

①9 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

①1 N° de publication :
(à n'utiliser que pour les
commandes de reproduction)

2 713 762

②1 N° d'enregistrement national : **94 14990**

⑤1 Int Cl⁶ : G 01 F 1/66, G 01 P 5/18

①2

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②2 Date de dépôt : 13.12.94.

③0 Priorité : 30.01.93 GB 9301873; 02.08.93 GB 9316001.

④3 Date de la mise à disposition du public de la demande : 16.06.95 Bulletin 95/24.

⑤6 Liste des documents cités dans le rapport de recherche préliminaire : *Ce dernier n'a pas été établi à la date de publication de la demande.*

⑥0 Références à d'autres documents nationaux apparentés : Division demandée le 13.12.94 bénéficiant de la date de dépôt du 28.1.94 de la demande initiale no 94 00949 (art. 14 de la loi du 2.1.68 modifiée)

⑦1 Demandeur(s) : CAMBRIDGE CONSULTANTS LIMITED — GB.

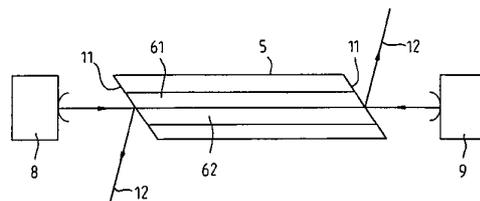
⑦2 Inventeur(s) : Collier James Digby Yarlet, Davies Christopher, Fryer Christopher James Newton et Waha Alain Henri.

⑦3 Titulaire(s) :

⑦4 Mandataire : Cabinet Regimbeau.

⑤4 Débitmètre de fluide.

⑤7 La présente invention concerne un débitmètre comprenant: une paire de transducteurs (8, 9) espacés l'un de l'autre dans la direction de l'écoulement de fluide; un moyen d'émission servant à amener des signaux acoustiques à être émis par les transducteurs (8, 9) dans les deux directions à travers le fluide; et un moyen de traitement (2) servant à déterminer une information concernant l'écoulement de fluide en surveillant la durée de parcours de signaux acoustiques reçus par les transducteurs (8, 9), caractérisé en ce que une partie de l'espace entre les transducteurs (8, 9) consiste en une série de passages (61, 62; 71, 72) parallèles d'écoulement de fluide qui s'étendent axialement dans la direction de l'écoulement, en ce que les diamètres des sections transversales des passages (61, 62; 71, 72) sont choisis d'une manière telle que seules des ondes acoustiques sensiblement planes sont transmises par le fluide à travers les passages (61, 62; 71, 72), et en ce que le fluide s'écoule, dans des conditions de travail, à travers chaque passage (61, 62; 71, 72) d'une manière telle que le rapport entre le débit volumique à travers le passage (61, 62; 71, 72) et le débit volumique total reste sensiblement constant lorsque le débit volumique total varie.



FR 2 713 762 - A1



La présente invention concerne un débitmètre du type comprenant un premier transducteur acoustique situé en amont d'un deuxième transducteur acoustique, la durée de parcours des ondes acoustiques entre les 5 transducteurs étant utilisée pour mesurer la vitesse d'écoulement d'un milieu fluide s'écoulant entre eux.

Il est possible de mesurer la vitesse d'un écoulement uniforme de fluide en utilisant le procédé de la durée de parcours. En négligeant des effets d'interférence dans l'écoulement, le temps pris par un signal sonore pour se déplacer d'un transducteur I à un transducteur II, représentés à la Figure 1, est une fonction de la distance l entre les deux transducteurs, de la vitesse du son c dans le milieu 15 fluide et de la vitesse U à laquelle le fluide se déplace uniformément.

De façon spécifique, on peut écrire pour la durée de parcours Δt^- dans la direction de l'aval (-) de I à II:

$$20 \quad \Delta t^- = \frac{l}{c + U}$$

et pour la durée de parcours Δt^+ dans la direction de l'amont (+) de II à I:

$$25 \quad \Delta t^+ = \frac{l}{c - U}$$

en combinant les deux relations on obtient:

$$\frac{1}{\Delta t^-} - \frac{1}{\Delta t^+} = \frac{2U}{l}$$

ce qui donne une expression directe de la vitesse du fluide, indépendante de la vitesse du courant de fluide:

$$U = \frac{l}{2} \left[\frac{1}{\Delta t^-} - \frac{1}{\Delta t^+} \right]$$

Un dispositif ultrasonique de mesure de déplacement de fluide qui utilise ce procédé est décrit dans EP-A-0 347 096. Ce procédé peut être utilisé pour mesurer la vitesse d'écoulement d'un gaz

à travers un passage de dimensions connues. En multipliant la vitesse mesurée par un coefficient dépendant de la vitesse, le débit volumique peut être calculé. Le dispositif décrit peut être utilisé en
5 tant que partie d'un compteur à gaz domestique.

Ce dispositif souffre de nombreux inconvénients. Les mesures de durée de parcours sont effectuées en utilisant des techniques de traitement de signaux analogiques à haute fréquence de forte puissance. Dans
10 EP-A-0 347 096, un circuit de compteur à haute vitesse reçoit un signal de début de compte à l'instant d'une inversion de phase d'une impulsion de signal émise et un signal d'arrêt de compte lorsque l'inversion de phase est détectée par l'électronique de réception. Il
15 s'agit d'une technique à puissance relativement forte et elle peut poser des problèmes concernant la durée de vie de la batterie pendant une période opérationnelle prolongée.

WO 93/00569 utilise une fréquence élevée de
20 signaux d'horloge, de 10 MHz, et détecte la transition du signal reçu au passage d'un seuil prédéterminé (typiquement le point de passage par zéro). Ici aussi, le signal d'horloge de 10 MHz consomme une quantité considérable de puissance et la résolution de la
25 mesure de la durée de parcours est limitée dans ce cas par la fréquence des signaux d'horloge.

Selon un premier aspect, la présente invention remédie à ces inconvénients en réalisant un débitmètre comprenant:

30 une paire de transducteurs espacés l'un de l'autre dans la direction de l'écoulement de fluide;

un moyen d'émission servant à amener des signaux acoustiques à être émis par les transducteurs dans les deux directions à travers le fluide; et

35 un moyen de traitement servant à déterminer une information concernant l'écoulement de fluide en

surveillant la durée de parcours de signaux
acoustiques reçus par les transducteurs,

caractérisé en ce que, pendant un cycle de
surveillance

5 le moyen d'émission amène chaque transducteur à
émettre des signaux acoustiques au moins à deux
fréquences fixes, et

le moyen de traitement est sensible à la phase
des signaux reçus et à leur fréquence pour déterminer
10 la durée de parcours.

Selon ce premier aspect de la présente invention,
l'information de durée de parcours est acquise en
effectuant des mesures de phase des signaux reçus,
dont les fréquences sont connues, en comparaison avec
15 les signaux émis. Selon un exemple, une partie du
signal reçu est amplifiée et est ensuite
échantillonnée par un convertisseur analogique à
numérique, ou CAN; par exemple un signal de 40 kHz est
échantillonné pendant quatre cycles à une fréquence
20 d'échantillonnage de 1,28 MHz, ce qui donne 128
échantillons. La résolution d'amplitude exigée du
convertisseur analogique à numérique est minimisée par
l'implantation de commande de gain dans le trajet de
signal. D'autres fréquences d'échantillonnage,
25 d'autres périodes d'échantillonnage et d'autres
fréquences de signaux peuvent être utilisées, et ces
valeurs ne sont données que pour illustrer les
avantages de la présente invention. Une transformée
discrète de Fourier est effectuée sur le signal
30 numérique résultant, et le signal de transformée
discrète de Fourier est analysé à la fréquence de
signaux pour donner la phase du signal reçu, par
rapport au début de la période d'échantillonnage.
Celle-ci peut ensuite être comparée à la phase de
35 signal d'excitation. Un cycle de surveillance est
achevé en effectuant une mesure de phase d'un signal

reçu au moins à une deuxième fréquence fixe. La durée de parcours dans une direction particulière est ensuite calculée. Une réduction du temps de traitement est réalisée puisque la transformée discrète de Fourier ne doit être effectuée qu'à la fréquence du signal, qui est connue. De plus, une résolution approchant 1 ns peut de cette manière être atteinte pour la mesure de la durée de parcours en prenant 128 échantillons, à une résolution d'amplitude particulière et à une fréquence de signaux d'horloge de 1,28 MHz. Tout le système électronique peut être implanté dans un circuit intégré unique en mode mélangé pour permettre un coût d'unité très faible et une minimisation de la consommation de puissance. En revanche, selon l'art antérieur, qui mesure la durée absolue d'une particularité spécifique de l'impulsion reçue, il faut une fréquence de signaux d'horloge de 1 GHz pour atteindre ce niveau de résolution, et la consommation de puissance associée est élevée.

L'utilisation de deux fréquences fixes, ou davantage, permet au moyen récepteur d'effectuer une mesure précise de phase avec une implantation électronique d'une puissance relativement faible, à fréquence de signaux d'horloge relativement faible. Les deux fréquences peuvent être émises dans un signal pulsé, ou peuvent être émises en continu. Les deux fréquences peuvent être émises à des instants différents ou simultanément. Si les deux fréquences sont émises simultanément, le signal est analogue à un signal à onde porteuse supprimée à double bande latérale, modulé à la fréquence de battement des deux fréquences fixes. Des mesures peuvent également être prises à plus de deux fréquences fixes. Ceci réalise un système précis qui peut fonctionner sur batteries pendant une période prolongée, ce qui est une particularité essentielle d'une structure de compteur

à gaz domestique. Les fréquences sont "fixes" à l'intérieur d'un cycle de surveillance, et peuvent varier sur des laps de temps plus longs.

Selon une modalité intéressante, le moyen de traitement peut mesurer la phase des signaux reçus en effectuant une transformation discrète de Fourier aux fréquences de signaux selon l'algorithme:

$$\theta = \text{ArcTan} \left[\frac{\sum_{i=1}^N x_i \sin[2\pi f t_i]}{\sum_{i=1}^N x_i \cos[2\pi f t_i]} \right]$$

où θ = différence de phase entre les signaux d'émission et de réception

f = la fréquence fixe correspondant au signal reçu

x_i = valeur échantillonnée de signal reçu, prise à un instant t_i

N = nombre d'échantillons

Dans ce cas, les N valeurs de $\sin [2\pi f t_i]$ et de $\cos [2\pi f t_i]$ peuvent être mémorisées par le moyen de traitement.

Selon une autre modalité intéressante, la vitesse d'écoulement U du fluide est donnée par

$$U = \frac{l}{2} \left[\frac{1}{\Delta t^-} - \frac{1}{\Delta t^+} \right]$$

où l est la distance entre les transducteurs

Δt^- est la durée de parcours dans la direction de l'aval

Δt^+ est la durée de parcours dans la direction de l'amont et

Δt est donné par

$$\Delta t = \frac{\theta_{f1} - \theta_{f2}}{2\pi (f_1 - f_2)}$$

où

θ_{f_1} = phase du signal à la fréquence f_1

θ_{f_2} = phase du signal à la fréquence f_2 .

Selon une autre modalité intéressante, encore, le
moyen de traitement effectue une mesure de phase d'une
5 partie du signal sonore émis à une phase stable.

Selon une autre modalité intéressante encore, les
deux fréquences satisfont à la relation

$$f_1 - f_2 < \frac{1}{\Delta t_{\max} - \Delta t_{\min}}$$

10 où Δt_{\max} = retard total maximal (y compris
retard électrique) et

Δt_{\min} = retard total minimal (y compris retard
électrique).

Un deuxième inconvénient de l'art antérieur est
15 un comportement non réciproque. Un "fonctionnement
réciproque" précis peut être atteint dans un cas idéal
où le transducteur d'émission est "excité par le
courant" tandis qu'une tension "de circuit ouvert" est
détectée au transducteur de réception. En variante,
20 des transducteurs d'émission peuvent être "excités en
tension" et des courants "en circuit fermé" sont
détectés par le récepteur. Dans ces cas spéciaux, dans
une situation d'écoulement nul, les signaux reçus sont
indépendants de l'impédance des circuits d'excitation
25 et d'émission. En pratique, les idéaux d'un émetteur
"excité par le courant" pur, c'est-à-dire dans lequel
l'impédance de circuit est zéro, ou d'une détection de
tension "en circuit ouvert", c'est-à-dire où une
tension est détectée entre les bornes d'une impédance
30 infinie, sont impossibles à atteindre, et des
impédances finies sont inévitables. Là où les
impédances des circuits d'émission et de réception
sont différentes, comme dans l'art antérieur, les
déphasages dus à une réponse résonante des
35 transducteurs ne sont pas les mêmes lors de l'émission
et lors de la réception.

Pour remédier en outre à cet inconvénient, l'invention réalise, selon un deuxième aspect, un débitmètre de fluide comprenant:

5 une paire de transducteurs espacés l'un de l'autre dans la direction de l'écoulement de fluide;

un moyen d'émission servant à amener des signaux acoustiques à être émis par les transducteurs dans les deux directions à travers le fluide; et

10 un moyen de traitement servant à déterminer une information concernant l'écoulement de fluide en surveillant la durée de parcours de signaux acoustiques reçus par les transducteurs,

caractérisé en ce que

15 l'impédance électrique vue par chaque transducteur est sensiblement la même lorsque le transducteur est en train d'émettre ou de recevoir.

Les transducteurs sont chargés par la même impédance lorsqu'ils émettent et lorsqu'ils reçoivent, c'est-à-dire que le transducteur voit la même
20 impédance lorsqu'il est commuté du mode d'émetteur au mode de récepteur. On y parvient en insérant une impédance d'accord appropriée dans le circuit d'émission ou de réception afin de faire concorder l'impédance totale (y compris toute impédance de
25 commutateur) des deux circuits, lorsqu'ils sont vus par l'un quelconque des transducteurs. Ceci amène le déphasage dû au comportement résonant des transducteurs à être le même lorsqu'ils sont récepteurs ou émetteurs. Ce comportement réciproque
30 signifie que le déphasage total de transducteur est le même vers l'amont et vers l'aval, ce qui assure que toute variation de réponse de phase de transducteur apparaît comme une petite erreur de gain dans l'instrument de mesure.

35 Chacune des modalités intéressantes décrites pour le débitmètre conforme au premier aspect de

l'invention est applicable aussi au débitmètre conforme à son deuxième aspect.

Un troisième problème associé à l'art antérieur est que les retards électriques dans les transducteurs ou dans l'interface entre les transducteurs et le gaz ne sont pas pris en compte, sauf à une étape unique de calibrage. Puisque ces paramètres peuvent varier dans le temps par suite d'une variation des caractéristiques des transducteurs et/ou de la composition du gaz, d'autres erreurs peuvent être introduites.

