

A1

**DEMANDE  
DE BREVET D'INVENTION**

②

**N° 81 12872**

---

⑤④ Procédé et dispositif pour la caractérisation de systèmes par analyse spectrale.

⑤① Classification internationale (Int. Cl.<sup>3</sup>). G 01 R 23/00.

②② Date de dépôt..... 30 juin 1981.

③③ ③② ③① Priorité revendiquée :

④① Date de la mise à la disposition du  
public de la demande ..... B.O.P.I. — « Listes » n° 52 du 31-12-1982.

---

⑦① Déposant : Etablissement privé dit : ECOLE SUPERIEURE D'ELECTRICITE (Etablissement régi  
par décret du 13-2-1974), résidant en France.

⑦② Invention de : Antoine Sorba, Gérard Joseph Attal, Georges Bernard Seignier et Ahmed  
Mohamed Hamad.

⑦③ Titulaire : *Idem* ⑦①

⑦④ Mandataire : Cabinet Beau de Loménie,  
55, rue d'Amsterdam, 75008 Paris.

Procédé et dispositif pour la caractérisation de systèmes par analyse spectrale.

La présente invention concerne un procédé et un dispositif pour la caractérisation de systèmes par analyse spectrale.

Dans le domaine de l'instrumentation électronique de mesure plusieurs méthodes d'analyse ont été  
5 proposées afin d'évaluer les caractéristiques des systèmes linéaires et des systèmes non linéaires.

En ce qui concerne les systèmes linéaires, on peut citer principalement l'analyse harmonique, l'analyse  
10 se transitoire et l'analyse par le bruit.

L'analyse harmonique consiste à comparer en amplitude et en phase un signal sinusoïdal à l'entrée et à la sortie du système à analyser, la fréquence du signal étant déplacée dans une plage donnée. Cette méthode  
15 est d'utilisation très diverse non seulement dans le domaine de l'électricité, mais aussi en mécanique, en hydraulique ou autre.

L'analyse transitoire consiste à utiliser une impulsion et à observer comment le système étudié modifie la forme temporelle ou la forme du spectre. Les applications consistent dans la mesure de temps de montée, temps de retard, résonances, etc.. avec des signaux  
20 rectangulaires de durée longue vis-à-vis des temps à mesurer, et dans la mesure du spectre dans des domaines de fréquence étendus en utilisant une impulsion récurrente très brève comme c'est le cas de l'analyseur de  
25 réseau temporel.

Dans le cas de l'analyse par le bruit, le signal utilisé est un signal aléatoire (bruit) ou pseudo-aléatoire, l'analyse se faisant par intercorrélacion des  
30 signaux en sortie et en entrée du système. Cette méthode est surtout utilisée pour l'analyse de fonctions de

transfère dans des automatismes dans le domaine des basses ou très basses fréquences.

L'analyse par le bruit permet l'étude du système dans des conditions voisines des conditions réelles d'exploitation, alors que l'analyse harmonique utilise un signal confiné dans le domaine spectral et l'analyse transitoire utilise un signal confiné dans le domaine temporel. Toutefois, cette méthode d'analyse par le bruit, si elle est plus réaliste, présente l'inconvénient de nécessiter une transformation de Fourier pour passer de la réponse impulsionnelle mesurée à la fonction de transfert en module et phase.

En ce qui concerne les systèmes non linéaires, l'évaluation de la non-linéarité est généralement effectuée en mesurant, en fonction de la puissance appliquée à l'entrée, la puissance créée par le système à une fréquence ou dans une plage de fréquence où le signal d'entrée ne fournit aucune puissance. Les méthodes utilisées sont l'analyse à un ou deux signaux et l'analyse par le bruit.

L'analyse à un signal consiste à appliquer au système un signal sinusoïdal et à mesurer soit les amplitudes des harmoniques en sortie (analyseur d'onde), soit la puissance relative ou taux de distorsion (distorsiomètre).

Dans le cas de l'analyse à deux signaux, le signal d'entrée est l'addition de deux signaux sinusoïdaux de fréquences différentes et la mesure porte également sur l'amplitude ou la puissance globale ou partielle du signal de sortie qui contient des combinaisons linéaires des deux fréquences du signal d'entrée.

L'analyse par le bruit des systèmes non linéaires consiste à mesurer le rapport des puissances de bruit (ou N P R, c'est-à-dire "noise power ratio"). A cet effet, la puissance de sortie du système non-

linéaire est mesurée dans une étroite fenêtre de sa bande passante lorsqu'il est attaqué par un bruit blanc uniforme dans toute la bande puis par un bruit blanc uniforme dans toute la bande mais atténué dans la fenêtre de mesure.

5 Comme indiqué précédemment pour les systèmes linéaires, l'analyse par le bruit place le système étudié dans des conditions de mesures réalistes, ce que ne permet pas l'analyse à un ou deux signaux. Toutefois, dans la mise en oeuvre de l'analyse des systèmes non-10 linéaires par la méthode N P R, des difficultés sont rencontrées dans la réalisation de filtres coupe-bande avec une bande coupée étroite (filtres en crevasse), dans la précision des mesures de bruit et dans le temps de mesure qui est inversement proportionnel à la largeur de la15 bande coupée.

La présente invention a pour but de fournir un procédé d'analyse qui, d'une part, permet de combiner les avantages des méthodes existantes, en alliant le20 réalisme de l'analyse par le bruit à la finesse de l'analyse spectrale et, d'autre part, est applicable aussi bien aux systèmes linéaires qu'aux systèmes non-linéaires.

Ce but est atteint au moyen d'un procédé d'analyse spectrale qui, conformément à l'invention comporte les étapes consistant à :

25 - engendrer un signal de mesure pseudo-aléatoire dont le spectre est constitué de raies de fréquences prédéterminées espacées les unes des autres, - appliquer le signal de mesure au système à30 caractériser,

- sélectionner une ou, successivement et une par une, plusieurs raies du spectre du signal de mesure et, pour la ou chaque raie sélectionnée, effectuer une comparaison en phase et en amplitude entre l'entrée et35 la sortie du système, et

- pour un système non-linéaire, supprimer une ou, successivement et une par une, plusieurs raies du spectre du signal de mesure et, pour la ou chaque raie supprimée à l'entrée du système, mesurer la phase et l'amplitude de la raie correspondante à la sortie du système.

Plusieurs avantages du procédé selon l'invention peuvent déjà être mis en évidence.

Le signal de mesure contient une information pratiquement aussi riche que celle d'un bruit blanc, mais cette information peut être exploitée plus facilement que dans le cas du bruit blanc car le signal pseudo-aléatoire est déterministe, reproductible et présente un spectre discret (absence de signal entre raies).

L'analyse du système est effectuée finement, raie par raie, ce qui permet de réaliser des mesures aussi précises que celles obtenues par l'analyse spectrale traditionnelle, mais dans des conditions meilleures du fait que la mesure dans une fréquence est effectuée en présence de toutes les autres raies.

De plus, dans le cas de l'analyse de systèmes non-linéaires, la suppression d'une raie située à une certaine distance des raies voisines, de fréquence connue et d'amplitude et de phase aisément mesurables est une opération plus facilement réalisable que la construction d'un filtre en crevasse pour l'analyse par la méthode N P R.

Selon une particularité du procédé conforme à l'invention, une ou plusieurs caractéristiques du signal de mesure sont réglables, comme par exemple la plage de fréquence couverte, le nombre de raies, leur espacement et leur amplitude, ce qui constitue un avantage supplémentaire en comparaison avec l'utilisation d'un bruit blanc.

Selon une autre particularité du procédé con-

forme à l'invention, pour chaque raie sélectionnée,

- un signal de détection, de fréquence égale à celle de cette raie, d'amplitude déterminée et de phase réglable est engendré,

5                   - le signal de détection est superposé au signal de mesure à l'entrée du système, la phase du signal de détection est réglée de manière à coïncider pratiquement avec celle de la raie sélectionnée à l'entrée du système et une valeur représentant l'amplitude de la  
10 raie sélectionnée à l'entrée du système est mesurée,

- le signal de détection est superposé au signal de sortie du système, la phase du signal de détection est à nouveau réglée de manière à coïncider pratiquement avec celle de la raie sélectionnée à la sortie  
15 du système et une valeur représentant l'amplitude de la raie sélectionnée à la sortie du système est mesurée, et

- les valeurs de réglage de la phase du signal de détection et les valeurs de mesure représentant l'amplitude de la raie sélectionnée à l'entrée et à la sortie  
20 du système sont enregistrées.

Ainsi, les mesures relatives à chaque raie sélectionnée sont effectuées par détection synchrone.

Selon encore une autre particularité du procédé conforme à l'invention pour chaque raie à supprimer :

25                   - un signal de suppression de fréquence égale à celle de la raie à supprimer et d'amplitude et phase réglables est engendré, et

- le signal de suppression est additionné au signal de mesure à l'entrée du système, la phase du signal de suppression est réglée de manière à être en opposition avec celle de la raie à supprimer, et l'amplitude du signal de suppression est ajustée de manière à coïncider avec celle de la raie à supprimer.  
30

L'invention a aussi pour but de fournir un  
35 dispositif permettant la mise en oeuvre du procédé défini-

ni plus haut.

