



(12) FASCICULE DE BREVET

- (11) N° de publication : **MA 33392 B1**
(43) Date de publication : **03.07.2012**
(51) Cl. internationale : **H04B 15/00; H04B 15/02;
H04L 27/00; H04L 27/04;
G01D 3/02**

-
- (21) N° Dépôt : **33412**
(22) Date de Dépôt : **10.12.2010**
(71) Demandeur(s) : **UNIVERSITE CADI AYYAD, BOULEVARD PRINCE MY ABDELLAH, B.P. 511
MARRAKECH (MA)**
(72) Inventeur(s) : **khalid BENHIDA ; Moha M' rabet HASSANI**
(74) Mandataire : **M'BAREK BENCHANAA**

-
- (54) Titre : **PROCEDE DE TRAITEMENT ET D'EXPLOITATION DES SIGNAUX DES
CAPTEURS AYANT UNE CARACTERISTIQUE DE TRANSFERT PERIODIQUE ET
DISPOSITIF CORRESPONDANT**
(57) Abrégé : **CETTE INVENTION CONCERNE UN PROCÉDÉ DE TRAITEMENT ET
D'EXPLOITATION DES SIGNAUX DES CAPTEURS À CARACTÉRISTIQUE ENTRÉE-
SORTIE S(E) PÉRIODIQUE ET DISPOSITIF CORRESPONDANT. LE PROCÉDÉ
CONSISTE À DÉDUIRE LES VARIATIONS DELTA(E)A, DU SIGNAL D'ENTÉE EA D'UN
CAPTEUR À CARACTÉRISTIQUE S(E) PÉRIODIQUE DE PÉRIODE E0.**

ABREGE

Cette invention concerne un procédé de traitement et d'exploitation des signaux des capteurs à caractéristique entrée-sortie $S(E)$ périodique et dispositif correspondant. Le procédé consiste à déduire les variations ΔE_a du signal d'entrée E_a d'un capteur à caractéristique $S(E)$ périodique de période E_0 selon les opérations suivantes :

- Décomposer ΔE_a en deux parties, une partie fractionnaire ΔE_{af} et une partie entière ΔE_{ae} ($\Delta E_a = \Delta E_{af} + \Delta E_{ae}$)
- Superposer au signal E_a à mesurer un signal auxiliaire E_1 de fréquence f_1 . La valeur optimale de l'amplitude du signal auxiliaire E_1 dépend de la forme de la caractéristique de transfert du capteur. Le dit capteur recevant ainsi un signal E composé du signal à mesurer E_a et du signal auxiliaire E_1 .
- Procéder à une double démodulation synchrone aux fréquences f_1 et $2f_1$ suivi d'un filtrage du signal S délivré par le capteur. Cette opération permet de disposer de deux signaux S_1 et S_2 périodiques et déphasés l'un par rapport à l'autre.
- Mesurer et convertir en valeurs numériques S_{1n} et S_{2n} les deux signaux S_1 et S_2 au moyen de deux convertisseurs analogiques numériques CAN1 et CAN2.
- Effectuer une opération de calibration permettant d'enregistrer les différentes valeurs numériques S_{1nc} et S_{2nc} , des deux signaux démodulés S_1 et S_2 , relatives à l'excursion d'un signal d'entrée E_c de calibration allant de zéro à la valeur E_0 . La calibration se fait en considérant une bande passante présentant un faible niveau de bruit.
- Comparer, pendant la phase de mesure, les valeurs S_{1n} et S_{2n} mesurées aux instants d'échantillonnage T_i aux valeurs S_{1nc} et S_{2nc} préalablement enregistrées pendant la phase de calibration. Cette comparaison se fait en considérant notamment des facteurs variables de pondération relatifs à chacun des deux signaux S_1 et S_2 . Les facteurs de pondération dépendent d'un ensemble de paramètres. Cette étape permet de déduire, à chaque instant T_i , la valeur fractionnaire ΔE_{af} du signal ΔE_a .
- Déduire par un suivi permanent des signaux S_{1n} et S_{2n} ou S_1 et S_2 la valeur entière ΔE_{ae} du signal à mesurer ΔE_a . Le module électronique du suivi de la partie entière est composé de comparateurs, compteurs et de

compteurs. La valeur entière est incrémentée ou décrémentée en fonction des variations des signaux S_{1n} et S_{2n} ou S_1 et S_2 .

-Déduire les variations du signal ΔE_a par la relation :

$$\Delta E_a = \Delta E_{af} + \Delta E_{ae}$$

Une variante du procédé consiste à introduire un traitement spécifique de débruitage qui tient compte des cas de bruits corrélés ou décorrélés affectant les deux signaux S_1 et S_2 .

Le procédé peut notamment être appliqué aux capteurs magnétiques à effet Josephson et aux interféromètres optiques.

