



(12)

## DEMANDE DE BREVET EUROPEEN

(21) Numéro de dépôt : 92401498.8

(51) Int. Cl.<sup>5</sup> : G04F 10/06, G01S 17/10

(22) Date de dépôt : 02.06.92

(30) Priorité : 18.06.91 FR 9107423

(72) Inventeur : Besson, Yves  
THOMSON-CSF, SCPI, Cédex 67  
F-92045 Paris la Défense (FR)

(43) Date de publication de la demande :  
07.01.93 Bulletin 93/01

(74) Mandataire : Beylot, Jacques et al  
Thomson-CSF SCPI B.P. 329  
F-92402 COURBEVOIE CEDEX (FR)

(84) Etats contractants désignés :

DE FR GB IT

(71) Demandeur : THOMSON-CSF  
51, Esplanade du Général de Gaulle  
F-92800 Puteaux (FR)

(54) Dispositif électronique de mesure de retards.

(57) La présente invention concerne la mesure de faibles retards entre un front de signal et un instant de référence préférentiellement défini par un autre front de signal. Elle consiste à utiliser un front de signal pour provoquer grâce à des filtres résonateurs (13, 14) l'apparition de deux signaux sinusoïdaux de même fréquence en quadrature constituant les composantes d'un vecteur complexe à module sensiblement constant dont la phase évolue linéairement au cours du temps et à déduire de la valeur de cette phase à l'instant de référence, la valeur du retard séparant l'instant de référence du front de signal. Elle s'applique plus particulièrement à la mesure de retards brefs de quelques nanosecondes.

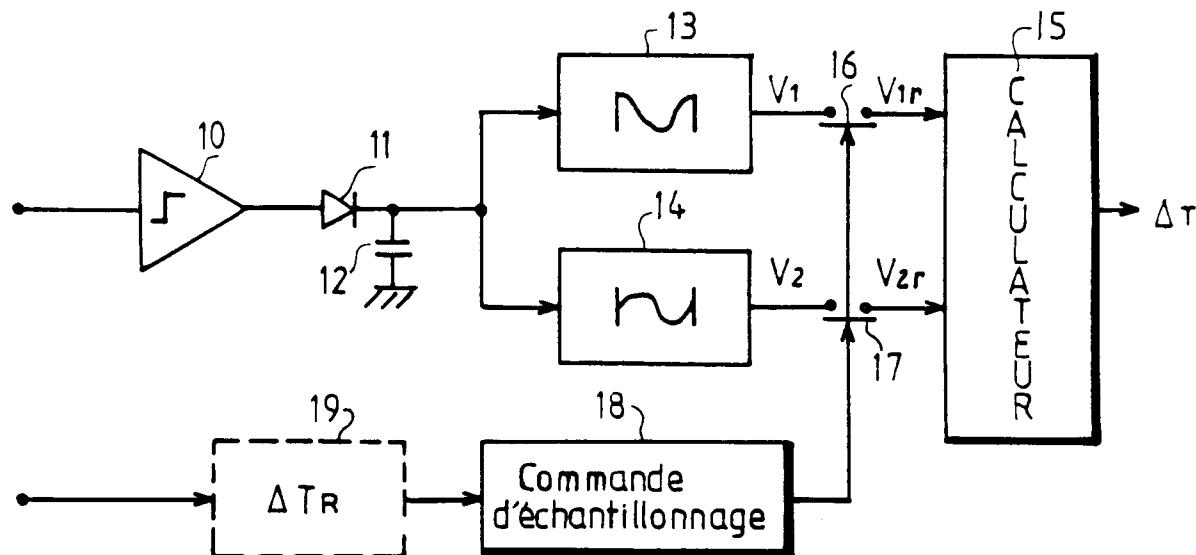


FIG.1

La présente invention concerne la mesure de faibles retards ou d'écart de temps d'arrivée entre un front de signal et un instant de référence préférentiellement défini par un autre front de signal.

La mesure de tels retards s'effectue en général par traitement d'informations saisies par échantillonnage direct sur le front du signal incident ou sur les fronts des signaux incidents. Elle présente des difficultés sérieuses lorsque l'on veut déceler des écarts de temps de l'ordre de quelques nanosecondes voire de la nanoseconde et que le ou les fronts des signaux incidents sont brefs et susceptibles de déformations locales causes d'erreurs.

La présente invention a pour but de permettre la mesure de retard très court sur un ou des fronts de signaux en s'affranchissant d'un certain nombre de défauts liés à l'exploitation temporelle directe des fronts de signaux.

Pour ce faire, on propose de ramener une mesure de temps à une mesure de déphasage en utilisant un front de signal pour élaborer deux composantes en quadrature d'un vecteur tournant sur lequel l'écoulement du temps se traduit par une variation linéaire de phase.

L'invention a pour objet un dispositif électronique de mesure du retard d'un instant de référence par rapport à un front de signal présentant entre eux un retard maximal qui comporte :

- une voie d'entrée recevant le front de signal et comportant, en parallèle, un premier filtre résonateur qui est accordé sur une période T au moins égale au retard maximal et qui engendre un signal V1 de forme cosinusoïdale en réponse à une excitation par un front de signal, et un deuxième filtre résonateur qui est accordé sur la même période T que le premier filtre résonateur et qui engendre un signal V2 de forme sinusoïdale en réponse à une excitation par un front de signal ;
- un circuit d'échantillonnage déclenché à l'instant de référence qui échantillonne simultanément les signaux de sortie des deux filtres résonateurs et délivre des valeurs V1r et V2r et
- un circuit de calcul qui reçoit les échantillons V1r et V2r provenant du circuit d'échantillonnage, calcule le déphasage  $\phi$  du signal vectoriel ayant pour composantes les échantillons V1r et V2r des signaux des filtres résonateurs de la première voie d'entrée par mise en oeuvre de la formule :

$$\phi = \text{Arctg} \frac{V2r}{V1r}$$

puis détermine le retard  $\Delta T$  de l'instant de référence par rapport à celui d'apparition du front de signal par mise en oeuvre de la formule :

$$\Delta T = T \times \frac{\phi}{2\pi}$$

L'instant de référence peut être défini par l'apparition d'un autre front de signal. Dans ce cas, l'invention a également pour objet un dispositif de mesure de

retard entre deux fronts de signaux présentant entre eux un retard maximal qui comporte :