Des problèmes associés à des variations de phases dues aux transducteurs et à l'interface transducteur-gaz sont minimisés dans des systèmes de l'art antérieur par une structure appropriée des transducteurs afin de régler le retard électrique. La complexité de structure peut entraîner des dépenses considérables. Par exemple, un transducteur à gain élevé, à Q faible est décrit dans W091/17637 et il est utilisé dans les systèmes décrits dans W093/00569 et W093/00570. Le type de détection d'amplitude décrit dans ces applications se base sur la précision de la réponse du transducteur et ne tient pas compte d'un retard électrique dans les transducteurs. Ceci est acceptable puisque le retard électrique des transducteurs est de l'ordre des nanosecondes, mais il n'est pas acceptable avec des transducteurs plus simples qui donnent un retard électrique plus significatif.

Pour remédier de plus à ce problème, la présente invention fournit, selon un troisième aspect, un procédé de surveillance d'un écoulement de fluide comprenant les étapes consistant à:

amener des signaux acoustiques à être émis dans les deux directions à travers le fluide, et

surveiller la durée de parcours des signaux
acoustiques,

caractérisé en ce que

la durée de parcours d'un premier signal
5 acoustique le long d'un premier trajet connu dans le
fluide est surveillée et

la durée de parcours d'un deuxième signal
acoustique le long d'un deuxième trajet acoustique
différent est elle aussi surveillée.

10 En prenant des mesures du retard entre des
impulsions émises et reçues le long de deux trajets
acoustiques différents, le retard électrique dans les
transducteurs, qui peut varier avec les conditions et
le vieillissement, peut être pris en compte en donnant
15 une valeur précise de la durée de parcours acoustique.

On peut alors prévoir que le signal suivant le
premier trajet se déplace directement du premier
transducteur vers le deuxième à travers le fluide, le
premier signal correspondant alors typiquement à une
20 émission directe de l'impulsion acoustique du premier
au deuxième transducteurs à travers le fluide, et que

le signal suivant le deuxième trajet soit soumis
à une ou plusieurs réflexions dans son déplacement du
premier au deuxième transducteur, le deuxième signal
25 étant alors un écho dû à des transits multiples du
premier signal acoustique. En particulier, le signal
suivant le deuxième trajet peut se déplacer du premier
vers le deuxième transducteur, être réfléchi en retour
vers le premier transducteur et être ensuite réfléchi
30 en retour vers le deuxième transducteur le long du
trajet d'écoulement: il s'agit alors de "l'écho 3L"
qui comprend un signal qui est réfléchi par le
transducteur récepteur vers le transducteur émetteur
est envoyé vers le transducteur récepteur le long du
35 même trajet de fluide entre les transducteurs.

D'autres échos peuvent être détectés, par exemple "l'écho 2L" dû à deux transits du trajet d'écoulement.

En variante un deuxième trajet des signaux acoustiques peut être établi pour réaliser un trajet
5 solide plus rapide, par exemple en utilisant un fil métallique fortement tendu, par exemple une "corde à piano" ou un composant solide de la chambre d'écoulement, afin d'émettre les signaux relativement rapidement.

10 De manière correspondante, la présente invention réalise selon un quatrième aspect, un débitmètre comprenant:

une paire de transducteurs espacés l'un de l'autre dans la direction de l'écoulement de fluide;

15 un moyen d'émission servant à amener des signaux acoustiques à être émis par les transducteurs dans les deux directions à travers le fluide; et

un moyen de traitement servant à déterminer une information concernant l'écoulement de fluide en
20 surveillant la durée de parcours de signaux acoustiques reçus par les transducteurs, et

un trajet solide servant à transmettre des signaux acoustiques à une vitesse différente des signaux traversant le fluide,

25 caractérisé en ce que

le moyen de traitement surveille les durées de parcours d'un premier signal acoustique, à travers le fluide, et d'un deuxième signal le long du trajet solide.

30 Le trajet solide peut être un fil entre les deux transducteurs.

Un autre inconvénient de l'art antérieur, par exemple selon EP-A-0 347 096, est que le débit volumique doit être calculé en multipliant la vitesse
35 mesurée par un coefficient qui dépend de la vitesse. La relation entre la vitesse mesurée et le débit

volumique est hautement non linéaire, ce qui rend cette technique complexe et imprécise en pratique. Il est donc avantageux de pouvoir fournir un procédé plus précis de calcul du débit volumique.

5 Comme décrit dans "Theory of Transit Time Ultrasonic Flowmeters", c'est-à-dire Théorie de débitmètres ultrasoniques à temps de transit, de J. Hemp, Cranfield Institute of Technology, 27 juillet 10 1981, le déphasage d'une onde plane se propageant vers l'aval dans un tube en raison de l'écoulement dans le tube, est proportionnel, dans certaines conditions d'écoulement et certaines conditions acoustiques, au seul débit volumique. Ceci est dû aux propriétés intégrantes d'une onde sonique plane.

15 Une compensation pour des modes désaxés est décrite dans W093/00570. Ce procédé a recours à une technique d'émission en boucle fermée dans laquelle un paquet d'ondes sur quatre est inversé par rapport aux paquets précédents afin d'annuler les effets de 20 propagation de modes d'ordre élevé dans le conduit.

 En variante, en réalisant des passages dont le diamètre est inférieur à un certain point de coupure, seules des ondes planes sont transmises le long des trajets d'écoulement, comme décrit dans GB-A- 25 2 209 216. Le débit volumique peut alors être calculé directement sans utiliser de coefficient dépendant de la vitesse. La précision la plus élevée est atteinte lorsque le signal mesuré suit le trajet de transmission direct, sans être modifié par des échos 30 constructifs ou destructifs qui induiraient des erreurs de phases. Par conséquent, une suppression de mode améliore aussi la précision en assurant que les signaux suivent le trajet direct.

 Là où les passages de fluide sont disposés selon 35 un agencement serré dans le tube d'écoulement, différents trajets d'écoulement de fluide sont établis

dans des passages situés à diverses distances radiales de l'axe central du tube d'écoulement. Ceci peut provoquer des erreurs dans le débit volumique mesuré.

Pour remédier aussi à cet inconvénient, l'invention réalise, selon un cinquième aspect, un débitmètre comprenant:

une paire de transducteurs espacés l'un de l'autre dans la direction de l'écoulement de fluide;

un moyen d'émission servant à amener des signaux acoustiques à être émis par les transducteurs dans les deux directions à travers le fluide; et

un moyen de traitement servant à déterminer une information concernant l'écoulement de fluide en surveillant la durée de parcours de signaux acoustiques reçus par les transducteurs,

caractérisé en ce que

une partie de l'espace entre les transducteurs consiste en une série de passages parallèles d'écoulement de fluide qui s'étendent axialement dans la direction de l'écoulement, en ce que

les diamètres des sections transversales des passages sont choisis d'une manière telle que seules des ondes acoustiques sensiblement planes sont transmises par le fluide à travers les passages, et en ce que

le fluide s'écoule, dans des conditions de travail, à travers chaque passage d'une manière telle que le rapport entre le débit volumique à travers le passage et le débit volumique total reste sensiblement constant lorsque le débit volumique total varie.

Si les passages sont agencés selon l'invention, chacun d'eux échantillonne alors une fraction représentative du débit volumique total.

De préférence, le fluide est injecté de manière tangentielle dans la chambre d'entrée afin de produire à l'intérieur de la chambre un écoulement rotatif de

fluide sensiblement sans aucune composante de vitesse dans la direction axiale des passages de fluide, et les passages sont espacés à des distances radiales sensiblement égales du centre du tube d'écoulement.

La Figure 2 illustre un exemple où seul un passage 20 du trajet de fluide constitué de trois passages 20, 21, 22 est capté par des transducteurs (I, II). Un fluide entre dans la chambre d'entrée 23 et sort de la chambre de sortie 24. Dans cet exemple, il est important que le rapport q_n/Q soit constant pour toutes les valeurs de travail de Q , q_n étant le débit volumique du passage capté, et Q le débit volumique total entre les chambres d'entrée et de sortie. Une mesure de q donne alors une valeur de Q .

Il est également avantageux que chaque passage d'écoulement échantillonne un champ acoustique équivalent.

Selon un sixième aspect, la présente invention réalise un débitmètre comprenant:

une paire de transducteurs espacés l'un de l'autre dans la direction de l'écoulement de fluide;

un moyen d'émission servant à amener des signaux acoustiques à être émis par les transducteurs dans les deux directions à travers le fluide; et

un moyen de traitement servant à déterminer une information concernant l'écoulement de fluide en surveillant la durée de parcours de signaux acoustiques reçus par les transducteurs,

caractérisé en ce que

une partie de l'espace entre les transducteurs consiste en une série de passages parallèles d'écoulement de fluide qui s'étendent axialement dans la direction de l'écoulement, en ce que

les diamètres des passages sont choisis d'une manière telle que seules des ondes acoustiques

sensiblement planes sont transmises par le fluide à travers les passages, et en ce que

les trajets acoustiques entre les transducteurs à travers les passages sont sensiblement les mêmes.

5 Si la condition définie par le sixième aspect de la présente invention n'est pas satisfaite, il est important que chaque passage soit capté par un champ acoustique équivalent. Si un passage est par exemple bloqué ou devient turbulent, ceci est détecté si
10 chaque passage est échantillonné de façon représentative.

Tant le cinquième que le sixième aspects de la présente invention peuvent être réalisés en agencant un ensemble symétrique dans lequel des transducteurs
15 sont placés au centre ou aux extrémités du tube cylindrique d'écoulement.

Les passages d'écoulement sont agencés de manière que leurs centres soient à des distances radiales égales d'une ligne reliant les centres des
20 transducteurs, et ils échantillonnent par conséquent un écoulement équivalent et des champs acoustiques équivalents, si l'écoulement est isolé d'influences externes. On y parvient en produisant dans une chambre d'entrée un écoulement rotatif de fluide, sans aucune
25 composante de vitesse dans la direction axiale du type de mesure.

De préférence, le moyen de traitement détermine le débit volumique du fluide en réponse à la phase et à la fréquence des signaux reçus, et à la superficie
30 d'écoulement en section transversale.

L'unité de mesure d'écoulement de fluide conforme à la description ci-dessus peut être réduite à une faible dimension physique (par exemple dimensions d'une brique domestique) et peut être produit de façon
35 économique. L'unité comme celle qui a été décrite est hautement adaptée comme compteur de gaz domestique.

Une très faible consommation de puissance, qui permet un fonctionnement de longue durée sur batterie, est atteint grâce à un rendement électrique élevé de conversion électro-acoustique et à un traitement simple de données.

Cette structure est insensible à la composition de gaz lorsqu'elle est utilisée comme compteur à gaz, et peut être mise en oeuvre pour des fluides différents, y compris des liquides, comme l'eau.

On va maintenant décrire un exemple du débitmètre de fluide selon la présente invention, en se référant aux dessins annexés dans lesquels:

la Figure 1 illustre le principe de la technique de mesure de durée de parcours;

la Figure 2 est un exemple de passage d'écoulements représentatifs dans lesquels le champ acoustique de passage n'est pas le même;

la Figure 3 est un schéma fonctionnel du système d'ensemble;

la Figure 4 est une vue en coupe transversale de l'appareil capteur d'écoulement;

la Figure 5 représente une structure biseautée de tube d'écoulement;

la Figure 6 représente une variante de structure biseautée de tube d'écoulement;

la Figure 7 est une vue en coupe transversale de la Figure 3 selon une ligne A-A représentant une structure classique de passages tout proches les uns des autres;

la Figure 8 est une première structure de passage selon l'invention;

la Figure 9 est une deuxième structure de passage selon l'invention;

la Figure 10 est une structure à passage annulaire;

la Figure 11 représente un transducteur piézoélectrique émettant des ondes vers un passage annulaire;

la Figure 12 est une vue en plan de la Figure 11, 5 représentant les oscillations radiales de l'élément piézoélectrique;

la Figure 13 représente un haut-parleur classique;

la Figure 14 représente un transducteur annulaire 10 émettant vers un passage annulaire d'écoulement;

la Figure 15 représente une quatrième structure de passage;

la Figure 16 est un schéma fonctionnel du système électronique;

la Figure 17 est un plan de circuit représentant 15 schématiquement les impédances électriques associées aux circuits d'émission et de réception;

la Figure 18 illustre les signaux émis et reçus et une information de phase concernant le signal reçu;

la Figure 19 est un tracé, en fonction de la 20 durée de parcours, de la différence entre les phases mesurées pour les deux fréquences;

la Figure 20, est un tracé, en fonction de la durée de parcours, de la différence de phase corrigée, 25 désignée en abrégé par diff;

la Figure 21 est un tracé, en fonction de la durée de parcours, de la différence de phase corrigée centrée, désignée en abrégé par diff2 ;

la Figure 22 est un graphe illustrant l'effet 30 d'un retard électrique sur la variation totale de phase mesurée; et

la Figure 23 est un schéma de fréquence de phase.

Le débitmètre est essentiellement constitué de deux éléments: un capteur d'écoulement 1 et un système 35 de mesures électroniques 2, comme représenté à la Figure 3. Le fluide entre dans le capteur d'écoulement

à l'entrée 3 représentée à la Figure 4 et sort à la sortie 4 après avoir parcouru vers l'aval le tube de mesure 5 qui relie les chambres d'entrée et de sortie 6 et 7.

5 L'écoulement est capté par le capteur d'écoulement en utilisant deux transducteurs ultrasoniques 8 et 9 qui servent à émettre et recevoir des impulsions soniques parcourant le tube de mesure. Le temps qui s'écoule entre l'émission et la réception
10 est mesuré dans les directions amont (+) et aval (-) par le système électronique. Le débit volumique traversant l'instrument de mesure est déterminé à partir de ces mesures.

La chambre d'entrée 6 est une cavité cylindrique
15 dans laquelle un fluide entrant par l'entrée 3 est injecté tangentiellement afin de produire à l'intérieur de la chambre 6 un écoulement rotatif du fluide, sans composante de vitesse dans la direction axiale du tube de mesure 5. Le but de ceci est
20 d'enlever ou de réduire des influences d'un écoulement, en amont de l'entrée 3, qui pourraient affecter la vitesse d'écoulement dans le tube de mesure 5. Le tube de mesure 5 est donc effectivement désaccouplé de toutes influences perturbatrices
25 extérieures, agissant dans l'écoulement entrant, et l'écoulement de fluide traversant le tube présente une symétrie de rotation autour d'une ligne 32 reliant des centres de transducteurs.

Le support intérieur 10 de tube peut être
30 configuré de façon à réfléchir un signal quelconque à l'écart du trajet direct d'une manière telle que des échos qui se réfléchissent à partir de lui n'interfèrent pas avec le signal de trajet direct jusqu'à ce que la mesure ait été effectuée. On peut y
35 parvenir en formant des faces inclinées vis-à-vis de la petite section transversale afin de diffuser le

signal et de le défléchir vers un trajet d'interférence plus long ou un trajet absorbant.