03 JUL 2012

PROCÉDE DE TRAITEMENT ET D'EXPLOITATION DES SIGNAUX DES CAPTEURS
AYANT UNE CARACTERISTIQUE DE TRANSFERT PERIODIQUE ET DISPOSITIF
CORRESPONDANT

DESCRIPTION

Les dispositifs à fonction de transfert $S(E)$ (E:entrée - S:sortie) périodique comme les interféromètres optiques ou les magnétomètres à effet Josephson sont généralement linéarisés par une chaîne de contre réaction. Cependant, le fonctionnement correcte de cette contre réaction impose, comme dans les boucles à verrouillage de phase, une condition sévère sur la valeur du signal d'erreur e de la boucle de la contre réaction. En effet cette valeur doit être inférieure à $E_0/4$, E_0 étant la période de la fonction de transfert $S(E)$ du capteur. Si cette condition n'est pas satisfaite, le dispositif peut être assujéti à des phénomènes de débouclage aboutissant à des zones d'instabilité de fonctionnement et par suite à une utilisation erronée du capteur. Le non respect de la condition $e < E_0/4$ peut être du à plusieurs causes, parmi lesquelles on peut citer : le dépassement du slew rate autorisé par le signal d'entrée E , la présence d'un bruit de fond conséquent ou de parasites impulsions dans la chaîne électronique. On peut éviter le débouclage en considérant un fonctionnement en boucle ouverte. Cependant la forme de la caractéristique entrée-sortie $S(E)$ du capteur ne permet pas une exploitation aisée, étant donné le caractère non linéaire et périodique de la fonction de transfert qui attribue à une valeur du signal de sortie S une infinité de valeurs du signal d'entrée E . Cette indétermination a été levée en considérant l'utilisation d'un signal auxiliaire de rampe $R(t)$ superposé au signal à mesurer [brevet n° FR2614695(A1)-France]. La rampe, qui est générée à des instants équidistants iT , est arrêtée aux instants $iT + \tau$ (τ variable) quand le signal de sortie atteint une certaine valeur fixe S_R . La valeur de la rampe permet de déduire le niveau du signal d'entrée aux instants $iT + \tau$. Cependant, ce procédé qui évite les problèmes de débouclage, introduit des contraintes sévères sur les niveaux de variations du signal à mesurer et limite grandement la rapidité du fonctionnement du capteur. De plus les instants de mesure $iT + \tau$, dans ce procédé, ne sont pas équidistants et engendrent des incertitudes au niveau de la reconstitution du signal à mesurer.

Nous proposons, dans ce brevet, un procédé de fonctionnement en boucle ouverte qui évite les limitations dues au procédé de la rampe. Dans ce procédé,

basé sur un principe de fonctionnement différent de celui de la rampe, la mesure se fait aux instants équidistants ΔT et limite ainsi les erreurs de reconstitution du signal analogique. De plus, la rapidité du système est plus élevée que le procédé à rampe et évite les contraintes sévères, imposées par le procédé de la rampe, sur les niveaux de variation du signal à mesurer. Par ailleurs, ce système qui est basé sur la comparaison par rapport à des sorties numériques déphasées et non bruitées de la fonction de transfert, introduit de nouveaux avantages, notamment une plus forte protection par rapport aux sources de bruit de fond et aux parasites impulsifs.

Les caractéristiques de l'invention sont mieux mises en évidence dans la description qui va suivre, donnée à titre illustratif mais non limitatif, en référence aux dessins en annexes, sur lesquels :

- la figure 1 représente des exemples de caractéristique de transfert de capteurs périodiques (triangulaire, sinusoïdal, parabolique, circulaire,...) qui peuvent être exploités et traités par l'invention. Les capteurs à effet Josephson comme les SQUID RF et les BI-SQUID ont une fonction de transfert périodique similaire à celle de la figure 1-a. Les capteurs à effet Josephson comme les SQUID DC ont une fonction de transfert périodique similaire à celle de la figure 1-b. Des présentations approfondies du fonctionnement des SQUID RF/DC est décrit par exemple dans l'article de J. Clarke paru dans la revue "NATO ADVANCED STUDY INSTITUTES SERIES", série B, physics, vol.2.1, 1977, pages 67-124. Le fonctionnement des BI-SQUID et des dispositifs est décrit par exemple dans l'article de V.Kornev et al paru dans la revue "PHYSICA C", 470, 2010, page 886-889 et dans l'article de V. Kornev et al paru dans la revue "IEEE TRANSACTION, APPLIED SUPERCONDUCTIVITY", vol 19, (3), 2009, pages 741-744.

- La figure 4 illustre schématiquement un dispositif pour la mise en œuvre du procédé de l'invention,

- La figure 3 illustre schématiquement l'allure des signaux S_1 et S_2 apparaissant dans le dispositif de la figure 4 en considérant le cas d'un capteur à caractéristique de transfert triangulaire.

- La figure 2 illustre schématiquement l'allure des variations des valeurs maximales S_{1max} et S_{2max} des signaux S_1 et S_2 apparaissant dans le procédé de la figure 4 en fonction de l'amplitude du signal E_1 de référence utilisé dans la modulation synchrone. Cette figure permet de fixer les conditions optimales de fonctionnement de la modulation synchrone en fonction de la caractéristique de

transfert du capteur utilisé. Dans cette figure, le capteur considéré a une fonction de transfert sinusoïdale.

L'invention concerne un procédé d'exploitation et de traitement des signaux d'un capteur à caractéristique de transfert périodique. Elle permet de disposer de la valeur numérique et analogique des variations ΔE_a du signal d'entrée E_a reçu par le capteur. Le signal de sortie S de ce type de capteur, qui est généralement un signal de tension électrique, est une fonction périodique du signal d'entrée E_a .

Les caractéristiques représentées sur la figure 1 montrent que la relation entre une variation ΔE_a du signal d'entrée E_a reçu par le capteur et la variation ΔS correspondante du signal de sortie qui n'est pas linéaire. Parmi les buts de l'invention, la linéarisation de cette fonction pour une exploitation plus aisée du signal délivré par le capteur.

