

19 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE  
INSTITUT NATIONAL  
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE  
PARIS

11 N° de publication : 2 974 185  
(à n'utiliser que pour les  
commandes de reproduction)

21 N° d'enregistrement national : 11 01166

51 Int Cl<sup>8</sup> : G 01 S 19/32 (2012.01)

12

## DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 14.04.11.

30 Priorité :

43 Date de mise à la disposition du public de la demande : 19.10.12 Bulletin 12/42.

56 Liste des documents cités dans le rapport de recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du présent fascicule*

60 Références à d'autres documents nationaux apparentés :

71 Demandeur(s) : THALES Société anonyme — FR.

72 Inventeur(s) : REVOL MARC.

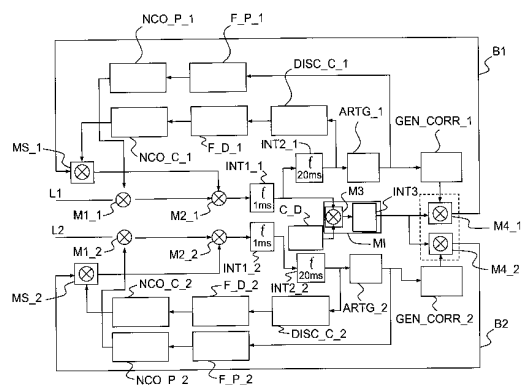
73 Titulaire(s) : THALES Société anonyme.

74 Mandataire(s) : MARKS & CLERK FRANCE.

54 RECEPTEUR BI-FREQUENCES DE POSITIONNEMENT PAR SATELLITES ET PROCEDE DE RECEPTION ASSOCIE.

57 Récepteur bi-fréquences (L1, L2) de positionnement par satellites, comprenant un canal de mesure principal (L1) et un canal secondaire (L2) pour un calcul de correction de la propagation ionosphérique robuste aux erreurs différentielles liées à l'environnement local de réception des signaux, chaque canal comprenant un générateur de code, un générateur de phase de porteuse, des intégrateurs, des discriminateurs de phase et de code, un oscillateur à commande numérique de phase de code (NCOC), un oscillateur à commande numérique de phase de porteuse (NCOP), des moyens de filtrage adaptés de boucle de phase de porteuse, et des moyens de filtrage adaptés de boucle de phase, comprenant, en outre :

- des moyens de détermination des erreurs de phases respectives sur lesdits canaux principal et secondaire; et
- des boucles (B1, B2) respectives de rétroaction desdites erreurs de phases sur lesdits canaux principal et secondaire.



FR 2 974 185 - A1



## Récepteur bi-fréquences de positionnement par satellites et procédé de réception associé

5 La présente invention porte sur un récepteur bi-fréquences de positionnement par satellites

Les mesures de pseudo-distances et de phases de signaux d'un système global de navigation par satellites, ou GNSS pour "Global Navigation Satellite System" en langue anglaise, à des fins de localisation et de mesure d'attitude, peuvent être entachées de fortes erreurs, si 10 l'environnement de propagation modifie l'hypothèse de trajectoire rectiligne directe entre les satellites et le récepteur.

Cela peut, par exemple, être le cas lors de réflexions multiples des signaux (trajets multiples) ou lors de masquages ou obturations (modulation 15 de pale en cas d'installation sur un hélicoptère).

Les récepteurs modernes intègrent généralement des traitements spécifiques d'une fonction de corrélation pour diminuer l'impact de ces effets sur la mesure de temps reçu (par amélioration du discriminateur de code de des boucles de poursuite de code ou DLL pour "Delay Lock Loop" en langue 20 anglo-saxonne), mais ces corrections présentent une faible amélioration des erreurs de phase de porteuse. De plus, les extensions du système GPS et les nouveaux systèmes GNSS basent le contrôle de l'intégrité des signaux essentiellement sur la cohérence des mesures de pseudo-distances et non sur les mesures des phases de porteuse.

