

①9 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE  
INSTITUT NATIONAL  
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE  
PARIS

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

**2 563 667**

②1 N° d'enregistrement national :

**84 06552**

⑤1 Int Cl<sup>4</sup> : H 03 H 17/02.

⑫

## DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②2 Date de dépôt : 26 avril 1984.

③0 Priorité :

⑦1 Demandeur(s) : Société dite : SOCIÉTÉ EUROPÉENNE  
DE DISTRIBUTION D'ENGINEERING ET DE MAINTENANCE (SEDEME). — FR.

⑦2 Inventeur(s) : François Mercailou.

④3 Date de la mise à disposition du public de la  
demande : BOPI « Brevets » n° 44 du 31 octobre 1985.

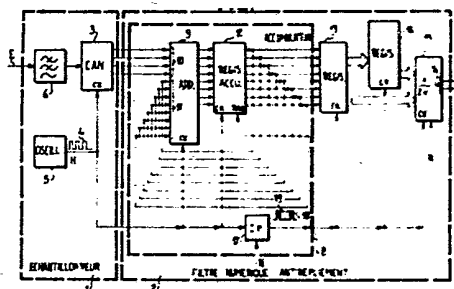
⑥0 Références à d'autres documents nationaux appa-  
rentés :

⑦3 Titulaire(s) :

⑦4 Mandataire(s) : Philippe Guilguet, Thomson-CSF.

⑤4 Procédé de filtrage numérique antirepliement pour échantillonneur et filtre pour échantillonneur fonctionnant selon ce procédé.

⑤7 L'invention concerne un procédé de filtrage numérique antirepliement dans lequel un convertisseur 3 analogique-numérique délivre des résultats d'analyse à un rythme supérieur à la fréquence d'échantillonnage à mettre en œuvre. On obtient la valeur exacte d'un échantillon relatif à une date donnée en combinant 8 entre eux l'ensemble des résultats d'analyse émis par le convertisseur au cours d'une période d'échantillonnage précédant la date de l'échantillon et au cours d'une période d'échantillonnage suivant la date à laquelle se réfère l'échantillon. On montre que les phénomènes de repliement de bande sont escamotés. L'invention s'applique notamment aux enregistreurs à échantillonnage pour lesquels il est nécessaire de disposer d'une plage de réglage 17 de la fréquence d'échantillonnage.



FR 2 563 667 - A1

D

1

**PROCEDE DE FILTRAGE NUMERIQUE ANTIREPLIEMENT POUR  
ECHANTILLONNEUR ET FILTRE POUR ECHANTILLONNEUR  
FONCTIONNANT SELON CE PROCEDE**

L'invention concerne un procédé de filtrage numérique anti-repliement pour un échantillonneur et un filtre pour échantillonneur fonctionnant suivant ce procédé. Elle a pour objet de perfectionner les enregistreurs qui comportent des échantillonneurs. Classiquement un enregistreur à échantillonnage prélève, à des intervalles de  
5 temps déterminés en général égaux, la valeur d'un signal analogique à enregistrer. Cette valeur est ensuite mémorisée soit sous forme graphique dans des enregistreurs à pointé, soit sous forme numérique dans des enregistreurs numériques. Le signal analogique à l'entrée  
10 d'un échantillonneur doit être filtré analogiquement de telle sorte qu'il ne contienne pas de fréquences supérieures à la moitié de la fréquence d'échantillonnage afin d'éviter le phénomène connu de repliement de bande.

Un phénomène de repliement de bande se produit lorsque le  
15 spectre d'un signal à échantillonner contient des composantes à des fréquences supérieures à la moitié de la fréquence d'échantillonnage. Schématiquement on peut dire que le spectre du signal échantillonné comporte alors la partie du spectre du signal à échantillonner qui est inférieure à la demi-fréquence d'échantillonnage plus le symétrique, par rapport à la demi-fréquence d'échantil-  
20 lonnage, des composantes du spectre du signal à échantillonner qui sont supérieures à la demi-fréquence d'échantillonnage. En conséquence, les filtres analogiques qui précèdent les échantillonneurs doivent avoir une bande passante allant de la fréquence zéro jusqu'à  
25 une fréquence aussi voisine que possible de la demi-fréquence d'échantillonnage. Ils doivent par ailleurs éliminer complètement les fréquences supérieures.

Par ailleurs, à l'intérieur de leur bande passante, le déphasage variable avec la fréquence que ces filtres introduisent provoque une déformation des signaux à échantillonner préjudiciable à l'exploitation ultérieure qui sera faite des enregistrements. En effet, il est bien connu qu'un signal n'est transmis tel quel par un filtre que si, dans la bande de ce signal, le filtre n'introduit qu'un déphasage linéaire en fonction de la fréquence. Dans ces conditions le signal est transmis par le filtre avec un certain retard qui affecte d'une manière identique toutes les composantes spectrales du signal. Or, ce n'est jamais le cas : le déphasage n'est pas une fonction linéaire de la fréquence. En conséquence, les différentes composantes spectrales du signal relatives à un instant donné sont transmises avec des retards variables dépendant de la fréquence de ces composantes. D'une manière générale les composantes en fréquence haute sont plus retardées que les composantes en fréquences basses. Il en résulte que le prélèvement à une date donnée de la valeur du signal filtré correspond schématiquement, pour les fréquences basses, à la valeur du signal à échantillonner à une date précédant la date d'échantillonnage d'une durée égale au retard du filtre. Pour les fréquences hautes ce prélèvement correspond à la valeur du signal à échantillonner à une date antérieure. Ou encore plus simplement, les composantes spectrales basses fréquences du signal à un instant  $t$  sont échantillonnées à instant  $t+T$ , où  $T$  est le retard du filtre, alors que les composantes hautes fréquences du spectre de ce signal à l'instant  $t$  ne sont échantillonnées qu'ultérieurement à  $t+T$ .