Le schéma de la figure 4 illustre un dispositif de mise en œuvre du procédé de l'invention. Ce dispositif comprend le capteur 6 de caractéristique de transfert périodique, de période E_0 , recevant la superposition, représentée symboliquement par un additionneur 4, d'un signal E_a dont on désire mesurer les variations et d'un signal auxiliaire E_1 périodique de fréquence f_1 fourni par le générateur 10 de la modulation synchrone. Le signal de sortie S du capteur est amplifié puis ensuite détecté par une double démodulation synchrone 14 suivi d'un filtrage 16 permettant de disposer de deux signaux S_1 et S_2 périodiques et déphasés l'un par rapport à l'autre. Le moyen de démodulation, représenté schématiquement par deux multiplieurs, utilise deux signaux périodiques de démodulation de fréquence f_1 et $2f_1$. Les deux signaux démodulés sont ensuite filtrés par deux filtres passe bas à fréquence de coupure f_{c1} et f_{c2} variables. Les deux signaux de sortie S_1 et S_2 des filtres passe bas sont ensuite numérisés par le moyen 18 qui est constitué de deux convertisseurs analogiques numériques. Ce moyen 18 permet de disposer de deux signaux numériques S_{1n} et S_{2n} . Ces derniers signaux sont ensuite traités par le moyen 22 de traitement. Les procédés de traitement seront donnés dans la suite de la description. Ces procédés ont pour principal but la détermination des valeurs numériques des variations ΔE_a du signal E_a à mesurer. Rappelons que la valeur ΔE_a est composée d'une partie entière ΔE_{ae} et d'une partie fractionnaire ΔE_{af} . Le moyen 20 permet d'effectuer un suivi direct et permanent de la variation ΔE_{ae} de la partie entière. Il est constitué de comparateurs et d'un système de comptage - décomptage. Ce moyen incrémente ou décrémente la

partie entière ΔE_{ae} en fonction des évolutions des signaux S_{1n} et S_{2n} ou S_1 et S_2 .

Le moyen 24 est un module de calibration du système. Ce moyen permet de générer à l'entrée du capteur, un signal de calibration variant entre zéro et E_0 . Les valeurs numériques S_{1nc} et S_{2nc} des deux signaux de sortie S_1 et S_2 associées à chaque valeur numérique E_{cn} du signal de calibration E_c sont enregistrées par le moyen de traitement 22. Cette procédure de calibration est effectuée avant la phase de mesure. Le séquençement entre les phases de mesure et de calibration est assuré par le moyen de traitement 22. Le moyen 2 permet de commuter l'injection du signal d'entrée entre les signaux E_a et E_c suivant que le système est en phase de mesure ou de calibration. La génération du signal E_c est assurée par un convertisseur numérique analogique CNA1 de n bits. Le mot binaire A ($0A \leq 2^n - 1$) à l'entrée du CNA1 est généré par le moyen de traitement 22. Afin d'optimiser la résolution du système de calibration, la valeur maximale $2^n - 1$ du mot A doit permettre de générer une valeur de la tension E_c proche de E_0 . Pour ce faire, la référence $V_{réf1}$ du convertisseur CNA1 est contrôlée par un deuxième convertisseur CNA2 dont le mot binaire B à l'entrée est commandé par le moyen de traitement 22.

L'étalonnage du signal E_c est réalisé de la manière suivante. Un mot de contrôle B_0 suffisamment grand est fixé à l'entrée du convertisseur CAN2, de telle façon que la variation du signal de calibration E_c puisse générer une variation de la tension de sortie passant de manière successive par la même valeur S_0 de la tension de sortie S_{1n} . Soient les valeurs A_1 , A_2 et A_3 du mot A correspondants aux trois passages successifs de S_{1n} par S_0 . La valeur du mot A permettant de faire une excursion de E_0 est alors donnée par la relation : $A_0 = A_3 - A_1$. La valeur de B_{opt} permettant de générer une tension E_c égale à E_0 pour une valeur de A égale à $2^n - 1$ est donnée par la relation : $B_{opt} = A_0 B_0 / 2^n - 1$. Néanmoins, et à cause du bruit de fond du système, cette opération est entachée d'incertitudes. Afin de limiter cette incertitude, on opère à un grand nombre de mesures pour déduire B_{opt} . Après la fixation de la valeur B_{opt} , on génère le signal de calibration E_c , en incrémentant les valeurs numériques $E_{cni} = i E_0 / 2^n$ du signal de calibration E_c (i entier et $0 \leq i \leq 2^n - 1$). Pour chaque valeur E_{cni} , on enregistre par le moyen de traitement 22 les valeurs numériques de calibration S_{1nc} et S_{2nc} de S_1 et S_2 . Pour s'affranchir des perturbations liées au bruit de fond, cette mesure est effectuée en limitant la bande passante du système et en adoptant une faible vitesse de variation du signal d'entrée E_c . Pour limiter d'avantages les sources d'incertitude sur les

valeurs S_{1nc} et S_{2nc} , on procède à un nombre important de mesures de ces deux valeurs et on enregistre les valeurs moyennes correspondantes. La fin des enregistrements de E_{cl} , S_{1nc} et S_{2nc} pour i entier variant de 0 à 2^n-1 termine la procédure de calibration et rend l'appareil prêt pour la mesure.