Ce but est atteint au moyen d'un dispositif comportant, conformément à l'invention :

5. - un générateur produisant un signal de mesure pseudo-aléatoire destiné à être appliqué au système à caractériser et dont le spectre est constitué de raies de fréquences prédéterminées espacées les unes des autres,

10 - un sélecteur de raie comprenant des moyens de mesure qui fournissent, pour une quelconque sélectionnée des raies du spectre du signal de mesure, des valeurs représentant les amplitudes de la raie à l'entrée et à la sortie du système et le déphasage de la raie entre l'entrée et la sortie du système, et

15 - un supprimeur de raie destiné à éliminer une quelconque raie prédéterminée du spectre du signal de mesure destiné à être appliqué à l'entrée du système.

20 D'autres particularités et avantages du procédé et du dispositif conformes à l'invention ressortiront à la lecture de la description faite ci-après, à titre indicatif mais non limitatif, en référence aux dessins joints qui illustrent :

25 - figure 1 : un schéma général d'un mode de réalisation du dispositif selon l'invention,

- figure 2 : un schéma plus détaillé d'une variante de réalisation du générateur de signal pseudo-aléatoire faisant partie du dispositif de la figure 1,

30 - figure 3 : un schéma plus détaillé du sélecteur de raies faisant partie du dispositif de la figure 1,

- figure 4 : un diagramme des temps illustrant le mode de réglage de la phase du signal de sélection dans le sélecteur de raies de la figure 3,

35 - figure 5 : un schéma plus détaillé du supprimeur de raie faisant partie du dispositif de la fi-

gure 1,

- figure 6 : un schéma montrant un mode de réalisation du circuit de réglage fin de phase du signal de suppression dans le supprimeur de raie de la figure

5 5,

- figure 7 : un diagramme des temps illustrant le fonctionnement du circuit de réglage fin de phase de la figure 6,

10 - figure 8 : un schéma montrant un mode de réalisation du circuit de commande d'amplitude du signal de suppression dans le supprimeur de raie de la figure 5, et,

15 - figures 9 à 11 : des organigrammes montrant le déroulement d'opérations effectuées par le dispositif de la figure 1.

La figure 1 illustre la constitution générale d'un mode de réalisation d'un analyseur conforme à l'invention.

20 Un ensemble générateur 10 comprend un oscillateur pilote 11 qui est relié, d'une part, à un générateur 12 de signal pseudo-aléatoire et, d'autre part, à un synthétiseur de fréquences 13. Le générateur 12 produit le signal de mesure qui est appliqué à l'entrée du système à étudier, par exemple un quadripôle Q. Ce signal de mesure est un signal pseudo-aléatoire dont le spectre est formé de raies de fréquences prédéterminées espacées les unes des autres. Avantageusement, différents paramètres du signal de mesure sont réglables (bande de fréquence couverte, nombre et espacement des raies, amplitude des raies). Le synthétiseur délivre

25 30 certaines fréquences fixes et une fréquence en rapport avec celle d'une quelconque raie choisie du spectre du signal de mesure.

35 Un ensemble de mesure comprend un sélecteur de raie 20 et un supprimeur de raie 30.

Le sélecteur de raie 20 est destiné à sélectionner une raie prédéterminée du spectre et à mesurer cette raie en amplitude et en phase successivement à l'entrée et à la sortie du spectre. Dans le cas de systèmes linéaires, on obtient alors les grandeurs suivantes caractérisant le système à la fréquence  $f_i$  de la raie sélectionnée : l'amplitude à l'entrée  $A_{Ei}$ , l'amplitude à la sortie  $A_{Si}$  et le déphasage entrée-sortie  $\phi_i$ .

d'où l'on déduit la transmittance  $\mathcal{H}(f_i) = \frac{A_{Si}}{A_{Ei}} e^{j\phi_i}$ .

10 Comme on le verra plus loin, les mesures sont effectuées par détection synchrone au moyen d'un signal de détection de fréquence  $f_i$  et de phase commandée de manière à coïncider avec celle de la raie sélectionnée.

15 Le supprimeur de raie 30 est utilisé pour les mesures effectuées en vue de la caractérisation d'un système  $Q$  non-linéaire. La suppression d'une raie de fréquence  $f_i$  prédéterminée est réalisée en engendrant un signal de suppression ayant mêmes fréquence et amplitude que la raie à supprimer mais en opposition de phase avec cette dernière. Le signal de suppression est additionné, 20 au signal de mesure appliqué à l'entrée du système tandis que l'amplitude et la phase de la raie à la fréquence  $f_i$  sont mesurées à la sortie du système.

25 Un ensemble 60 de commande et de mémoires comprend un microprocesseur 61 avec ses circuits associés et des mémoires 62. Cet ensemble 60 permet de commander le choix des paramètres du signal de mesure et le type de mesure (système linéaire ou système non-linéaire) après sélection manuelle ou télécommandée, de commander 30 le déroulement des séquences de mesures, de mettre en mémoire des résultats de mesure intermédiaires ou définitifs, et d'afficher et/ou transférer à un ordinateur ces résultats.

Les différents constituants de l'analyseur seront maintenant décrits plus en détail.

Pour le générateur 12 de signal pseudo-aléatoire, on pourra utiliser un dispositif constitué

5 d'un générateur 14 de séquence binaire pseudo-aléatoire programmable asservi au pilote et d'un filtre numérique 15 qui reçoit le signal binaire du générateur 14 et qui a pour fonctions de transformer le signal binaire en un signal analogique multi-niveau à bande limitée et de

10 produire le peigne de fréquence de forme voulu, c'est-à-dire de modeler la distribution spectrale des raies selon les besoins, notamment en lui conférant sensiblement l'enveloppe d'un bruit blanc. Un tel générateur de signal pseudo-aléatoire est connu en soi. On pourra notamment se reporter à la publication de Messieurs Reza

15 TAHAMI, Gérard ATTAL, Bernard BESNAULT, Jean-Claude DANY, Georges SEIGNIER et Antoine SORBA, intitulée "Etude de la génération de signaux pseudo-aléatoires en haute-fréquence", parue en juillet 1978 sous forme d'un

20 compte-rendu de fin d'étude d'une recherche financée par la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique (Décision d'aide n° 75-07-1055). Les séquences binaires qui, filtrées, fournissent le signal pseudo-aléatoire sont par exemple produites par un registre à

25 décalages (14a) à k positions dont l'entrée reçoit le bit fourni par un additionneur modulo 2 (14b) ayant les entrées reliées aux différentes positions du registre ; le décalage est effectué au rythme imposé par le pilote. Le signal pseudo-aléatoire obtenu présente un spectre de

30 raies équidistantes. Le nombre, la fréquence, l'espace-ment et l'amplitude des raies peuvent être modifiés en agissant sur la fréquence du pilote, le nombre de positions du registre à décalages et les caractéristiques du filtre numérique. La bande de fréquence couverte au

35 moyen d'un tel générateur est limitée à quelques dizai-

nés de MHz. La production d'un signal pseudo-aléatoire dans une plage de fréquence plus élevée peut être effectuée au moyen du circuit connu de la figure 2.

Deux générateurs G1, G2 de signal pseudo-aléatoire tels que par exemple celui décrit ci-dessus fournissent des signaux S1, S2. Ceux-ci sont combinés dans des multiplicateurs M1, M2 avec deux porteuses en quadrature  $y_1 = Y \cos 2\pi f_0 t$  et  $y_2 = Y \sin 2\pi f_0 t$  (Y étant une constante). Les signaux produits par les multiplicateurs sont additionnés dans le sommateur S dont le signal de sortie constitue le signal pseudo-aléatoire à haute fréquence recherché. On notera qu'un circuit tel que celui illustré par la figure 2 est décrit dans la publication précitée et que le procédé utilisé pour produire un signal aléatoire à haute fréquence à partir de deux signaux aléatoires de fréquence inférieure est décrit dans la demande de brevet FR 2 292 371.

La figure 3 illustre un mode de réalisation du sélecteur de raie 20. Celui-ci comprend un circuit 20a produisant un signal de détection  $s_{di}$  à la fréquence  $f_i$  de la raie sélectionnée et à phase commandée et un circuit de mesure 20b.

Le circuit 20a reçoit du synthétiseur un premier signal rectangulaire à une fréquence fixe  $F_1$ , un second signal à une fréquence fixe  $F_2$  et un troisième signal à fréquence ajustable  $F + f_i$  en fonction de la raie sélectionnée. Le signal à fréquence  $F_1$  est appliqué à l'entrée d'un diviseur de fréquence programmable 21 qui délivre un signal de fréquence  $\frac{F_1}{N}$ , N étant un nombre entier réglable. Le signal à fréquence  $\frac{F_1}{N}$  est mélangé au signal à fréquence  $F_2$  dans un mélangeur 22 dont le signal de sortie est filtré par un filtre passe-bande 23 pour obtenir un signal à fréquence

$F_2 - \frac{F_1}{N}$ . Ce dernier signal est mélangé au signal à fréquence  $F + f_i$  dans un mélangeur 24 dont le signal de sortie est filtré dans un filtre 25 pour produire le signal à fréquence  $f_i$ . Il est donc nécessaire que la relation suivante soit vérifiée :

$$F + f_i - (F_2 - \frac{F_1}{N}) = f_i, \text{ c'est-à-dire : } F = F_2 - \frac{F_1}{N}.$$

A titre d'exemple, on choisit :  $F = 7,9$  MHz,  $F_1 = 18$  MHz,  $F_2 = 8$  MHz et  $N = 180$ . Pour séparer, en sortie du mélangeur 22, le signal à fréquence 7,9 MHz du signal à fréquence 8,1 MHz, on utilise en tant que filtre 23 une boucle d'asservissement de phase qui, comme connu en soi, comprend un oscillateur 23a commandé en tension dont le signal de sortie, après passage dans un amplificateur 23b est appliqué à un mélangeur 23c recevant par ailleurs le signal de sortie du mélangeur 22. La sortie du mélangeur est reliée par un filtre passe-bas 23d à l'entrée de commande de l'oscillateur 23a. La sortie de cet oscillateur constitue la sortie du filtre 23.