En plus de ces considérations, qui portent à conclure que la présence d'un tel filtre passe-bas est un mal nécessaire malgré les distorsions de phases qu'il introduit, il convient de remarquer que la fréquence d'échantillonnage doit pouvoir être choisie dans une gamme de fréquences extrêmement étendue en fonction de la nature du signal analogique à enregistrer. En effet, un enregistreur à échantillonnage est un instrument de mesure qu'il convient d'adapter aux besoins des utilisateurs. Couramment la dynamique de fréquence d'échantillonnage d'un enregistreur est de l'ordre de  $10^6$ . En conséquence, la fréquence de coupure du filtre analogique antirepliement

qui précède un échantillonneur devrait pouvoir varier dans cette même dynamique. Or, la difficulté et le coût de réalisation du filtre sont tels que les enregistreurs numériques de signaux n'en comportent que rarement. Et bien entendu, dans les cas où ils en sont équipés, les problèmes de déformation des signaux liés aux rotations de phase demeurent.

Le procédé de filtrage et le filtre d'échantillonneur de l'invention se proposent de résoudre les inconvénients cités en déplaçant la fréquence de coupure des filtres dans le domaine spectral et en recombinaut des échantillons entre eux, avant et après la date d'échantillonnage, de telle manière que la valeur de l'échantillon soit connue avec un retard constant par rapport à la date du signal à laquelle cet échantillon se réfère.

L'invention concerne un procédé de filtrage antirepliement dans lequel :

- on émet des impulsions périodiques d'un signal d'horloge,
- on filtre les composantes spectrales d'un signal à échantillonner qui se situent au-delà de la moitié de la fréquence du signal d'horloge,
- on délivre des résultats d'analyse au rythme du signal d'horloge au moyen d'un convertisseur analogique-numérique qui reçoit le signal filtré, caractérisé en ce que,
- on détermine une fréquence d'échantillonnage inférieure à la fréquence du signal d'horloge,
- et en ce que on combine entre eux des résultats d'analyse qui ont été délivrés par le convertisseur au cours d'une durée égale à deux fois la période d'échantillonnage déterminée.

L'invention concerne également un filtre antirepliement pour un échantillonneur recevant un signal à échantillonner et comportant un convertisseur analogique-numérique, piloté par les impulsions périodiques d'une horloge, pour élaborer des résultats d'analyse à chaque impulsion d'horloge, et précédé d'un filtre passe-bas pour éliminer les composantes spectrales du signal à échantillonner qui se

situent au-delà de la moitié de la fréquence du signal d'horloge, caractérisé en ce qu'il comporte des moyens pour que la fréquence du signal d'horloge soit supérieure à la fréquence d'échantillonnage à mettre en oeuvre, et en ce qu'il comporte des moyens pour déterminer la valeur d'un échantillon à partir d'une combinaison des résultats d'analyse élaborés par le convertisseur pendant une durée égale à deux fois la période d'échantillonnage.

L'invention sera mieux comprise à la lecture de la description qui suit et à l'examen des figures qui l'accompagnent. Celles-ci ne sont nullement limitative de l'invention. Elles représentent :

- figure 1, un échantillonneur conforme à l'invention,
- figures 2a et 2b, des diagrammes de spectres et des diagrammes temporels de signaux intervenant dans le dispositif de l'invention,
- figure 3, une variante de l'échantillonneur de l'invention.

La figure 1 représente un échantillonneur 1 muni d'un filtre antirepliement 2 conforme à l'invention. Le diagramme A de la figure 2a représente le phénomène de repliement de bande. La détermination d'une fréquence d'échantillonnage  $f_e$  impose que le spectre d'un signal E à échantillonner ne doit pas comporter de composantes spectrales supérieures à une fréquence de coupure  $f_c$  égale à la moitié de la fréquence d'échantillonnage  $f_e$ . Le spectre de E contient cependant de telles composantes, hachurées ici horizontalement. En l'absence de filtre antirepliement elles se retrouvent dans le spectre du signal échantillonné comme si elles avaient subi un déplacement par symétrie autour de la fréquence de coupure  $f_c$  : hachures verticales. En application de la théorie de la superposition, les composantes spectrales du signal échantillonné légèrement inférieures à  $f_c$  se retrouvent alors anormalement affectées de cette contribution de repliement. Le résultat de l'échantillonnage est donc faussé.

L'échantillonneur de l'invention comporte classiquement un convertisseur analogique-numérique 3 piloté par les impulsions périodiques 4 d'un signal H délivré par une horloge 5 qui peut comporter un oscillateur. Le signal E à échantillonner est transmis au

convertisseur 3 par l'intermédiaire d'un filtre passe-bas 6 qui élimine les composantes spectrales de E qui se situent au-delà de la moitié de la fréquence du signal H. Une première caractéristique de l'invention est que, si l'on désire une fréquence d'échantillonnage  $f_e$  donnée, la fréquence  $f_h$  du signal d'horloge H est supérieure à cette fréquence d'échantillonnage  $f_e$ . Le diagramme B de la figure 2a exprime ici que  $f_h$  est sensiblement de l'ordre de cinq fois  $f_e$ . Comme on le verra plus loin, autant  $f_h$  est constant dans l'échantillonneur de l'invention autant  $f_e$  peut varier en fonction du signal que l'on cherche à échantillonner. Dans une réalisation pratique  $f_h$  est de l'ordre de 30 Mégahertz et la fréquence nominale d'échantillonnage de l'échantillonneur est alors limitée à 15 Mégahertz.