Pendant la phase de mesure, le procédé mis en place par le moyen de traitement 22 consiste à calculer la valeur numérique ΔE_a du signal à mesurer E_a . ΔE_a est composée d'une partie entière ΔE_{ae} et d'une partie fractionnaire ΔE_{af} . Le procédé de calcul de la partie fractionnaire ΔE_{af} est le suivant. Après la phase de calibration permettant de disposer des valeurs E_{cl} , le signal E_a est injecté dans le capteur par le moyen 2, on procède ensuite à la numérisation des signaux S_1 et S_2 aux instants d'échantillonnages iT , T étant la période d'échantillonnage et i un entier naturel. A chaque instant, les valeurs numériques S_{1n} et S_{2n} obtenues sont comparées aux valeurs S_{1nc} et S_{2nc} préalablement enregistrées dans la phase de calibration. La comparaison est faite en considérant des valeurs variables de pondération α_{S1} et β_{S2} relatives à chacun des deux signaux $S_1(E_a)$ et $S_2(E_a)$. Les valeurs de α_{S1} et β_{S2} dépendent de la forme de la caractéristique de transfert du capteur et de l'endroit où on se trouve au niveau des caractéristiques S_1 et S_2 . Cette pondération variable permet d'utiliser au mieux les régions de forte sensibilité des caractéristiques $S_1(E_a)$ et $S_2(E_a)$. La procédure de comparaison constitue une étape principale de la phase de mesure. Dans cette procédure de comparaison, on détermine le couplet des signaux S_{1nc} et S_{2nc} , enregistrés dans la procédure de calibration, le plus proche du couplet S_{1n} et S_{2n} relevé dans la phase de mesure. La partie fractionnaire ΔE_{af} du signal d'entrée ΔE_a est alors déduite du signal E_{cl} relatif au couplet S_{1nc} et S_{2nc} de la phase de calibration. Cette procédure de détermination de la partie fractionnaire ΔE_{af} , réalisée aux instants d'échantillonnage iT , permet de disposer de valeurs mesurées de manière équidistante en fonction du temps. On est donc en présence d'un échantillonnage régulier qui facilite la procédure de reconstitution du signal analogique ΔE_a . Par ailleurs, la mesure de ΔE_{af} est instantanée et n'est limitée, au niveau temporel, que par le temps δ de comparaison des signaux S_{1n} et S_{2n} aux signaux S_{1nc} et S_{2nc} . Ce temps δ , qui dépend du microprocesseur utilisé, est généralement fixe et relativement faible par rapport à la période d'échantillonnage. Cette dernière propriété liée à la rapidité de la procédure de mesure, permet de suivre des fortes variations du signal à mesurer et de disposer ainsi d'une valeur élevée du slew rate du signal ΔE_a . Par ailleurs, il faut noter que ce procédé de mesure permet d'augmenter la protection du

système par rapport aux sources de bruit de fond et parasites impulsionnelles. En effet, la valeur ΔE_a est déduite par identification des valeurs mesurées S_{1n} et S_{2n} par rapport aux valeurs S_{1nc} et S_{2nc} . Or si les valeurs mesurées S_{1n} et S_{2n} sont affectées par les sources du bruit du système, les valeurs de calibration S_{1nc} et S_{2nc} , qui ont été obtenues et moyennées à la suite de plusieurs mesures, sont relativement précises et ne sont que faiblement affectées par les sources de bruit. Le remplacement et l'identification des valeurs mesurées S_{1n} et S_{2n} par les valeurs S_{1nc} et S_{2nc} les plus proches permet de s'affranchir, dans une certaine mesure, des perturbations liées aux sources de bruit et d'augmenter ainsi la protection du système par rapport au bruit de fond et aux parasites impulsionnels. Par ailleurs, la procédure de comparaison est complétée par des procédures spécifiques de traitement adaptées à différentes sources de bruits, par exemples en considérant des sources de bruits corrélés ou décorrélés au niveau des tensions S_1 et S_2 .

La mesure de la partie entière ΔE_{ae} peut être réalisée en adoptant plusieurs variantes. Selon un premier mode, la mesure de partie entière est réalisée, de façon continue, par le moyen 20. Ce moyen est composé de deux comparateurs avec des sorties de niveau logiques 0 ou 1 et un circuit de comptage décomptage. Le premier comparateur effectue la comparaison du signal analogique S_1 par rapport à une valeur fixe S_0 , S_0 peut être par exemple égale à zéro. Si la tension S_1 est inférieure à S_0 , la sortie S_{p1} du comparateur 1 est égale à zéro, sinon elle est égale à un niveau 1 logique. Le deuxième comparateur effectue la comparaison de S_2 par rapport la valeur zéro. Si la tension S_2 est inférieure à zéro, la sortie S_{p1} du comparateur 2 est égale à zéro, sinon elle est égale à un niveau 1 logique. Si on détecte un passage de zéro à 1 de la tension S_{p1} tout en ayant S_{p2} égale à 1, le compteur de la partie entière est incrémenté de 1. Si au contraire, on détecte un passage de 1 à zéro de la tension S_{p1} tout en ayant $S_{p2}=1$, le compteur de la partie entière est décrémenté de 1, sinon la partie entière ne subit aucune modification. Le moyen de traitement effectue une lecture de la partie entière à chaque période d'échantillonnage.