La variation de la phase du signal de détection  $s_{di}$  est réalisée comme suit (voir figures 3 et 4).

Le diviseur de fréquence programmable 21 est constitué par un décompteur numérique qui est chargé à la valeur  $N$  (180) au début de chaque cycle et décompte jusqu'à zéro au rythme du signal à fréquence  $F_1$  (18 MHz). A chaque passage à zéro du contenu  $N$  du décompteur, deux impulsions  $I$  et  $I'$  sont produites successivement. L'impulsion  $I$  est appliquée au mélangeur 22 et l'impulsion  $I'$  commande le chargement du décompteur à la valeur  $N$  (180) pour un nouveau cycle. Pour réaliser un déphasage élémentaire du signal à fréquence  $\frac{F_1}{N}$  (100 kHz), au début d'un cycle, le décompteur est chargé par la valeur  $N + 1$  (181) ou  $N - 1$  (179) selon le signe du déphasage

désiré. A la fin de ce nouveau cycle, l'impulsion I apparaît avec un retard ou une avance élémentaire de  $\pm \frac{1}{F_1}$ , ce qui correspond à un déphasage élémentaire de  $\pm \frac{360^\circ}{N}$ , soit  $\pm 2^\circ$  avec les valeurs numériques choisies, et le décompte est rechargé à nouveau par la valeur N. Ainsi, tout déphasage positif ou négatif désiré peut être réalisé, en une seule fois par modification de la valeur N de la quantité nécessaire au cours d'un cycle, ou en plusieurs fois par addition de déphasages élémentaires. La variation de phase du signal à fréquence  $\frac{F_1}{N}$  est reportée intégralement, par transposition, sur le signal  $s_{di}$  à fréquence  $f_i$ .

Le circuit de mesure 20b comporte un mélangeur 26 qui reçoit, d'une part, le signal  $s_{di}$  à phase variable et, d'autre part, soit le signal de mesure présent à l'entrée du système Q, soit le signal présent à la sortie du système Q selon la position d'un commutateur électronique 27. Le signal produit en sortie du mélangeur est filtré au moyen d'un filtre passe-bas 28 qui laisse passer la composante continue. L'amplitude du signal  $s_{di}$  étant constante, cette composante continue est égale à  $C.A_i \cos \varphi_i$ , C étant une constante,  $A_i$  étant l'amplitude de la raie sélectionnée à fréquence  $f_i$  dans le signal pseudo-aléatoire à l'entrée ( $A_{Ei}$ ) ou à la sortie ( $A_{Si}$ ) du système (selon la position du commutateur 27), et  $\varphi_i$  étant le déphasage entre le signal  $s_{di}$  et cette raie à l'entrée ( $\varphi_{Ei}$ ) ou à la sortie ( $\varphi_{Si}$ ) du système. L'ensemble 26-28 constitue un détecteur synchrone.

Pour la caractérisation d'un système linéaire le commutateur 27 est d'abord placé en position I dans laquelle il relie le mélangeur 26 à l'entrée du détecteur Q. La composante continue  $C.A_{Ei} \cos \varphi_{Ei}$  en sortie du filtre 28 est mesurée, convertie sous forme numérique par un convertisseur analogique-numérique 29 et mémorisé dans l'ensemble de commande et de mémoires 60. En fonc-

tion de la valeur mémorisée de cette composante continue, la phase du signal  $s_{di}$  est alors commandée automatiquement jusqu'à ce qu'elle coïncide avec celle de la raie à fréquence  $f_i$ . La composante  $C.A_{Ei} \cos \varphi_{Ei}$  a alors sa valeur maximale  $C.A_{Ei}$  qui est mémorisée et qui constitue la mesure de l'amplitude de la raie de fréquence  $f_i$  à l'entrée du système. Le commutateur 27 est ensuite placé en position II dans laquelle il relie le mélangeur 26 à la sortie du détecteur Q. Les mêmes opérations sont effectuées d'où l'on tire les informations  $C.A_{Si}$  et relatives à la raie à fréquence  $f_i$  en sortie du système. Comme déjà indiqué, on peut alors caractériser le systè-

me par sa transmittance  $\mathcal{H}(f_i) = \frac{A_{Si}}{A_{Ei}} e^{j\Phi_i}$ , avec

$\Phi_i = \varphi_{Si} - \varphi_{Ei}$ . La même série d'opérations peut ensuite être effectuée pour toutes ou certaines autres raies du spectre. Pour plus de détails concernant la commande du sélecteur de raie, on se reportera à l'organigramme des figures 9,10 et à la description correspondante donnée plus loin.

Le supprimeur de raie 30 (figure 5) est utilisé pour la caractérisation de systèmes non-linéaires. Ce supprimeur a pour fonction de produire un signal de suppression  $s_{si}$  ayant même fréquence  $f_i$  et amplitude  $A_{Ei}$  qu'une raie choisie à supprimer dans le signal de mesure appliqué à l'entrée du système Q, mais ayant la phase opposée  $-\varphi_{Ei}$ . Le mode de fonctionnement du supprimeur de raie peut être qualifié de rejection synchrone ou cohérente.

Comme le sélecteur de raie 20, le supprimeur de raie 30 reçoit du synthétiseur 13 les signaux à fréquences  $F_1$ ,  $F_2$  et  $F + f_i$ . Un circuit comprenant un diviseur de fréquence par  $N$  programmable 31, un mélangeur 32 et un filtre passe-bande 33 fournit un signal à fréquence  $F_2 - \frac{F_1}{N}$  à phase commandée. Ce circuit 31, 32, 33 est

identique au circuit 21, 22, 23 du sélecteur de raie 20.

Le signal à fréquence  $F_2 - \frac{F_1}{N}$  traverse successivement un circuit 40 de réglage fin de phase et un circuit 50 de réglage d'amplitude avant d'être appliqué à une entrée d'un mélangeur 34. L'autre entrée de ce mélangeur reçoit le signal à fréquence  $F + f_i$ . L'égalité

$F = F_2 - \frac{F_1}{N}$  étant vérifiée, le mélangeur 34 fournit,

après filtrage par un filtre 35, un signal à fréquence

$f_i$ . La phase et l'amplitude de ce signal sont commandées pour que ce signal constitue le signal de suppression  $s_{si}$  qui est ajouté au moyen d'un sommateur 36 au

signal de mesure produit par le générateur 12, lorsqu'un interrupteur électronique 37 branché entre la sortie du filtre 35 et le sommateur 36, est fermé (position II).

C'est alors la somme du signal de mesure et du signal de suppression qui est appliquée à l'entrée du système Q.

Pour effectuer le réglage fin de la phase du signal à fréquence  $F_2 - \frac{F_1}{N}$  et le réglage de l'amplitude

de ce signal, on élabore deux grandeurs représentatives respectivement de  $C_i \cdot A_{Ei} \cdot \cos \varphi_{Ei}$  et de  $C_i \cdot A_{Ei} \cdot \sin \varphi_{Ei}$ , et l'on fait varier l'amplitude et la phase dudit signal au moyen des circuits 40 et 50 jusqu'à annuler ces deux grandeurs,  $C_i$  étant l'amplitude du signal  $s_{si}$ ,  $A_{Ei}$  étant l'amplitude de la raie résiduelle à fréquence  $f_i$  en aval de 36 et  $\varphi_{Ei}$  étant le déphasage entre cette raie et  $s_{si}$ .

Le signal de sortie du circuit 50 de réglage d'amplitude est déphasé d'une quantité non nulle, par exemple  $90^\circ$ , au moyen d'un déphaseur dont le signal de sortie est mélangé au signal à fréquence  $F + f_i$  par un mélangeur 38. Le signal de sortie du mélangeur est filtré au moyen d'un filtre 39 pour produire un signal  $s'_{si}$  à fréquence  $f_i$  en quadrature avec le signal  $s_{si}$ .

La grandeur représentative de  $C_i \cdot A_{Ei} \cdot \sin \varphi_{Ei}$  est produite par détection synchrone entre le signal  $s'_{si}$  et le signal présent à l'entrée du système Q, en aval du sommateur 36. Cette détection synchrone est  
 5 réalisée par un mélangeur 41 dont le signal de sortie est filtré par un filtre passe-bas 42 laissant passer la composante continue représentative de  $C_i \cdot A_{Ei} \cdot \sin \varphi_{Ei}$ . Cette composante, ou une tension représentative de celle-ci, est appliquée en tant que tension de commande  $U_{C\varphi}$   
 10 au circuit 40 de réglage fin de phase.

Avantageusement, un premier réglage grossier de phase est effectué, le supprimeur de raie n'étant pas branché (interrupteur 37 ouvert en position I) au moyen du sélecteur de raie comme décrit plus haut. La  
 15 phase  $\varphi_{Ei}$  ainsi déterminée est décalée de  $180^\circ$  et reçue dans le diviseur programmable 31. La détermination de  $\varphi_{Ei}$  étant effectuée par rapport à la référence constituée par le signal  $F_1$ , on réalise ainsi un prépositionnement de la phase du signal  $s_{si}$  à une valeur proche de  
 20  $-\varphi_{Ei}$  compte-tenu de la précision de détermination de  $\varphi_{Ei}$  par le sélecteur de raie.