On observe aussi des échos dus à une réflexion du signal acoustique, à partir des extrémités 11 du tube de mesure 5, en retour vers un transducteur 8 ou 9. On peut l'éviter en réalisant le tube de mesure 5 comme représenté aux Figure 5 ou 6. Le tube de mesure 5 comprend un certain nombre de passages d'écoulement 61, 62 ou 71, 72. Les extrémités 11, 11' du tube de mesure sont biseautées afin de refléter le signal 12 à l'écart du transducteur et à l'écart du trajet direct, afin que des échos qui se réfléchissent à partir de celui-ci n'interfèrent pas pendant la période de mesure avec le signal de trajet direct. Ceci assure aussi qu'un signal net "d'écho 3L" est reçu.

La directivité du transducteur peut être adaptée de manière à minimiser la puissance du signal qui ne parcourt pas le tube de mesure.

Des trajets acoustiques autres que les trajets de fluide sont possibles. Ceux-ci introduisent des parasites de transducteurs qui induisent des erreurs de phases.

Le débit volumique traversant l'instrument de mesure est dérivé de la vitesse mesurée. Si la vitesse était uniforme dans le fluide, le débit volumique serait simplement :

$$Q = U \cdot A$$

où Q est le débit volumique, U est la vitesse uniforme de l'écoulement et A est la superficie de la section transversale de la région d'écoulement.

Cependant, en raison de l'effet de viscosité, la vitesse n'est pas uniforme et elle présente, dans un tube circulaire, une répartition parabolique à partir de l'entrée. Ce profil de vitesse est en outre modifié par la génération de turbulence aux débits volumiques plus élevés.

Dans ces conditions, la vitesse mesurée ne peut pas être simplement multipliée par la superficie de la section transversale pour parvenir à une valeur du débit volumique. Il faut corriger quant à l'effet de la répartition de vitesse, ou profil de vitesse.

Malheureusement, le profil de vitesse supposé dans le tube est fonction de nombreuses variables et son comportement est hautement non linéaire. Les procédés classiques du calcul de moyenne tentent de corriger cet inconvénient, mais elles sont onéreuses et peu précises en pratique.

Le présent instrument de mesure utilise les propriétés intégrantes d'une onde sonore plan. Une onde plane qui parcourt un tube est soumise à un déphasage en raison de l'écoulement dans le tube. Dans certaines d'écoulement et certaines conditions acoustiques, ce déphasage est proportionnel au seul débit, comme décrit dans "Theory of Transit Time Ultrasonic Flowmeters", c'est-à-dire Théorie des débitmètres ultrasoniques à temps de transit, de J. Hemp, Cranfield Institute of Technology, 27 juillet 1981, pages 142 à 144).

Afin de garantir que la durée de parcours Δt est mesurée par une onde sonique plane seulement, il faut enlever les modes d'ordre plus élevé par une séparation dans le domaine des temps ou en fonctionnant au-dessous de la fréquence de coupure du tube de mesure.

Dans le présent instrument de mesure, le tube de mesure est réalisé de façon à n'émettre que des ondes planes à la fréquence utilisée pour capter l'écoulement. A chaque ensemble de fréquence, de débit, d'impédance de paroi de tube et de géométrie de tube, il correspond une fréquence de coupure au-dessous de laquelle un son ne se propage que dans son

premier mode, c'est-à-dire sous une forme d'onde plane.

A des fréquences plus élevées que la fréquence de coupure, des modes d'ordre plus élevé se propagent, les différents modes se déplaçant à des vitesses de groupes différentes. Cette différence entre les vitesses peut également être utilisée pour isoler l'émission d'ondes planes en différenciant dans le domaine des temps entre les modes de propagation.

Le paramètre dominant pour la fréquence de coupure est le diamètre du tube. Par conséquent, on peut considérer le problème en termes d'un diamètre de coupure. Ce dernier est défini comme le diamètre au-dessous duquel le son ne se propage que sous forme d'onde sonore plane à la fréquence donnée.

La relation entre les dimensions de tube et la fréquence de coupure est approximativement linéaire et il n'est pas nécessaire de la connaître précisément. Lors d'un fonctionnement à 40 KHz, ceci se traduit par une exigence d'un diamètre de tube inférieur à 8 mm.

Le présent instrument de mesure comprend un tube de mesure 5 dont le diamètre total est largement supérieur au diamètre de coupure pour la fréquence de fonctionnement choisie. Cependant, il est subdivisé en un certain nombre de passages parallèles, s'étendant axialement, dont les diamètres individuels sont nettement inférieurs du diamètre de coupure à 40 kHz. En section transversale, le tube de mesure 5' peut être d'une structure très serrée, comme illustré à la Figure 7, qui est une section transversale du tube de mesure, représentant un certain nombre de passages 51, 52, 53.

Ceci offre l'avantage de maintenir des faibles vitesses d'écoulement, en réduisant donc la résistance à l'écoulement. Ceci réduit également le bruit d'écoulement et améliore la précision du procédé.

A la différence de la structure très serrée représentée à la Figure 7, ou de la structure hexagonale très serrée décrite dans GB-A-2 209 216, on utilise de préférence dans la présente invention une structure comme celle qui est représentée aux Figures 8 et 9. Les interstices 33 aux Figures 7 et 8 sont bloqués et ne contiennent aucun fluide. Les structures représentées aux Figures 8 et 9 peuvent être distinguées de la structure très serrée de la manière suivante. L'axe central 32 reliant les transducteurs est représenté aux Figures 7 à 9, et est normal au plan de la page. Les passages 51, 52, 53 de la Figure 7 sont situés chacun à des distances radiales différentes de la ligne 32. Ceci amène des trajets d'écoulement et des trajets acoustiques différents à être échantillonnés par chaque passage. En revanche tous les passages, par exemple 61, 62 à la Figure 8 et par exemple 71, 72 à la Figure 9 sont à des distances radiales égales de l'axe 32. Le trajet d'écoulement et le trajet acoustique de ces passages sont équivalents, et ceci provoque une réduction des erreurs.

Une variante de passage d'écoulement est illustrée en coupe transversale à la Figure 10. Un passage annulaire d'écoulement 82 contient un fluide et entoure une partie centrale massive 81. La distance d est inférieure au diamètre de coupure afin de supprimer des modes désaxés.

Des modes désaxés circonférentiels sont supprimés en assurant une réponse équivalente émetteur/récepteur sur la circonférence. On y parvient par une structure adaptée du transducteur.

A la Figure 11 est représenté un type adapté de transducteur dans lequel le passage annulaire d'écoulement 82 échantillonne une région annulaire des ondes émises par un transducteur piézoélectrique 130. Le transducteur comprend un élément piézoélectrique

133 qui est attaché à un disque métallique 131, représenté en coupe transversale à la Figure 11. Comme représenté dans la vue en plan de la Figure 12, l'élément piézoélectriques 133 vibre en mode "radial",
5 comme représenté en 141, ce qui amène le disque métallique à vibrer de la manière indiquée par les traits interrompus 132 à la Figure 11.

A la Figure 14 est représenté un deuxième exemple d'un transducteur apte à être utilisé en liaison avec
10 un passage annulaire d'écoulement.

La structure de transducteur est semblable à celle d'un haut-parleur classique à bobine mobile à aimant permanent, représenté à la Figure 13. L'aimant permanent 141 engendre des lignes de flux, comme
15 représenté en 142. La bobine 143 attachée à la membrane conique 145 vibre, comme représenté en 147, dans le champ magnétique dans l'espace annulaire 148 entre les pôles de l'aimant permanent 141, en réponse au courant électrique qui la traverse.

20 La Figure 14 représente un transducteur annulaire à utiliser dans la présente invention. Les pièces polaires 152, 153 sont biseautées de manière à augmenter le champ magnétique dans la région située entre elles. Une légère membrane de support 54, non
25 conductrice, porte sur sa surface une bobine spirale de conducteurs 154 de courant. La bobine spirale est située dans le champ magnétique entre les pièces polaires 152, 153, et vibre en réponse à un courant traversant la bobine. Ceci réalise un champ sonore
30 annulaire 157 qui peut être introduit dans un passage annulaire d'écoulement 82 et qui, comme exigé, ne varie pas sur la circonférence de l'anneau. Il est préférable que la distance 159 soit d'approximativement $\lambda/2$, où λ est la longueur d'onde
35 du son dans le gaz.

La Figure 15 illustre, en section transversale, une autre variante de passage d'écoulement, contenant une fente 121 de dimensions h et w , w étant beaucoup plus grande que h . Comme aux Figures 10 et 12, le fluide entre dans le plan du dessin. La dimension h est inférieure au diamètre de coupure et les modes désaxés dans la direction w sont supprimés par une structure appropriée du transducteur, comme dans le cas du passage annulaire.

La superficie "A" de la section transversale du tube de mesure 5 est choisie d'une manière telle que la vitesse maximale moyenne d'écoulement U_{\max} , définie par

$$U_{\max} = \frac{Q_{\max}}{A}$$

produise un déphasage sous-cyclique, c'est-à-dire

$$\left| \frac{l}{c - U_{\max}} - \frac{l}{c + U_{\max}} \right| f < 1$$

où f est la fréquence des ondes acoustiques, c est la vitesse du son et l est la distance entre les transducteurs.

Ceci améliore la linéarité de l'appareil de mesure et facilite la mesure. On peut montrer par une analyse que réduire à $\Delta\theta < \pi$ le déphasage $\Delta\theta$ dû à l'écoulement assure l'indépendance de la mesure vis-à-vis du profil de vitesse d'écoulement et augmente la linéarité du débitmètre. Maintenir le déphasage sous-cyclique permet d'utiliser la même fenêtre d'acquisition en amont et en aval, et réduit donc la sensibilité du transducteur à la réponse/ au lancement.

La Figure 16 représente un schéma plus détaillé du système électronique 2. Le système consiste en un générateur 20 de signaux qui excite pendant une mesure amont le transducteur I, désigné par 8, et commute de manière à exciter pendant une mesure aval le

transducteur II désigné par 9. Des signaux acoustiques se propagent en parcourant le tube de mesure 5 et sont reçus par l'autre transducteur. Dans le système décrit, les signaux reçus sont numérisés par un convertisseur analogique à numérique, ou numériseur, 21 et amenés à l'unité 22 de traitement de signaux à partir de laquelle un signal de débit est produit.

La Figure 17 représente les impédances associées au système électronique. A la Figure, les commutateurs 24, 25, sont agencés d'une manière telle que le premier transducteur 8 est en train d'émettre et le deuxième transducteur 9 est en train de recevoir. Les transducteurs 8 et 9 comprennent des impédances d'accord Z_1 , Z_2 , Z_3 et Z_4 . Si les transducteurs 8, 9 sont différents, les impédances d'accord, (qui sont choisies pour amortir suffisamment les oscillations libres de chaque transducteur, peuvent elles aussi être différentes.

Le générateur 20 de signaux à la Figure 16 est représenté schématiquement à la Figure 17 par un amplificateur 26 à impédance interne associée Z_{IT} et à impédance externe d'accord Z_{ET} .

Le circuit récepteur 21 est représenté par un amplificateur 27 à impédance interne associée Z_{IR} et à impédance externe d'accord Z_{ER} . Par conséquent, lors d'une émission, le transducteur 8 voit des impédances d'accord Z_1 et Z_2 , une impédance de commutation d'émission Z_{ST} , une impédance interne d'émission Z_{IT} et une impédance externe d'émission Z_{ET} . A la réception, il voit les mêmes impédances d'accord, une impédance de commutation de réception Z_{ER} , et des impédances interne et externe Z_{IR} et Z_{ER} . Dans cet exemple, Z_{ER} et Z_{ET} sont choisies d'une manière telle que les impédances $(Z_{ST} + Z_{ET} + Z_{IT})$ et $(Z_{SR} + Z_{ER} + Z_{IR})$ soient sensiblement égales. D'autres circuits de réception et/ou d'émission peuvent être utilisés, mais

il est important de s'assurer, en utilisant des impédances d'accord appropriées, que les impédances présentées aux transducteurs et leurs impédances d'accord associées sont sensiblement les mêmes dans les deux modes de réception et d'émission.

Le signal reçu est échantillonné par le convertisseur analogique à numérique à une fréquence d'échantillonnage connue f_s , qui est un multiple de la fréquence des signaux. Par exemple, f_s peut être choisie égale à 32 fois la fréquence des signaux, ce qui simplifie les calculs binaires. Ceci produit une série d'échantillons x_i pris à des instants t_i .

Afin de corrélérer le signal échantillonné reçu avec le signal de référence, la valeur de x_i est multipliée une fois par $\cos(2\pi f t_i)$ et une fois par $\sin(2\pi f t_i)$ qui représentent le signal d'envoi sans déphasage à la fréquence f .

Il est ensuite facile de montrer que la différence de phase entre les signaux reçus et émis est

$$\theta = \text{ArcTan} \left[\frac{\sum_{i=1}^N x_i \sin[2\pi f t_i]}{\sum_{i=1}^N x_i \cos[2\pi f t_i]} \right]$$

ce qui effectivement réalise une transformée numérique de Fourier, ou DFT, à une fréquence unique, qui est la fréquence connue de signal.

Puisque l'échantillonnage est toujours effectué à la même fréquence, les valeurs des t_i sont toujours les mêmes et il en est de même des valeurs des Cos et des Sin. Par conséquent, celles-ci sont calculées une seule fois et mémorisées comme c_i et s_i . Le processus est ensuite réduit à $2N$ multiplications et additions et un ArcTan. Ces calculs sont faciles à réaliser sur

un microprocesseur de faible puissance ou dans un circuit spécialisé sur un circuit intégré à une application spécifique, ou ASIC.

La précision de la mesure est augmentée en augmentant la valeur de N , le nombre d'échantillons, plutôt que la fréquence de signaux d'horloge f_S .

La Figure 18 illustre les signaux émis et reçus par le système. Le transducteur d'émission est excité par une tension à ondes carrées approximativement à la fréquence résonante du transducteur, la réponse du transducteur étant sinusoïdale. A la Figure 18, la référence 91 désigne l'enveloppe des tensions efficaces d'excitation $V_T(t)$ pendant une impulsion unique de t_0 à t_1 . La référence 92 désigne l'enveloppe de la réponse du transducteur de réception $V_R(t)$, ces valeurs n'étant pas tracées à la même échelle. A un instant t_2 , le transducteur reçoit l'extrémité avant de l'impulsion acoustique. Il existe un retard dû à la réponse du transducteur en résonance pendant une période $(t_3 - t_2)$. Ce temps correspond approximativement à Q_R cycles de la fréquence de signal, où Q_R est le "facteur de qualité" lié à la netteté du maximum, ou pic, de résonance du transducteur. A la différence des transducteurs à gain élevé, à faible Q_R décrit dans WO91/17637, un transducteur plus simple à Q_R plus élevé peut être utilisé dans la présente invention. Par exemple, les transducteurs 8 et 9 peuvent être des dispositifs piézoélectriques ultrasoniques classiques peu onéreux (pièce RS n° 307-351/367 commercialisée par RS Components Ltd.) et pourrait être spécialisé en vue d'un coût encore plus faible et d'une performance améliorée. Ces transducteurs peuvent fonctionner au voisinage de leur fréquence de résonance, ce qui permet d'atteindre un rendement de conversion électro-

acoustique élevé. En pratique, un type quelconque de transducteur électro-acoustique peut être utilisé.