La courbe représentée sur le diagramme B de la figure 2a est la courbe de réponse spectrale du filtre 6. Les composantes spectrales du signal E qui passerait au travers de ce filtre ne seraient transmises que si elles sont inférieures à la fréquence de coupure de celui-ci. Cette fréquence de coupure est elle-même légèrement inférieure à la moitié de la fréquence d'horloge  $f_h$ . Il est intéressant de remarquer que ce filtre ne va pas apporter de distorsions de phase pour les composantes spectrales du signal E qui sont inférieures à la moitié de la fréquence d'échantillonnage  $f_e$ . En effet, quelle que soit la réalisation de ce filtre, par exemple un filtre dit de TCHEBYCHEFF, ce n'est pas en basses fréquences que la phase du signal transmis subit les rotations les plus néfastes. On peut même considérer que pour de tels filtres, pour les fréquences inférieures à cinq fois leur fréquence de coupure ( $f_h/2$ ), la rotation de phase est linéaire à la fréquence. En conséquence, les composantes utiles du signal E que l'on cherche à retrouver dans l'échantillonnage ne subissent pas d'altération de ce point de vue.

Sur le diagramme temporel U de la figure 2 on a représenté le signal E ainsi que des résultats d'analyse élaborés par le convertisseur 3 et qui sont symbolisés par des petits points 7. La représentation analogique des résultats 7 ne doit pas faire oublier que ces

résultats sont en fait délivrés sous une forme numérique par le convertisseur 3. Cette représentation est cependant commode pour expliquer ce qui suit. Les résultats 7 sont élaborés à la fréquence du signal H et sont donc séparés les uns des autres par une période d'horloge  $T_h$  qui est l'inverse de la fréquence  $f_h$  du signal d'horloge. On a mis en évidence sur le diagramme U les résultats élaborés pendant deux périodes d'échantillonnage  $T_e$  consécutives. La période  $T_e$  est l'inverse de la fréquence d'échantillonnage à mettre en oeuvre. En définitive ce qui est demandé à l'échantillonneur de l'invention c'est de délivrer des échantillons à des dates  $t_{n-1}$ ,  $t_n$ ,  $t_{n+1}$ , etc... séparées respectivement les unes des autres par des durées égales à  $T_e$ . La deuxième caractéristique de l'invention est alors, pour déterminer la valeur vraie de l'échantillon du signal E à une date  $t_n$ , de combiner l'ensemble des résultats 7 élaborés par le convertisseur 3 entre la date  $t_{n-1}$  et la date  $t_{n+1}$ . Dans une application simple cette combinaison consiste en une addition de l'ensemble de ces différents résultats. Sans entrer immédiatement dans le détail de la réalisation de cette addition on en exprime ici ses effets.

Premièrement ce mode de combinaison a pour effet de constituer un filtre ayant une réjection totale à la moitié de la fréquence d'échantillonnage ( $f_e/2$ ). Cette particularité est représentée sur le diagramme C de la figure 2a où le gain de la bande passante du filtre numérique constitué par cette combinaison passe par une valeur nulle à la fréquence  $f_e/2$ . Une explication simple peut en être donnée en regardant le diagramme U de la figure 2b. En supposant qu'entre la date  $t_{n-1}$  et la date  $t_{n+1}$  le signal E est un signal comportant une composante continue superposée à une sinusoïdale pure de fréquence  $f_e/2$ , et donc de période deux fois  $T_e$ , on constate qu'en faisant la moyenne de tous les résultats 7 élaborés pendant cette durée deux fois  $T_e$  la contribution apportée par cette sinusoïdale pure sera nulle. En effet, la valeur moyenne d'un signal sinusoïdal, prise pendant une période de ce signal sinusoïdal, est bien

nulle. C'est donc la durée pendant laquelle on retient les résultats 7 élaborés par le convertisseur 3 pour les combiner entre eux qui détermine la fréquence de réjection du filtre numérique réalisé. Le diagramme U permet également de constater qu'il y aura une autre  
5 réjection parfaite de toutes les composantes spectrales dont la fréquence est multiple de la moitié de la fréquence d'échantillonnage à mettre en oeuvre. Le filtre numérique réalisé à partir d'une telle combinaison possède cependant entre chaque fréquence de réjection un gain non nul. On peut calculer que les maxima de ces  
10 gains entre chaque multiple de la fréquence de réjection décroissent selon une courbe K représentée en tirets et de pente 12dB par octave depuis la première fréquence de réjection de ce filtre. On montre en conséquence que les contributions en repliement apportée par les composantes du signal E, se trouvant entre deux multiples  
15 consécutifs de la demi-fréquence d'échantillonnage, sont alors négligeables.

Deuxièmement en ce qui concerne la phase des différentes composantes spectrales, on remarque que le fait d'attendre le résultat élaboré par le convertisseur 3 jusqu'à la date  $t_n + T_e$  permet  
20 de tenir compte des composantes spectrales élevées, proches de la demi-fréquence d'échantillonnage quand elles existent, qui ont été les plus retardées. De ce point de vue, le retard  $T_e$  apporté à l'élaboration de la valeur vraie d'un échantillon du signal E à une date  $t_n$ , et qui est constant quelle que soit la composante spectrale  
25 de l'échantillon à prendre en compte, est un gage de l'élimination des distorsions qui sont dues aux déphasages. La combinaison des résultats 7 peut alors s'interpréter comme une intégration, pendant une durée deux fois  $T_e$ , de la valeur du signal E. Ceci différencie l'échantillonneur de l'invention des échantillonneurs classiques où, à  
30 chaque échantillon, on prélève la valeur instantanée du signal filtré sans tenir compte des variations ultérieures de ce signal jusqu'à l'échantillon suivant. En effet, on a vu que ces variations ultérieures sont justement représentatives des composantes spectrales les plus retardées.