25 Or la phase des signaux GNSS est appelée à être de plus en plus utilisées pour des applications de localisation à haute précision (RTK pour "Real Time Kinematic" en langue anglo-saxonne) et de mesure d'attitude à antennes multiples.

Des méthodes avancées connues pour réduire des erreurs de 30 trajets multiples sur les pseudo-distances, se servent de la forme de la fonction de corrélation, telles les méthodes Double -Delta, MEDLL, ou narrow-correlator.

Toutefois, ces méthodes restent liées à des modèles de propagation (réflexion spéculaires, fonction de corrélation triangulaires, ...)

Un but de l'invention est d'améliorer à la fois les mesures de pseudo-distances et de phases, ainsi que de contribuer à augmenter l'intégrité des mesures de phases de code et de porteuse ainsi obtenues.

5 Il est proposé, selon un aspect de l'invention, un récepteur bi-  
fréquences de positionnement par satellites, comprenant un canal de mesure  
principal et un canal secondaire pour un calcul de correction de la  
propagation ionosphérique robuste aux erreurs différentielles de phase liées  
à l'environnement local de réception des signaux. Chaque canal comprend  
10 un générateur de code, un générateur de phase de porteuse, des  
intégrateurs, des discriminateurs de phase et de code, un oscillateur à  
commande numérique de phase de code, un oscillateur à commande  
numérique de phase de porteuse, des moyens de filtrage adaptés de boucle  
de phase de porteuse, et des moyens de filtrage adaptés de boucle de  
15 phase. Le récepteur comprend, en outre :  
- des moyens de détermination des erreurs de phases respectives sur  
lesdits canaux principal et secondaire ; et  
- des boucles respectives de rétroaction desdites erreurs de phases sur  
lesdits canaux principal et secondaire.

20 Un tel récepteur fournit une amélioration à la fois des mesures de  
pseudo-distance et de phase, et contribue à augmenter l'intégrité des  
mesures de phases ainsi obtenues.

25 Selon un mode de réalisation, lesdits moyens de détermination  
comprennent des moyens d'intercorrélation des signaux des canaux principal  
et secondaire déjà corrélés par le code local, après compensation des  
fréquences relatives desdits signaux.

30 Cette intercorrélation des canaux de fréquence permet d'identifier  
au sein de chacun les signaux obtenus en bande de base (résultant de la  
corrélation par les codes locaux), les erreurs corrélées liées aux modes de  
propagation (trajets multiples) partagés par les deux fréquences de  
réception. En particulier, elle permet d'identifier des erreurs qui ne sont pas  
forcément liées à des réflexions spéculaires simples, qui se traduisent par  
une composition complexe des termes d'amplitude et de phase des différents

signaux reçus. Ce terme d'erreur complexe est alors utilisé pour recomposer un code local adapté, cohérent de cette erreur de propagation complexe.

Dans un mode de réalisation, lesdits moyens de détermination comprennent des moyens de compensation en effet Doppler desdits signaux.

5           Ainsi, la phase d'erreur des signaux de propagation complexes, obtenus après démodulation par le code local sur chacun des canaux de fréquence dépendant de la fréquence de la porteuse de réception, peut être compensée de l'écart de fréquence entre les deux voies afin de ne traduire uniquement les erreurs de retard, supposées identiques pour les trajets de propagation multiples reçus sur les deux voies de fréquence.

10           Selon un mode de réalisation, lesdits moyens de détermination comprennent des moyens de compensation du signal de sortie desdits moyens dédiés d'intercorrélation par les erreurs de phases de porteuses respectives desdits signaux, spécifiques à l'environnement local de réception pour une part et à la propagation du signal pour l'autre part, pour transmettre les signaux résultants dans lesdites boucles.

          Ainsi, la compensation du signal d'erreur complexe par les estimations des erreurs de phase porteuses ( $\varphi_1$  et  $\varphi_2$ ) moyennées dans la bande de pré-détection sur les fréquences L1 et L2, permet de compenser, lors de la génération du code local, les seules erreurs parasites introduites par la propagation complexe du signal (trajets multiples). Les signaux ainsi obtenus représentent les erreurs de phases, observées par exemple dans une bande de 50Hz (correspondant à l'intégration cohérente de 20ms), liées aux perturbations seules.