Une deuxième méthode de mesure de la partie entière peut être réalisée en utilisant les signaux numériques S_{1n} et S_{2n} . Selon ce mode de fonctionnement, les signaux numériques S_{1n} et S_{2n} sont comparés, comme dans le cas de la première méthode, par rapport respectivement aux valeurs S_0 et zéro. On incrémente ou on décrémente la partie entière selon le même principe que la méthode 1. Par rapport à la méthode 1, ce mode présente

l'avantage d'une numérisation préalable qui peut aider à mieux protéger la procédure de détermination de la partie entière en évitant les fausses détections de passage des tensions de sortie S_1 par S_0 et S_2 par zéro qui peuvent être causées par les sources de bruits (parasites impulsionnels, bruits de fond...). Cependant le suivi permanent des variations de la partie entière avec cette méthode numérique nécessite une période d'échantillonnage T_e de numérisation spécifique à ce module de suivi de la partie entière. Ce mode, imposant une forte fréquence d'échantillonnage, nécessite un module de calcul dédié afin que cette opération ne perturbe pas le fonctionnement du module de calcul de la partie fractionnaire, travaillant plutôt à des fréquences plus faibles. Dans ce mode numérique, une autre protection par rapport aux sources de bruit peut être apportées en procédant à une comparaison et identification préalable des valeurs S_{1n} et S_{2n} mesurées par rapport aux valeurs S_{1nc} et S_{2nc} de la phase de calibration, avant de procéder aux incréments et décréments de la partie entière.

L'expression de la variation ΔE_a du signal d'entrée E_a est déduite par la relation : $\Delta E_a = \Delta E_{af} + \Delta E_{ae}$

En résumé, nous pouvons dire que par apport au procédé de rampe décrit dans le brevet n° FR2614695(A1)-France, le procédé relatif à la présente invention, tout en gardant un dispositif de mise en œuvre de complexité comparable à celui de la rampe, permet de disposer des avantages suivants : un échantillonnage régulier permettant une reconstitution plus aisée du signal analogique, une plus grande protection par rapport aux sources de bruits, une mesure de la partie entière pouvant suivre des fortes variations et surtout une plus forte valeur du slew rate du signal à mesurer. Notons aussi que la mesure de la partie entière est faite de manière synchrone suivant un mode analogique ou numérique.

REVENDEICATIONS

1- Procédé de traitement et d'exploitation des signaux d'un capteur ayant une caractéristique de transfert $S(E)$ périodique de période E_0 en vue de la linéarisation de $S(E)$ et de la numérisation et la mesure des variations ΔE_a du signal d'entrée E_a reçu par le capteur. Ces variations ΔE_a sont composées de deux parties ΔE_{af} et ΔE_{ae} ($\Delta E_a = \Delta E_{af} + \Delta E_{ae}$). La partie fractionnaire ΔE_{af} , comprise entre zéro et E_0 ($0 \leq \Delta E_{af} < E_0$) correspond au reste de la division de ΔE_a par la période E_0 du capteur. La partie entière ΔE_{ae} , égale à un nombre entier de E_0 , correspond au quotient de la division de ΔE_a par E_0 . Le dit procédé étant constitué des deux étapes suivantes: Calibration et Mesure.

2- Procédé de mesure selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il consiste à :

- superposer au signal à mesurer E_a un signal périodique E_1 de fréquence f_1 ,

- déduire, du signal de sortie S délivré par le capteur, au moyen d'une double démodulation synchrone aux fréquences f_1 et $2f_1$, deux signaux déphasés S_1 et S_2 et leurs valeurs numériques respectives S_{1n} et S_{2n} ,

- déduire la partie fractionnaire ΔE_{af} des variations du signal d'entrée E_a à mesurer en comparant les valeurs S_{1n} et S_{2n} à des valeurs S_{1nc} et S_{2nc} pré enregistrées pendant une étape préalable de calibration,

- déduire la partie entière ΔE_{ae} des variations du signal d'entrée E_a à mesurer en comparant les variations des niveaux des signaux S_1 et S_2 ou des valeurs numériques des signaux S_{1n} et S_{2n} par rapport à des valeurs prédéfinies,

- en déduire la valeur du signal ΔE_a à mesurer par la relation :

$$\Delta E_a = \Delta E_{af} + \Delta E_{ae}$$

3- Procédé de calibration selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il consiste à :

- superposer aux variations ΔE_a du signal à mesurer E_a un signal périodique E_1 de fréquence f_1 et un signal de calibration E_c variant de zéro à E_0 . Le signal E_c est constitué d'un nombre entier i de pas $E_0/2^n$ ($E_{ci} = iE_0/2^n$), avec n un entier caractérisant la résolution du signal E_c .

- déduire, du signal de sortie S délivré par le capteur, au moyen d'une double démodulation synchrone aux fréquences f_1 et $2f_1$, deux signaux numériques déphasés S_{1nc} et S_{2nc} ,