Lorsque le supprimeur de raie fonctionne (interrupteur 37 fermé), le circuit 40 a pour fonction de réaliser un réglage fin de phase. On se réfère aux figures 6 et 7. Le circuit 40 comporte (figure 6) un circuit  
 25 monostable 43 qui délivre des impulsions I1 de durée fixe à la fréquence  $F_1 - \frac{F_2}{N}$ . Ces impulsions commandent un générateur 44 de dents de scie DS1, lesquelles sont appliquées à une entrée du comparateur 45. Sur une autre  
 30 entrée, le comparateur 45 reçoit la tension de commande  $U_{C\varphi}$ . Lorsque l'amplitude d'une dent de scie DS1 dépasse la tension  $U_{C\varphi}$ , le comparateur 45 produit un signal qui déclenche un second circuit monostable 46. Ce dernier

produit alors une impulsion I2 de durée fixe. Les impulsions I2 ont même fréquence  $F_1 - \frac{F_2}{N}$  que les impulsions I1 mais sont déphasées par rapport à ces dernières d'une quantité qui est proportionnelle à  $U_{C\varphi}$  dans la plage de réglage offerte pendant la durée des dents de scie DS1. Ainsi, le réglage de phase est effectué jusqu'à annulation de la composante  $C_i \cdot A_{Ei} \cdot \cos \varphi_{Ei}$ . Les impulsions I2 sont filtrées par un filtre passe-bande 47 centré sur la fréquence  $F_1 - \frac{F_2}{N}$  pour délivrer un signal sinusoïdal S2 à cette fréquence.

La grandeur représentative de  $C_i \cdot A_{Ei} \cdot \cos \varphi_{Ei}$  est produite par détection synchrone entre le signal  $s_{si}$  et le signal présent à l'entrée du système Q, en aval du sommateur 36. Cette détection synchrone est réalisée par un mélangeur 51 dont le signal de sortie est filtré par un filtre passe-bas 52 laissant passer la composante continue représentative de  $C_i \cdot A_{Ei} \cdot \cos \varphi_{Ei}$ . Cette composante est ajoutée à une tension prédéterminée fixe  $U_{CO}$  pour constituer la tension de commande  $U_{CA}$  appliquée au circuit 50 de réglage d'amplitude.

Un mode particulier de réalisation du circuit 50 est illustré par la figure 8. Le signal de sortie du filtre 33 est appliqué à l'entrée d'un étage amplificateur 51 formé par un transistor T1 dont le gain est modifié par action sur sa résistance de charge dynamique, son point de fonctionnement restant inchangé. Ce point de fonctionnement est déterminé par des résistances R1, R2 formant un diviseur de potentiel dont le point milieu est relié à la base du transistor et une résistance R3 reliant l'émetteur du transistor T1 à la masse. La résistance dynamique est constituée par la combinaison parallèle tête-bêche de deux diodes D1, D2 parcourues

par un même courant continu  $I_c$ . La cathode de la diode D1 et l'anode de la diode D2 ont un point commun relié par deux condensateurs respectifs C1, C2 à la sortie de l'étage 51 et à l'entrée d'un étage amplificateur de sortie 52. La cathode de la diode D2 est reliée à la masse tandis que l'anode de la diode D1 est reliée à la masse par un condensateur C3 et reçoit le courant  $I_c$ . Celui-ci est fourni par un transistor séparateur T2 monté en suiveur, dont la base reçoit la tension de commande  $U_{CA}$  et dont l'émetteur est relié à la masse par une résistance R4 et à la diode D1 par une résistance R5. Une diode D3 a sa cathode reliée à la base du transistor T2 et son anode reliée au point milieu d'un diviseur de potentiel R5 - R6. Une autre diode D4 a son anode reliée à la base de T2 et sa cathode reliée au point milieu d'un autre diviseur de potentiel R7 - R8. Le transistor T2 fournit le courant  $I_c$  représentatif de  $U_A$ , les diodes D3, D4 limitant la dynamique de réglage. L'équilibre du circuit 50 est atteint lorsque  $U_{CA} = U_{C0}$ , c'est-à-dire lorsque la composante  $C_i \cdot A_{Ei} \cdot \cos \varphi_{Ei}$  est nulle.

La raie à fréquence  $f_i$  étant ainsi supprimée à l'entrée du système Q, on effectue la mesure de l'amplitude et de la phase de la raie de même fréquence  $f_i$  en sortie du système, comme dans le cas de l'analyse des systèmes linéaires. On dispose alors des informations d'amplitude  $A_{Si}$  et de phase  $\varphi_{Si}$ .

Les figures 9 à 11 représentent des organigrammes de déroulement de mesures effectuées sous la commande de l'ensemble 60.

Les paramètres du signal pseudo-aléatoire étant déterminés, la fréquence  $f_i$  de la raie à sélectionner et, le cas échéant, à supprimer, est choisie, par exemple par action sur un clavier. En fonction de la valeur choisie de  $f_i$ , le dispositif de commande prépositionne un diviseur de fréquence programmable inclus

dans le synthétiseur 13 de manière à obtenir la fréquence  $F + f_i$  par division de la fréquence de l'oscillateur pilote 11.

5 Dans le cas de système linéaire, le déroulement de la mesure effectuée à l'entrée du système est le suivant (figure 9).

Le commutateur 27 est placé en position I.

La quantité  $C.A_{Ei} \cdot \cos \varphi_{Ei}$  est mesurée et son signe  $S_{Ei}$  est mémorisé.

10 La phase  $\varphi_{di}$  du signal  $s_{di}$  est augmentée d'une quantité  $\Delta\varphi$  par chargement du décompteur 21 à la valeur  $N + 1$  au début du cycle par décomptage à venir de ce décompteur, la valeur  $N$  étant reprise pour les cycles suivants.

15 La quantité  $C.A_{Ei} \cdot \cos \varphi_{Ei}$  est à nouveau mesurée et son signe  $S'_{Ei}$  est à nouveau mémorisé.

Si le produit  $S_{Ei} \cdot S'_{Ei}$  est positif (pas de changement de signe), la phase  $\varphi_{di}$  est à nouveau augmentée de  $\Delta\varphi$ .

20 Si le produit  $S_{Ei} \cdot S'_{Ei}$  est négatif (passage par zéro de  $\cos \varphi_i$ ), la valeur obtenue  $\psi_{Ei}$  de la phase  $\varphi_{di}$  est mémorisée, puis la phase de  $s_{di}$  est décalée de  $90^\circ$  ( $\varphi_{Ei} = \psi_{Ei} - 90^\circ$ ) et la grandeur représentative de la valeur absolue de l'amplitude  $A_{Ei}$ , convertie sous  
25 forme binaire par le convertisseur 29, est mémorisée.

On remarquera que la détermination de  $\varphi_{Ei}$  est faite en recherchant d'abord la quadrature entre  $\varphi_{di}$  et la raie à fréquence  $f_i$  puis en décalant de  $90^\circ$  la phase de  $\varphi_{di}$ . Ce mode opératoire permet une meilleure  
30 détermination de  $\varphi_{Ei}$  du fait que la recherche du passage par zéro de  $\cos \varphi_{Ei}$  est plus facile et plus précise que la recherche de son maximum.

Le déroulement de la mesure effectuée ensuite en sortie est le suivant (figure 10).

35 Le commutateur 27 est placé en position II.

La phase de  $s_{di}$  est prépositionnée à la valeur précédemment mémorisée  $\psi_{Ei}$ .

La quantité  $C.A_{Si} \cdot \cos \varphi_{Si}$  est mesurée et son signe  $S_{Si}$  est mémorisé.

5 Si le produit  $S_{Si} \cdot S'_{Ei}$  est négatif ( $S'_{Ei}$  étant la dernière valeur mémorisée du signe de  $C.A_{Ei} \cdot \cos \varphi_{Ei}$  au cours de la mesure effectuée à l'entrée) la phase  $\varphi_{di}$  est augmentée de  $\Delta\varphi$ , la quantité  $C.A_{Si} \cdot \cos \varphi_{Si}$  est mesurée et son signe  $S'_{Si}$  est mémorisé ; si  $S'_{Ei} \cdot S'_{Si}$  est positif, la phase  $\varphi_{di}$  est à nouveau augmentée de  $\Delta\varphi$ , ceci jusqu'à ce que le produit  $S'_{Ei} \cdot S'_{Si}$  soit négatif.

10 Si le produit  $S_{Si} \cdot S'_{Ei}$  est positif, la phase  $\varphi_{di}$  est diminuée de  $\Delta\varphi$ , la quantité  $C.A_{Si} \cdot \cos \varphi_{Si}$  est mesurée et son signe  $S'_{Si}$  est mémorisé ; si  $S'_{Ei} \cdot S'_{Si}$  est positif, la phase  $\varphi_{di}$  est à nouveau diminuée de  $\Delta\varphi$ , ceci jusqu'à ce que le produit  $S'_{Ei} \cdot S'_{Si}$  soit négatif.