- une première voie d'entrée recevant un premier front de signal et comportant, en parallèle, un premier filtre résonateur qui est accordé sur une période T' au moins égale au retard maximal et qui engendre un signal V'1 de forme cosinusoïdale en réponse à une excitation par un front de signal, et un deuxième filtre résonateur qui est accordé sur la même période T' que le premier et qui engendre un signal V'2 de forme sinusoïdale en réponse à une excitation par un front de signal ;
- une deuxième voie d'entrée recevant le deuxième front de signal et comportant, en parallèle, comme la première, un premier filtre résonateur qui est accordé sur la même période T' que les filtres résonateurs de la première voie et qui engendrent un signal V'3 de forme cosinusoïdale en réponse à une excitation par un front de signal, et un deuxième filtre résonateur qui est accordé sur la même période T' que le premier et qui engendre un signal V'4 de forme sinusoïdale en réponse à une excitation par un front de signal ;
- un circuit de détection de passage des fronts de signaux à deux entrées connectées en parallèle sur celles des deux voies d'entrée qui se déclenche après le passage des deux fronts ;
- un circuit d'échantillonnage qui est déclenché par le circuit de détection après le passage des deux fronts et qui échantillonne simultanément les signaux de sortie des filtres résonateurs et délivre des valeurs V'1e, V'2e, V'3e, V'4e et
- un circuit de calcul qui reçoit les échantillons V'1e, V'2e, V'3e, V'4e délivrés par le circuit d'échantillonnage, calcule le déphasage  $\phi'1e$  du signal vectoriel ayant pour composantes les échantillons V'1e et V'2e des signaux des filtres résonateurs de la première voie d'entrée par mise en oeuvre de la formule :

$$\phi'1e = \text{Arctg} \frac{V'2e}{V'1e}$$

le déphasage  $\phi'2e$  du signal vectoriel ayant pour composantes les échantillons V'3e et V'4e des signaux des filtres résonateurs de la deuxième voie d'entrée par mise en oeuvre de la formule :

$$\phi'2e = \text{Arctg} \frac{V'4e}{V'3e}$$

l'écart de phase  $\phi'2e - \phi'1e$  et le retard  $\Delta T$  du deuxième front de signal par rapport au premier front de signal par mise en oeuvre de la formule :

$$\Delta T = T' \times \frac{\phi'2e - \phi'1e}{2\pi}$$

Chaque filtre résonateur à réponse de forme cosinusoïdale est avantageusement constitué d'un circuit oscillant excité par l'intermédiaire d'un étage amplificateur d'entrée à faible impédance de sortie se comportant en source de tension.

Chaque filtre résonateur à réponse de forme si-

nusoïdale est avantageusement constitué d'un circuit oscillant parallèle excité par l'intermédiaire d'un étage amplificateur d'entrée à forte impédance de sortie se comportant en source de courant.

D'autre caractéristiques et avantages de l'invention ressortiront de la description de deux modes de réalisation donnés à titre d'exemple. Cette description sera faite ci-après en regard du dessin dans lequel :

- une figure 1, représente un schéma d'un circuit de mesure de retard selon l'invention ;
- une figure 2 détaille une réalisation possible d'un filtre résonateur à réponse cosinusoïdale ;
- une figure 3 détaille une réalisation possible d'un filtre résonateur à réponse sinusoïdale ;
- une figure 4 représente un diagramme de courbes illustrant les fonctionnements des filtres résonateurs des figures 2 et 3 et
- une figure 5 représente un schéma d'un autre circuit de mesure de retard selon l'invention.

La figure 1 représente un circuit de mesure du retard d'un instant de référence par rapport à un front montant de signal. Ce circuit comporte en entrée une voie de traitement du front montant de signal formée d'un amplificateur limiteur 10 suivi d'un circuit de suppression des fronts descendants à diode série 11 et capacité parallèle 12, et de deux filtres résonateurs 13, 14 disposés en parallèle. Les sorties de ces filtres mènent à un calculateur 15 par l'intermédiaire de deux interrupteurs d'échantillonnage 16, 17 commandés par un circuit de commande d'échantillonnage 18 déclenché, par l'intermédiaire d'un éventuel circuit à retard 19, par un signal de saisie tel qu'une impulsion calibrée repérant l'instant de référence.

L'amplificateur limiteur 10 permet de s'affranchir des écarts d'amplitude pouvant affecter le front montant de signal.

Le circuit de suppression des fronts descendants à diode série 11 et capacité parallèle 12 qui attaque les entrées des filtres résonateurs 13 et 14 évite qu'un front descendant de signal ne perturbe les filtres résonateurs 13, 14.