25           Selon un autre aspect de l'invention, il est également proposé un procédé de réception bi-fréquences de positionnement par satellites, par un canal de mesure principal et un canal secondaire pour calculer une correction de la propagation ionosphérique, dans lequel on :

- 30           - détermine des erreurs de phases respectives sur lesdits canaux principal et secondaire ; et
- on effectue des boucles respectives de rétroaction desdites erreurs de phases sur lesdits canaux principal et secondaire.

L'invention sera mieux comprise à l'étude de quelques modes de réalisation décrits à titre d'exemples nullement limitatifs et illustrés par les dessins annexés sur lesquels :

- 5 - la figure 1 qui illustre schématiquement un récepteur selon un aspect de l'invention ; et
- la figure 3 illustre un mode de réalisation du module d'intercorrélation comprenant le troisième multiplicateur M3 et le troisième intégrateur INT3.

10 Sur la figure 1 est illustré schématiquement le traitement d'une voie de poursuite limitée à un satellite d'un récepteur bi-fréquences L1, L2 de positionnement par satellites.

Le récepteur comprend un canal de mesure principal L1 et un canal secondaire L2 pour un calcul de correction de la propagation  
15 ionosphérique.

Les canaux principal L1 et secondaire L2 comprennent respectivement des premiers multiplicateurs M1\_1 et M1\_2 pour multiplier les signaux respectifs en entrée des canaux principal L1 et secondaire L2, par les signaux des boucles respectives de poursuite de phase de porteuse ou PLL pour "Phase Lock Loop" en langue anglo-saxonne.  
20

Les canaux principal L1 et secondaire L2 comprennent respectivement des deuxièmes multiplicateurs M2\_1 et M2\_2 pour multiplier les signaux respectifs de sortie des premiers multiplicateurs M1\_1 et M1\_2, par les signaux des boucles respectives de poursuite de code ou DLL pour "Delay Lock Loop" en langue anglo-saxonne.  
25

Des premiers intégrateurs INT1\_1, INT1\_2, sont respectivement disposés en sortie des deuxièmes multiplicateurs M2\_1 et M2\_2 pour réaliser la corrélation avec le signal reçu sur la longueur du code local, sur une durée de l'ordre de 1 ms.

30 Des deuxièmes intégrateurs INT2\_1, INT2\_2, intégrant sur une durée de l'ordre de 20 ms, sont respectivement disposés en sortie des premiers intégrateurs INT1\_1, INT1\_2.

Les signaux de sortie des deuxièmes intégrateurs INT2\_1, INT2\_2, sont respectivement transmis dans les boucles de poursuite de code, qui comprennent chacune respectivement un discriminateur de code  
35

DISC\_C\_1, DISC\_C\_2, suivi d'un filtre F\_D\_1, F\_D\_2, suivi d'un oscillateur à commande numérique NCO\_C\_1, NCO\_C\_2, dont la sortie est transmise au deuxième multiplicateur M2\_1, M2\_2.

Les signaux de sortie des deuxièmes intégrateurs INT2\_1 et  
5 INT2\_2 sont également respectivement transmis dans les boucles de poursuite de phase, qui comprennent chacune respectivement un discriminateur arctangeante ARTG\_1, ARTG\_2, délivrant en sortie une estimation de l'erreur de phase de porteuse  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$ , suivi d'un filtre F\_P\_1, F\_P\_2, suivi d'un oscillateur à commande numérique NCO\_P\_1, NCO\_P\_2,  
10 dont la sortie est transmise au premier multiplicateur M1\_1, M1\_2.

Le signal de sortie du premier intégrateur INT1\_2 du canal secondaire L2 est également transmis à un module de compensation C\_D des fréquences relatives des canaux principal L1 et secondaire L2 pour recalculer le décalage Doppler des signaux d'erreurs en sortie du premier  
15 intégrateur INT1\_2 du canal secondaire L2.