Le filtre numérique antirepliement 2 de l'invention comporte essentiellement un accumulateur 8 pour produire une accumulation des résultats élaborés par le convertisseur 3 pendant une durée égale à une fois la période d'échantillonnage. L'accumulateur 8 comporte un additionneur 9 recevant sur un premier ensemble d'entrées 10 la représentation binaire du résultat d'analyse élaboré par le convertisseur 3 à chaque impulsion du signal d'horloge. Sur un deuxième jeu d'entrées 11 l'additionneur 9 reçoit des valeurs binaires contenues dans un registre à accumulation 12. Le registre 12 est remis à zéro au début de chaque période d'échantillonnage par un signal périodique émis à cette fréquence d'échantillonnage. Ce signal périodique d'échantillonnage attaque le registre 12 sur son entrée de remise à zéro RAZ sur la première impulsion d'horloge 4 du signal H. Le premier résultat 7 qui arrive dans l'additionneur 9 est néanmoins transmis jusqu'au registre 12 qui est relié à cet additionneur. A la deuxième impulsion d'horloge 4, le deuxième résultat d'analyse est présenté sur les entrées 10 de l'additionneur 9 tandis que le premier résultat est présenté par les sorties du registre 12 sur les entrées 11 de cet additionneur. Sous l'effet du signal d'horloge la somme de ces deux premiers résultats d'analyse est transférée au registre accumulateur 12. Il en va ainsi de suite jusqu'au dernier résultat 7 qui précède une deuxième impulsion d'échantillonnage. A cet instant le registre 12 contient une valeur numérique représentative de la somme des résultats d'analyse élaborés pendant une période  $T_e$  de la fréquence d'échantillonnage.

Les sorties du registre accumulateur 12 sont par ailleurs reliées en parallèle aux entrées d'un premier registre de mémorisation 13. A chaque impulsion du signal d'échantillonnage le registre 13 prélève le contenu du registre 12. Autrement dit lors de l'arrivée de la deuxième impulsion à la fréquence d'échantillonnage le registre 13 contient l'accumulation des résultats élaborés entre cette première et cette deuxième impulsion d'échantillonnage tandis que le registre 12 est remis à zéro. Pour éviter au registre 13 de prélever le contenu du registre 12 au moment où celui-ci est remis à

zéro l'impulsion d'échantillonnage peut être transmise sur l'entrée remise à zéro du registre 12 avec un léger retard. Il en est de même des commandes d'horloge appliquées sur l'additionneur 9 et sur le registre 12 pour leur permettre d'effectuer l'accumulation. Le choix  
 5 des circuits qui produisent ces retards est très dépendant de la technologie de chacun de ces éléments 9,12 et 13. Leur adjonction éventuelle est du ressort de l'homme de métier qui connaît les circuits logiques.

Le registre 13 est en communication avec un deuxième registre mémorisateur 14 identique au registre 13. A chaque impulsion  
 10 d'échantillonnage le contenu du registre 13 est transféré dans le registre 14. Les registres 13 et 14 forment une mémoire à décalage ayant une sortie intermédiaire : la sortie du registre 13. La sortie du registre 13 et la sortie du registre 14 sont connectées à l'entrée d'un  
 15 sommateur 15 qui effectue, à la fréquence d'échantillonnage, l'addition du contenu des registres 13 et 14. Ainsi, si la première impulsion d'échantillonnage précédemment évoquée est l'impulsion  $t_{n-1}$  du diagramme U de la figure 2b, lors de l'apparition de l'impulsion d'échantillonnage  $t_{n+1}$  le contenu du registre 13 et le contenu  
 20 du registre 14 sont transmis au sommateur 15. Le sommateur 15 délivre donc sur ses sorties 16 à la date  $t_{n+1}$  un signal binaire S représentatif de la valeur vraie d'un échantillon du signal E à la date  $t_n$ . L'intérêt de registres décalés 13-14 est de permettre de garder en mémoire le contenu de l'accumulation des résultats entre la date  
 25  $t_n$  et la date  $t_{n+1}$  pour élaborer l'échantillon relatif à la date  $t_{n+1}$  qui devra par ailleurs contenir également l'accumulation des résultats délivrés par le convertisseur 3 entre la date  $t_{n+1}$  et la date  $t_{n+2}$ .

D'une manière préférée la fréquence d'échantillonnage sera  
 30 obtenue par division, dans un diviseur 17, du signal H de l'horloge 5. En conséquence, la fréquence d'échantillonnage sera un sous multiple de la fréquence de l'horloge. On sait réaliser au moyen de circuits logiques simples une division de fréquence pour élaborer un deuxième signal impulsionnel 18 à partir d'un premier signal impulsionnel 4 et dans lequel certaines impulsions 19 ont été supprimées. Ceci  
 35

n'est bien entendu pas une obligation et le signal d'échantillonnage 18 peut être un signal indépendant quelconque. Sa fréquence doit cependant être inférieure à la fréquence du signal H. Elle ne devra pas être choisie supérieure approximativement à la moitié de la fréquence d'horloge.

5

Dans le cas de l'invention où l'on retient un diviseur de fréquence 17 il est connu de pouvoir régler le facteur de division au moyen d'une commande N. La commande N peut être une commande mécanique intervenant sur des relayages de bascules comprises dans le circuit 17, elle peut même être une commande électronique annexe. Ce qui est déterminant c'est que le signal 18 soit une division du signal H. On note au passage un avantage procuré par la solution de l'invention qui permet de régler la fréquence d'échantillonnage à une valeur adaptée aux besoins c'est-à-dire au signal à échantillonner que l'on analyse. Si 2 est un facteur de division minimum, le facteur de division suivant, 3, apporte une diminution de 50% de la fréquence d'échantillonnage. Le facteur de division suivant, 4, n'apporte plus qu'une diminution de 33%. Ainsi de suite par incrémentation d'une unité du facteur de division, le choix de la fréquence d'échantillonnage peut être déterminée de plus en plus finement au fur et à mesure que l'on s'éloigne de la fréquence d'échantillonnage nominale. Dans une réalisation plus simple le diviseur 17 ne contiendra que des diviseurs par deux entraînant une modification par octave de la valeur de la fréquence d'échantillonnage.