Les filtres résonateurs 13, 14 sont accordés sur une même fréquence  $F_r$  dont la période  $T$  est au moins égale à la durée maximale du retard à mesurer. En réponse à un front montant de signal, l'un 13 engendre une réponse  $V_1$  de forme cosinusoïdale et l'autre 14 une réponse  $V_2$  de forme sinusoïdale. Ces réponses  $V_1$  et  $V_2$  qui sont deux signaux sinusoïdaux de même amplitude et de même fréquence déclenchés en quadrature peuvent être considérées comme les composantes réelle et imaginaire d'un vecteur complexe de module sensiblement constant si le coefficient de surtension est suffisamment élevé dont La phase évolue linéairement au cours du temps depuis l'instant d'excitation. En échantillonnant ces réponses  $V_1$  et  $V_2$  à l'instant de référence, on obtient des valeurs  $V_{1r}$  et  $V_{2r}$  dont on peut déduire une va-

leur de phase  $\phi$  par la formule :

$$\phi = \text{Arctg} \frac{V_{2r}}{V_{1r}}$$

qui correspond au délai écoulé depuis l'excitation des filtres résonateurs 13, 14 c'est à dire au retard  $\Delta T$  de l'instant de référence par rapport au front montant de signal par la formule:

$$\Delta T = \phi \frac{T}{2\pi}$$

Les interrupteurs d'échantillonnage 16, 17 sont fermés sur une courte durée à l'instant de référence afin de délivrer au calculateur 15 les valeurs échantillonées  $V_{1r}$  et  $V_{2r}$  à partir desquelles il déduit, par mise en oeuvre des formules précédentes, la valeur du retard  $\Delta T$  de l'instant de référence sur le front montant de signal.

Le circuit à retard 19 qui est éventuellement disposé devant le circuit de commande d'échantillonnage sur le trajet du signal de saisie repérant l'instant de référence est utilisé dans le cas où l'instant de référence peut être en avance sur le front montant du signal. Dans ce cas, on retarde le signal de saisie d'une valeur suffisante  $\Delta Tr$  pour qu'il soit toujours en retard par rapport au front montant de signal et on retranche cette valeur  $\Delta Tr$  de la valeur calculée  $\Delta T$ .

Après saisie des échantillons, il est avantageux d'utilisé un dispositif de remise à zéro déchargeant l'énergie des filtres résonateurs et du condensateur d'allongement 12 pour autoriser une nouvelle mesure. Cela évite d'avoir à attendre la décharge naturelle des énergies des filtres résonateurs et du condensateur d'allongement.

La figure 2 illustre un mode de réalisation possible du filtre résonateur 13 engendrant un signal de forme cosinusoïdale en réponse à un front montant de signal. Celui-ci comporte un étage amplificateur d'entrée 20 à forte impédance d'entrée et à faible impédance de sortie se comportant en source de tension, suivi d'un circuit oscillant et d'un étage amplificateur de sortie 21 à grande impédance d'entrée. Le circuit oscillant est réalisé d'une part à l'aide d'une inductance 22 connectée entre l'entrée de l'étage amplificateur de sortie 21 et la masse, et d'autre part à l'aide d'une résistance 23 en série avec un condensateur 24 disposés dans l'ordre entre la borne de sortie de l'étage amplificateur d'entrée 20 et la borne d'entrée de l'étage amplificateur de sortie 21.

En supposant le circuit oscillant accordé sur la pulsation  $w_1$ , on peut montrer que la réponse  $e_1(t)$  de ce filtre résonateur à un échelon  $U(t)$  de tension crête  $V_c$  est de la forme :

$$e_1(t) = U(t) [V_c e^{-\alpha t} \cos w_1 t]$$

avec  $e^{-\alpha t}$  voisin de 1 pour un coefficient de surtension élevé égal ou supérieur à 100.

Pour une période de l'oscillation de 100 ns, on peut par exemple choisir pour l'inductance 22 une valeur de 25  $\mu H$ , pour la résistance 23 une valeur de 15  $\Omega$  et pour le condensateur 24 une valeur de 10 pf. On

obtient alors un coefficient de surtension de 100 et une fréquence de résonance égale à 10 MHz.

La figure 3 illustre un mode de réalisation possible du filtre résonateur 14 engendrant un signal de forme sinusoïdale en réponse à un front montant de signal. Celui-ci comprend un étage amplificateur d'entrée 30 à forte impédance d'entrée et de sortie se comportant en source de courant, suivi d'un circuit oscillant et d'un amplificateur de sortie 31 à grande impédance d'entrée. Le circuit oscillant est réalisé à l'aide d'une inductance 32, d'une résistance 33 et d'un condensateur 34 connectés en parallèle entre la masse et la borne d'entrée de l'amplificateur de sortie 31 qui est elle-même connectée à la borne de sortie de l'étage amplificateur d'entrée 30.

En supposant le circuit oscillant accordé sur la pulsation  $w_1$ , on peut montrer que la réponse  $e_2(t)$  de ce filtre résonateur à un échelon  $U(t)$  de tension crête  $V_c$  est de la forme :

$$e_2(t) = U(t) [V_c e^{-\alpha t} \sin w_1 t]$$

avec  $e^{-\alpha t}$  voisin de 1 pour un coefficient de surtension élevé égal ou supérieur à 100.

Pour une période d'oscillation de 100 ns précédemment choisie, on peut par exemple donner à l'inductance 32 une valeur de 25  $\mu$ H, à la résistance 33 une valeur de  $1,5 \cdot 10^5 \Omega$  et au condensateur 34 une valeur de 10 pf. On obtient alors un coefficient de surtension de 100 et une fréquence de résonance égale à 10 MHz.

On remarque que, dans ces exemples de réalisation, les deux filtres résonateurs 13, 14 sont duals l'un de l'autre dans une dualité tension/courant.