- Enregistrer, pour i variant de 0 à $2^n - 1$, les 2^n valeurs des signaux E_c , S_{1nc} et S_{2nc} ,
- 4- Procédé selon la revendication 2, caractérisé en ce que les variations ΔE_a de la partie fractionnaire du signal E_a sont déduites des valeurs E_{ci} pré enregistrées pendant la phase de calibration en comparant simultanément les signaux S_{1n} et S_{2n} aux signaux S_{1nc} et S_{2nc} . La valeur E_{ci} ($\Delta E_a = E_{ci}$) retenue correspond aux couples S_{1nc} et S_{2nc} le plus proche du couple S_{1n} et S_{2n} .
- 5- Procédé selon la revendication 4, caractérisé en ce la comparaison des valeurs mesurées des signaux S_{1n} et S_{2n} aux valeurs S_{1nc} et S_{2nc} enregistrées dans la calibration est faite en adoptant des coefficients variables de pondération α_{S1} et β_{S2} . Les valeurs de α_{S1} et β_{S2} dépendent de la forme de la caractéristique de transfert du capteur et de l'endroit où on se trouve au moment de la mesure au niveau des caractéristiques $S_1(E_a)$ et $S_2(E_a)$. Cette pondération variable permet d'utiliser au mieux les régions de forte sensibilité des caractéristiques $S_1(E_a)$ et $S_2(E_a)$.
- 6- variante du procédé selon la revendication 4, caractérisé en ce la comparaison des valeurs des signaux S_{1n} et S_{2n} aux valeurs S_{1nc} et S_{2nc} se fait de manière spécifique par rapport à la nature des sources de bruit affectant les signaux S_1 et S_2 (sources corrélées, décorrélées, impulsionnels...)
- 7- Procédé selon la revendication 2, caractérisé en ce que les incréments ou les décréments des valeurs des variations ΔE_{ae} de la partie entière du signal ΔE_a sont déterminées en fonction des variations ou des changements de signes des signaux analogiques S_1 et S_2 ou numériques S_{1n} et S_{2n} .
- 8- variante du procédé selon la revendication 7, caractérisé en ce que les valeurs numériques S_{1n} et S_{2n} utilisées dans la revendication 7 sont préalablement comparées aux valeurs S_{1nc} et S_{2nc} enregistrées pendant la phase de calibration. Les valeurs retenues S_{1nc} et S_{2nc} sont les plus proches des valeurs mesurées S_{1n} et S_{2n} . ce mode présente l'avantage d'une plus grande protection de la procédure de déduction des variations de la partie entière vis-à-vis des fausses détections des signaux S_{1n} et S_{2n} qui peuvent être causées par les sources de bruits (parasites impulsionnels, bruits de fond...).
- 9- Dispositif de traitement et d'exploitation des signaux d'un capteur ayant une caractéristique de transfert $S(E)$ périodique de période E_0 en vue de la linéarisation de $S(E)$, de la numérisation et la mesure des variations ΔE_a du

signal d'entrée E_a reçu par le capteur. Le dit dispositif étant caractérisé en ce qu'il comprend :

- un système de commutation (2) permettant d'injecter dans le capteur, soit le signal de calibration E_c soit le signal à mesurer E_a . Pour des capteurs, comme les SQUID, ayant une méthode particulière d'injection du signal d'entrée, ce système de commutation peut être supprimé en fixant par exemple $E_c = 0$, par le moyen de traitement, pendant la phase de mesure,
- un générateur (24) du signal de calibration E_c variant de zéro à E_0 , ce moyen comprend deux convertisseurs numériques analogiques CNA1 et CNA2 commandés par le moyen de traitement (22),
- un générateur (8) d'un signal périodique E_2 de fréquence $2f_1$, ce moyen contient aussi un module de réglage de phase permettant d'optimiser le fonctionnement de la démodulation synchrone en maximalisant l'amplitude du signal de sortie S_2 .
- un amplificateur (12) permettant d'amplifier le signal S de sortie du capteur à une fréquence où le bruit en $1/f$, due au capteur, est faible,
- un module diviseur (10) permettant de disposer, à partir du générateur (8), d'un signal périodique E_1 de fréquence f_1 , ce moyen contient aussi des modules de réglage de phase et d'amplitude permettant d'optimiser le fonctionnement de la démodulation synchrone en maximalisant les amplitudes des signaux de sortie S_1 et S_2 .
- un moyen (14) de double démodulation synchrones aux fréquences f_1 et f_2 ,
- un moyen de filtrage, constitué de deux filtres passe bas aux fréquences f_{c1} et f_{c2} et permettant de disposer de deux signaux déphasés S_1 et S_2 ,
- un moyen (18) de numérisation des signaux S_1 et S_2 constitué de deux convertisseurs analogiques numériques CAN1 et CAN2 permettant de disposer de deux signaux numériques S_{1n} et S_{2n} ,
- un module (20) de suivi de la partie entière ΔE_{ae} composé de comparateurs à sorties logiques 0 ou 1 et d'un système de comptage et décomptage,
- un moyen de traitement pour calculer les parties fractionnaires ΔE_{af} et entière ΔE_{ae} du signal à mesurer ΔE_a ,
- un moyen (26) de reconstitution du signal analogique relatif à ΔE_a , ce moyen est réalisé avec un convertisseur numérique analogique CNA3.

10- Dispositif selon la revendication 9, caractérisé en ce que le moyen de traitement (22) mesure les parties fractionnaire ΔE_{af} et entière ΔE_{ae} du signal ΔE_a . la partie fractionnaire ΔE_{af} étant déduite des valeurs pré enregistrées E_d du signal de calibration E_c par comparaison des valeurs S_{1n} , S_{2n} mesurées aux valeurs S_{1nc} , S_{2nc} enregistrées pendant la calibration. Cette comparaison se fait en utilisant des coefficients α_{S1} et β_{S2} de pondération variables. Le moyen de traitement (22) mesure la variation de la partie entière ΔE_{ae} en comptant le nombre de périodes E_0 dont varie le signal d'entrée en suivant les variations des signaux S_{1n} , S_{2n} ou S_1 , S_2 . Ce moyen de traitement calcule les variations ΔE_a du signal E_a par l'équation : $\Delta E_a = \Delta E_{af} + \Delta E_{ae}$