10

15

20

25

On remarque que par construction la première fréquence de réjection du filtre 2 sera toujours placée à la valeur de la demi-fréquence d'échantillonnage : que cette fréquence d'échantillonnage soit obtenue par division de la fréquence du signal de la fréquence d'horloge ou qu'elle soit obtenue intrinsèquement. On a donc réalisé ainsi simplement un filtre dont la fréquence de coupure est réglable (diagramme D de la figure 2a) tout en gardant une même allure générale. La courbe K à 12 dB par octave est obtenue

30

quelle que soit la fréquence d'échantillonnage. En effet, la réjection parfaite des composantes spectrales à la demi-fréquence d'échantillonnage est obtenue par le fait que l'on prend la somme des résultats d'analyse élaborés par le convertisseur 3 pendant une durée égale à deux fois la période d'échantillonnage au moyen des registres décalés 13-14 et du sommateur 15.

Il convient de remarquer qu'étant donné que l'on a remplacé un échantillon à une date  $t_n$  par la somme des résultats d'analyse entre les dates  $t_{n-1}$  et  $t_{n+1}$  il peut sembler utile de normaliser la valeur de l'échantillon mesuré en la divisant par le nombre des résultats pris en compte pour l'élaboration de cet échantillon. C'est pour cette raison que le sommateur 15 pourra comporter en plus un organe diviseur par  $2n$  ou  $n$  est le rapport entre la fréquence d'horloge et la fréquence d'échantillonnage. Dans ces conditions cette normalisation doit être fonction de ce rapport aussi il convient de la faire dépendre de la même commande  $N$  qui a affecté le diviseur 17. En fait, cette normalisation ne se justifie que dans la mesure où l'on cherche à comparer entre eux des échantillons obtenus à une première fréquence d'échantillonnage donnée et des échantillons obtenus à une deuxième fréquence d'échantillonnage donnée. Par contre, pour une fréquence d'échantillonnage donnée unique les valeurs des échantillons sont homogènes entre elles. Dans ce cas la normalisation n'est pas vraiment nécessaire.

La figure 3 représente une variante de l'échantillonneur de l'invention dans laquelle la combinaison des résultats d'analyse pour élaborer la valeur d'un échantillon ne s'effectue pas par addition pure de tous ces résultats mais par une pondération qui affecte ces résultats en fonction de la date à laquelle ces résultats sont émis par rapport à la date à laquelle se réfère l'échantillon. Le diagramme temporel V de la figure 2b indique un tel exemple de pondération entre des dates  $t_{n-1}$  et  $t_{n+2}$ . Pour l'échantillon pris à la date  $t_n$  les résultats de l'analyse sont pondérés par un coefficient croissant lorsqu'ils sont émis entre les dates  $t_{n-1}$  et  $t_n$ , et par un coefficient décroissant lorsqu'ils sont émis entre les dates  $t_n$  et

$t_{n+1}$ . Par contre, pour l'échantillon pris à la date  $t_{n+1}$  le coefficient est croissant pour les résultats émis entre la date  $t_n$  et la date  $t_{n+1}$  et est décroissant entre la date  $t_{n+1}$  et la date  $t_{n+2}$ . Ces pondérations ont pour effet de modifier la courbe de réponse du
   
 5 filtre numérique antirepliement réalisé. Elles sont calculées en fonction d'une courbe de réponse à atteindre.

Le coefficient pondérateur qui affecte les résultats d'analyse doit être modifié d'un résultat à l'autre. Les pondérateurs qui effectuent la pondération des résultats délivrés par le convertisseur 3 sont disposés immédiatement en aval de ce convertisseur 3
   
 10 avant le filtre numérique 2. Ces pondérateurs sont des circuits tels que leur coefficient de pondération varie d'un résultat à l'autre en une suite monotone croissante pour la période de durée  $T_e$  qui précède la date  $t_n$  à laquelle se réfère l'échantillon puis décroissante pendant la période  $T_e$  qui suit cette date  $t_n$ . De manière à
   
 15 pouvoir élaborer l'échantillon se référant à la date  $t_{n+1}$  il est nécessaire de doubler les pondérateurs et de relier chacun de ceux-ci à un accumulateur identique à l'accumulateur 8. En effet, entre
   
 20 chaque date  $t_n$  et  $t_{n+1}$  il y a lieu de pondérer les résultats d'une manière monotone décroissante pour l'échantillon qui se réfère à la date  $t_n$  et d'une manière monotone croissante pour l'échantillon qui se réfère à la date  $t_{n+1}$ .

En conséquence, le convertisseur 3 débite ses résultats dans deux pondérateurs 20 et 21 en parallèle. Ces deux pondérateurs sont
   
 25 chacun pilotés par le signal H de l'horloge 5. Les coefficients de pondérations de ces pondérateurs varient cycliquement au rythme de la demi-fréquence d'échantillonnage. Ils sont déphasés l'un par rapport à l'autre d'une durée égale à la période d'échantillonnage. Ils délivrent des résultats d'analyse pondérés dans des accumulateurs
   
 30 comprenant respectivement un additionneur 9 et un registre à accumulation 12 ou un additionneur 9' et un registre à accumulation 12'. Les signaux de remise à zéro des registres à accumulation 12 et 12' sont des impulsions I2 ou J2 qui correspondent chacune à des impulsions de la fréquence d'échantillonnage divisées par deux et