La figure 4 illustre la forme des réponses des filtres résonateurs 13, 14 à un échelon d'excitation. La courbe "a" représente la forme de l'échelon d'excitation supposé être appliqué simultanément aux entrées des filtres résonateurs 13, 14,. La courbe "b" représente la forme cosinusoïdale de la réponse du filtre résonateur 13 accordé à la fréquence  $1/T$  . La courbe "c" représente la forme sinusoïdale de la réponse du filtre résonateur 14 accordé à la fréquence  $1/T$  . On constate que ces réponses sont deux signaux sinusoïdaux de même amplitude et de même fréquence déclenchés en quadrature qui peuvent être considérés comme les composantes réelle et imaginaire d'un vecteur complexe de module sensiblement constant dont la phase évolue linéairement au cours du temps depuis l'instant d'excitation à la vitesse  $2\pi/T$  . Grâce à son évolution linéaire au cours du temps, cette phase peut être utilisée pour la mesure du délai séparant l'instant d'excitation des filtres résonateurs de l'instant d'échantillonnage de leurs réponses.

La figure 5 représente un circuit de mesure du retard existant entre deux fronts montants de signaux S1, S2. Ce circuit comporte en entrée deux voies de traitement en parallèle des fronts montants des signaux S1 et S2 de composition identique qui compor-

tent chacune un amplificateur limiteur d'entrée 40, 50 suivi d'un circuit de suppression des fronts descendants à diode série 41, 51 et capacité parallèle 42, 52, et de deux filtres résonateurs 43, 44 ; 53, 54 disposés en parallèle. Les sorties des quatre filtres résonateurs 43, 44, 53, 54 des deux voies d'entrée mènent à un calculateur 60 par l'intermédiaire d'interrupteurs d'échantillonnage 45, 46, 55, 56 commandés par un circuit de commande d'échantillonnage 61 lui-même déclenché par un circuit de détection du passage des fronts 62 ayant deux entrées connectées en sortie des amplificateurs limiteurs 40, 50.

Dans chacune des voies d'entrée, l'amplificateur limiteur 40, 50 permet de s'affranchir des écarts d'amplitude pouvant affecter un front montant de signal. Le circuit de suppression des fronts descendants à diode série 41, 51 et capacité parallèle 42, 52 évite une perturbation des filtres résonateurs 43, 44, 53, 54 par un front descendant de signal.

L'ensemble des filtres résonateurs 43, 44, 53, 54 des deux voies d'entrée sont accordés sur une même fréquence dont la période  $T'$  est au moins égale à la durée maximale du retard à mesurer entre les deux fronts et de préférence égale à cette durée maximale augmentée du délai de fonctionnement du circuit de détection de passage des fronts 62. Les filtres résonateurs 43 et 53 sont identiques et engendrent, en réponse à un front montant de signal, un signal de sortie  $V'_1, V'_3$  de forme cosinusoïdale. Les filtres résonateurs 44 et 54 sont identiques et engendrent, en réponse à un front montant de signal, un signal de sortie  $V'_2, V'_4$  de forme sinusoïdale.

Les réponses  $V'_1$  et  $V'_2$  des filtres résonateurs 43, 44 de la voie d'entrée recevant le signal S1 sont deux signaux sinusoïdaux de même amplitude et de même fréquence, déclenchés en quadrature, pouvant être considérés comme les composantes réelle et imaginaire d'un premier vecteur complexe de module sensiblement constant dont la phase  $\varnothing'_1$  évolue linéairement au cours du temps depuis l'instant d'excitation par le front montant du signal S1.

Il en est de même pour les réponses  $V'_3$  et  $V'_4$  des filtres résonateurs 53, 54 de la voie d'entrée recevant le signal S2 qui sont deux signaux sinusoïdaux de même amplitude et de même fréquence, déclenchés en quadrature, pouvant être considérés comme les composantes réelle et imaginaire d'un deuxième vecteur complexe à module sensiblement constant dont la phase  $\varnothing'_2$  évolue linéairement au cours du temps, à la même vitesse que celle du premier vecteur mais depuis un instant d'excitation correspondant à l'apparition du front montant du signal S2.

La différence de phase  $\varnothing'_2 - \varnothing'_1$  entre ces deux vecteurs complexes est constante sur la durée des réponses des filtres résonateurs 43, 44, 53, 54 et proportionnelle au retard  $\Delta T$  du front montant du signal S2 par rapport à celui du signal S1 :

$$\Delta T = T' \times \frac{\phi'2 - \phi'1}{2\pi}$$

Elle peut être mesurée à tout instant dès que les quatre filtres résonateurs 43, 44, 53, 54 ont été excités. La mesure se fait par échantillonnage des signaux de sortie des filtres résonateurs au moyen des interrupteurs d'échantillonnage 45, 46, 55, 56 qui délivrent des échantillons V'1e, V'2e, V'3e et V'4e au calculateur 60.

L'instant de mesure est déterminé par le circuit de détection de passage des fronts 62 qui n'a pas besoin d'être très précis puisque la différence de phase entre les deux vecteurs complexes dont les composantes sont délivrées par les filtres résonateurs reste pratiquement constante sur la durée de réponse des filtres résonateurs. Ce circuit peut être constitué par exemple par deux bascules astables déclenchées par les fronts de signaux et suivies par un montage logique du genre porte de type "et".

Après saisie des informations une remise à zéro rend le circuit disponible pour une autre mesure.