A la Figure 18, la référence 92 donne le signal dans la direction aval et la ligne en traits interrompus, 93, donne le signal équivalent dans la direction amont. La réponse vers l'aval est déportée en raison de la durée de parcours plus longue, approximativement égale à t_2' . La réponse de phase $\theta_R(t)$. La réponse de phase $\theta_R(t)$ du transducteur récepteur est représentée en 94 dans la direction aval et en 95 dans la direction amont. Il existe une région à phase variable au début et à la fin de l'impulsion, et une région stable entre t_3 et t_6 . Dans cette région, il existe une relation de phase constante $\theta_R(-)$ entre la phase du signal émis et celle du signal reçu. Ce signal de phase est mesuré dans une fenêtre d'acquisition 95, définie par les instants t_4 et t_5 pour les signaux amont et aval, et la différence $\Delta\theta = \theta^- - \theta^+$ est utilisée pour utiliser le débit de fluide, comme décrit plus loin.

Pendant la prise de mesure, une partie du signal sonore émis à une phase stable est acquis en utilisant un convertisseur analogique à numérique. Il est important, pour minimiser la longueur d'impulsion nécessaire, de déterminer quand l'acquisition du signal doit être exécutée. L'acquisition est exécutée pendant une certaine durée, qui définit une fenêtre d'acquisition. Cette fenêtre doit être placée après l'instant où le signal a atteint une condition d'état stable et avant qu'une interférence quelconque, due à des échos ou à la fin de l'impulsion de transit, ne corrompe le signal.

La position absolue de cette fenêtre dans le temps, mesurée après le début de l'émission, pourrait varier. La première raison en est que le temps pris par le signal pour se déplacer d'un transducteur à

l'autre peut varier en raison d'une variation de la vitesse du son induite par des variations de la température et par des variations de composition de gaz. La deuxième raison est que le signal doit attendre que le déphasage du signal émis soit stabilisé à sa valeur permanente. Ceci se produit quelques cycles après le début d'une émission, dès lors que le transducteur a atteint sa condition de fonctionnement permanent. La vitesse à laquelle cette condition est atteinte varie par suite du vieillissement, de l'accord, de la température, de l'impédance de charge, de la composition de gaz etc.

Si le déphasage induit par l'écoulement est sous-cyclique, la même position de fenêtre dans le temps peut être utilisée pour les deux mesures amont et aval. Ceci offre l'avantage de réduire la dépendance vis-à-vis de la performance de lancement et de la stabilité de phase des deux transducteurs, puisque c'est presque la même région de leur courbe de réponse temps/phase qui est utilisée dans le mode amont et le mode aval.

La position de la fenêtre peut être fixée par un déclenchement de bord du signal entrant ou peut être déterminée analytiquement à partir de la vitesse du son mesurée et de la distance connue entre les transducteurs ou en déterminant l'instant où la phase est stable.

L'unité de traitement numérique de signaux met en oeuvre l'algorithme suivant pour déterminer le débit de fluide dans la chambre d'écoulement.

Durée de parcours aval

$$\Delta t^- = \frac{l}{c + U}$$

Durée de parcours amont

$$\Delta t^+ = \frac{l}{c - U}$$

donc:

$$U = \frac{1}{2} \left| \frac{1}{\Delta t^-} - \frac{1}{\Delta t^+} \right|$$

5 Le système décrit dérive Δt^- et Δt^+ en effectuant des mesures de phases des signaux reçus.

Si le déphasage total Φ , entre émission et réception, est exprimé par

$$\Phi = 2\pi f \Delta t$$

10 la phase mesurée θ est la partie fractionnaire de Φ , c'est-à-dire:

$$\theta = \text{Mod}(\Phi, 2\pi)$$

ou

$$\Phi = 2\pi n + \theta$$

15 où n est le nombre entier de cycles:

$$n = \text{int} \left\lfloor \frac{\Phi}{2\pi} \right\rfloor$$

La différence de phase reçue entre les deux fréquences est

$$20 \quad \Phi_{f_1} - \Phi_{f_2} = 2\pi(f_1 - f_2)\Delta t$$

Pour une plage de durées de parcours de Δt_{\min} à Δt_{\max} , en utilisant des fréquences suffisamment proches l'une de l'autre pour que

$$25 \quad f_1 - f_2 < \frac{1}{\Delta t_{\max} - \Delta t_{\min}}$$

la durée de parcours peut être dérivée sans ambiguïté à partir de

$$\Delta t = \frac{\theta_{f_1} - \theta_{f_2}}{2\pi(f_1 - f_2)}$$

30 Si l'on trace $\theta_{f_1} - \theta_{f_2}$ en fonction d'une durée de parcours croissante Δt , les phases étant calculées à partir de $\theta = \text{Mod}(2\pi f \Delta t, 2\pi)$, on obtient le tracé représenté à la Figure 19.

35 Ceci implique qu'il faut corriger la différence de phase afin que la sortie soit continue. Ceci est réalisé en utilisant l'algorithme suivant:

$$\Delta t = \frac{\text{diff}}{2\pi(f_1 - f_2)}$$

où la valeur diff est assignée par

- 5 si $\theta_{f1} - \theta_{f2} \geq 0$, diff = $\theta_{f1} - \theta_{f2}$
 si $\theta_{f1} - \theta_{f2} < 0$, diff = $\theta_{f1} - \theta_{f2} + 2\pi$.

Si l'on trace maintenant diff en fonction de Δt , on obtient le tracé représenté à la Figure 20.

- 10 Il est encore possible d'affiner en considérant le fait que seule une certaine plage de valeurs est possible pour Δt . Il existe une limite physique aux valeurs possibles minimale et maximale de t , qui est donnée par

15
$$\Delta t_{\min} = \frac{l}{c_{\max} + U_{\max}}$$

$$\Delta t_{\max} = \frac{l}{c_{\min} - U_{\max}}$$

- et des valeurs correspondantes de différence de phase minimale et maximale, où c_{\max} et c_{\min} sont les vitesses maximale et minimale du son dans le fluide, et U_{\max} est le débit maximal de fluide, dans des conditions normales de fonctionnement. Il est avantageux de placer de manière centrée sur cette plage de valeurs possibles la plage de différence de phases de 2π que nous choisissons. On y parvient en dérivant des valeurs médianes:
- 20
- 25

$$\Delta t_{\text{médiane}} = \frac{\Delta t_{\min} + \Delta t_{\max}}{2}$$

et

- 30 $(\theta_{f1} - \theta_{f2})_{\text{médiane}} = 2\pi(f_1 - f_2) \Delta t_{\text{médiane}}$
 d'où une valeur de différence de phase minimale est dérivée:

$$(\theta_{f1} - \theta_{f2})_{\min} = (\theta_{f1} - \theta_{f2})_{\text{médiane}} - \pi$$

- L'algorithme de détermination de Δt est encore modifié de façon correspondante
- 35

$$\text{si } \theta_{f1} - \theta_{f2} \geq 0, \text{ diff} = \theta_{f1} - \theta_{f2}$$

si $\theta_{f1} - \theta_{f2} < 0$, $\text{diff} = \theta_{f1} - \theta_{f2} + 2\pi$
 si $\text{diff} \geq (\theta_{f1} - \theta_{f2})_{\min}$, $\text{diff2} = \text{diff}$
 si $\text{diff} < (\theta_{f1} - \theta_{f2})_{\min}$, $\text{diff2} = \text{diff} + 2\pi$

$$5 \quad \Delta t = \frac{\text{diff2}}{2\pi(f_1 - f_2)}$$

Si l'on trace maintenant diff2 en fonction de Δt , on obtient le tracé représenté à la Figure 21 dans lequel les lignes horizontales sont les lignes des valeurs $(\theta_{f1} - \theta_{f2})_{\min}$ et $(\theta_{f1} - \theta_{f2})_{\max}$. Ceci
 10 montre comment il est possible d'utiliser au mieux la région non ambiguë de la différence de phase.

Cette valeur de la durée de parcours est relativement imprécise en raison du gain élevé de cette dérivation. Elle peut cependant être utilisée
 15 pour résoudre les ambiguïtés de phase en calculant le nombre n de cycles entiers, en réalisant ainsi une échelle approximative, où

$$n_1 = \text{int} \left| \frac{f_1 (\theta_{f1} - \theta_{f2})}{2\pi(f_1 - f_2)} \right|$$

20 est le nombre de cycles entiers à f_1 .

Des durées de parcours amont et aval peuvent ensuite être recalculées en utilisant des valeurs d'échelle fines.

$$25 \quad t^- = \frac{n^-}{f_1} + \frac{\theta_{f1}^-}{2\pi f_1}$$

et

$$t^+ = \frac{n^+}{f_1} + \frac{\theta_{f1}^+}{2\pi f_1}$$

Selon les besoins, des calculs semblables
 30 d'échelle approximative et d'échelle fine peuvent être exécutés en utilisant la deuxième information de fréquence f_2 afin de fournir deux estimations additionnelles de durée de parcours et d'augmenter la précision en utilisant la moyenne des deux résultats.
 35 Des signaux peuvent être également émis et traités à plus de deux fréquences fixes, afin de fournir des

valeurs additionnelles approximative et fine qui augmentent la précision du procédé.

Dans les calculs indiqués ci-dessus, on suppose que le déphasage total ϕ est purement le déphasage dû à la durée de parcours d'une onde acoustique dans le trajet d'écoulement. Dans cette situation idéale, la vitesse du son "c" dans le gaz disparaît des équations. Ceci est une particularité essentielle puisque la vitesse du son dans un écoulement typique de gaz domestique peut varier de 290 à 470 m/s en raison des variations de la composition du gaz.

En réalité, il existe deux raisons importantes pour lesquelles une implantation pratique réintroduit la vitesse du son de sorte qu'elle ne peut pas être annulée et ignorée.

Les raisons sont:

(a) la longueur du trajet acoustique est différente de la longueur du trajet d'écoulement, en raison de divers effets d'extrémités qui provoquent un espace acoustique mort. On peut en tenir compte en utilisant le facteur k, la fraction d'écoulement du trajet acoustique l.

(b) Il existe dans les transducteurs un retard électrique qui varie selon les conditions et le vieillissement. On peut en tenir compte de deux manières. Classiquement, un retard électrique est mesuré par calibrage. En variante, il peut être mesuré en continu selon le quatrième aspect de la présente invention. Les deux techniques sont décrites ci-dessous.

Calibrage

On déduit la durée de parcours à partir de la phase du signal lorsqu'il arrive, par comparaison avec celle où il a été émis. Cependant, on mesure la phase du signal reçu à la fin d'un système composé d'un

circuit excitateur, d'un transducteur, du fluide, d'un autre transducteur et d'un circuit de réception.

Le signal est retardé d'une quantité Δt pendant sa propagation à travers le fluide, de sorte que la
5 différence de phase qui devrait être vue est égale à $2\pi f\Delta t$. A parler strictement, sans référence absolue, on ne peut mesurer que la phase entre 0 et 2π , de sorte que l'on peut seulement mesurer θ qui est égal à $\text{Mod}(\Phi, 2\pi)$. C'est là la raison pour laquelle il faut
10 effectuer les deux mesures de fréquence, afin de fixer absolument Φ .

Cependant, le signal est également soumis à un déphasage dû aux circuits d'excitation et de réception et aux deux transducteurs. En d'autres termes, le
15 signal qui sert de référence n'est pas le signal émis par le transducteur acoustiquement et le signal que l'on analyse électriquement n'est pas le signal acoustique reçu. En passant par les circuits d'excitation et de réception, le signal est décalé.

20 La Figure 22 illustre, en fonction de la fréquence d'excitation, le déphasage dû à un retard électrique, Φ étant le déphasage total mesuré pour une impulsion se déplaçant entre les deux transducteurs, θ étant $\text{Mod}(\Phi, 2\pi)$ et f étant la fréquence de
25 l'impulsion. Le trait plein 101 est la phase mesurée, et la variation de pente de 101 à 102 montre la différence de réponse de phase du transducteur dans la région résonante centrée sur la fréquence résonante f_r . En 103 est représentée la poursuite de 101 sans
30 retard électrique. A des mesures de phase $\theta_{\text{mesuré1}}$ et $\theta_{\text{mesuré2}}$ sont associées des variations électriques de phase $\theta_{\text{électrique1}}$ et $\theta_{\text{électrique2}}$.

Ce déphasage à la traversée des transducteurs et des circuits doit être soustrait du déphasage mesuré
35 de manière à obtenir le déphasage dû au seul retard

acoustique: la durée de parcours. Ceci est réalisé comme première étape de l'algorithme, de sorte que:

$$\theta_{f1} = \theta_{\text{mesuré1}} - \theta_{\text{électrique1}}$$

et

$$5 \quad \theta_{f2} = \theta_{\text{mesuré2}} - \theta_{\text{électrique2}}$$

où θ_{f1} est le déphasage, entre 0 et 2π , dû au retard acoustique à la fréquence f_1 , θ_{f2} est le déphasage, entre 0 et 2π , dû au retard acoustique à la fréquence f_2

10 $\theta_{\text{mesuré1}}$ est le déphasage, entre 0 et 2π , mesuré par l'appareil à f_1 ;

$\theta_{\text{mesuré2}}$ est le déphasage, entre 0 et 2π , mesuré par l'appareil à f_2 ;

$\theta_{\text{électrique1}}$ est le déphasage, entre 0 et 2π , à travers les circuits électriques et des transducteurs, mesuré par des essais, à la fréquence f_1 , et

$\theta_{\text{électrique2}}$ est le déphasage, entre 0 et 2π , à travers les circuits électriques et les transducteurs, mesuré par des essais, à la fréquence f_2 .

20 Cet algorithme fonctionne parfaitement, pourvu que les déphasages électriques $\theta_{\text{électrique}}$ puissent être mesurés et restent "suffisamment" constants pendant la durée de vie de l'appareil, ou jusqu'à ce qu'une nouvelle valeur les concernant soit mesurée et
25 utilisée. "Suffisamment" peut être défini en fonction de la précision souhaitée.