15 Lorsque  $S'_{Ei} \cdot S'_{Si}$  est négatif, la quantité  $\Phi_i = \psi_{Si} - \psi_{Ei}$  est calculée et mémorisée,  $\psi_{Si}$  étant la dernière valeur mémorisée de la phase de  $s_{di}$ .

20 Ensuite, la phase de  $s_{di}$  est décalée de  $90^\circ$  ( $\varphi_{Si} = \psi_{Si} - 90^\circ$ ) et la grandeur représentative de la valeur absolue de l'amplitude  $A_{Si}$ , convertie par le convertisseur 29, est mémorisée.

25 Les différentes valeurs  $A_{Ei}$ ,  $A_{Si}$  et  $\Phi_i$  peuvent alors être affichées ou transmises à un organe de calcul ou simplement être conservées en mémoire pour un traitement ultérieur.

30 Dans le cas de l'analyse d'un système non-linéaire, les mêmes mesures que précédemment peuvent être effectuées, l'interrupteur 37 étant ouvert. Ensuite, le déroulement des opérations est le suivant (figure 11) après fermeture de l'interrupteur 37 :

La valeur  $\varphi_{Ei}$  précédemment calculée est augmentée de  $180^\circ$ .

35 La nouvelle valeur obtenue est recopiée dans

le supprimeur de raies par prépositionnement du diviseur de fréquence 31 :  $\varphi_{si} = \varphi_{Ei} + 180^\circ$  ( $\varphi_{si}$  étant la phase du signal  $s_{si}$ ).

5 L'annulation complète de la raie à fréquence  $f_i$  est ensuite effectuée par réglage analogique de la phase et de l'amplitude par les circuits 40 et 50.

Enfin, le sous-programme de mesure en sortie (décrit ci-dessus en référence à la figure 10) est effectué pour obtenir les valeurs  $A_{Si}$  et  $\varphi_{Si}$  relatives à la raie supprimée.

10 Bien entendu, diverses modifications ou adjonctions peuvent être apportées au mode de réalisation décrit plus haut du procédé et du dispositif selon l'invention sans pour cela sortir du cadre de protection défini par les revendications annexées.

15 Ainsi, le réglage grossier de la phase du signal de suppression pourra être effectué non pas en recopiant dans le supprimeur la phase précédemment mesurée  $\varphi_{Ei}$  décalée de  $180^\circ$ , mais en réglant le déphasage produit par le diviseur 31 à partir d'une autre information par exemple tirée du signal utilisé pour le réglage fin de phase. Le supprimeur de raie recevant en permanence le signal appliqué à l'entrée du système à étudier, il effectue alors en permanence un pré-réglage de phase

20 qui lui permet, lorsqu'il est connecté, de produire le signal de suppression dans un temps réduit.

25

## R E V E N D I C A T I O N S

1. Procédé pour la caractérisation de système par analyse spectrale, caractérisé en ce qu'il comporte les étapes consistant à :
- engendrer un signal de mesure pseudo-  
5 aléatoire dont le spectre est constitué de raies de fréquences prédéterminées espacées les unes des autres,
  - appliquer le signal de mesure au système à caractériser,  
10 - sélectionner une ou, successivement et une par une, plusieurs raies du spectre du signal de mesure et, pour la ou chaque raie sélectionnée, effectuer une comparaison en phase et en amplitude entre l'entrée et la sortie du système, et  
15 - pour un système non-linéaire, supprimer une ou, successivement et une par une, plusieurs raies du spectre du signal de mesure et, pour la ou chaque raie supprimée à l'entrée du système, mesurer la phase et/ou l'amplitude de la raie correspondante à la sortie du système.
- 20 2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que, pour chaque raie sélectionnée :
- un signal de détection, de fréquence égale à celle de cette raie, d'amplitude déterminée et de phase réglable est engendré,  
25 - le signal de détection est superposé au signal de mesure à l'entrée du système, la phase du signal de détection est réglée de manière à coïncider pratiquement avec celle de la raie sélectionnée à l'entrée du système et une valeur représentant l'amplitude de la  
30 raie sélectionnée à l'entrée du système est mesurée,  
- le signal de détection est superposé au signal de sortie du système, la phase du signal de détection est à nouveau réglée de manière à coïncider pratiquement avec celle de la raie sélectionnée à la sortie du  
35 système et une valeur représentant l'amplitude de la raie sélectionnée à la sortie du système est mesurée, et,

- les valeurs de réglage de la phase du signal de détection et les valeurs représentant l'amplitude de la raie sélectionnée à l'entrée et à la sortie du système sont enregistrées.

3. Procédé selon la revendication 2, caractérisé en ce que, pour modifier la phase du signal de détection, un premier signal à fréquence fixe est engendré, un deuxième signal à fréquence fixe est produit par division de la fréquence du premier signal, le rapport de division de fréquence est modifié pendant une ou plusieurs périodes du deuxième signal et le déphasage ainsi produit sur le deuxième signal est transposé au signal de détection par mélange avec des signaux de fréquences appropriées.

4. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que, pour chaque raie à supprimer :

- un signal de suppression, de fréquence égale à celle de la raie à supprimer et d'amplitude et phase réglables est engendré, et

20 - le signal de suppression est superposé au signal de mesure à l'entrée du système, la phase du signal de suppression est réglée de manière à être en opposition avec celle de la raie à supprimer, et l'amplitude du signal de suppression est ajustée de manière à coïncider avec celle de la raie à supprimer.

5. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 4, caractérisé en ce que, pour régler la phase et l'amplitude du signal de suppression :

30 - la phase du signal de suppression est pré-positionnée à une valeur voisine de celle de la raie à supprimer,

- un premier signal de réglage est produit par mélange du signal de suppression et de la raie à supprimer,

35 - un signal déphasé d'une quantité non nulle par rapport au signal de suppression et à la fréquence

de la raie à supprimer, est engendré,

- un second signal de réglage est produit par mélange dudit signal déphasé et de la raie à supprimer, et

5                   - le réglage fin de la phase et le réglage de l'amplitude du signal de suppression sont effectués au moyen desdits signaux de réglage.

6.               Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, caractérisé en ce qu'une ou plusieurs des caractéristiques suivantes du signal de mesure sont réglables : la plage de fréquence couverte, le nombre de raies, leur espacement et leur amplitude.

7.               Dispositif pour la caractérisation de système par analyse spectrale, caractérisé en ce qu'il comporte :

15                   - un générateur (12) qui produit un signal de mesure pseudo-aléatoire destiné à être appliqué au système (Q) à caractériser et dont le spectre est constitué de raies de fréquences prédéterminées espacées les unes des autres,

20                   - un sélecteur de raie (20) comprenant des moyens de mesure (26, 28, 29) qui fournissent, pour une quelconque sélectionnée ( $f_i$ ) des raies du spectre du signal de mesure, des valeurs représentant les amplitudes de la raie à l'entrée ( $A_{Ei}$ ) et à la sortie ( $A_{Si}$ ) du système et le déphasage ( $\phi_i$ ) de la raie entre l'entrée et la sortie du système (Q), et

30                   - un supprimeur de raies (30) destiné à éliminer une raie prédéterminée quelconque du spectre du signal de mesure destiné à être appliqué à l'entrée du système (Q).

8.               Dispositif selon la revendication 7, caractérisé en ce que le sélecteur de raie (20) comporte :

35                   - un générateur de signal de détection ( $s_{di}$ ) à la fréquence ( $f_i$ ) d'une raie à sélectionner et de phase réglable,

- un circuit de détection synchrone (26, 28) dont une entrée est connectée au générateur de signal de détection et dont l'autre entrée est reliée à un commutateur (27) ayant une première et une seconde position dans lesquelles il connecte le circuit de détection respectivement à l'entrée et à la sortie du système à étudier (Q), le circuit de détection fournissant un signal représentatif du déphasage entre les signaux qu'il reçoit, et

10 - des moyens de commande (60) recevant ledit signal représentatif dudit déphasage et commandant la phase du signal de détection de manière à annuler sensiblement ce déphasage.

9. Dispositif selon la revendication 8, caractérisé en ce que le générateur de signal de détection comporte : un diviseur de fréquence programmable (21) recevant un premier signal de fréquence fixe ( $F_1$ ) et délivrant un deuxième signal de fréquence fixe ( $\frac{F_1}{N}$ ), le rapport de division (N) du diviseur de fréquence programmable étant modifiable pendant une ou plusieurs périodes dudit deuxième signal ( $\frac{F_1}{N}$ ) sous l'action des moyens de commande de phase ; et des circuits de transposition de fréquence pour reporter sur le signal de détection à la fréquence ( $f_i$ ) de la raie à sélectionner, le déphasage imposé audit deuxième signal de fréquence fixe par modification dudit rapport de division.

10. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 7 à 9, caractérisé en ce que le supprimeur de raie (30) comporte :

30 - un générateur de signal de suppression à la fréquence ( $f_i$ ) d'une raie à supprimer,  
- un sommateur (36) dont une entrée est connectée au générateur (12) de signal de mesure, dont une autre entrée est connectée au générateur de signal de

suppression avec interposition d'un interrupteur (37) et dont la sortie est destinée à être reliée au système (Q) à caractériser,

- 5           - un premier circuit de détection synchrone (41, 42) dont une entrée reçoit le signal de suppression dont l'autre entrée est connectée à la sortie du som-  
mateur (36) et qui produit un premier signal de ré-  
glage ( $U_{C\psi}$ ) fonction de l'amplitude et de la phase du  
signal de suppression,
- 10           - un second circuit de détection synchrone (51,52) dont une entrée reçoit le signal de suppression déphasé d'une quantité fixe prédéterminée, dont l'autre  
entrée est connectée à la sortie du sommateur (36 )  
et qui produit un second signal de réglage ( $U_{CA}$ ) fonc-  
15           tion de l'amplitude et de la phase du signal de  
suppression,
- des circuits (40, 50) de réglage de phase et  
de réglage d'amplitude recevant les signaux de réglage  
( $U_{C\psi}$ ,  $U_{CA}$ ) pour régler la phase et l'amplitude du si-  
20           gnal de suppression à des valeurs respectivement opposée  
à la phase et égale à l'amplitude de la raie à supprimer.