Elle a pour but de ramener les erreurs de phase obtenues après corrélation du code local sur chaque voie de fréquence (qui dépendent de la fréquence de porteuse) dans une même échelle de phase représentative des retards et des décalages Doppler des trajets multiples.

En fait, les opérations de compensation de décalage Doppler et de corrélation des deux voies de fréquence sont effectuées, selon le mode de réalisation proposé, par passage dans le domaine spectral par transformation de Fourier ou FFT, ce qui permet de compenser les échelles de fréquence par simple interpolation spectrale et d'effectuer la corrélation,  
20 par multiplication dans le domaine spectral et retour en temporel transformée de Fourier inverse ou  $FFT^{-1}$ .

Comme illustré sur la figure 2, les transformations de Fourier FFT complexes sont appliquées sur chacun des signaux d'entrée échantillonnés à 1kHz (issus de la corrélation avec le code local de longueur 1ms) par exemple par tranches de 20ms, et le spectre est calculé dans une bande  
30 passante de 1 kHz.

Une interpolation en amplitude du spectre est réalisée selon l'axe des fréquences sur le spectre obtenu de façon à ramener les échantillons de fréquence à des échantillons de vitesse Doppler identiques (permettant ainsi  
35 de faire correspondre à une même vitesse Doppler les échantillons  $k_i$  de

l'échelle du spectre du canal secondaire L2 avec les valeurs interpolées aux valeurs  $k_i \cdot F1/F2$  de l'échelle du spectre du canal principal L1).

Les valeurs complexes des deux spectres peuvent alors être multipliées après conjugaison complexe du spectre du canal L2 et la sortie  
5 de la corrélation à retard nul est obtenue par intégration du spectre résultant sur le domaine de fréquence.

Le signal de sortie du module de compensation C\_D et le signal de sortie du premier intégrateur INT1\_1 du canal principal L1 sont transmis à un troisième multiplicateur M3 dont le signal de sortie est transmis à un  
10 troisième intégrateur INT3, intégrant sur une durée de l'ordre de 20 ms. Ainsi, les erreurs communes corrélées qui apparaissent, par exemple des défauts de propagation identiques tels des trajets multiples, sont éliminées du bruit.

Le troisième multiplicateur M3 et le troisième intégrateur INT3 forment un module d'intercorrélation MI des signaux des canaux principal et  
15 secondaire L1, L2 corrélés par le code local, après compensation des fréquences relatives desdits signaux.

La figure 2 illustre schématiquement un mode de réalisation du module d'intercorrélation comprenant le troisième multiplicateur M3 et le troisième intégrateur INT3. Elle précise comment est réalisée  
20 l'intercorrélation entre les sorties à 1kHz des deux opérations de corrélation par les codes locaux.

L'intercorrélation est réalisée par passage dans le domaine spectral par transformation de Fourier FFT sur une longueur de N points correspondant au maximum à la durée d'un bit de donnée de message de  
25 navigation, soit 20ms dans le cas GPS, mais différent dans le cas Galileo.

Dans le cas des signaux GPS, il est important que la tranche de signal retenu sur la transformation de Fourier FFT soit synchronisée avec ces données (pour éviter toute transition de phase liée à une transition de bit de données), et que les deux transformations de Fourier FFT soient  
30 elles-mêmes réalisées de façon synchrone sur les deux voies de fréquences.

La synchronisation des tranches de transformation de Fourier FFT est déterminée lors de la phase de synchronisation des données pendant la phase d'acquisition.

En revanche, dans le cas des signaux des futurs systèmes, qui  
35 comportent une voie pilote (sans données), il n'est évidemment plus

nécessaire de réaliser une telle synchronisation, et le nombre de points de FFT peut être plus important (correspondant typiquement à des tranches temporelles de 100ms).

5 L'interpolation consiste à réaligner les décalages Doppler résultant des transformations de Fourier FFT des deux voies de fréquences de sorte à compenser l'écart dû aux différences de fréquences porteuses, de façon à ce qu'un même trajet réfléchi arrivant avec le même retard et la même vitesse relative par rapport au signal direct puisse être sommé en cohérence dans le domaine des fréquences.

10 Une fois l'interpolation réalisée, les opérations de produit (complexe) entre le spectre complexe de la voie L1 et le spectre complexe conjugué de la voie L2 et de sommation (dans le domaine fréquentiel) des échantillons permettent de réaliser l'équivalent d'une corrélation temporelle (pour la valeur à retard nul).

15 Le recalage dans le domaine spectral des échelles Doppler permet ainsi de renforcer toutes les distorsions de phase liées à la propagation du signal (supposée commune sur les deux canaux de fréquence), et de réduire les seules contributions du bruit (incohérente entre fréquence).

20 L'erreur de phase résultante est alors représentative des seuls défauts de propagation du signal, en vue d'adapter au mieux le code local à ces défauts du signal reçu.

25 Les signaux d'estimation des erreurs de phases de porteuses  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$  de sortie des discriminateurs arctangente ARTG\_1, ARTG\_2, des canaux principal L1 et secondaire L2, sont également respectivement transmis à des générateurs GEN\_CORR\_1 et GEN\_CORR\_2 de signal de correction. Les générateurs GEN\_CORR\_1 et GEN\_CORR\_2 permettent la génération, pour chaque voie de fréquence, d'un signal complexe de correction de l'évolution de la phase de porteuse représentant la seule  
30 contribution de la dynamique du porteur (estimée après intégration sur 20ms de la phase). Ce signal est appliqué en opposition de phase (signal complexe conjugué) afin d'éliminer la contribution de la dynamique du porteur à l'erreur de phase instantanée de sorte à ne conserver que les erreurs liées aux trajets multiples. Le signal résultant dépend alors des

seules contributions à l'erreur de sortie des perturbations de propagation du signal d'arrivée.

Le signal de sortie du troisième intégrateur INT3 est transmis à deux quatrièmes multiplicateurs M4\_1 et M4\_2. Le quatrième multiplicateur  
5 M4\_1 reçoit également le signal de correction de sortie du générateur GEN\_CORR\_1, et le quatrième multiplicateur M4\_2 reçoit également le signal de correction de sortie du générateur GEN\_CORR\_2.

Le signal de sortie du quatrième multiplicateur M4\_1 est transmis par une boucle de rétroaction B1, à un cinquième multiplicateur M5\_1  
10 disposé entre la sortie de l'oscillateur à commande numérique NCO\_C\_1 et le deuxième multiplicateur M2\_1. Le cinquième multiplicateur M5\_1 reçoit donc en entrée le signal de sortie du quatrième multiplicateur M4\_1 et le signal de sortie de l'oscillateur à commande numérique NCO\_C\_1, et transmet en sortie leur produit au deuxième multiplicateur M2\_1.

15 Les signaux de sortie des quatrièmes multiplicateurs M4\_1 et M4\_2 ainsi obtenus représentent alors les erreurs de phases, observées dans une bande se 50Hz (correspondant à l'intégration cohérente de 20ms), liées aux perturbations seules (hors compensation de la phase de porteuse du signal utile, compensée par ailleurs par la boucle de phase "classique",  
20 via les signaux de sortie des discriminateurs arctangeante ARTG\_1 et ARTG\_2.

Le signal de sortie du quatrième multiplicateur M4\_2 est transmis par une boucle de rétroaction B2, à un cinquième multiplicateur M5\_2  
25 disposé entre la sortie de l'oscillateur à commande numérique NCO\_C\_2 et le deuxième multiplicateur M2\_2. Le cinquième multiplicateur M5\_2 reçoit donc en entrée le signal de sortie du quatrième multiplicateur M4\_2 et le signal de sortie de l'oscillateur à commande numérique NCO\_C\_2, et transmet en sortie leur produit au deuxième multiplicateur M2\_2.

30 Les signaux de sortie des quatrièmes multiplicateurs M4\_1 et M4\_2 permettent ensuite de compenser les signaux de codes locaux des erreurs de perturbation par simple multiplication complexe par les cinquièmes multiplicateurs M5\_1, M5\_2.

La présente invention permet d'améliorer à la fois les mesures de pseudo-distances et de phases, ainsi que de contribuer à augmenter l'intégrité des mesures de phases ainsi obtenues.

## REVENDICATIONS

5 1. Récepteur bi-fréquences (L1, L2) de positionnement par satellites, comprenant un canal de mesure principal (L1) et un canal secondaire (L2) pour un calcul de correction de la propagation ionosphérique robuste aux erreurs différentielles de phase liées à l'environnement local de réception des signaux, chaque canal comprenant un générateur de code, un générateur de phase de porteuse, des intégrateurs, des discriminateurs de phase et de code, un oscillateur à commande numérique de phase de code (NCOC), un oscillateur à commande numérique de phase de porteuse (NCOP), des moyens de filtrage adaptés de boucle de phase de porteuse, et des moyens de filtrage adaptés de boucle de phase, caractérisé en ce qu'il comprend :

- 10
- 15 - des moyens de détermination des erreurs de phases respectives sur lesdits canaux principal et secondaire ; et
  - des boucles (B1, B2) respectives de rétroaction desdites erreurs de phases sur lesdits canaux principal et secondaire.

20 2. Récepteur selon la revendication 1, dans lequel lesdits moyens de détermination comprennent des moyens d'intercorrélation (INT3, M3) des signaux des canaux principal et secondaire (L1, L2) déjà corrélés par le code local, après compensation des fréquences relatives desdits signaux.

25

3. Récepteur selon la revendication 2, dans lequel lesdits moyens de détermination comprennent des moyens de compensation en effet Doppler (C\_D) desdits signaux.

30

4. Récepteur selon l'une des revendications précédentes, dans lequel lesdits moyens de détermination comprennent des moyens de compensation du signal de sortie desdits moyens dédiés d'intercorrélation (INT3, M3) par les erreurs de phases de porteuses respectives desdits signaux, spécifiques à l'environnement local de réception pour une part et

à la propagation du signal pour l'autre part, pour transmettre les signaux résultants dans lesdites boucles (B1, B2).

5            5. Procédé de réception bi-fréquences (L1, L2) de positionnement par satellites, par un canal de mesure principal (L1) et un canal secondaire (L2) pour calculer une correction de la propagation ionosphérique, dans lequel on :

- détermine des erreurs de phases respectives sur lesdits canaux principal et secondaire ; et
- 10 - on effectue des boucles (B1, B2) respectives de rétroaction desdites erreurs de phases sur lesdits canaux principal et secondaire.

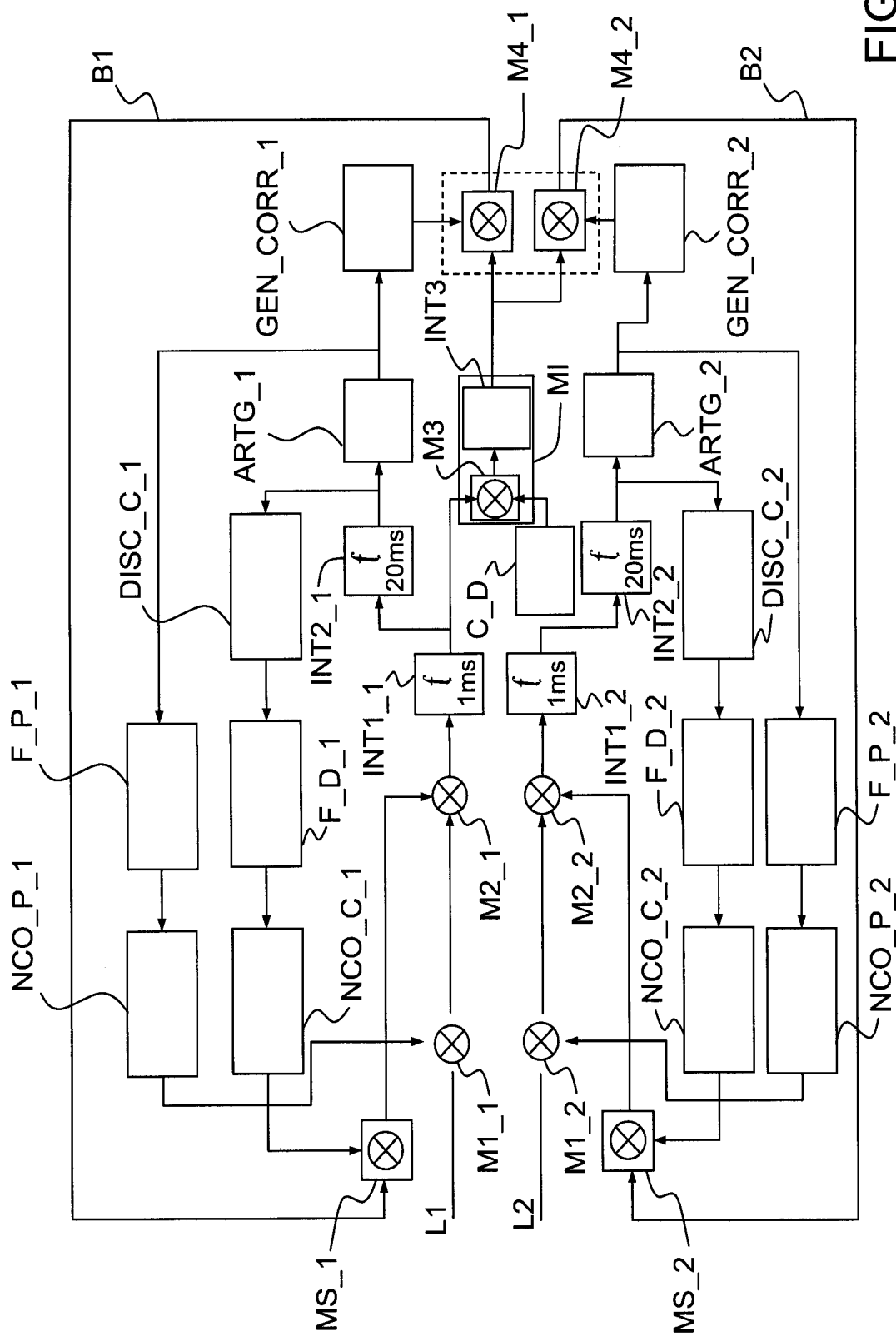


FIG. 1

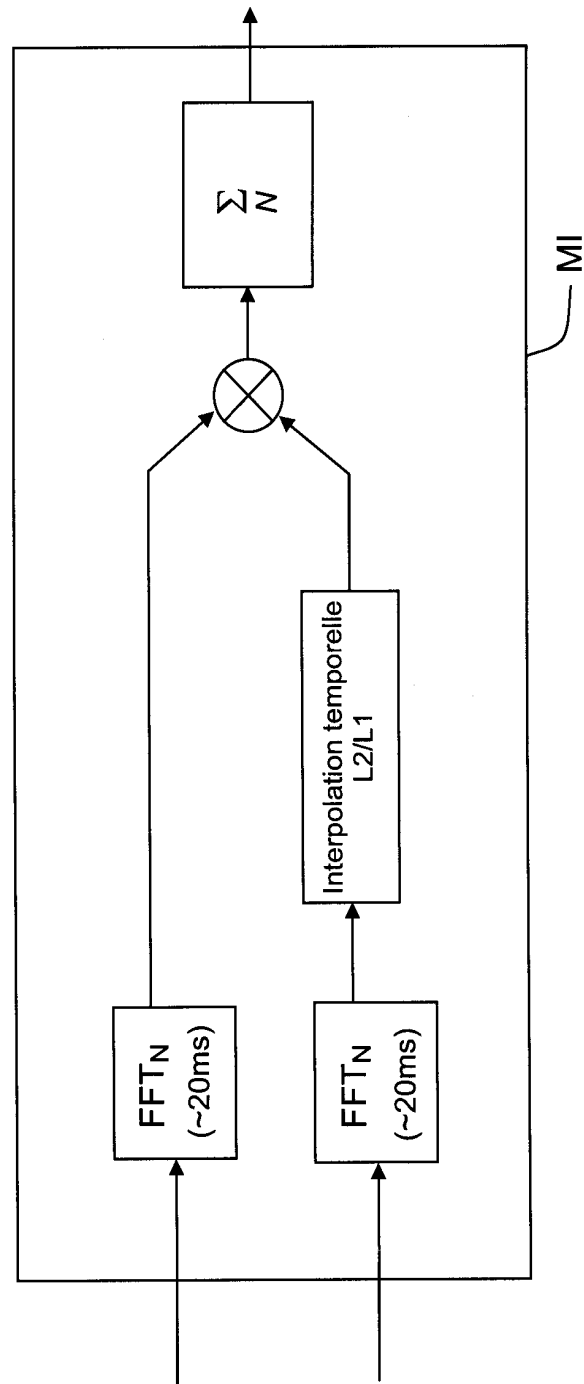


FIG.2



**RAPPORT DE RECHERCHE  
PRÉLIMINAIRE**

N° d'enregistrement  
national

établi sur la base des dernières revendications  
déposées avant le commencement de la recherche

FA 753371  
FR 1101166

DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS		Revendication(s) concernée(s)	Classement attribué à l'invention par l'INPI
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes		
X	US 5 903 654 A (MILTON KEVIN [US] ET AL) 11 mai 1999 (1999-05-11) * fig. 1-4; col. 3, l. 36-45; col. 4, l. 13-27, col. 5, l. 1 - col. 10, l. 11 *	1-5	G01S19/32
X	US 4 463 357 A (MACDORAN PETER F [US]) 31 juillet 1984 (1984-07-31) * fig. 1, 3; col. 4, l. 3 - col. 5, l. 8 *	1,2,5	
X	US 5 535 278 A (CAHN CHARLES R [US] ET AL) 9 juillet 1996 (1996-07-09) * fig. 8, 14A, 15A, 15B; col. 1, l. 65 - col. 5, l. 53; col. 18, l. 23 - col. 21, l. 33 *	1-3,5	
A	KENT KRUMVIEDA ET AL: "A Complete IF Software GPS Receiver: A Tutorial about the Details", PROCEEDINGS OF THE INSTITUTE OF NAVIGATION (ION) GPS, XX, XX, 11 septembre 2001 (2001-09-11), pages 789-82, XP002437376, * le document en entier *	1-5	
			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (IPC)
			G01S
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
22 décembre 2011		González Moreno, J	
CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS		T : théorie ou principe à la base de l'invention	
X : particulièrement pertinent à lui seul		E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure.	
Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie		D : cité dans la demande	
A : arrière-plan technologique		L : cité pour d'autres raisons	
O : divulgation non-écrite		.....	
P : document intercalaire		& : membre de la même famille, document correspondant	

**ANNEXE AU RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE  
RELATIF A LA DEMANDE DE BREVET FRANÇAIS NO. FR 1101166 FA 753371**

La présente annexe indique les membres de la famille de brevets relatifs aux documents brevets cités dans le rapport de recherche préliminaire visé ci-dessus.

Les dits membres sont contenus au fichier informatique de l'Office européen des brevets à la date du **22-12-2011**

Les renseignements fournis sont donnés à titre indicatif et n'engagent pas la responsabilité de l'Office européen des brevets, ni de l'Administration française

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
US 5903654	A	11-05-1999	AUCUN	
-----				
US 4463357	A	31-07-1984	AUCUN	
-----				
US 5535278	A	09-07-1996	AU 706137 B2	10-06-1999
			AU 2428295 A	29-11-1995
			CA 2188667 A1	09-11-1995
			CN 1149361 A	07-05-1997
			EP 0763285 A1	19-03-1997
			JP H10505664 A	02-06-1998
			US 5535278 A	09-07-1996
			WO 9530287 A1	09-11-1995
-----				