Les valeurs des retards électriques, $\theta_{\text{électrique}}$, sont mesurées dans les deux directions + et -, aux deux fréquences f_1 et f_2 , en effectuant des mesures de
30 phase et en soustrayant de ces valeurs le déphasage prédit dû au retard acoustique.

$$(\theta_{\text{électrique1}}^- = \theta_{\text{mesuré1}}^- - \theta_{\text{prédit1}}^-)$$

$$(\theta_{\text{électrique2}}^- = \theta_{\text{mesuré2}}^- - \theta_{\text{prédit2}}^-)$$

$$(\theta_{\text{électrique1}}^+ = \theta_{\text{mesuré1}}^+ - \theta_{\text{prédit1}}^+)$$

$$35 \quad (\theta_{\text{électrique2}}^+ = \theta_{\text{mesuré2}}^+ - \theta_{\text{prédit2}}^+)$$

où + et - désignent la direction d'émission, $\theta_{\text{mesuré}}$ sont les phases mesurées dans la plage de 0 à 2π et $\theta_{\text{prédit}}$ sont les phases prédites dues à un retard acoustique dans le fluide calculées à partir de

$$5 \quad \theta_{\text{prédit}1} = \text{Mod}(2\pi f_1 \Delta t) \quad \text{et}$$

$$\theta_{\text{prédit}2} = \text{Mod}(2\pi f_2 \Delta t)$$

avec

$$\Delta t = \frac{1}{c}$$

$$10 \quad c = \sqrt{\gamma RT}$$

En pratique, on s'assure qu'il n'existe aucun fluide traversant l'instrument de mesure, on enregistre la température T en °K et on prend un ensemble de mesures. On suppose que le fluide est de l'air normalisé, pour lequel la valeur de γ est prise égale à 1,4 et celle de R égale à $287 \text{ Jkg}^{-1}\text{K}^{-1}$. Ceci donne une bonne approximation Δt qui est suffisante pour déterminer les valeurs de tous les déphasages électriques, et donc le retard électrique t_{e1} .

20 Le retard acoustique est ensuite donné par

$$\Delta t^+ = d^+ - t_{e1} = l \left[\frac{1-k}{c} + \frac{k}{c-U} \right]$$

$$\Delta t^- = d^- - t_{e1} = l \left[\frac{1-k}{c} + \frac{k}{c+U} \right]$$

25 où d^+ ou d^- est le retard temporel mesuré, et t_{e1} est le retard électrique mesuré par calibrage.

La vitesse U du gaz dans le tube d'écoulement peut ensuite être calculée selon

$$30 \quad \frac{1}{2k} \left[\frac{1}{\Delta t^-} - \frac{1}{\Delta t^+} \right] = \frac{U}{1 - \left[\frac{U}{c} \right]^2 (1-k)^2} \approx U$$

où k est la fraction du trajet d'écoulement occupée par un écoulement à la vitesse U.

35 c doit aussi être calculé dans des buts de développement

$$\frac{1}{2I} \left| \frac{1}{\Delta t^-} - \frac{1}{\Delta t^+} \right| = \frac{c \left[(1 - \frac{|U|}{c})^2 (1-k) \right]}{1 - \left[\frac{U}{c} \right]^2 (1-k)^2} \approx 0$$

5 Il y a lieu de calculer des moyennes de U et c de la manière suivante

$$U/ = \frac{\alpha U + \bar{U}}{\alpha + 1}$$

où α est la vitesse de réponse de \bar{U} , et \bar{U}' est la
10 moyenne mobile de \bar{U} ; et

$$c_1/ = \frac{\beta c + \bar{c}}{\alpha + 1}$$

où β est la vitesse de réponse de \bar{c} , et \bar{c}' est la
moyenne mobile de \bar{c} .

15 La position de la fenêtre d'analyse doit être optimisée par:

$$w'_{1,2} = T - \frac{5}{f_{1,2}} + \frac{1}{c}$$

où T est la durée de l'enveloppe du signal
20 d'émission et w est le temps de retard de la fenêtre d'acquisition par rapport au début de l'impulsion d'émission.

\bar{U}' , \bar{c}' et w' sont ensuite envoyées à l'itération suivante en tant que \bar{U} , \bar{c} et w.

25 Un effet accessoire de cette approche est d'identifier explicitement une valeur physique exacte pour t_{e1} .

La technique de calibrage souffre de l'inconvénient que le calibrage doit être répété si la
30 composition du gaz change.

Une variante d'approche consiste à calculer U sans calibrage.

Tenir compte d'une variation de phase électrique sans calibrage

35 Au lieu de déterminer la variation de phase θ électrique dans une étape de calibrage unique, il est

possible d'en tenir compte chaque fois qu'une mesure est effectuée, en effectuant, au moyen des transducteurs, une deuxième mesure qui peut être liée à une référence absolue, ou à la mesure initiale.

5 Il est possible de tenir compte en continu de la variation de phase électrique de plusieurs manières:

(i) il est possible d'établir des variantes de trajet pour le signal acoustique et de mesurer la vitesse de transmission le long d'un trajet solide plus rapide, par exemple en utilisant une "corde à piano" ou un composant solide de la chambre d'écoulement, pour transmettre les signaux de façon relativement rapide. La vitesse du son dans la corde à piano est connue, et elle ne varie pas de façon significative avec le vieillissement. Le signal qui se propage dans la corde est mesuré, et le signal qui se propage dans le fluide est ensuite mesuré. La mesure du signal qui s'est propagé le long du trajet solide contient les déphasages du transducteur, ainsi que le retard de trajet dans le solide. Cependant, le retard de trajet dans le solide est fixe, ou est calculé en mesurant la température si le retard varie avec la température, et le déphasage des transducteurs peut donc être déduit.

25 (ii) il est possible d'attacher à chaque transducteur principal, un transducteur secondaire à large bande. Chaque transducteur à large bande est utilisé pour envoyer un signal connu dans les transducteurs principaux. Le signal reçu est ensuite comparé au signal d'émission et le déphasage à la traversée des transducteurs est déterminé. Ceci suppose des transducteurs secondaires stables et bien définis. On y parvient en mettant en oeuvre le transducteur secondaire à distance de sa résonance et en l'excitant plus fortement pour obtenir une sortie suffisante. La consommation d'énergie plus élevée de

cette opération peut être compensée par le fait qu'il suffit de répéter cette mesure seulement à des intervalles plus grands que la mesure de l'écoulement principal.

5 (iii) Il est possible d'utiliser en variante des trajets d'échos pour mesurer le retard dans des transits multiples des signaux acoustiques.

Un procédé selon (iii) est la technique appelée "écho 3L".

10 Si le signal est émis par le transducteur I à la Figure 4, il est réfléchi le long du trajet d'écoulement par le transducteur récepteur II et est ensuite réfléchi dans le transducteur I vers le transducteur II. Le deuxième signal reçu par le
15 transducteur II est "l'écho 3L".

D'autres échos peuvent aussi être détectés. Par exemple, le transducteur I peut détecter l'écho 2L après une réflexion unique sur le transducteur II.

L'utilisation de mesures de phase venant d'un
20 écho 3L permet d'effectuer les mesures indépendamment et d'affiner t_{e1} en éliminant le besoin de calibrage. On mesure

$$\theta_{f1}^{*+}, \theta_{f2}^{*+}, \theta_{f1}^{*-}, \theta_{f2}^{*-}$$

25 dans une deuxième analyse de phase, pendant l'écho 3L, le signe * indiquant une mesure d'écho 3L. Ces mesures sont traitées, d'une manière équivalente aux valeurs précédentes, afin de dériver d^{*+} et d^{*-} .

Cependant, dans le calcul de d^* , d^* est situé dans la plage de 1398 μ s à 2198 μ s pour une longueur
30 de trajet acoustique de 180 mm et des valeurs Q de transducteurs de 25. Ces valeurs sont supérieures à

$$\frac{1}{f_1 - f_2}$$

35 de sorte qu'il faut une procédure pour identifier une valeur appropriée de $n_1 - n_2$. Pour un codage initial, la valeur du terme $n_1 - n_2$ devrait toujours

être de 1. Pour des gaz autres que le méthane, il faut vérifier la faisabilité. Ceci prend la forme d'une boucle.

- si d^+ ou $d^- < d$ (min) ajouter 1 à $(n_1 - n_2)$
 5 ou si d^+ ou $d^- > d$ (max) soustraire 1 de $(n_1 - n_2)$
 et recalculer d .

On doit pouvoir ensuite prédire d^* précisément comme $2(d - t_{e1}) + t_{e1}$.

On effectue donc une boucle semblable sur d^* .

- 10 si d^{*+} ou $d^{*-} < d^*$ (min) ajouter 1 à $(n_1 - n_2)$
 ou si d^{*+} ou $d^{*-} > d^*$ (max) soustraire 1 de $(n_1 - n_2)$
 en utilisant d^* min et max comme $3d - 2t_{e1} \pm 1/2f$ pour
 ajuster $(n_1 - n_2)^*$.

- Ces valeurs sont ensuite utilisées pour évaluer
 15 t_{e1}

$$t_{e1} = 1/4 (3d^+ + 3d^- - d^{*+} - d^{*-})$$

Et pour faire une moyenne de t_{e1} :

$$t_{e1}' = \frac{\gamma t_{e1} + \overline{t_{e1}}}{\gamma + 1}$$

- 20 où γ est la vitesse de réponse de $\overline{t_{e1}}$ et $\overline{t_{e1}'}$ est la moyenne mobile de t_{e1} .

La position de fenêtre doit être calculée et établie pour que cette procédure fonctionne

25
$$w_{1,2}^* = T - \frac{5}{f_{1,2}} + \frac{3l}{c}$$

où w^* est le temps de retard du début de la fenêtre d'acquisition d'écho $3L$ et T est la durée de l'enveloppe d'émission.

- Tous les essais doivent commencer avec une valeur
 30 par défaut de t_{e1} . Il peut être nécessaire de modifier ce sous-programme pour permettre l'utilisation de variantes d'ensembles de fréquences afin de garantir la présence d'un écho $3L$ lorsque des compositions de gaz varient. Il faut alors prévoir la possibilité de
 35 tenir compte de variantes de valeurs de t_{e1} .

Dès lors que t_{e1} a été déterminé selon cet algorithme, il est possible de calculer des valeurs de U et c comme indiqué précédemment.

On va maintenant exposer un procédé plus précis de calcul de U , dans lequel le bruit est réduit dans le calcul.

Une réduction du bruit dans le calcul de U peut être effectuée de la façon suivante.

Des valeurs approximatives d'échelle de $\Delta t_{\text{mesuré}}$ sont données par

$$d^+ = \frac{\theta_1^+ - \theta_2^+}{2\pi (f_1 - f_2)}$$

et

$$d^- = \frac{\theta_1^- - \theta_2^-}{2\pi (f_1 - f_2)}$$

En pratique, on peut ne considérer que les différences de phase à une fréquence unique et parvenir à

$$d^+ - d^- = \frac{\theta_1^+ - \theta_1^-}{2\pi f_1} = \frac{\theta_2^+ - \theta_2^-}{2\pi f_2}$$

La valeur obtenue pour $(d^+ - d^-)$ par ce procédé est moins bruyante que celle qui est obtenue par la différence des valeurs d'échelles approximatives d'un facteur de

$$\frac{f_1}{f_1 - f_2}$$

Le retard acoustique est donné par

$$\Delta t^+ = d^+ - t_{e1} = l \left| \frac{1-k}{c} + \frac{k}{c-U} \right|$$

$$\Delta t^- = d^- - t_{e1} = l \left| \frac{1-k}{c} + \frac{k}{c+U} \right|$$

Donc une approximation de U est

$$U \approx \frac{l}{2k} \left| \frac{\Delta t^+ - \Delta t^-}{\Delta t^- \Delta t^+} \right|$$

$$U \approx \frac{(d^+ - d^-) c^2 \left| 1 - \frac{U^2}{c^2} \right|}{2k l}$$

Dans le cas où $U \ll c$, on peut prendre pour valeur approchée

$$U \approx \frac{(d^+ - d^-) c^2}{2kl}$$

$$5 \quad U \approx \left(\frac{\theta_{1,2}^+ - \theta_{1,2}^-}{2\pi \frac{f_{1,2}}{k} \frac{l}{I}} \right) c^2$$

On note que U peut être calculée indépendamment à f_1 et f_2 et que la moyenne des résultats peut être calculée pour améliorer le bruit de la mesure. La
10 valeur de c^2 est obtenue en utilisant l'algorithme précédemment pour c , ce qui exige les deux fréquences. Par conséquent, ce procédé ne peut pas être mis en oeuvre complètement à une seule fréquence.

Puisque c dépend de la composition du gaz, c'est
15 une variable à modification lente, par rapport à U . On peut donc prendre une moyenne de c sur une longue période et maintenir faible la contribution de bruit de c .

Dans le cas où l'erreur introduite par
20 l'approximation $U \ll c$ est significative, un simple sous-programme d'itération converge vers un résultat précis de U .

Une variante de procédé de calcul du débit U ,
comme décrit précédemment, consiste à utiliser des
25 valeurs d'échelle fine et des valeurs d'échelle approximative. On va maintenant décrire ceci en détail à la lumière de la description de la technique de "l'écho 3L".

Les déphasages électriques sont déterminés par

$$30 \quad \Delta\theta_{e1} = \theta_{e11} - \theta_{e12} = 2\pi(f_1 - f_2) \Delta t_{e1}$$

et

$$\theta_{e11,2} = \frac{3\theta_{1,2}^+ + 3\theta_{1,2}^- - \theta_{1,2}^{*+} - \theta_{1,2}^{*-}}{4}$$

$$35 \quad + \frac{2\pi (3n_{1,2}^+ + 3n_{1,2}^- - n_{1,2}^{*+} - n_{1,2}^{*-})}{4}$$

où les n_s sont, chacun, le nombre entier de cycles du signal acoustique, à chaque fréquence, dans chaque direction et sur chaque trajet. Les valeurs de n sont inconnues à cette étape. Il en résulte une
 5 ambiguïté de $\pi/2$ dans les valeurs de $\theta_{e11,2}$. Cette ambiguïté est résolue de la manière suivante.

Puisque l'on fonctionne près de la résonance, on sait que $\theta_{e11} > \theta_{e12}$, en se référant au schéma de fréquence de phase représenté à la Figure 23.

10 Si $\Delta\theta_{e1} > 3\pi/2$, il n'existe qu'une seule solution possible et θ_{e11} doit être dans le premier quadrant tandis que θ_{e12} dans le quatrième quadrant. Pour y parvenir, θ_{e11} et θ_{e12} sont modifiés de $\pi/2$ jusqu'à ce que $\pi > \theta_{e11} > \pi/2$ et $-\pi/2 > \theta_{e12} > -\pi$.

15 Si $3\pi/2 > \Delta\theta_{e1} > \pi$, il existe 2 solutions possibles, θ_{e11} étant dans le premier ou le deuxième quadrants. Cette ambiguïté est résolue en sachant, à partir du calibrage ou à partir de mesures indépendantes des transducteurs, dans quel quadrant
 20 θ_{e11} se trouve. θ_{e11} et θ_{e12} peuvent ensuite être modifiés de façon correspondante de $\pi/2$.

Si $\pi > \Delta\theta_{e1} > \pi/2$, il existe trois solutions possibles, θ_{e11} est dans le premier, le deuxième ou le troisième quadrants, qui sont déterminés comme ci-
 25 dessus.