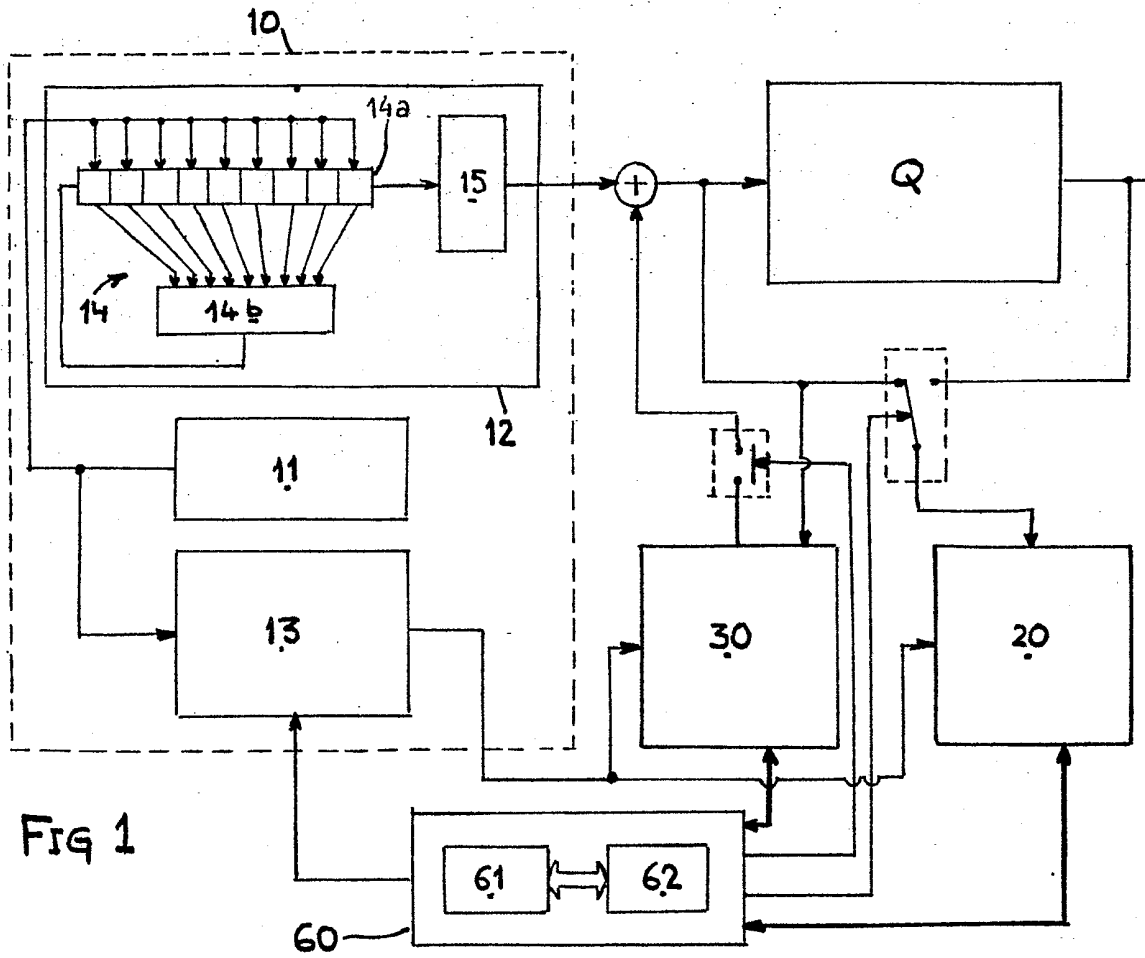


FIG 1

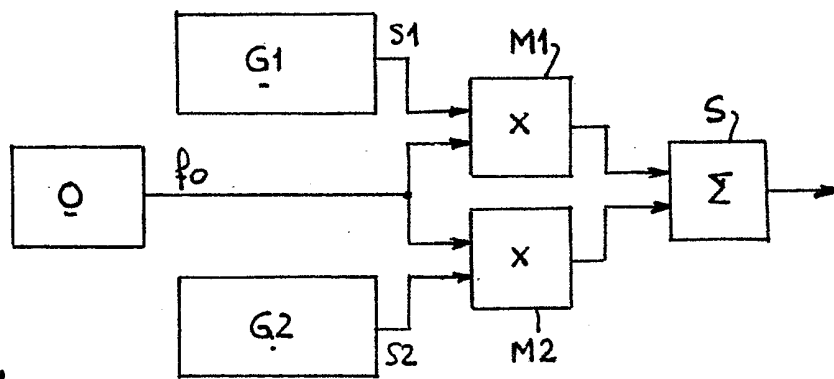


FIG 2

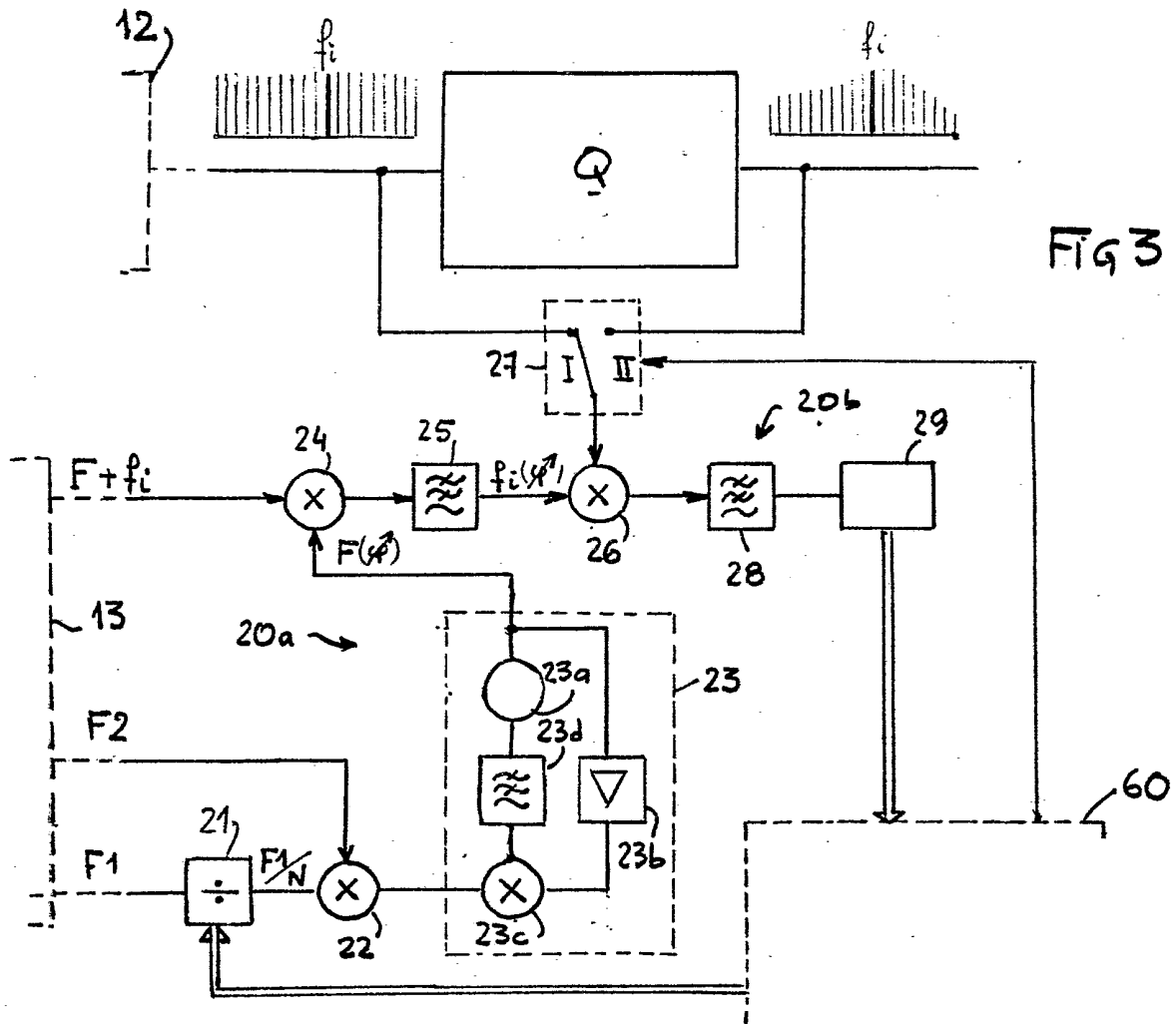
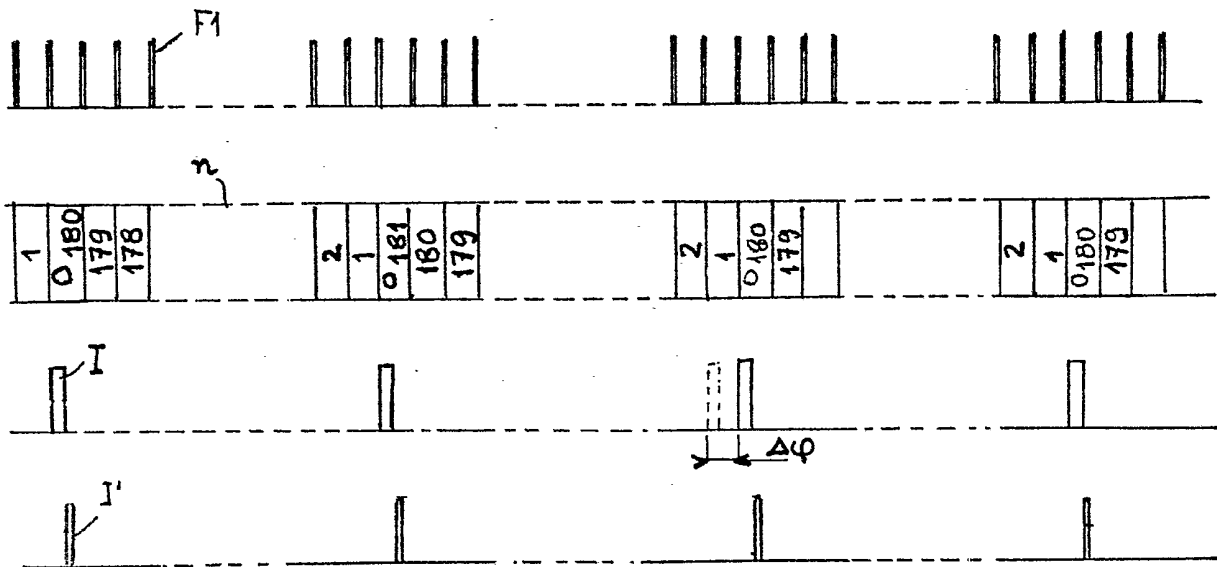