décalées l'une de l'autre par un circuit de décalage 22. Celui-ci reçoit le signal à la fréquence d'échantillonnage et délivre deux signaux à une demi-fréquence d'échantillonnage décalées dans le temps l'un de l'autre d'une durée égale à la période d'échantillonnage. Le circuit de décalage 22 comporte en particulier une bascule JK 23 dont les sorties Q et  $\bar{Q}$  changent d'état chaque fois qu'une impulsion à la fréquence d'échantillonnage est admise sur son entrée de commande CK. Il comporte en outre un couple de portes logiques ET 24 et 25 reliées d'une part respectivement aux sorties Q et  $\bar{Q}$  de la bascule 23 et d'autre part à l'entrée de commande de la bascule 23. Ces portes ET délivrent des signaux I1 et J1 respectivement. Deux circuits de temporisation 26 et 27 retardent les impulsions I1 et J1 et élaborent les deux impulsions I2 et J2 de remise à zéro des registres accumulateurs 12 et 12'. Deux registres de transfert respectivement 28 et 29 sont reliés aux sorties des registres à accumulation 12 et 12'. Ils prélèvent le contenu des registres 12 et 12' respectivement sur l'ordre des signaux I1 et J1. Leurs sorties reliées en parallèle délivrent le signal S représentatif des valeurs des échantillons. Les circuits de retard 26 et 27 ont pour objet que les registres 28 et 29 prélèvent le contenu des registres à accumulation respectivement 12 et 12' avant que ceux-ci n'aient été remis à zéro respectivement par les impulsions I2 et J2. On remarque que dans cette réalisation le jeu de registres décalés 13-14 de la figure 1 n'est pas nécessaire étant donné que les accumulateurs 9-12 et 9'-12' travaillent chacun pendant une durée double de la période d'échantillonnage.

Les pondérateurs peuvent être de tous types connus. En particulier ils peuvent comporter chacun un jeu de matrices de codage pour pondérer la valeur d'un résultat d'analyse qui leur est introduit en adresse. D'une impulsion à l'autre du signal d'horloge on passe d'une matrice du jeu de chacun des pondérateurs à la matrice suivante de ce jeu. Au bout d'une période d'échantillonnage on revient à une même matrice du jeu.

## REVENDEICATIONS

### 1. Procédé de filtrage antirepliement dans lequel

- on émet (5) des impulsions (4) périodiques ( $f_n$ ) d'un signal (H) d'horloge,

5 - on filtre (16) les composantes spectrales d'un signal (E) à échantillonner qui se situent au-delà de la moitié ( $f_n/2$ ) de la fréquence du signal d'horloge,

- on délivre (3) des résultats (7) d'analyse au rythme du signal d'horloge au moyen d'un convertisseur analogique qui reçoit le signal filtré, caractérisé en ce que,

10 - on détermine une fréquence d'échantillonnage ( $f_e$ ) inférieure à la fréquence du signal d'horloge,

- et on combine (2) entre eux les résultats qui ont été délivrés par le convertisseur au cours d'une durée ( $t_{n-1}, t_{n+1}$ ) égale à deux fois la période d'échantillonnage déterminée.

15 2. Procédé selon la revendication 1 caractérisé en ce que dans la combinaison on accumule (8) les résultats d'analyse à combiner.

3. Procédé selon la revendication 1 ou la revendication 2 caractérisé en ce que dans la combinaison on pondère (20,21) les résultats d'analyse à combiner en fonction de la date d'arrivée de ces résultats.

20 4. Filtre (2) antirepliement pour un échantillonneur (1) comportant un convertisseur (3) analogique-numérique piloté par des impulsions (4) périodiques ( $f_h$ ) d'une horloge (5) pour élaborer des résultats (7) à chaque impulsion d'horloge et précédé d'un filtre (6)

25 passe-bas pour éliminer les composantes spectrales du signal à échantillonner qui se situent au-delà de la moitié ( $f_h/2$ ) de la fréquence du signal d'horloge, caractérisé en ce qu'il comporte des moyens (17) pour que la fréquence du signal d'horloge soit supérieure à la fréquence d'échantillonnage à mettre en oeuvre et en ce qu'il

30

comporte des moyens (8) pour déterminer la valeur d'un échantillon à partir d'une combinaison des résultats élaborés par le convertisseur pendant une durée égale à deux fois la période d'échantillonnage.

5           5. Filtre selon la revendication 4 caractérisé en ce que les moyens de combinaison comportent des moyens (9-12) pour accumuler les résultats d'analyse à combiner.

10           6. Filtre selon l'une quelconque des revendications 4 ou 5 caractérisé en ce que les moyens de combinaison comportent des moyens (20,21) pour pondérer les résultats à combiner en fonction de la date d'arrivée de ces résultats.