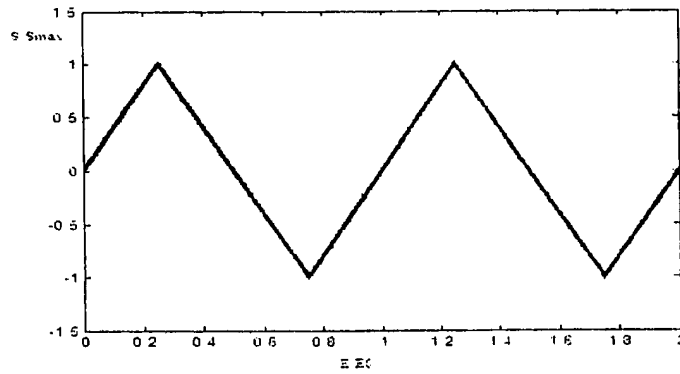


FIG. 1- a

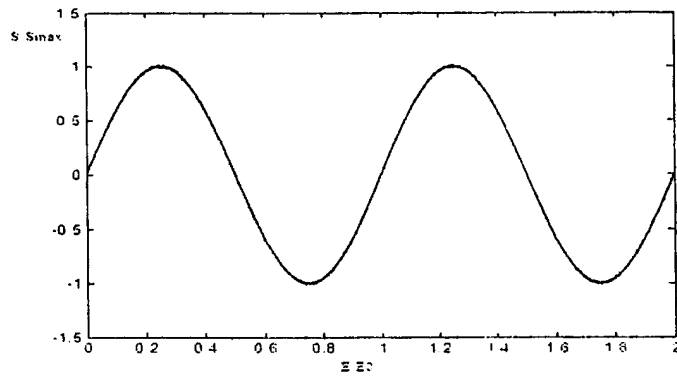


FIG. 1- b

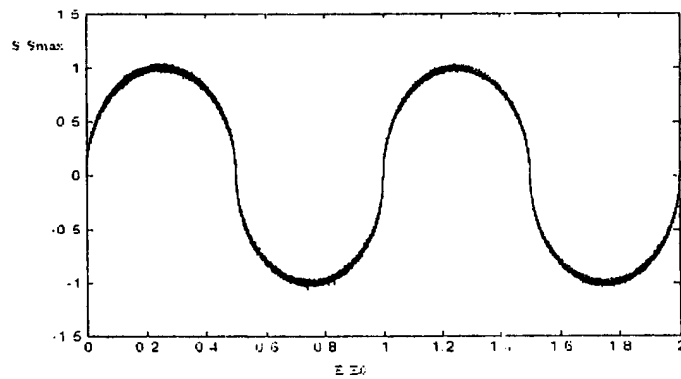


FIG. 1- c

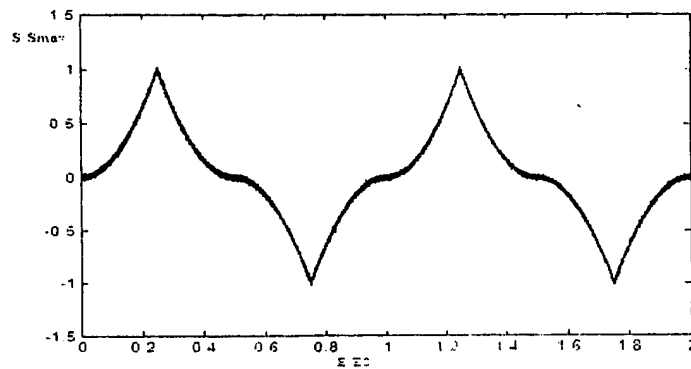