FIG 4



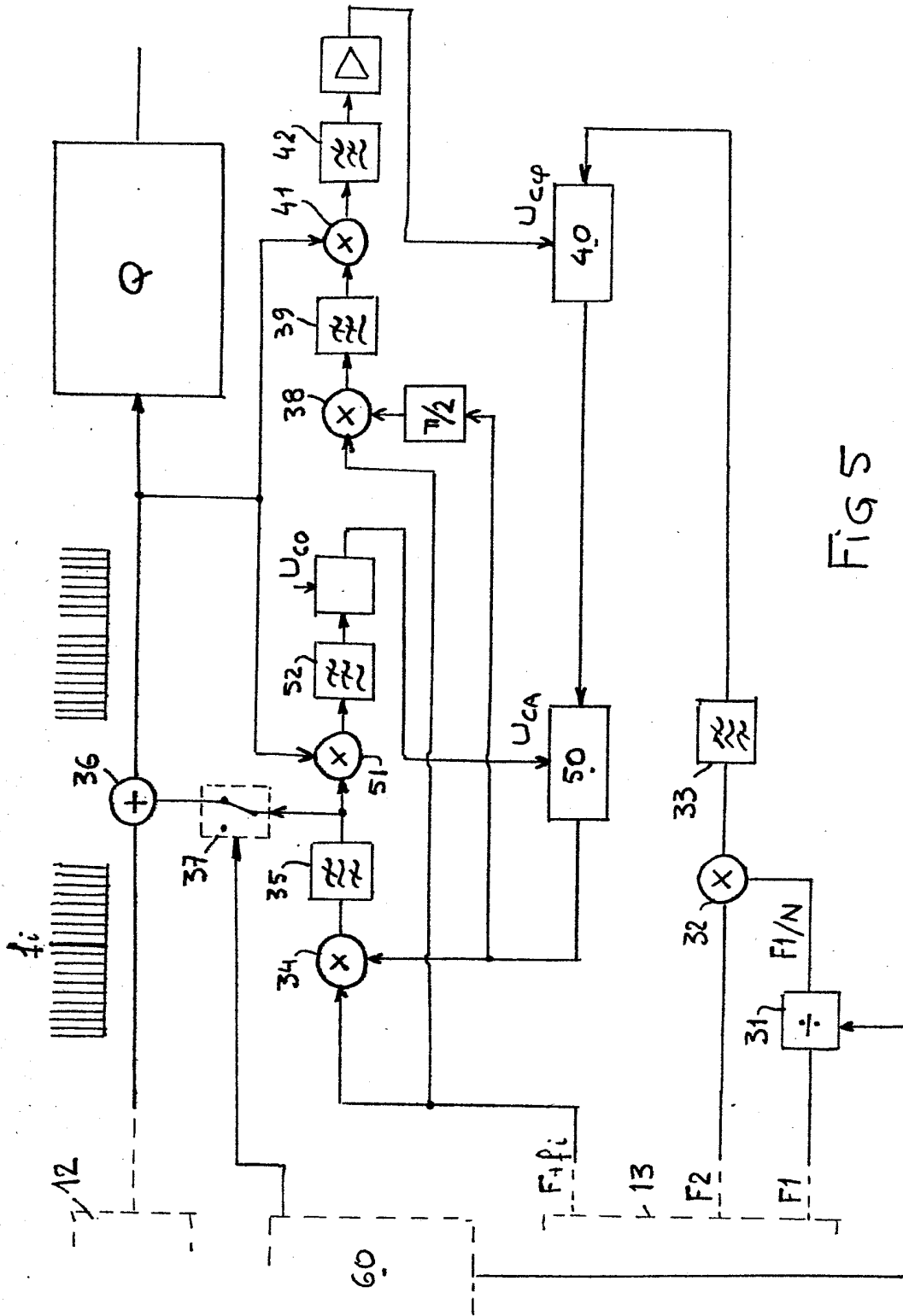


FIG 5

FIG 6

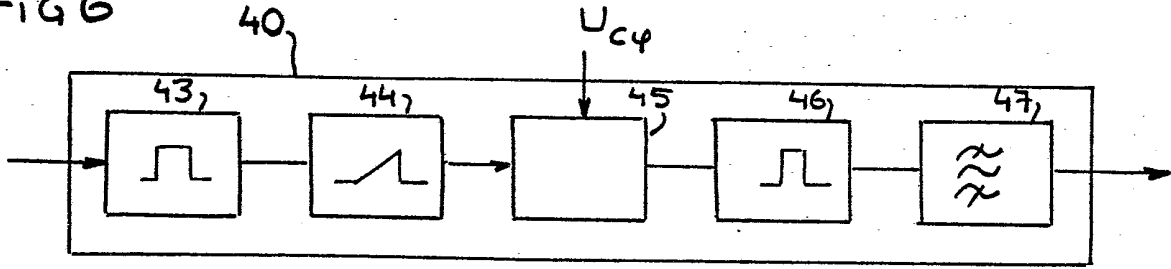


FIG 7

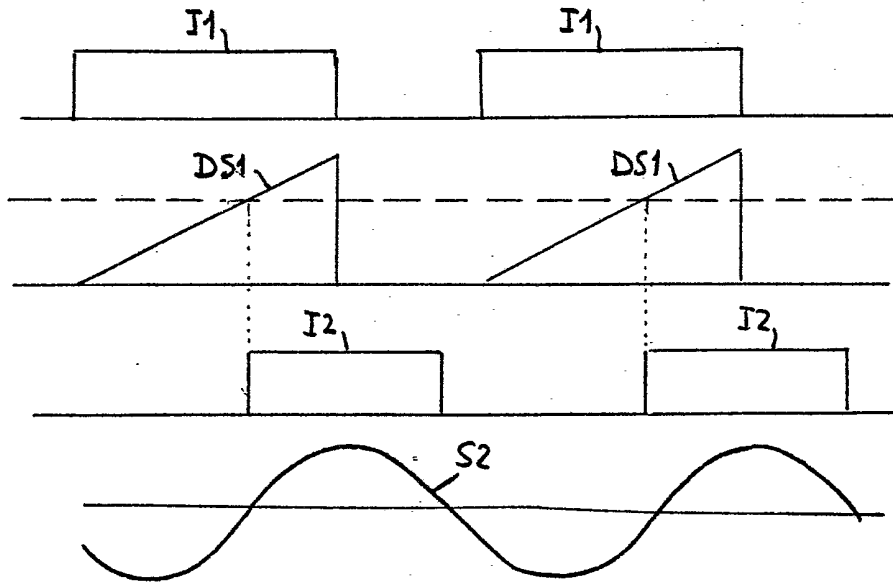
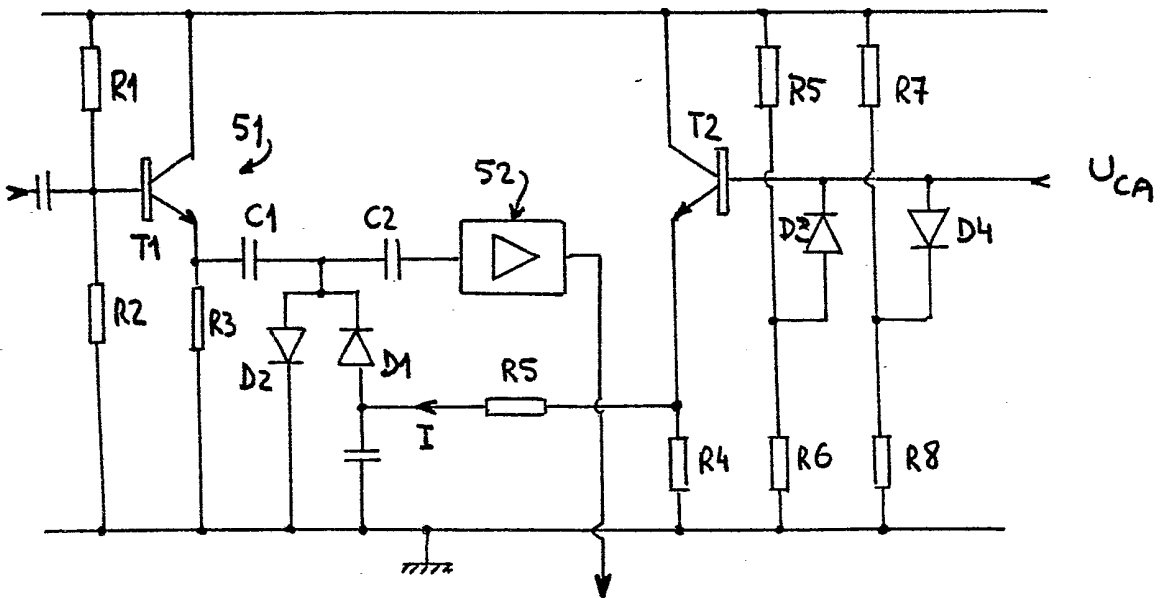