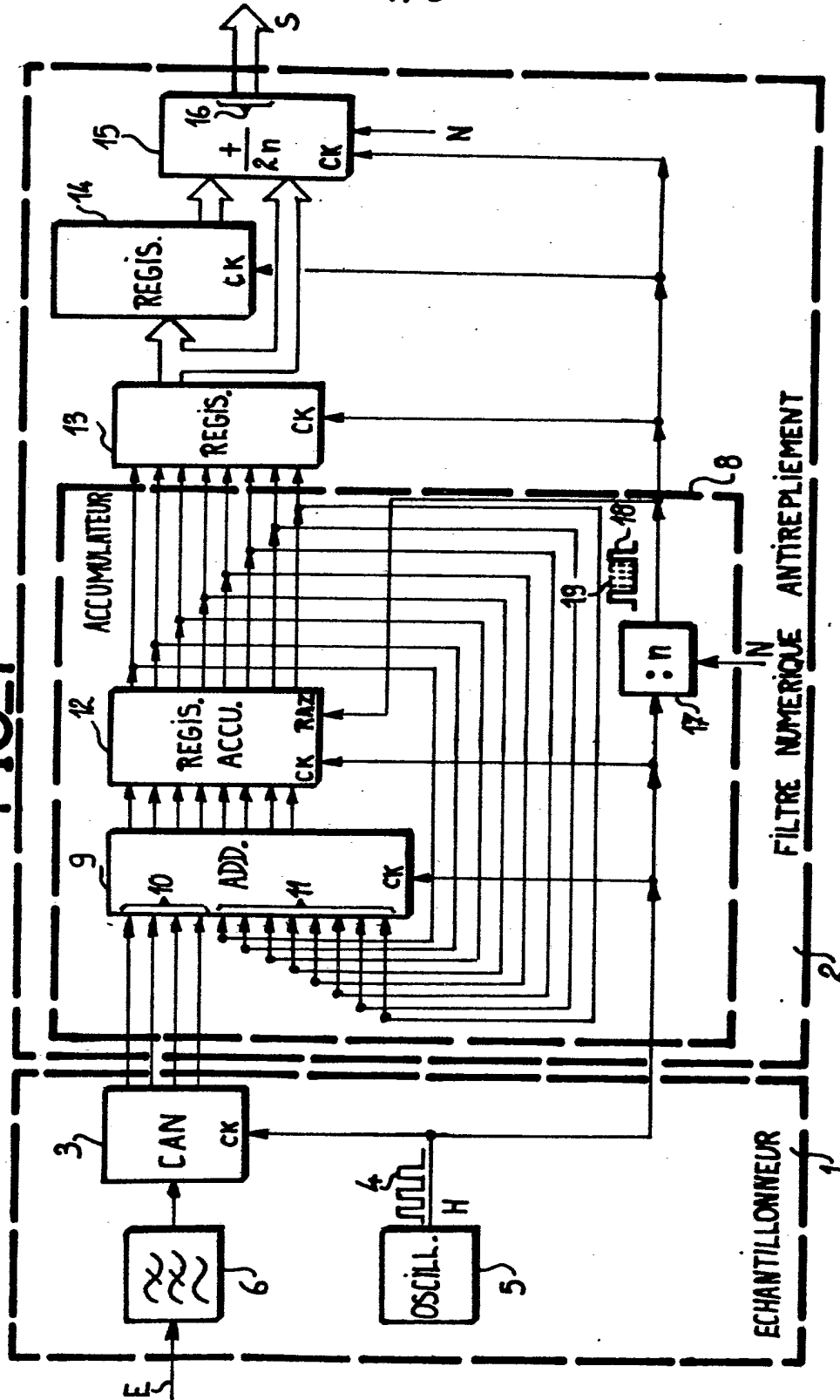
15           7. Filtre selon l'une quelconque des revendications 4 à 6 caractérisé en ce que les moyens de combinaison comportent un accumulateur (8) pour produire une accumulation des résultats élaborés par le convertisseur pendant une durée égale à une fois la période ( $T_e$ ) d'échantillonnage, un jeu de deux registres (13,14) en cascade reliés à cet accumulateur pour contenir chacun une accumulation des résultats relatifs respectivement à une première ( $t_{n-1}-t_n$ ) et à une deuxième ( $t_n-t_{n+1}$ ) période, successives l'une de l'autre, un sommateur (15) relié aux deux registres pour déterminer  
20 la valeur d'un échantillon du signal relatif à la date ( $t_n$ ) marquant la fin de la première période et le début de la deuxième période constituant les deux périodes successives.

25           8. Filtre selon l'une quelconque des revendications 4 à 7 caractérisé en ce que la fréquence d'échantillonnage à mettre en oeuvre est déterminée dans des moyens (17) diviseurs par division du signal à la fréquence d'horloge.

30           9. Filtre selon la revendication n°8 caractérisé en ce que les moyens diviseurs sont réglables (N) pour faire varier la fréquence d'échantillonnage à mettre en oeuvre.

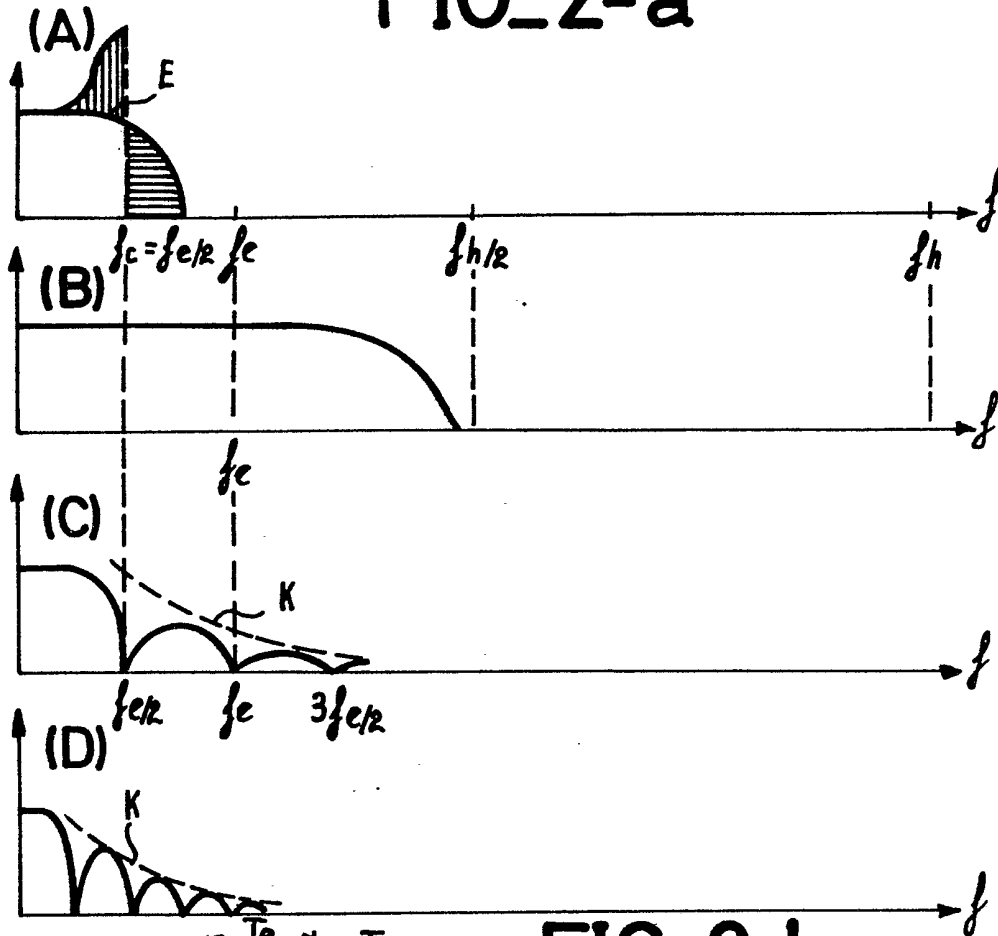
10. Filtre selon la revendication 9 caractérisé en ce que les moyens diviseurs sont réglables pour faire varier la fréquence de coupure ( $f_c$ ) du filtre.

FIG 1

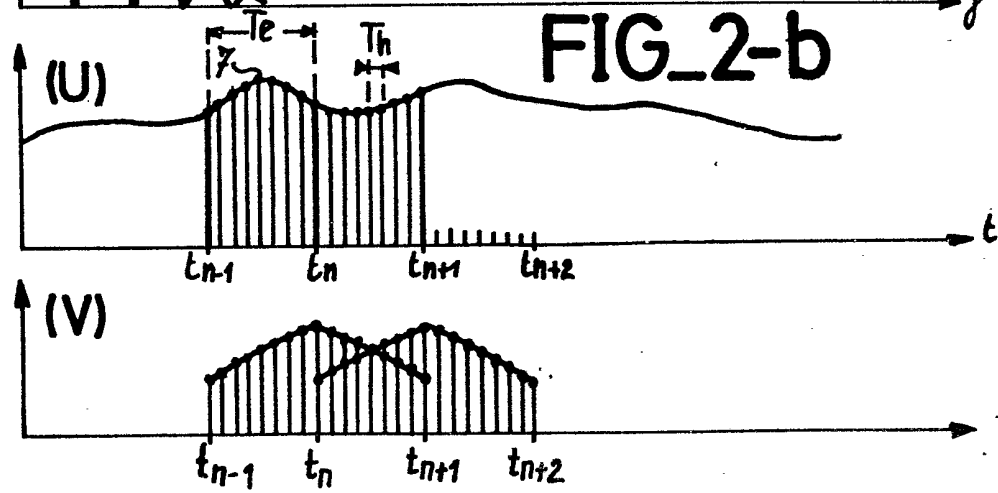


2/3

FIG\_2-a



FIG\_2-b



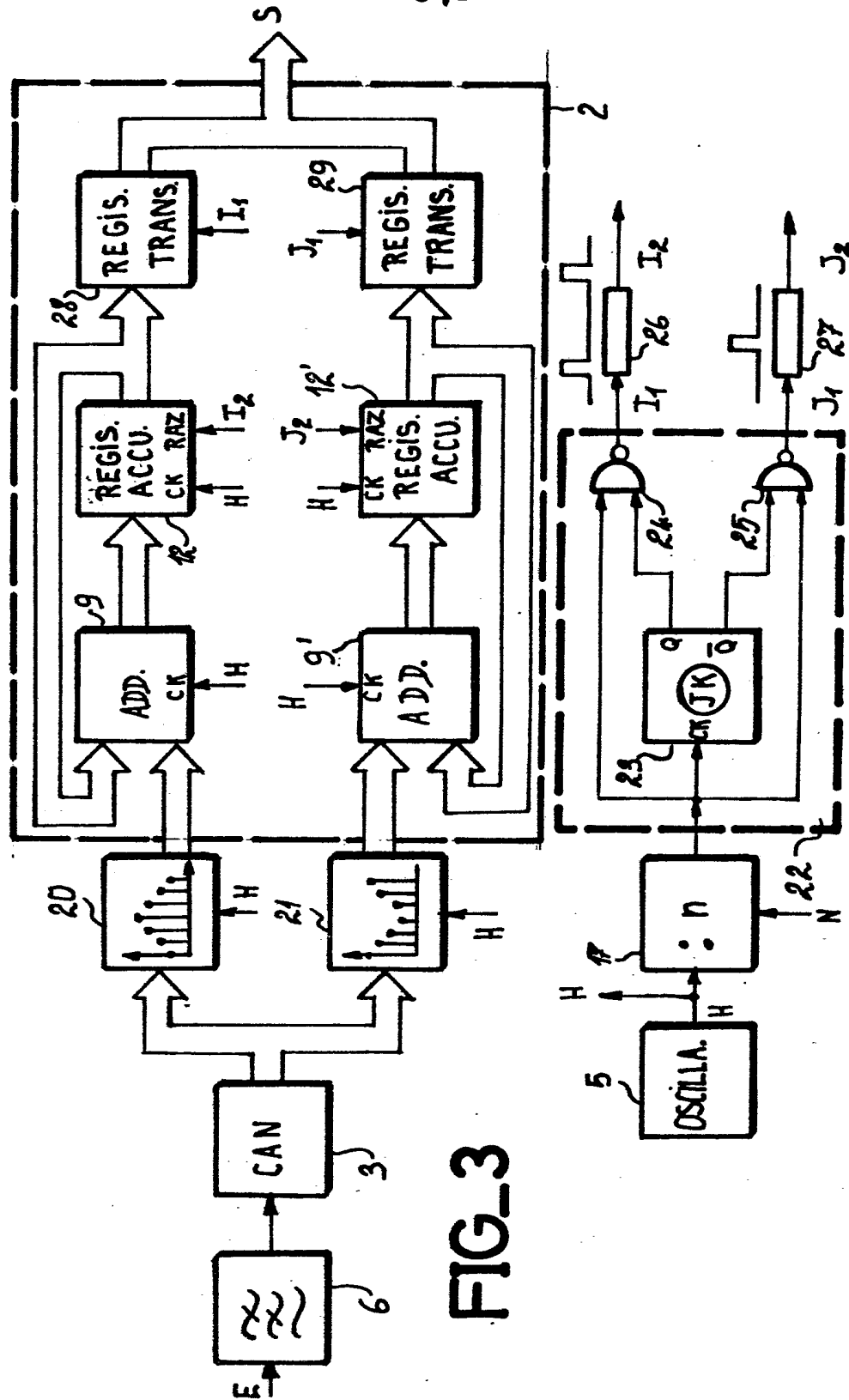


FIG-3