Le calculateur 60 qui reçoit les échantillons V'1e, V'2e, V'3e, V'4e des réponses des filtres résonateurs calcule le déphasage  $\phi'1e$  du signal vectoriel ayant pour composantes les échantillons V'1e, V'2e des signaux des filtres résonateurs 43, 44 de la première voie d'entrée recevant le premier front montant de signal S1 par mise en oeuvre de la formule :

$$\phi'1e = \text{Arctg} \frac{V'2e}{V'1e}$$

Il calcul également le déphasage  $\phi'2e$  du signal vectoriel ayant pour composantes les échantillons V'3e, V'4e des signaux des filtres résonateurs 53, 54 de la deuxième voie d'entrée recevant le deuxième front montant de signal S2 par mise en oeuvre de la formule :

$$\phi'2e = \text{Arctg} \frac{V'4e}{V'3e}$$

puis l'écart de phase  $\phi'2e - \phi'1e$  et le retard  $\Delta T$  du deuxième front de signal S2 par rapport au premier front de signal S1 par mise en oeuvre de la formule :

$$\Delta T = T' \frac{\phi'2e - \phi'1e}{2\pi}$$

Pour éviter toute incertitude, on s'arrange, par un choix adéquat de la période de résonance  $T'$  des filtres résonateurs que l'on prend supérieur à la durée maximale du retard à mesurer entre les deux fronts augmentée du délai de fonctionnement du circuit de détection de passage des fronts, pour que les valeurs de déphasage échantillonées  $\phi'2e$  et  $\phi'1e$  restent inférieures à  $2\pi$ .

Pour accroître la dynamique de mesure des retards on peut envisager d'utiliser en parallèle plusieurs couples de filtres résonateurs cosinusoidaux et sinusoïdaux accordés sur des périodes échelonnées. Ceci peut être utile dans un dispositif d'écartométrie ou de goniométrie où on veut concilier les grands dépointages et les mesures précises autour du zéro.

La mesure du temps de retard entre deux fronts d'ondes à l'aide des filtres résonateurs permet d'appréhender des temps de retard très faibles. En effet, si on adopte pour les filtres résonateurs une période de résonance de 100 ns, un retard de 1 ns se traduit par un écart angulaire à mesurer de l'ordre de  $3^\circ 36'$  qui est mesurable sans trop de difficulté sur les signaux de sortie à 10 MHz des filtres résonateurs.

Les dispositifs qui viennent d'être décrits sont applicables à des domaines variés où les fronts d'ondes peuvent être d'origines diverses : électromagnétique, acoustique, lumineuse, ... Un exemple d'application est la goniométrie non ambiguë par temps d'arrivée d'impulsions issues d'émetteurs radar ou sonar à l'aide de base d'antennes omnidirectionnelles espacées d'une distance convenable selon une disposition connue. D'autres applications concernent la poursuite angulaire par écartométrie, la télémétrie et l'altimétrie faible distance.

**Revendications**

1. Dispositif électronique de mesure du retard d'un instant de référence par rapport à un front de signal présentant entre eux un retard maximal caractérisé en ce qu'il comporte :

- une voie d'entrée recevant le front de signal et comportant en parallèle un premier filtre résonateur (13) qui est accordé sur une période  $T$  au moins égale au retard maximal et qui engendre un signal  $V1$  de forme cosinusoidale en réponse à une excitation par un front de signal, et un deuxième filtre résonateur (14) qui est accordé sur la même période  $T$  que le premier filtre résonateur (13) et qui engendre un signal  $V2$  de forme sinusoïdale en réponse à une excitation par un front de signal ;  
- un circuit d'échantillonnage (16, 17, 18) déclenché à l'instant de référence, qui délivre des échantillons simultanés  $V1r$ ,  $V2r$  des signaux de sortie  $V1$  et  $V2$  des filtres résonateurs (13, 14) et  
- un circuit de calcul (15) qui reçoit les échantillons  $V1r$  et  $V2r$  délivrés par le circuit d'échantillonnage (16, 17, 18), calcule le déphasage  $\phi$  du signal vectoriel ayant pour composantes réelle et imaginaire les échantillons  $V1r$  et  $V2r$  par mise en oeuvre de la formule :

$$\phi = \text{Arctg} \frac{V2r}{V1r}$$

et détermine le retard  $\Delta T$  de l'instant de référence par rapport au front de signal par mise en oeuvre de la formule :