FIG 8



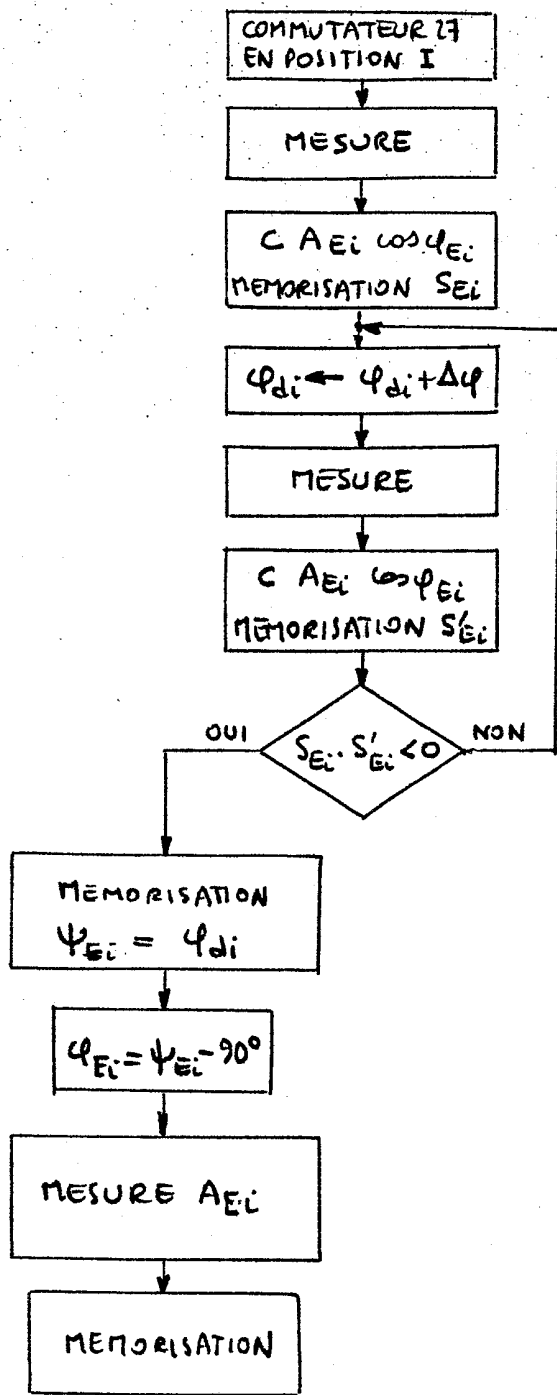


Fig 9

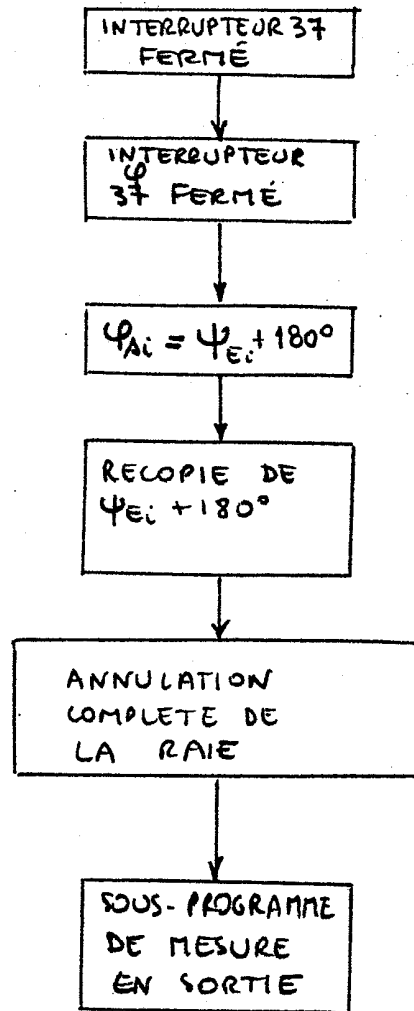


Fig 11

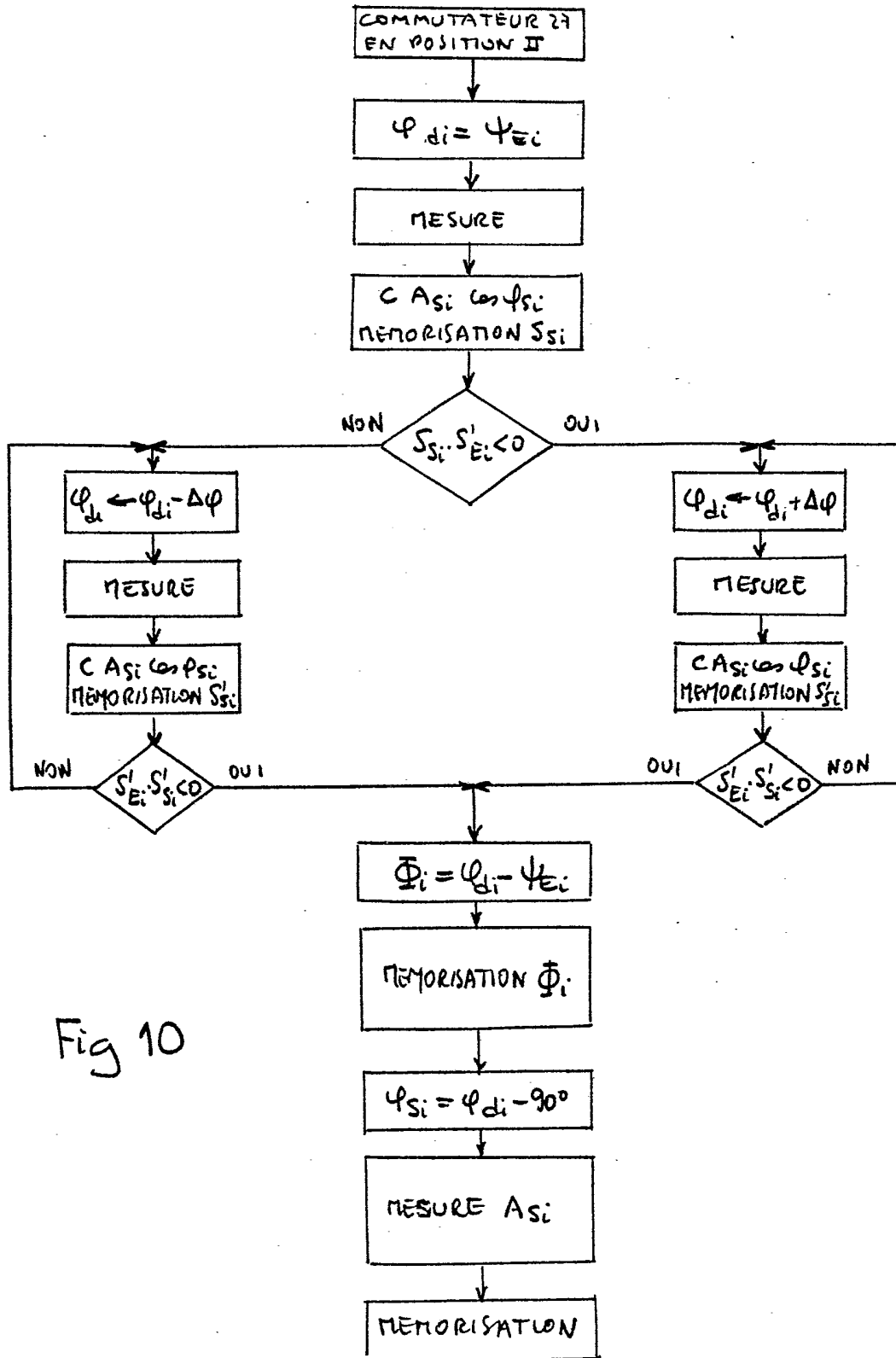


Fig 10