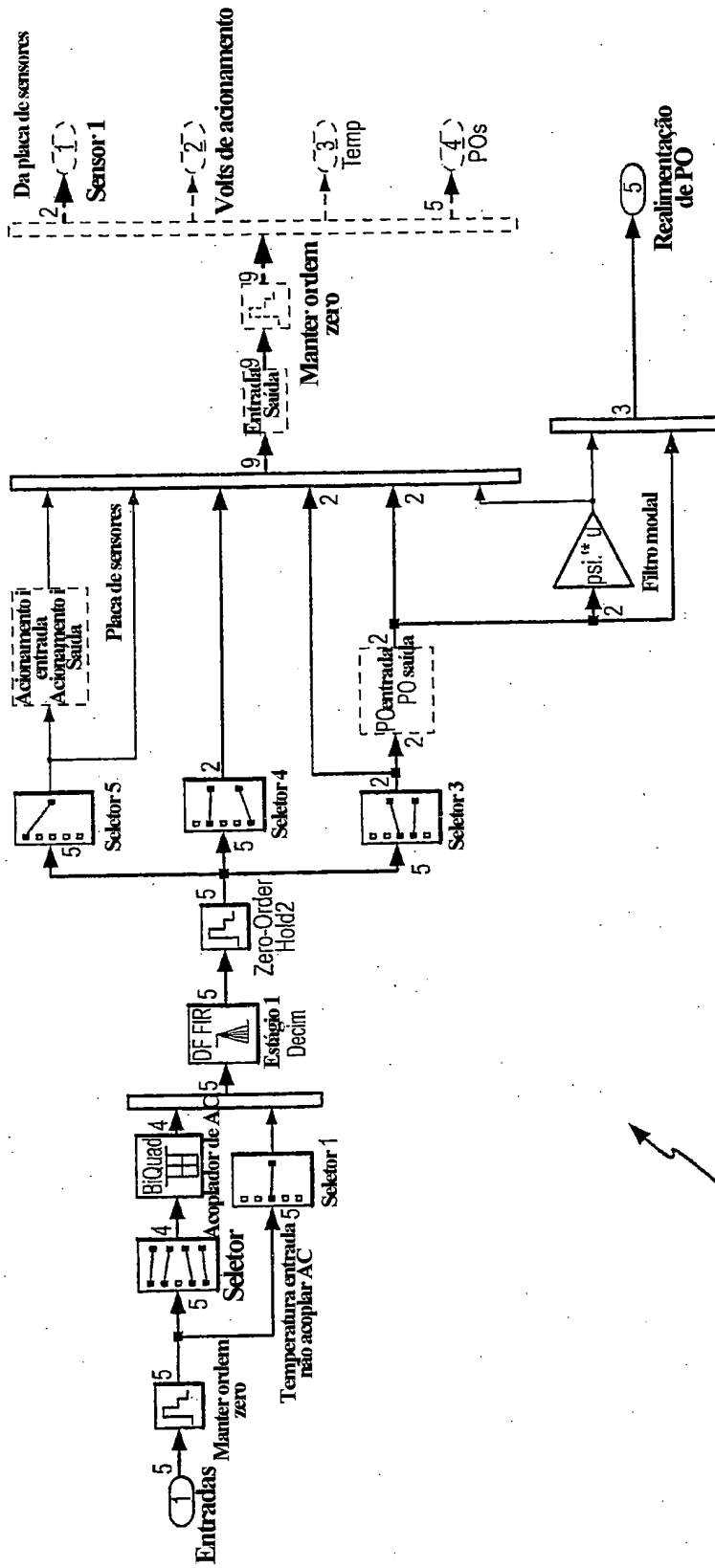


FIG.5





601

FIG.7

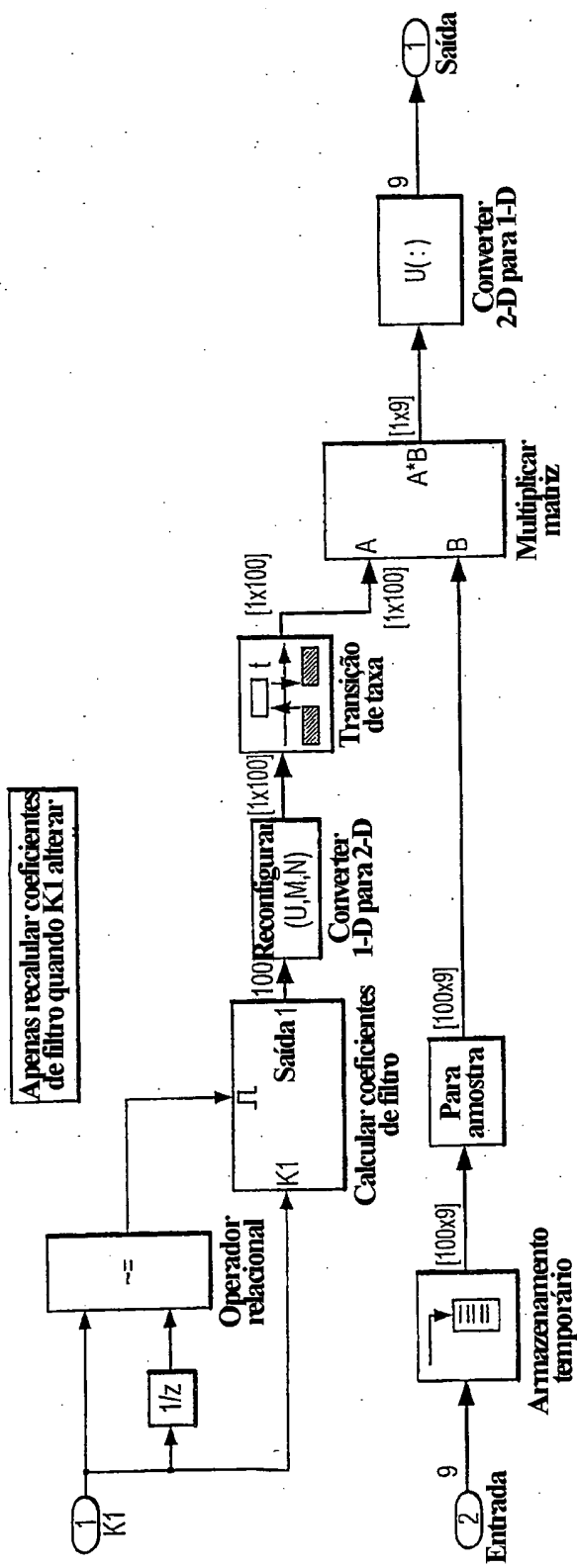


FIG.8

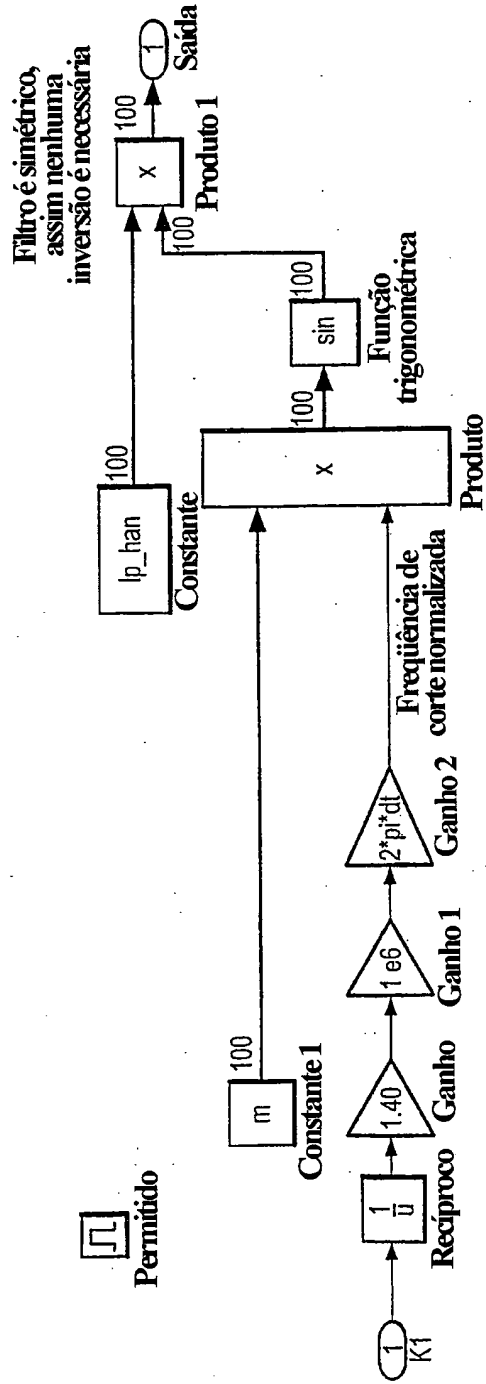


FIG.9

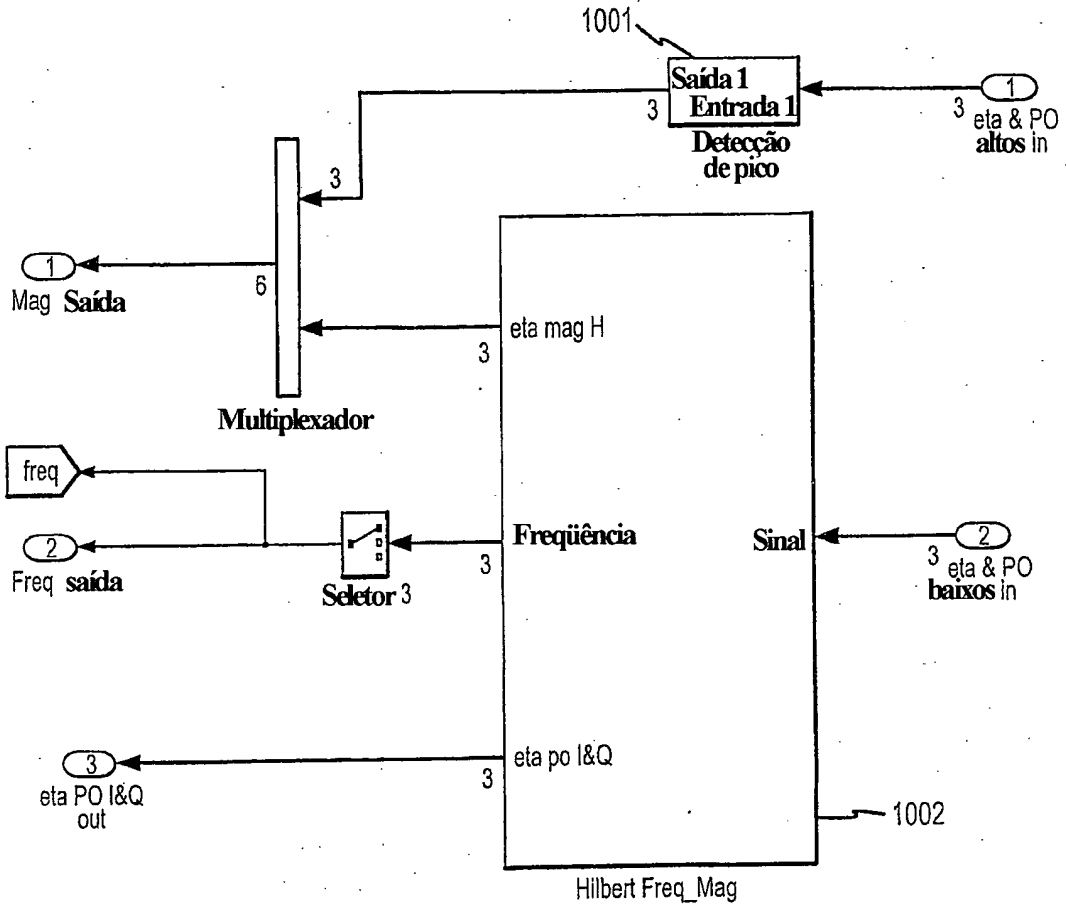


FIG.10

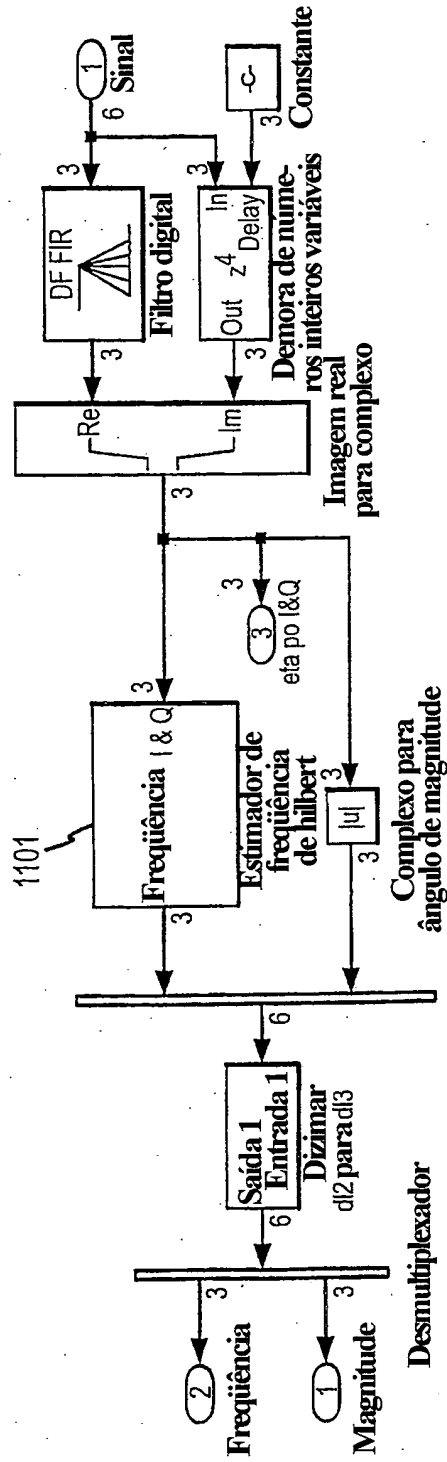


FIG.11

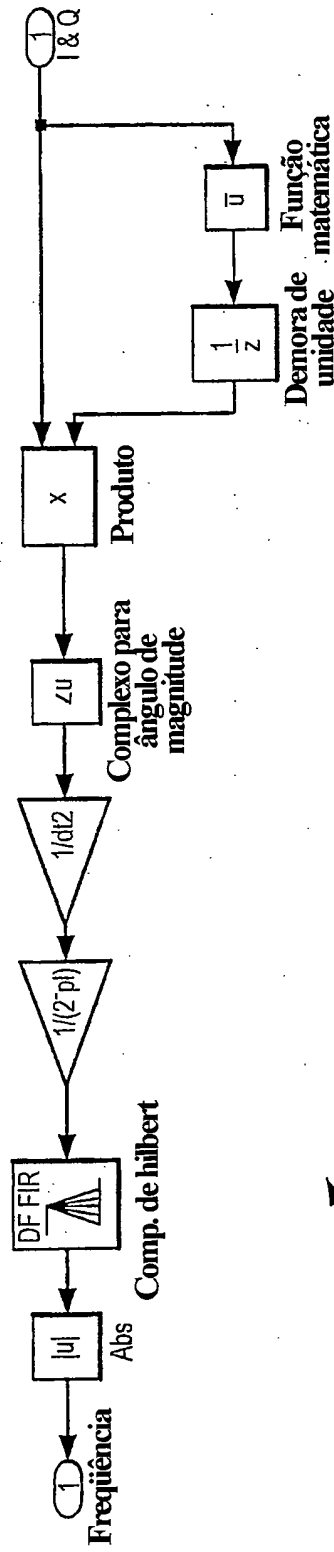