FIG. 1- d

FIG. 1

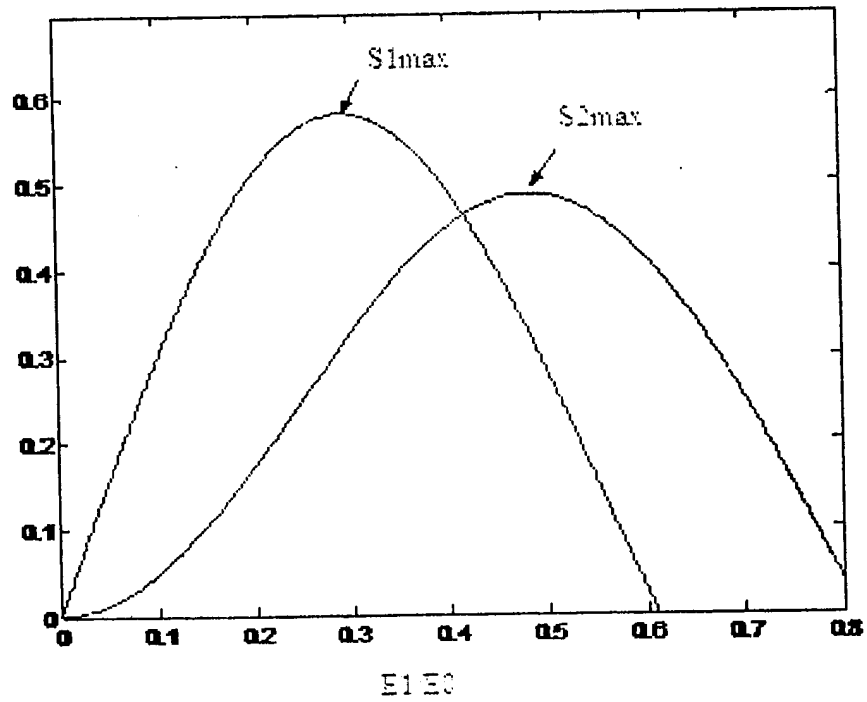


FIG. 2

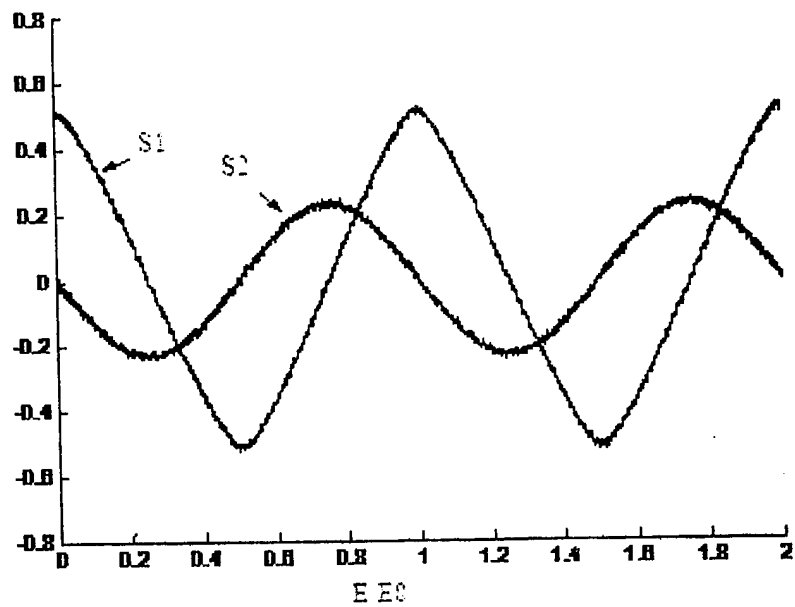


FIG. 3

17

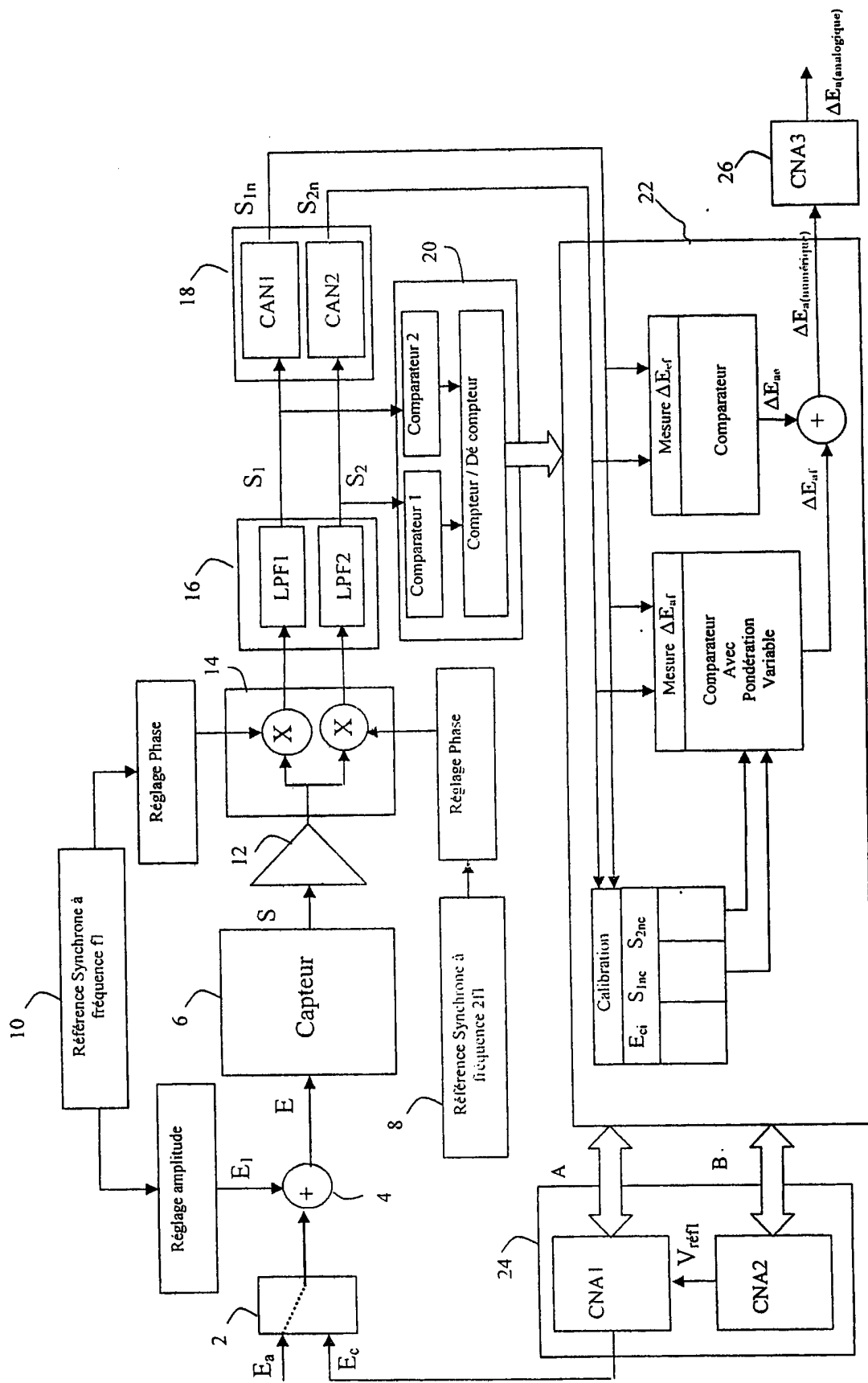


FIG. 4