$$\Delta T = \phi \times \frac{T}{2\pi}$$

2. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que le premier filtre résonateur (13) comporte un circuit oscillant (22, 23, 24) excité par l'intermédiaire d'un étage amplificateur d'entrée (20) à faible impédance de sortie se comportant en source de tension.
3. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que le deuxième filtre résonateur (14) comporte un circuit oscillant parallèle (32, 33, 34) excité par l'intermédiaire d'un étage amplificateur d'entrée (30) à forte impédance de sortie se comportant en source de courant.
4. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comporte, en tête de la voie d'entrée un amplificateur limiteur (10).
5. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comporte, dans la voie d'entrée, en tête des filtres résonateurs (13, 14), un circuit de suppression des fronts descendants de signal à diode de série (11) et capacité parallèle (12).
6. Dispositif électronique de mesure de retard entre deux fronts de signaux présentant entre eux un retard maximal caractérisé en ce qu'il comporte :
- une première voie d'entrée recevant un premier front de signal S1 et comportant en parallèle, un premier filtre résonateur (43) qui est accordé sur une période T' au moins égale au retard maximal et qui engendre un signal V'1 de forme cosinusoïdale en réponse à une excitation par un front de signal, et un deuxième filtre résonateur (44) qui est accordé sur la même période T' que le premier et qui engendre un signal V'2 de forme sinusoïdale en réponse à une excitation par un front de signal ;
  - une deuxième voie d'entrée recevant un deuxième front de signal S2 et comportant en parallèle, un premier filtre résonateur (53) qui est accordé sur la même période T' que les filtres résonateurs (43, 44) de la première voie d'entrée et qui engendre un signal V'3 de forme cosinusoïdale en réponse à une excitation par un front de signal et un deuxième filtre résonateur (54) qui est accordé sur la même période T' que les filtres résonateurs (43, 44) de la première voie d'entrée et qui engendre un signal V'4 de forme sinusoïdale en réponse à une excitation par un front de signal ;
  - un circuit de détection (62) de passage des fronts de signaux, à deux entrées connectées en parallèle sur les entrées des deux voies d'entrée ;
  - un circuit d'échantillonnage (45, 46, 55, 56, 62) déclenché par le circuit de détection (62), qui délivre des échantillons simultanés V'1e,
- V'2e, V'3e, V'4e des signaux de sortie V'1, V'2, V'3, V'4 des filtres résonateurs (43, 44, 53, 54) des deux voies d'entrée et
- 5 - un circuit de calcul (60) qui reçoit les échantillons V'1e, V'2e, V'3e, V'4e délivrés par le circuit d'échantillonnage (45, 46, 55, 56, 62), calcule le déphasage  $\varnothing'1e$  du signal vectoriel ayant pour composantes réelle et imaginaire les échantillons V'1e et V'2e des signaux V'1 et V'2 délivrés par les filtres résonateurs (43, 44) de la première voie d'entrée par mise en oeuvre de la formule :
- $$\varnothing'1e = \text{Arctg} \frac{V'2e}{V'1e}$$
- le déphasage  $\varnothing'2e$  du signal vectoriel ayant pour composantes réelle et imaginaire les échantillons V'3e et V'4e des signaux V'3 et V'4 délivrés par les filtres résonateurs (53, 54) de la deuxième voie d'entrée par mise en oeuvre de la formule
- $$\varnothing'2e = \text{Arctg} \frac{V'4e}{V'3e}$$
- l'écart de phase  $\varnothing'2e - \varnothing'1e$  et le retard  $\Delta T$  du deuxième front de signal par rapport au premier front de signal par mise en oeuvre de la formule
- $$\Delta T = (\varnothing'2e - \varnothing'1e) \frac{T'}{2\pi}$$
- 20 7. Dispositif selon la revendication 6, caractérisé en ce que les premiers filtres résonateurs (43, 53) des deux voies d'entrée comportent chacun un circuit oscillant (22, 23, 24) excité par l'intermédiaire d'un étage amplificateur d'entrée (20) à faible impédance de sortie se comportant en source de tension.
- 25 8. Dispositif selon la revendication 6, caractérisé en ce que les deuxièmes filtres résonateurs (44, 54) des deux voies d'entrée comportent chacun un circuit oscillant parallèle (32, 33, 34) excité par l'intermédiaire d'un étage amplificateur d'entrée (30) à forte impédance de sortie se comportant en source de courant.
- 30 9. Dispositif selon la revendication 6, caractérisé en ce qu'il comporte, en tête de chacune des deux voies d'entrée un amplificateur limiteur (40, 50).
- 35 40 10. Dispositif selon la revendication 6, caractérisé en ce qu'il comporte, dans chacune des deux voies d'entrée, en tête des filtres résonateurs (43, 44, 53, 54) un circuit de suppression des fronts descendants à diode série (41, 51) et capacité parallèle (42, 52).