Pour une valeur fixe de Δf , $\Delta\theta_{e1}$ augmente lorsque la valeur Q du transducteur augmente et, inversement, le $\Delta\theta_{e1}$ d'un transducteur est plus faible si Q est faible. Par conséquent, un
 30 transducteur à Q faible ne semble pas souhaitable à première vue. Heureusement, des transducteurs à Q faible sont moins sensibles au vieillissement et à des variations de composition de gaz, de sorte que les valeurs de θ_{e1} varient moins, ce qui permet au
 35 calibrage/ à la caractérisation du transducteur de résoudre l'ambiguïté.

L'échelle fine est implantée:

$$\Delta t_{\text{finel},2}^{\pm} = \frac{\theta_{1,2}^{\pm} - \theta_{e1,2} + 2\pi n_{1,2}^{\pm}}{2\pi f_{1,2}}$$

où $n_{1,2}^{\pm}$, choisi d'une manière telle que la
 5 valeur absolue de $\Delta t_{\text{fin}} - \Delta t_{\text{approximatif}}$ est
 minimisée, où $\Delta_{\text{approximatif}} = d - t_{e1}$.

U peut ensuite être calculé à partir de

$$U = \frac{1}{k} \left[\frac{1}{\Delta t_{\text{finel}}^{-} + \Delta t_{\text{fine2}}^{-}} - \frac{1}{\Delta t_{\text{finel}}^{+} + \Delta t_{\text{fine2}}^{+}} \right]$$

10 et c est calculé à partir de

$$c = \frac{1}{k} \left[\frac{1}{\Delta t_{\text{finel}}^{-} + \Delta t_{\text{fine2}}^{-}} - \frac{1}{\Delta t_{\text{finel}}^{+} + \Delta t_{\text{fine2}}^{+}} \right]$$

où k est la fraction du trajet acoustique d'une
 longueur totale L occupée par l'écoulement à la
 15 vitesse U.

REVENDEICATIONS**1. Débitmètre comprenant:**

5 une paire de transducteurs (8, 9) espacés l'un de l'autre dans la direction de l'écoulement de fluide;

 un moyen d'émission servant à amener des signaux acoustiques à être émis par les transducteurs (8, 9) dans les deux directions à travers le fluide; et

10 un moyen de traitement (2) servant à déterminer une information concernant l'écoulement de fluide en surveillant la durée de parcours de signaux acoustiques reçus par les transducteurs (8, 9),

 caractérisé en ce que

 une partie de l'espace entre les transducteurs (8, 9) consiste en une série de passages (61, 62; 71, 72) parallèles d'écoulement de fluide qui s'étendent axialement dans la direction de l'écoulement, en ce que

15 les diamètres des sections transversales des passages (61, 62; 71, 72) sont choisis d'une manière telle que seules des ondes acoustiques sensiblement planes sont transmises par le fluide à travers les passages (61, 62; 71, 72), et en ce que

20 le fluide s'écoule, dans des conditions de travail, à travers chaque passage (61, 62; 71, 72) d'une manière telle que le rapport entre le débit volumique à travers le passage (61, 62; 71, 72) et le débit volumique total reste sensiblement constant lorsque le débit volumique total varie.

 2. Débitmètre selon la revendication 1, caractérisé en ce que

25 le fluide est injecté de manière tangentielle dans la chambre d'entrée (6) afin de produire à l'intérieur de la chambre (6) un écoulement rotatif de fluide sensiblement sans aucune composante de vitesse

 dans la direction axiale des passages (61, 62; 71, 72) de fluide, et
30 les passages (61, 62; 71, 72) sont espacés à des distances radiales sensiblement égales du centre du tube (5) d'écoulement.

 3. Débitmètre comprenant:

 une paire de transducteurs (8, 9) espacés l'un de l'autre dans la direction de l'écoulement de fluide;

un moyen d'émission servant à amener des signaux acoustiques à être émis par les transducteurs (8, 9) dans les deux directions à travers le fluide; et

un moyen de traitement (2) servant à déterminer une information concernant l'écoulement de fluide en surveillant la durée de parcours de signaux acoustiques reçus par les transducteurs (8, 9),

caractérisé en ce que

une partie de l'espace entre les transducteurs (8, 9) consiste en une série de passages (61, 62; 71, 72) parallèles d'écoulement de fluide qui s'étendent axialement dans la direction de l'écoulement, en ce que

les diamètres des passages (61, 62; 71, 72) sont choisis d'une manière telle que seules des ondes acoustiques sensiblement planes sont transmises par le fluide à travers les passages (61, 62; 71, 72), et en ce que

les trajets acoustiques entre les transducteurs (8, 9) à travers les passages (61, 62; 71, 72) sont sensiblement les mêmes.

4. Débitmètre selon la revendication 3, caractérisé en ce que les passages (61, 62; 71, 72) sont espacés, vis-à-vis d'une ligne reliant les centres des transducteurs (8, 9), à des distances radiales sensiblement égales.

5. Débitmètre selon l'une des revendications 1 à 4 caractérisé en ce que, pendant un cycle de surveillance le moyen d'émission amène chaque transducteur (8, 9) à émettre des signaux acoustiques au moins à deux fréquences fixes, et

le moyen de traitement (2) est sensible à la phase des signaux reçus et à leur fréquence pour déterminer la durée de parcours.

6. Débitmètre selon la revendication 5, caractérisé en ce que le moyen de traitement (2) mesure la phase des signaux reçus en effectuant une transformation discrète de Fourier aux fréquences de signaux selon l'algorithme:

$$\theta = \text{ArcTan} \left[\frac{\sum_{i=1}^N x_i \sin[2\pi f t^i]}{\sum_{i=1}^N x_i \cos[2\pi f t^i]} \right]$$

Où θ = différence de phase entre les signaux d'émission et de réception

f = la fréquence fixe correspondant au signal reçu

X_i = valeur échantillonnée de signal reçu, prise à un instant t_i

5 N = nombre d'échantillons

7. Débitmètre selon la revendication 6, caractérisé en ce que

les N valeurs de $\sin [2\pi f t_i]$ et de $\cos [2\pi f t_i]$ sont mémorisées par le moyen de traitement (2).

10 8. Débitmètre selon l'une des revendications 5 à 7, caractérisé en ce que

la vitesse d'écoulement U du fluide est donnée par

15
$$U = \frac{l}{2} \left| \frac{1}{\Delta t^-} - \frac{1}{\Delta t^+} \right|$$

où l est la distance entre les transducteurs (8, 9)

Δt^- est la durée de parcours dans la direction de l'aval

Δt^+ est la durée de parcours dans la direction de l'amont et

Δt est donné par

20
$$\Delta t = \frac{\theta_{f_1} - \theta_{f_2}}{2\pi (f_1 - f_2)}$$

où

θ_{f_1} = phase du signal à la fréquence f_1

25 θ_{f_2} = phase du signal à la fréquence f_2 .

9. Débitmètre selon l'une des revendications 5 à 8, caractérisé en ce que

le moyen de traitement (2) effectue une mesure de phase d'une partie du signal sonore émis à une phase stable.

30 10. Débitmètre selon l'une des revendications 5 à 9, caractérisé en ce que

les deux fréquences satisfont à la relation

35
$$f_1 - f_2 < \frac{1}{\Delta t_{\max} - \Delta t_{\min}}$$

où Δt_{\max} = retard total maximal (y compris retard électrique) et
 Δt_{\min} = retard total minimal (y compris retard électrique).

11. Débitmètre de fluide selon l'une des revendications 1 à 10
caractérisé en ce que
- 5 l'impédance électrique vue par chaque transducteur (8, 9) est
sensiblement la même lorsque le transducteur (8, 9) est en train d'émettre
ou de recevoir.
12. Débitmètre selon l'une des revendications 1 à 11, caractérisé
par le fait qu'il comprend
- 10 un trajet solide servant à transmettre des signaux acoustiques à
une vitesse différente des signaux traversant le fluide, et
caractérisé en ce que
- le moyen de traitement (2) surveille les durées de parcours d'un
premier signal acoustique, à travers le fluide, et d'un deuxième signal le
15 long du trajet solide.
13. Débitmètre selon la revendication 12, caractérisé en ce que
le trajet solide est un fil entre les deux transducteurs (8, 9).
14. Débitmètre selon l'une quelconque des revendications
précédentes, caractérisé en ce que
- 20 le moyen de traitement (2) détermine le débit volumique du
fluide en réponse à la phase et à la fréquence des signaux reçus, et à la
superficie d'écoulement en section transversale.
15. Débitmètre selon l'une quelconque des revendications
précédentes, dans lequel le débitmètre détermine le débit volumique d'un
25 compteur à gaz.
16. Débitmètre selon l'une quelconque des revendications
précédentes, dans lequel le débitmètre détermine le débit volumique d'un
compteur d'eau.

Fig. 1.

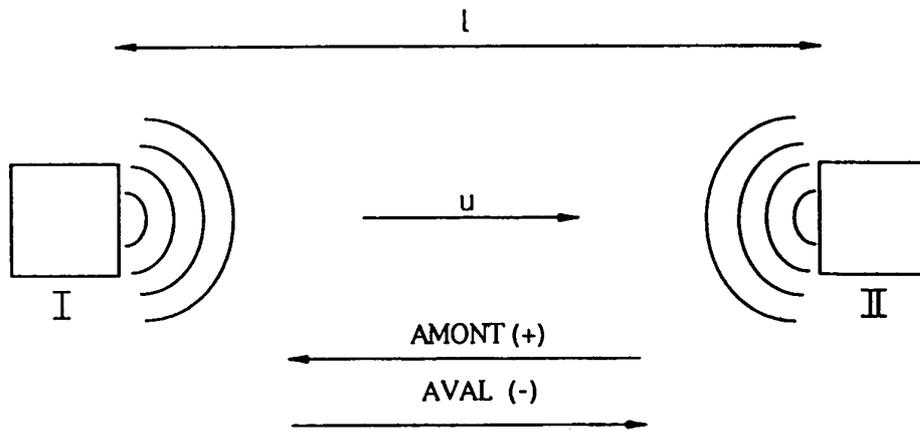
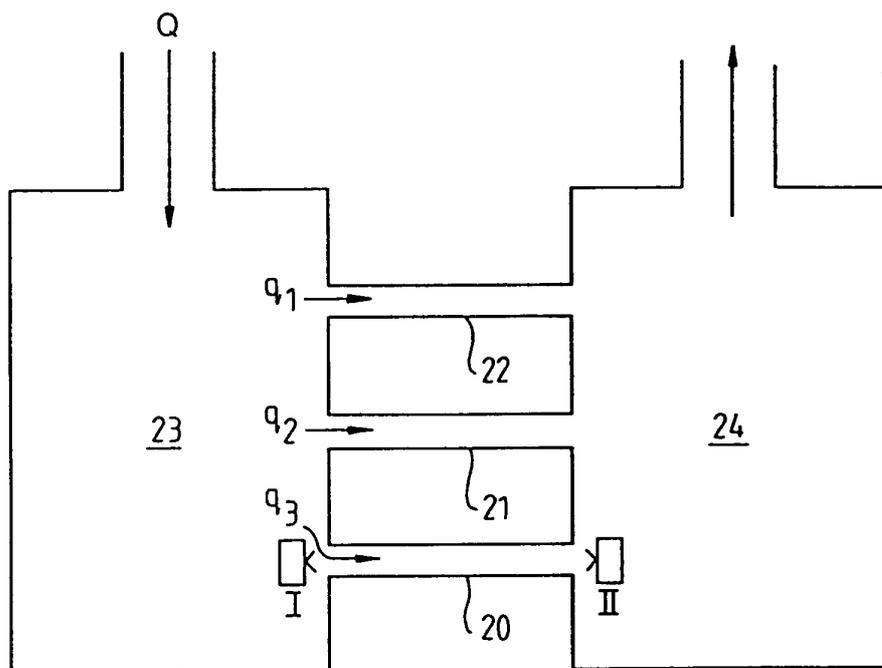


Fig. 2.



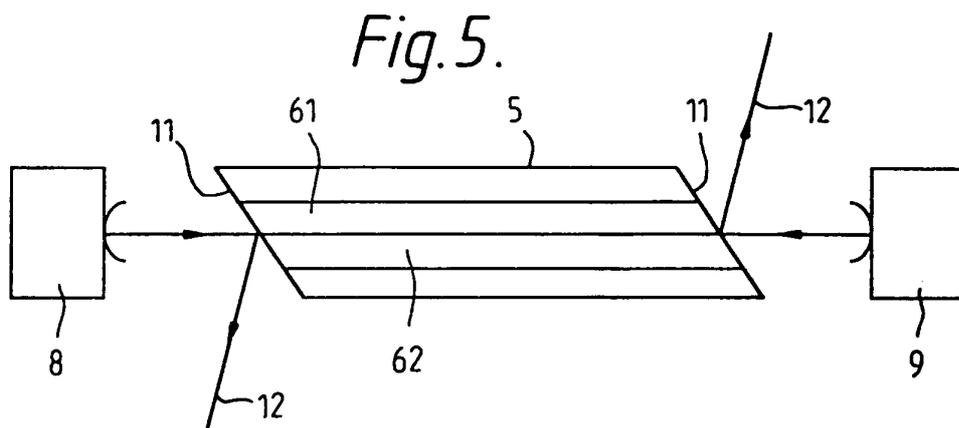
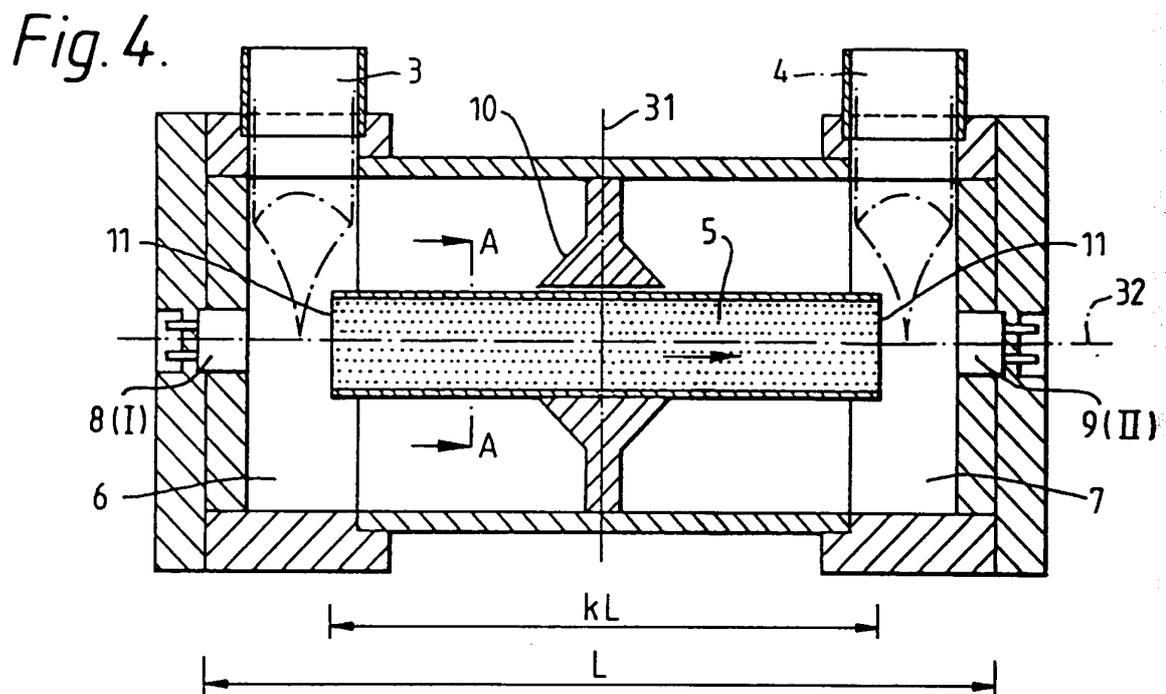
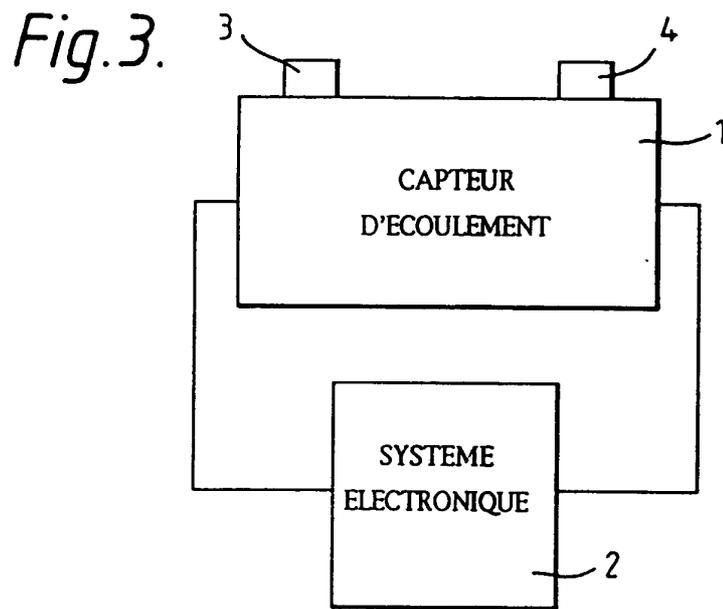


Fig. 6.

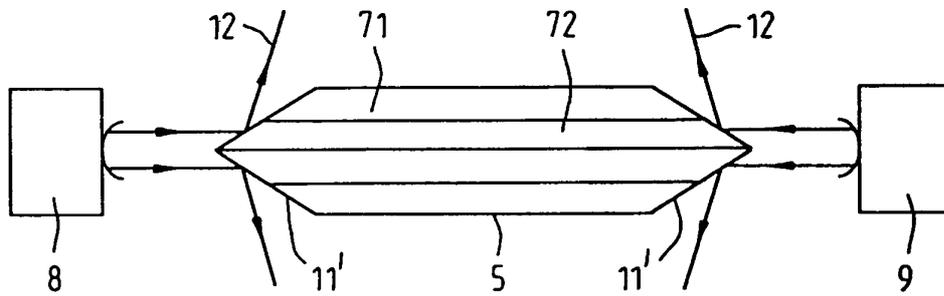


Fig. 7.

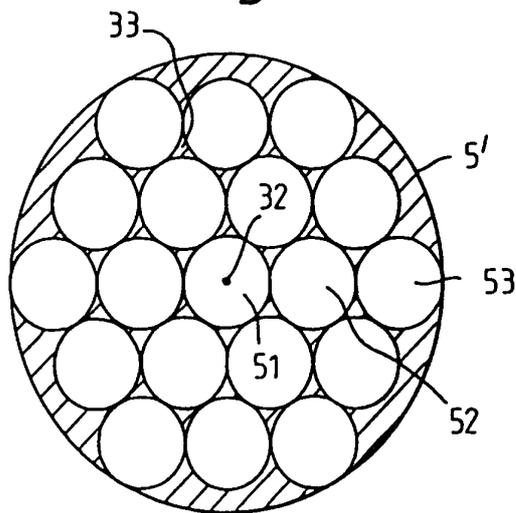


Fig. 8.

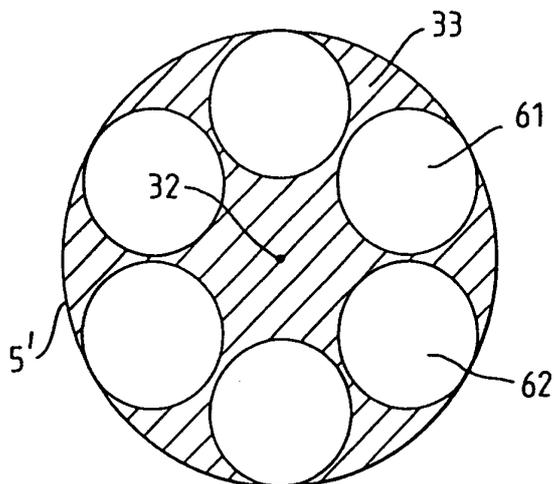


Fig. 9.

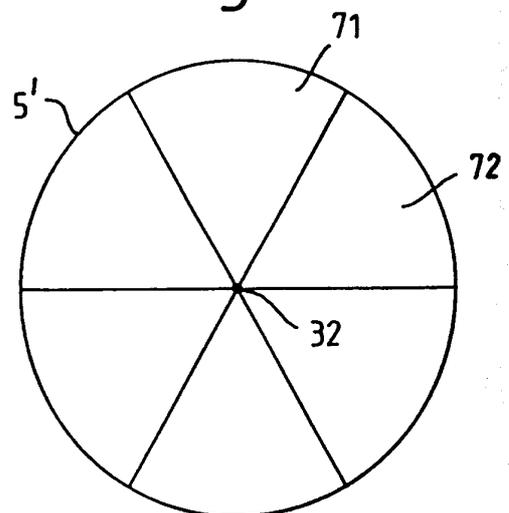


Fig. 10.

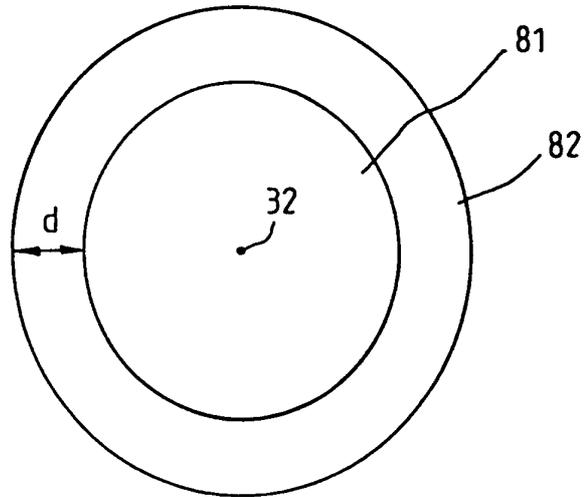


Fig. 11.

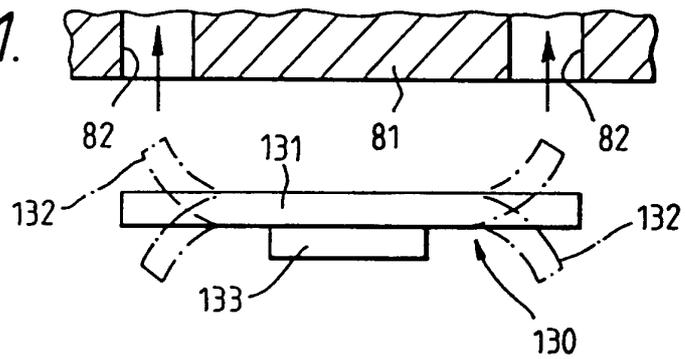


Fig. 12.

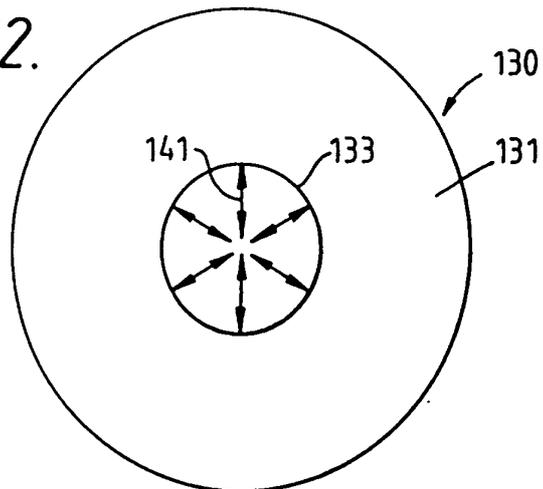


Fig. 15.

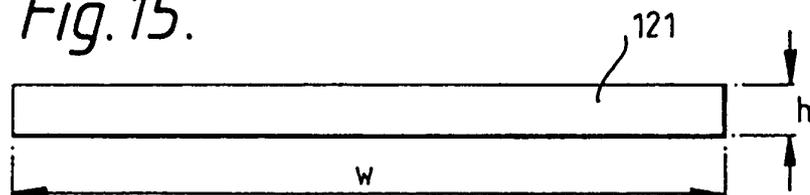


Fig. 13.

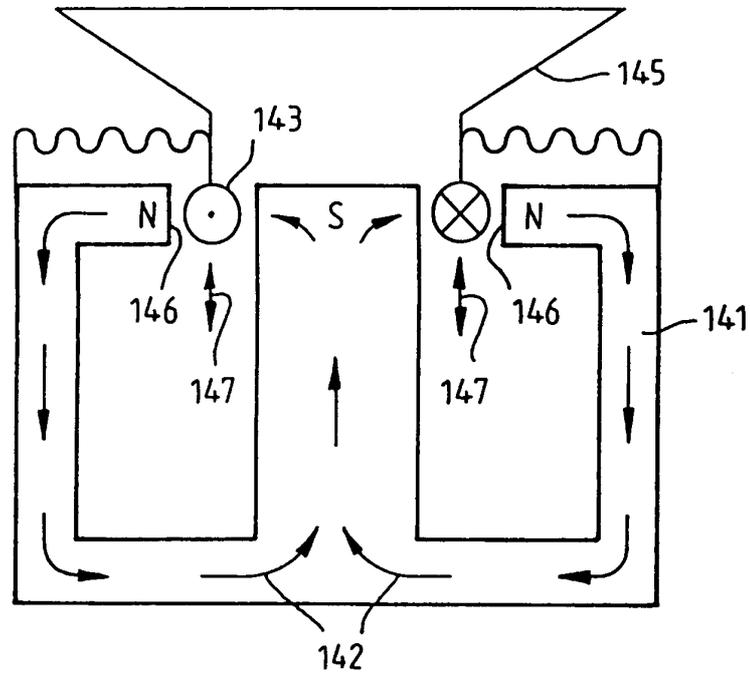


Fig. 14.

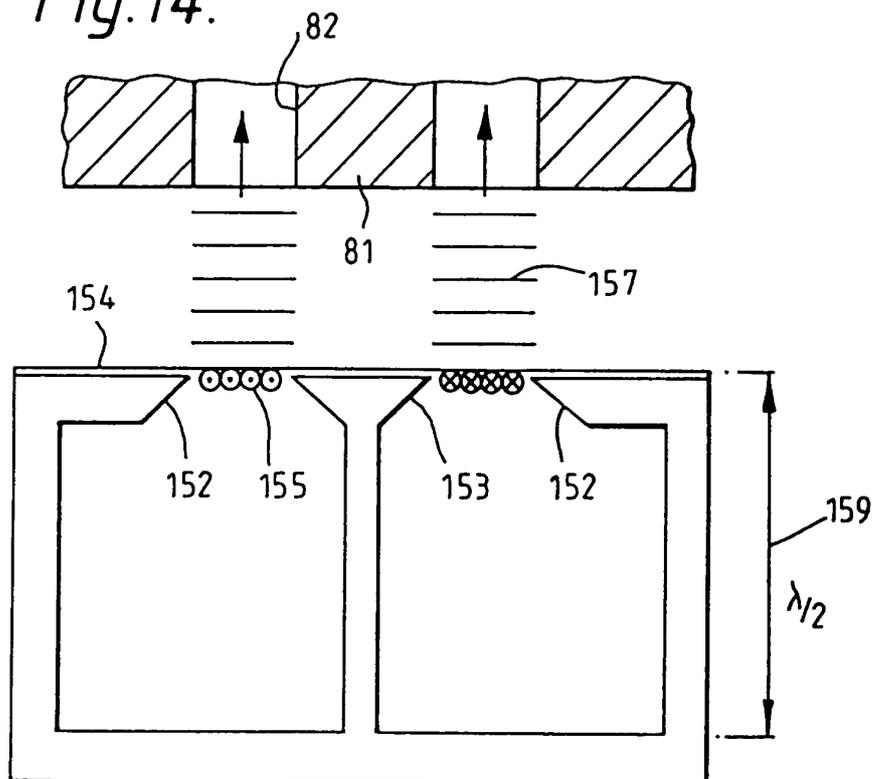
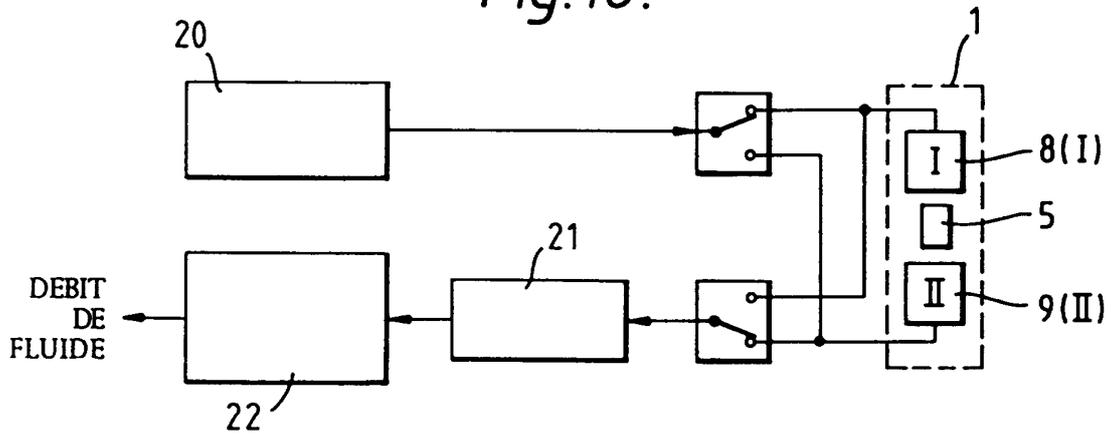


Fig. 16.



SCHEMA FONCTIONNEL DU SYSTEME ELECTRONIQUE

Fig. 17.

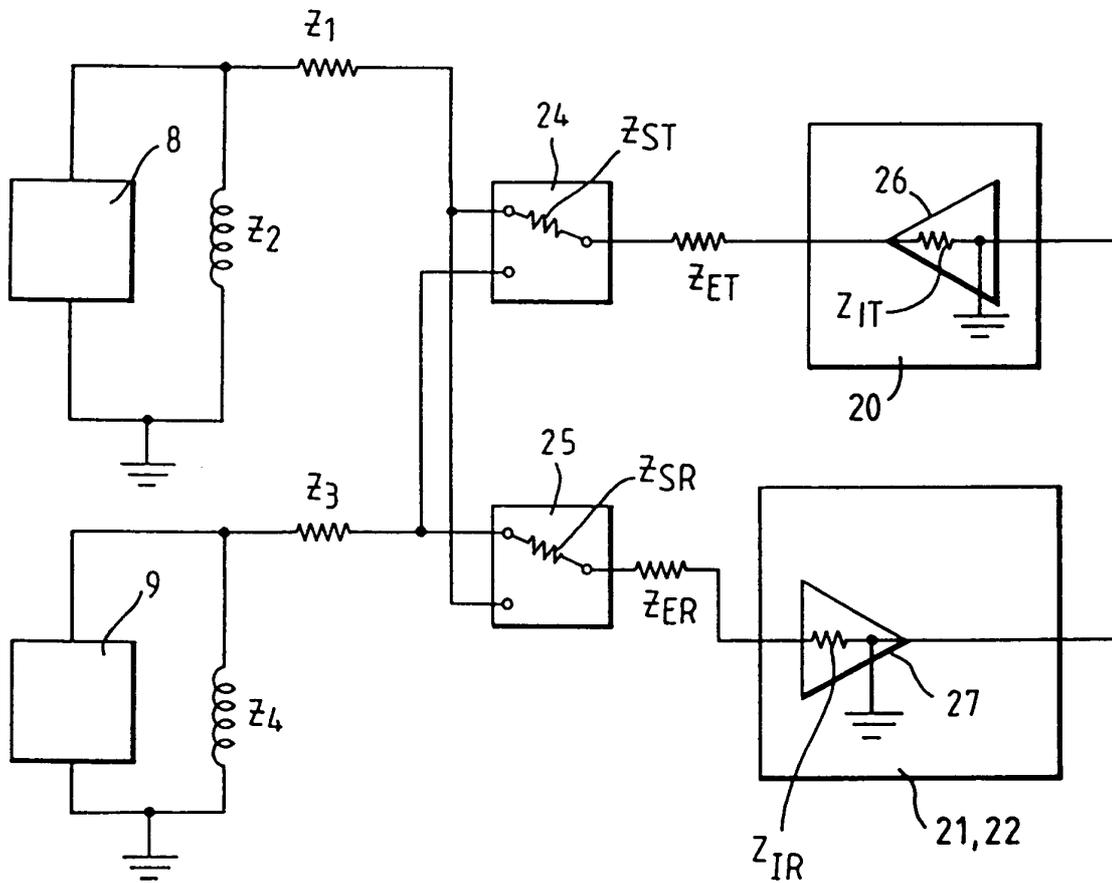


Fig. 18.

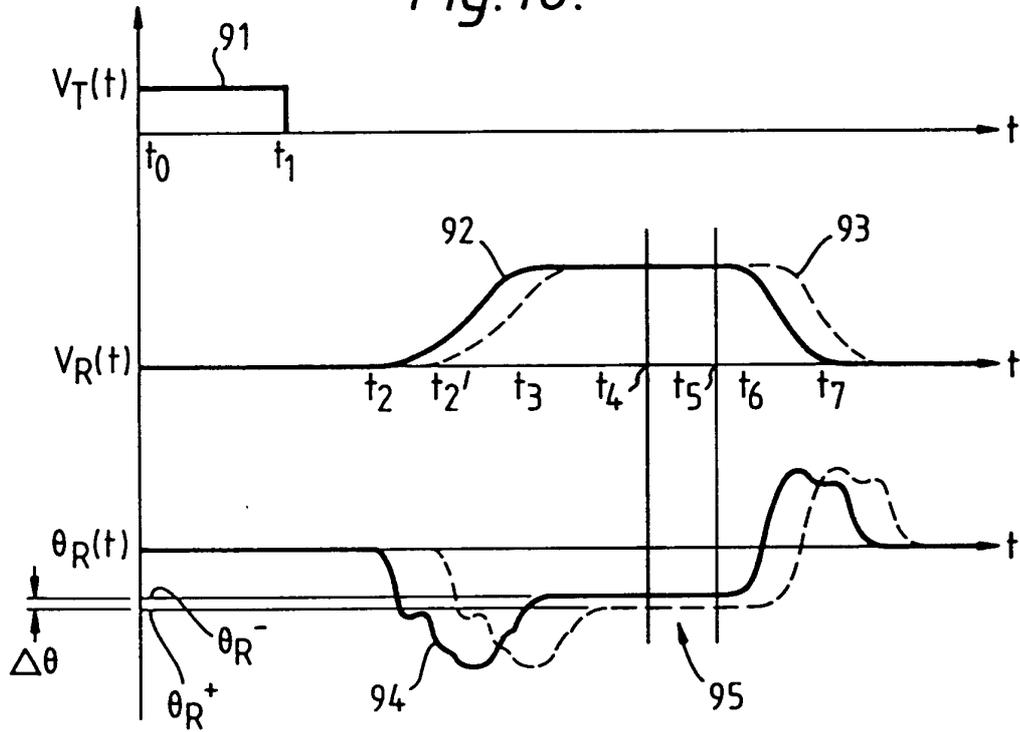


Fig. 19.

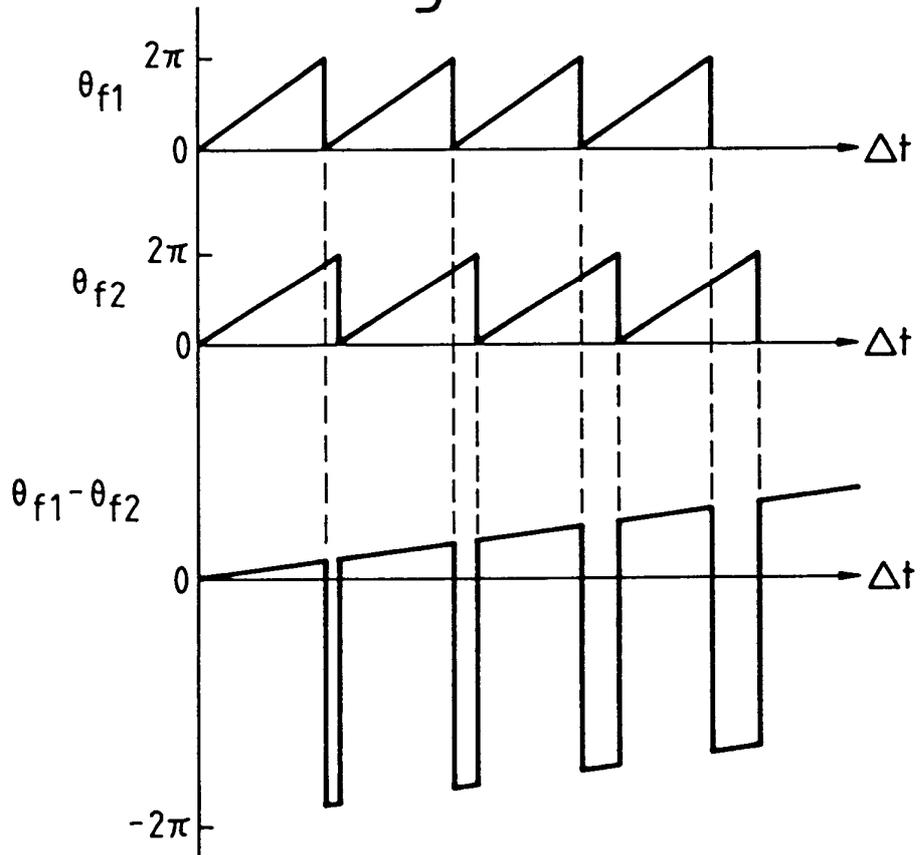


Fig. 20.

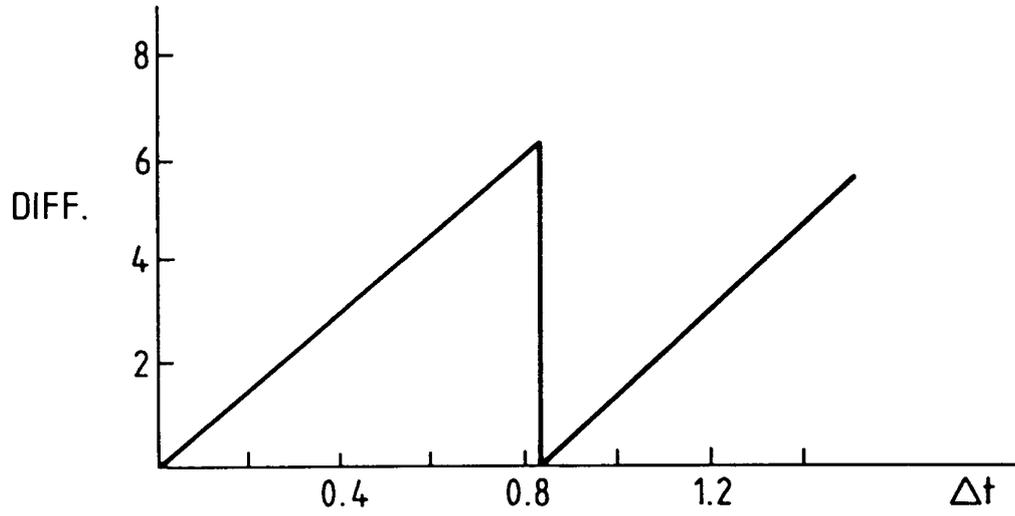


Fig. 21.

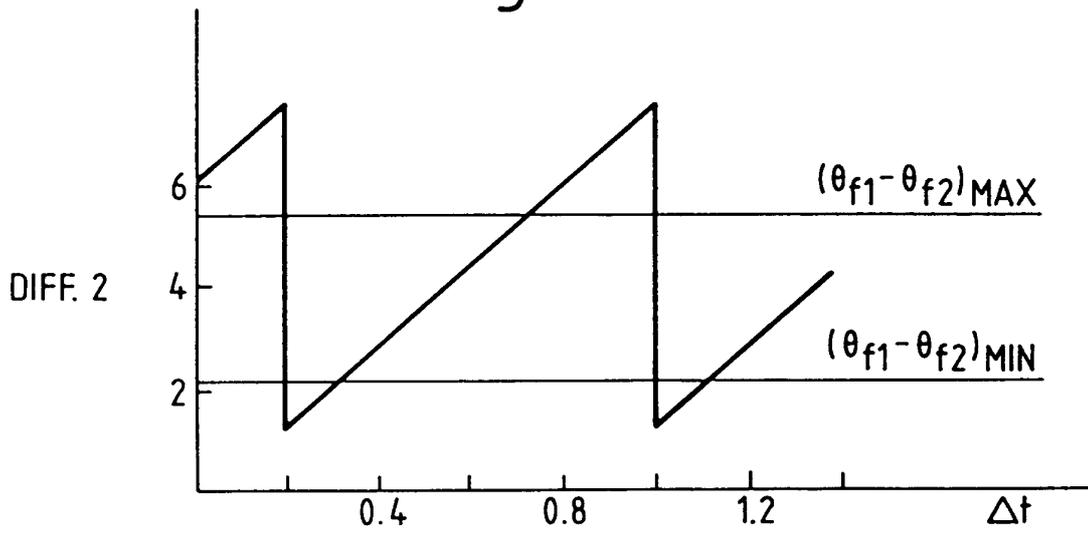


Fig. 22.

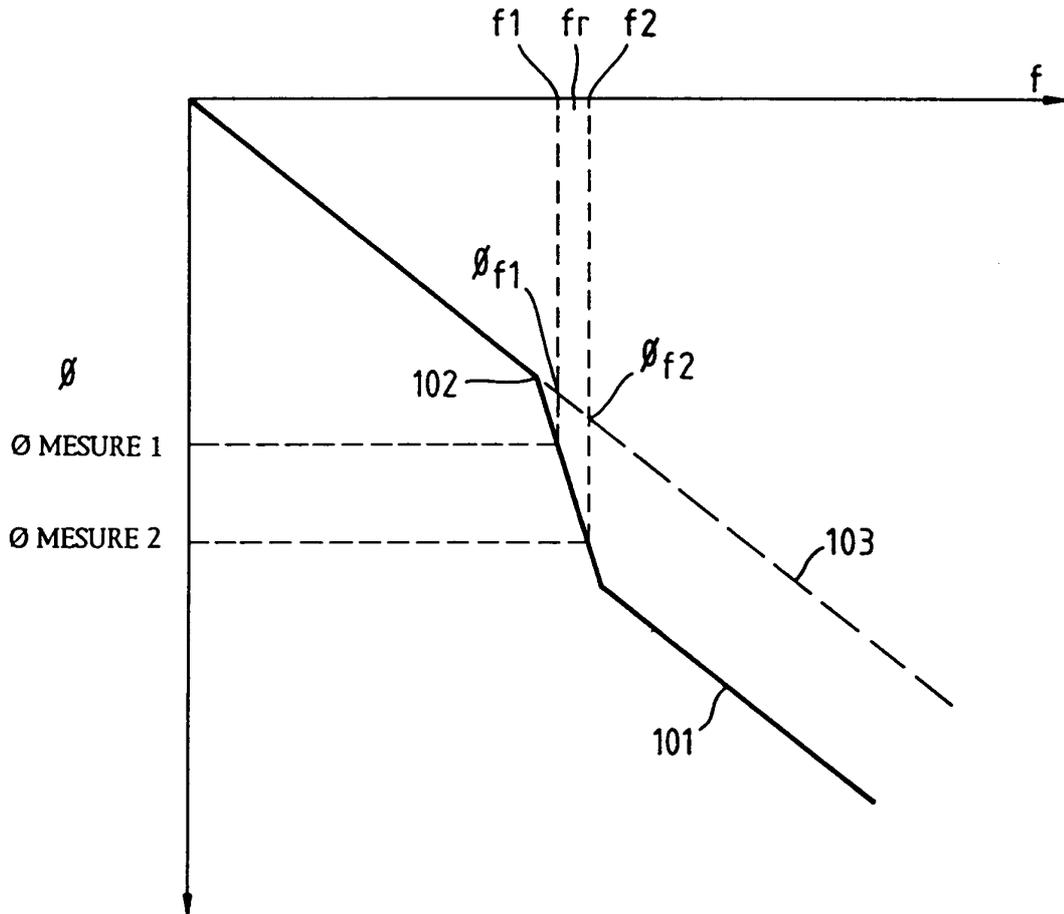


Fig. 23.