FIG.12

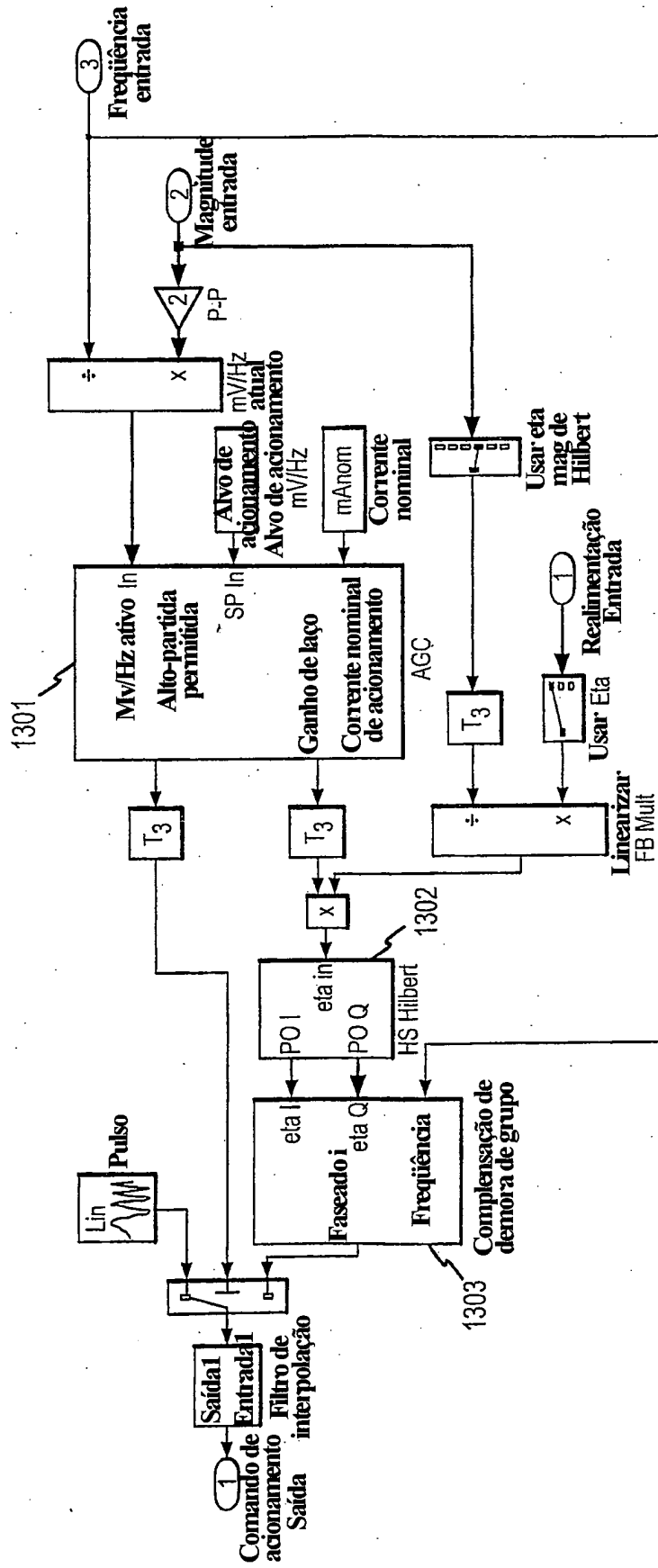


FIG.13

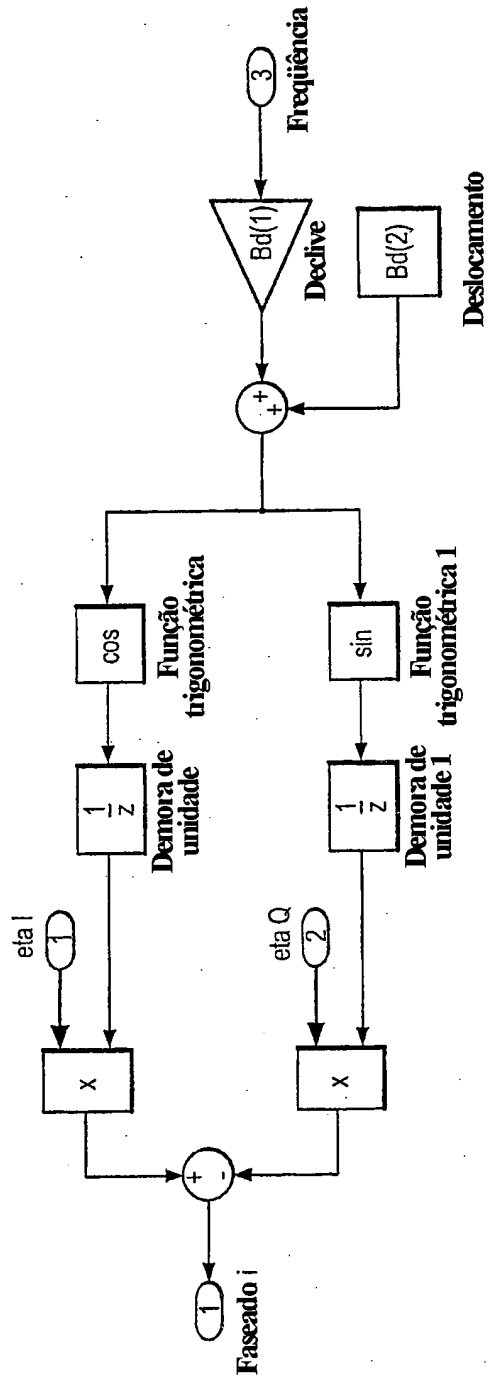


FIG.14

1303

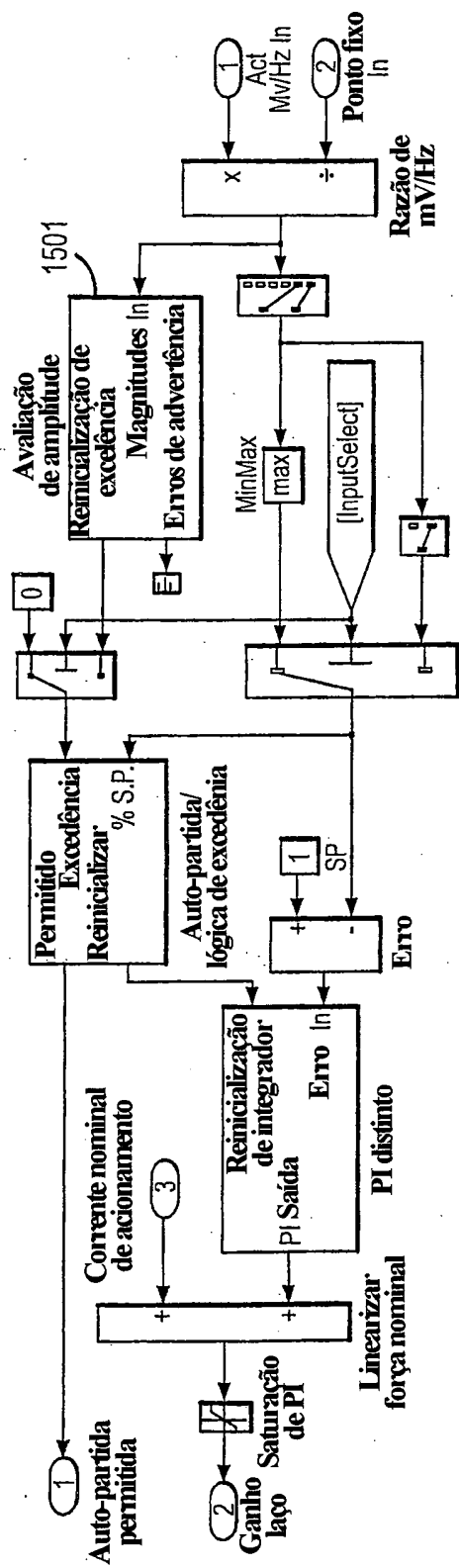


FIG.15



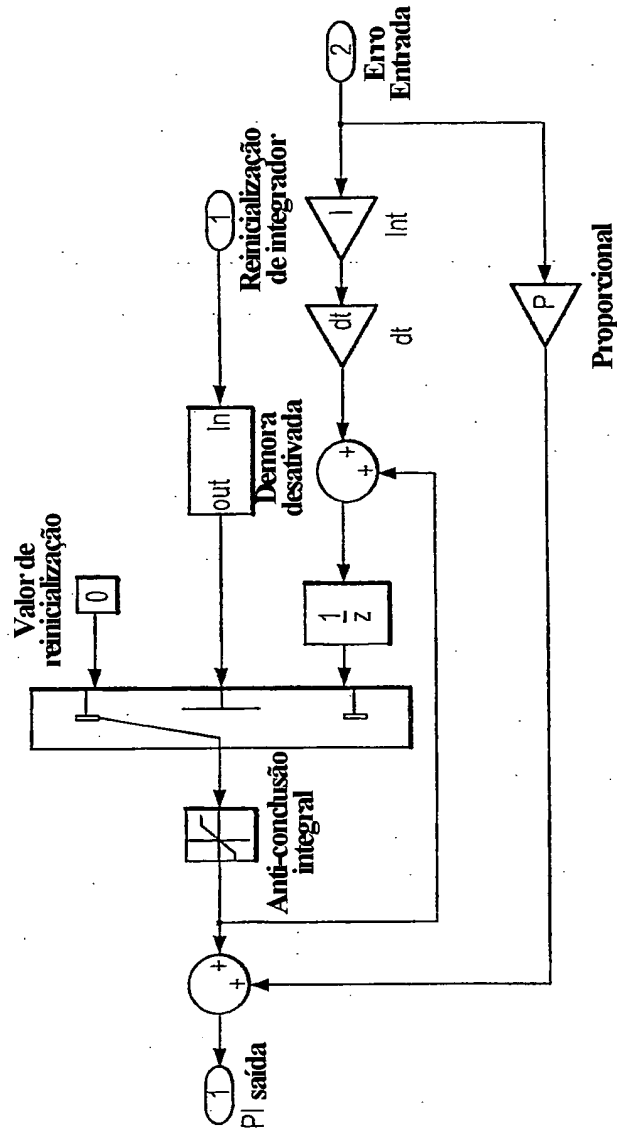


FIG.16

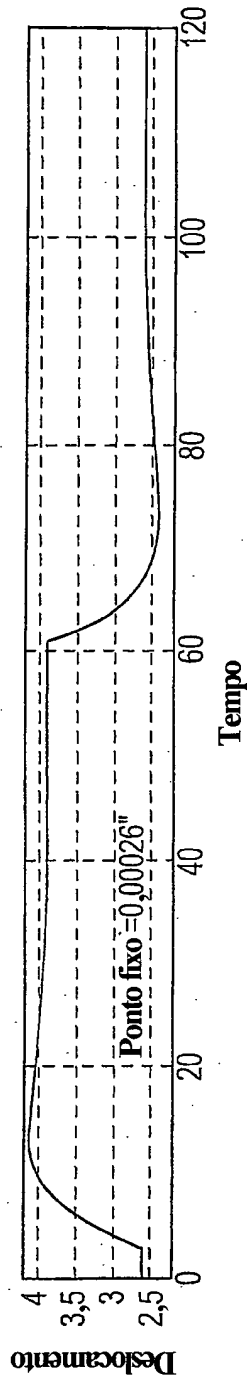
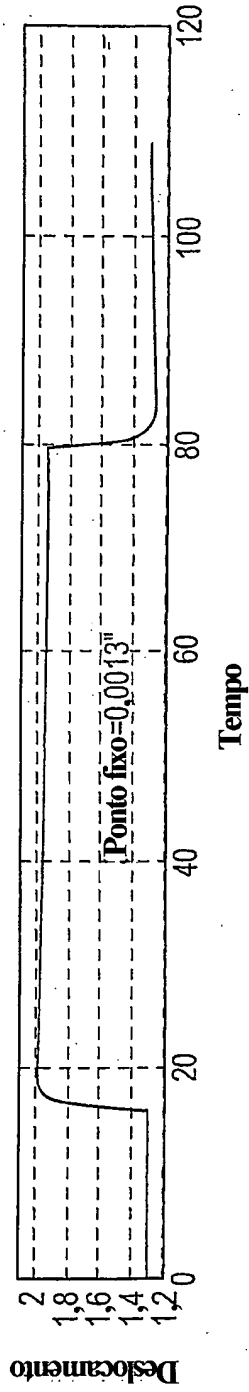


FIG.17

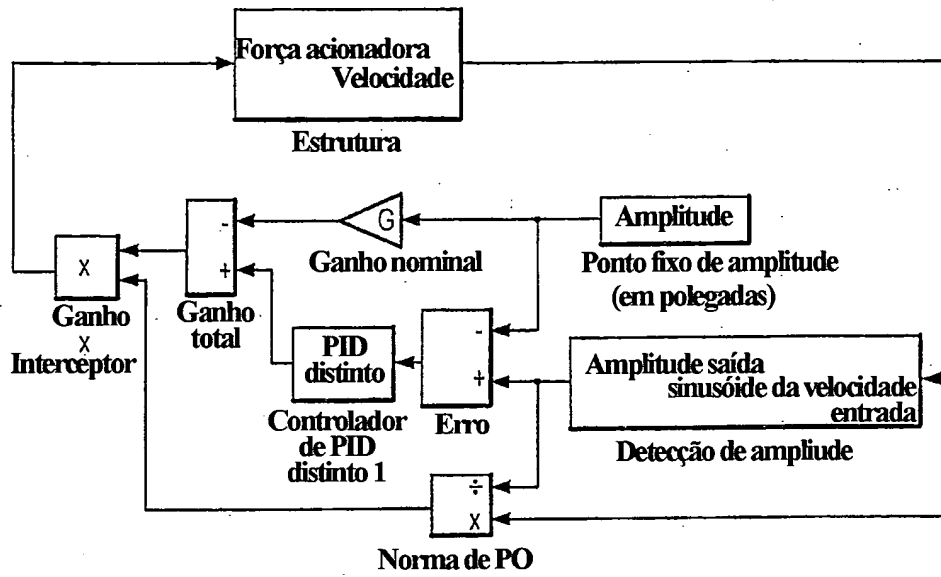


FIG.18

1800

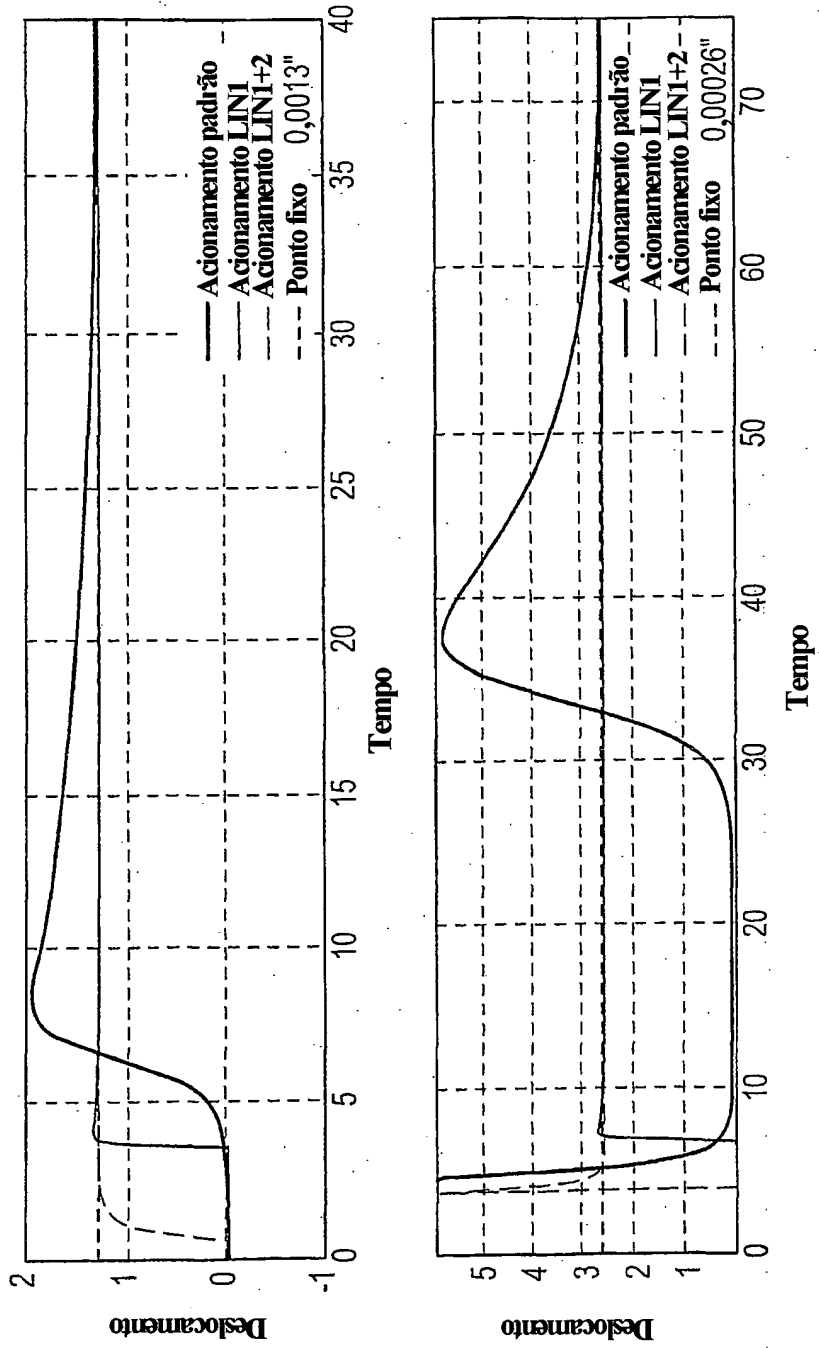


FIG.19

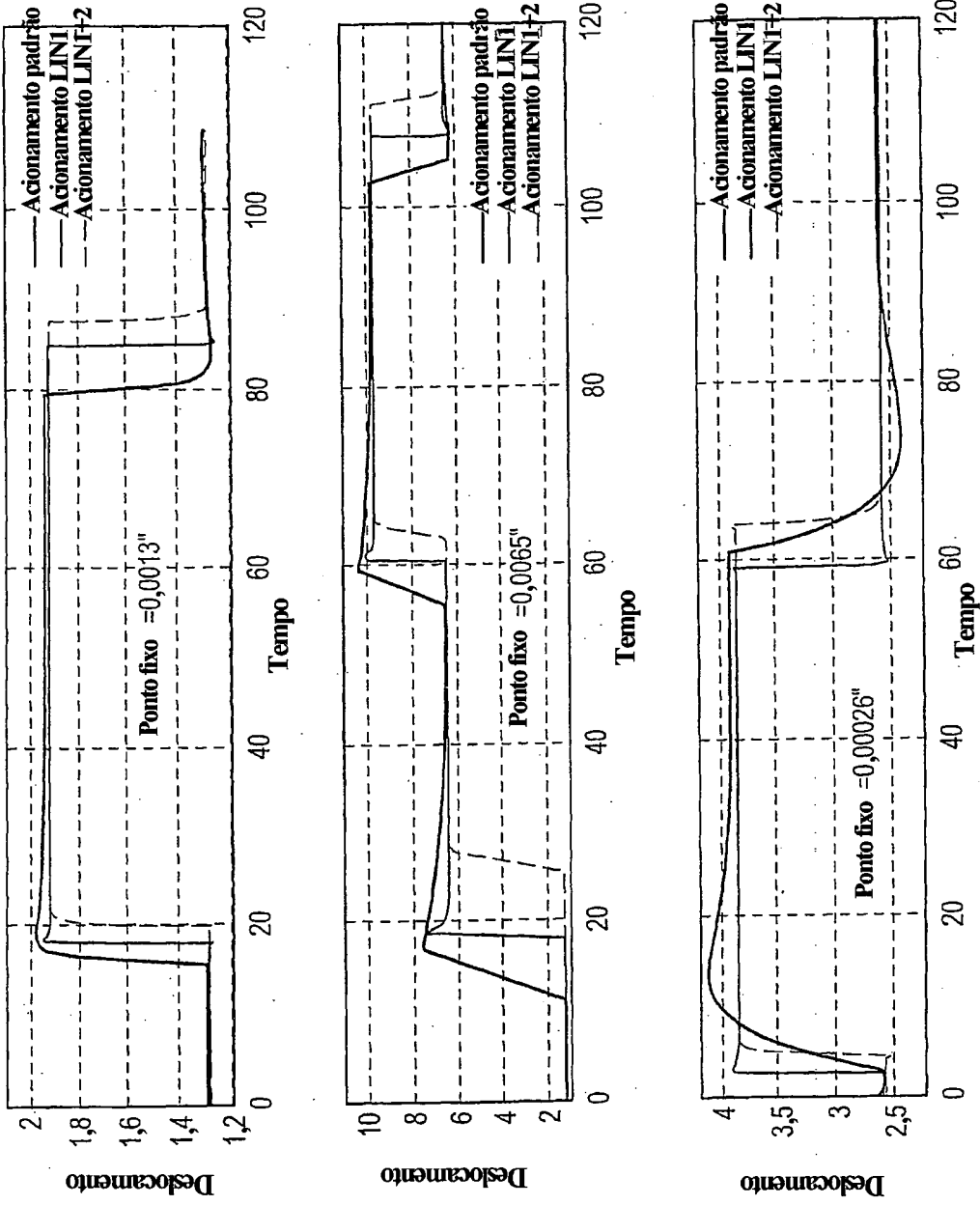


FIG.20

PI 0616097-2

RESUMO

"ELETRÔNICA DE MEDIDOR E MÉTODOS PARA GERAR UM SINAL DE ACIONAMENTO PARA UM FLUXÔMETRO VIBRATÓRIO"

Uma eletrônica de medidor (20) para gerar um sinal  
5 de acionamento para um fluxômetro vibratório (5) é fornecido  
de acordo com uma modalidade da invenção. A eletrônica de  
medidor inclui uma interface (201) e um sistema de processa-  
mento (203). O sistema de processamento é configurado para  
receber o sinal de sensor (201) através da interface, deslo-  
10 car em fase o sinal de sensor (210) substancialmente 90  
graus para criar um sinal de sensor deslocado em fase, de-  
terminar um valor de deslocamento de fase de uma resposta de  
frequência do fluxômetro vibratório, e combinar o valor de  
deslocamento de fase com o sinal de sensor (201) e o sinal  
15 de sensor deslocado em fase para gerar uma fase de sinal de  
acionamento (213). O sistema de processamento é também con-  
figurado para determinar uma amplitude do sinal de sensor  
(214) do sinal de sensor (210) e do sinal de sensor desloca-  
do em fase, e gerar uma amplitude do sinal de acionamento  
20 (215) com base na amplitude do sinal de sensor (214), em que  
a fase de sinal de acionamento (213) é substancialmente i-  
dêntica a uma fase de sinal de sensor (212).