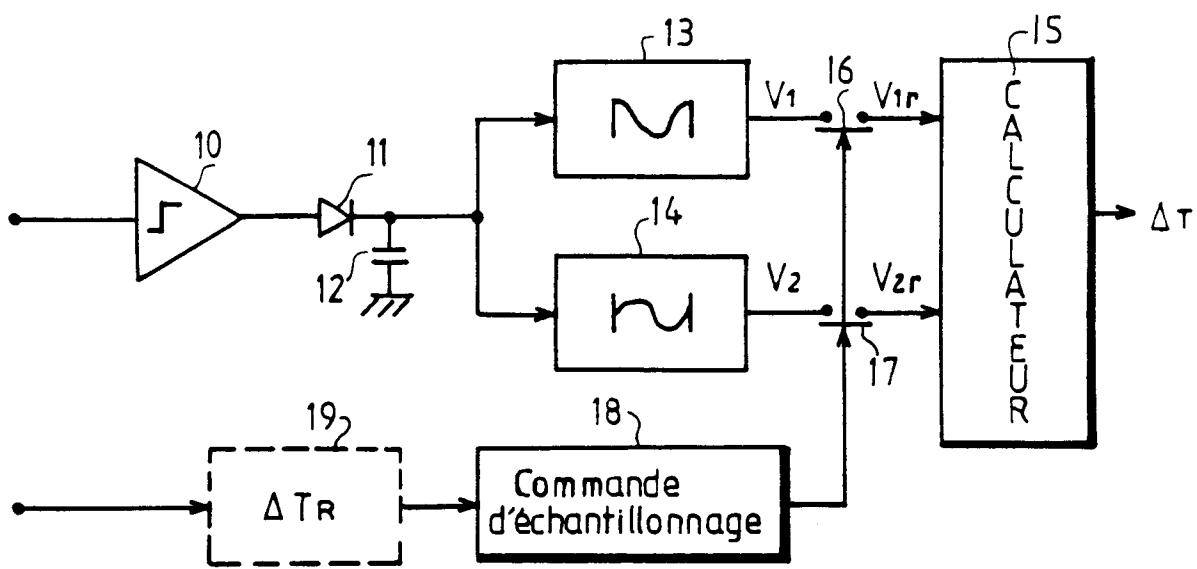


FIG.1

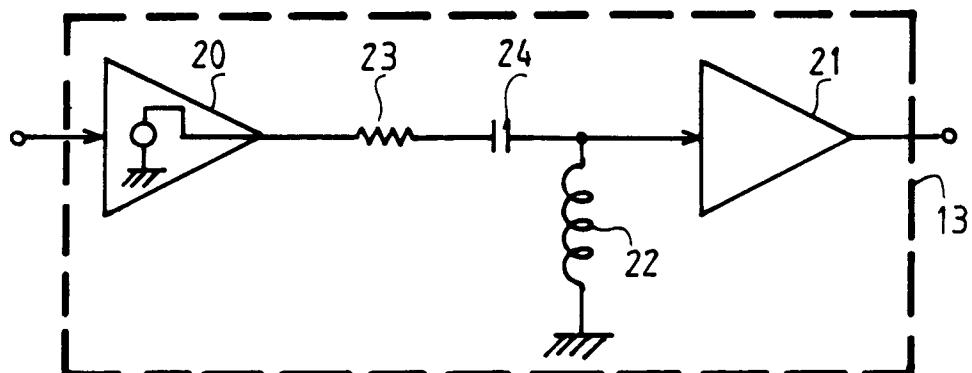


FIG.2

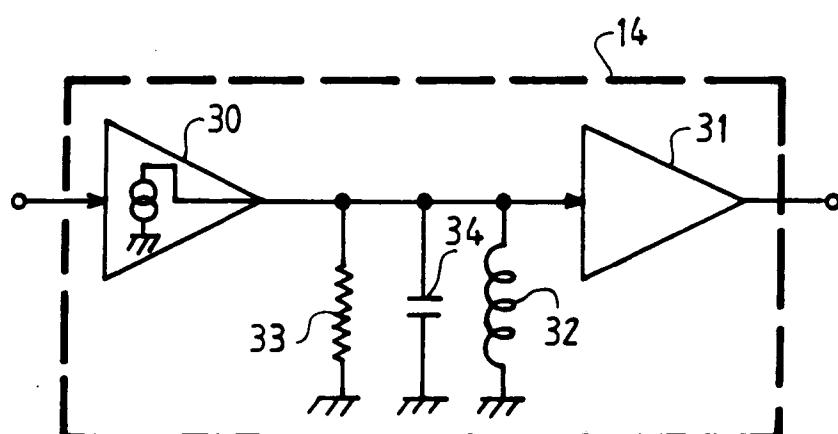


FIG.3

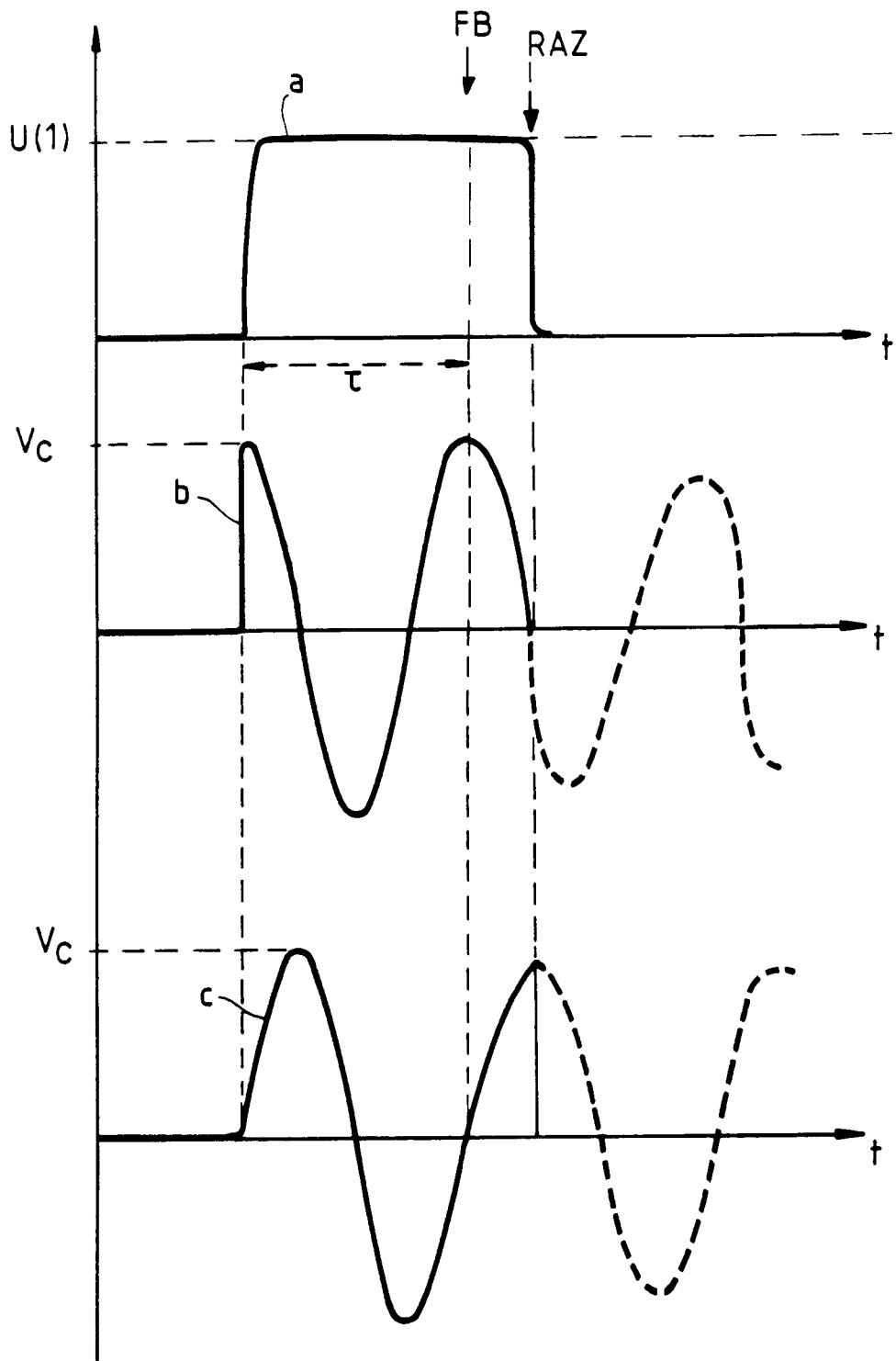


FIG. 4

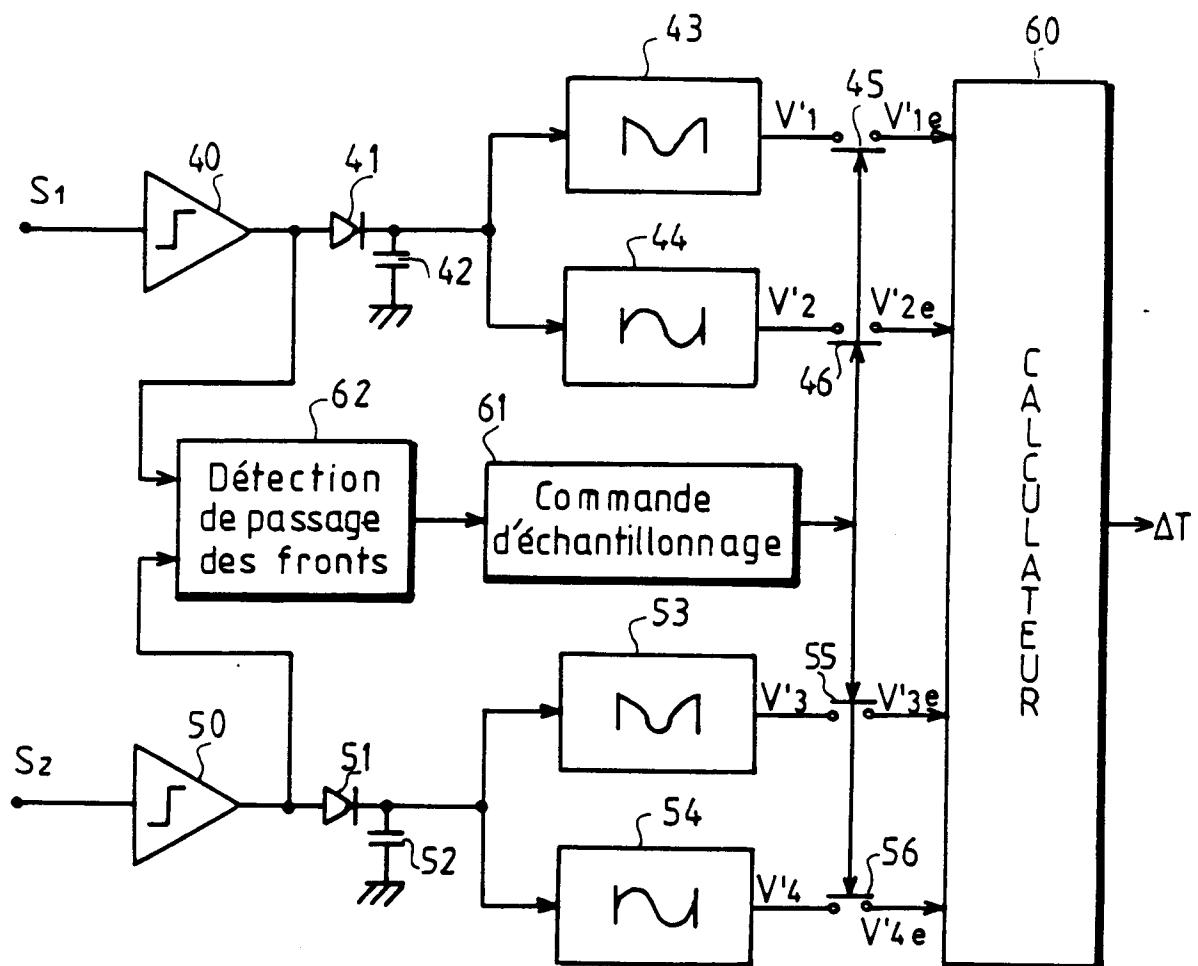


FIG. 5



Office européen  
des brevets

## RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

Numéro de la demande

EP 92 40 1498

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS			CLASSEMENT DE LA DEMANDE (Int. Cl.5)
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendication concernée	
Y	EP-A-0 166 106 (MTC MESSTECHNIK UND OPTOELEKTRONIK) * abrégé; figures 1,2 * * page 1, ligne 6 - page 2, ligne 18 * * page 14, ligne 11 - ligne 21 * ---	1,6	G04F10/06 G01S17/10
Y	EP-A-0 197 801 (ENERTEC) * page 11, ligne 5 - page 13, ligne 12; revendications 9,10; figure 3 *	1,6	
A	EP-A-0 348 898 (TOPCON) * abrégé; figures 3,6-10 * * page 6, ligne 24 - page 7, ligne 51 * ---	1,6	
A	PATENT ABSTRACTS OF JAPAN vol. 12, no. 319 (P-751)(3166) 30 Août 1988 & JP-A-63 085 489 ( YOKOGAWA ELECTRIC ) 15 Avril 1988 * abrégé *	1-3,6-8	
A	PATENT ABSTRACTS OF JAPAN vol. 11, no. 260 (P-608)(2707) 22 Août 1987 & JP-A-62 063 885 ( YOKOGAWA ELECTRIC ) 20 Mars 1987 * abrégé *	6	DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int. Cl.5)
			G04F G01S
Le présent rapport a été établi pour toutes les revendications			
Lieu de la recherche	Date d'achèvement de la recherche	Examinateur	
BERLIN	18 AOUT 1992	FRITZ S.	
CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES		T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet antérieur, mais publié à la date de dépôt ou après cette date D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons ..... & : membre de la même famille, document correspondant	
X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire			