



(12) **DEMANDE DE BREVET CANADIEN
CANADIAN PATENT APPLICATION**

(13) **A1**

(86) Date de dépôt PCT/PCT Filing Date: 2021/05/05
(87) Date publication PCT/PCT Publication Date: 2021/11/11
(85) Entrée phase nationale/National Entry: 2022/11/03
(86) N° demande PCT/PCT Application No.: EP 2021/061796
(87) N° publication PCT/PCT Publication No.: 2021/224300
(30) Priorité/Priority: 2020/05/05 (FR FR2004417)

(51) Cl.Int./Int.Cl. *H04B 1/525* (2015.01)
(71) Demandeur/Applicant:
THALES, FR
(72) Inventeurs/Inventors:
MAZEAU, THIERRY, FR;
COTTRON, RODOLPHE, FR;
HODE, JEAN MICHEL, FR
(74) Agent: ROBIC

(54) Titre : SYSTEME RADAR MONOSTATIQUE A ONDES CONTINUES MODULEES EN FREQUENCE AMELIORE ET
PROCEDURE DE CALIBRATION ASSOCIE
(54) Title: IMPROVED FREQUENCY MODULATED CONTINUOUS WAVE MONOSTATIC RADAR SYSTEM AND
ASSOCIATED CALIBRATION METHOD

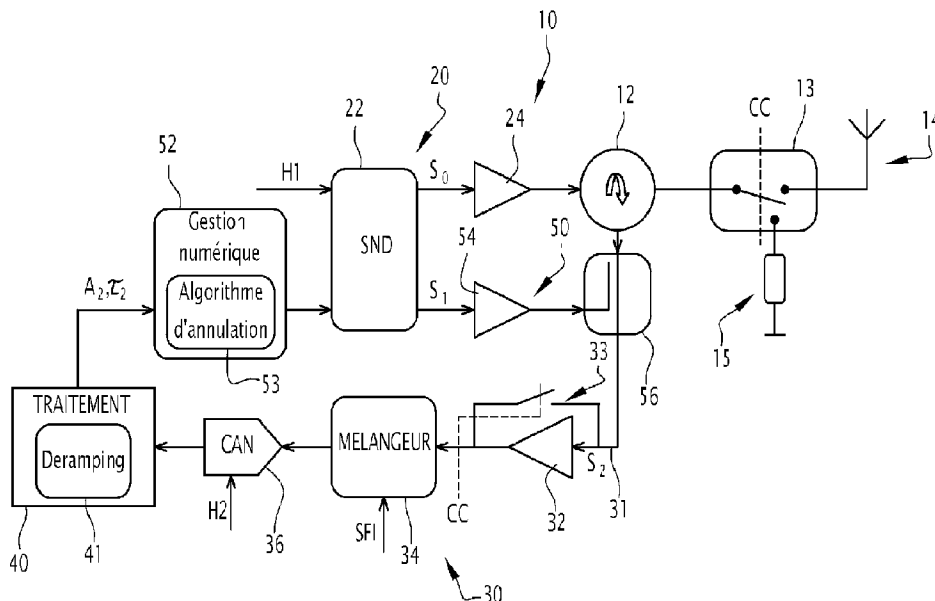


FIG.1

(57) **Abrégé/Abstract:**

Ce système radar (10) comporte un émetteur (20), propre à délivrer un signal d'émission, et un récepteur (30), propre à recevoir un signal de réception, couplés par un circulateur (12) à une antenne (14). L'émetteur intègre un composant de synthèse numérique directe (22), paramétrable en amplitude, fréquence, phase et/ou retard, pour la génération du signal d'émission. Le système comporte en outre une chaîne d'annulation (50) pour annuler une fuite du signal d'émission vers le récepteur, la chaîne d'annulation réutilisant le composant de synthèse numérique directe (22) pour la génération d'un signal d'annulation, et comportant un coupleur (56), interposé entre le circulateur (12) et le récepteur (30), propre, à partir du signal d'annulation, à injecter une réplique du signal d'annulation vers le récepteur afin d'annuler la fuite du signal d'émission.

Date de soumission : 2022/11/03

No de la demande can. : 3177765

Abrégé:

Ce système radar (10) comporte un émetteur (20), propre à délivrer un signal d'émission, et un récepteur (30), propre à recevoir un signal de réception, couplés par un circulateur (12) à une antenne (14). L'émetteur intègre un composant de synthèse numérique directe (22), paramétrable en amplitude, fréquence, phase et/ou retard, pour la génération du signal d'émission. Le système comporte en outre une chaîne d'annulation (50) pour annuler une fuite du signal d'émission vers le récepteur, la chaîne d'annulation réutilisant le composant de synthèse numérique directe (22) pour la génération d'un signal d'annulation, et comportant un coupleur (56), interposé entre le circulateur (12) et le récepteur (30), propre, à partir du signal d'annulation, à injecter une réplique du signal d'annulation vers le récepteur afin d'annuler la fuite du signal d'émission.

Système radar monostatique à ondes continues modulées en fréquence amélioré et procédé de calibration associé

5

L'invention a pour domaine celui des radars monostatiques à ondes continues modulées linéairement en fréquence - LFM CW (« Linear Frequency Modulated Continuous Wave » en anglais).

10

Un radar monostatique comporte un émetteur et un récepteur qui sont couplés à une antenne au travers d'un circulateur, de manière à pouvoir émettre et recevoir simultanément.

Le circulateur oriente le signal délivré par l'émetteur (ou signal d'émission) vers l'antenne et le signal reçu par l'antenne (ou signal d'antenne) vers le récepteur.

15

Cependant, la présence de ce circulateur est la source d'un couplage (de l'ordre d'une vingtaine de décibels au minimum) entre la sortie de l'émetteur et l'entrée du récepteur. Ce couplage engendre une fuite du signal d'émission vers le récepteur.

Par conséquent, le signal appliqué en entrée du récepteur (ou signal de réception) résulte de la superposition d'un signal de fuite et du signal d'antenne, qui seul constitue le signal utile.

20

Ainsi, le signal de fuite est un signal inutile et permanent, perturbant le traitement numérique du signal d'antenne.

De plus, en particulier pour des applications dans le domaine hyperfréquence, le signal de fuite risque de conduire à une saturation des composants du récepteur et éventuellement à leur destruction.

25

C'est la raison pour laquelle l'étage d'entrée d'un récepteur d'un radar monostatique ne peut pas être muni d'un amplificateur faible bruit, notamment hyperfréquence. Il n'est donc pas possible de diminuer, au-delà d'une certaine limite, le facteur de bruit du récepteur d'un radar monostatique par la mise en œuvre d'un tel amplificateur.

30

Dans l'état de la technique, il a été proposé d'éliminer le signal de fuite par traitement numérique. Cependant, le signal de fuite ayant dégradé le signal utile dès l'entrée du récepteur par des raies parasites, comme des raies d'intermodulations, le signal utile ne peut plus être amélioré par des post traitements, à moins de mettre en œuvre des traitements très complexes.

Il a également été proposé de prélever une fraction du signal d'émission et, après en avoir modifié l'amplitude et la phase, de la réinjecter sur l'entrée du récepteur pour annuler le signal de fuite.

5 Une telle approche analogique est intéressante, mais ne permet pas d'annuler le signal de fuite totalement et sur toute la gamme de fréquence, notamment lorsque des dispersions en fréquence ont introduites par exemple par le circulateur.

L'invention a donc pour but de proposer une solution à ce problème.

10 Pour cela l'invention a pour objet un système radar monostatique à ondes continues modulées linéairement en fréquence – LFM CW comportant au moins une voie comportant un émetteur, propre à délivrer un signal d'émission, et un récepteur, propre à recevoir un signal de réception, couplés par un circulateur à une antenne, l'émetteur intégrant un premier générateur d'onde radiofréquence, paramétrable en amplitude, fréquence, phase et/ou retard, pour la génération du signal d'émission, caractérisé en ce que ladite au moins
15 une voie comporte en outre une chaîne d'annulation pour annuler une fuite du signal d'émission vers le récepteur, la chaîne d'annulation intégrant un second générateur d'onde radiofréquence, paramétrable en amplitude, fréquence, phase et/ou retard, pour la génération d'un signal d'annulation, et un coupleur interposé entre le circulateur et le récepteur et propre, à partir du signal d'annulation, à injecter une réplique du signal d'annulation vers le récepteur afin d'annuler la fuite du signal d'émission, les premier et
20 second générateurs d'onde radiofréquence étant synchronisés l'un avec l'autre.

Suivant des modes particuliers de réalisation, le système radar comporte une ou plusieurs des caractéristiques suivantes, prises isolément ou suivant toutes les combinaisons techniquement possibles :

- 25 - les premier et second générateur d'onde radiofréquence sont associés dans un même composant de synthèse numérique directe ;
- un interrupteur interposé entre le circulateur et l'antenne de manière à connecter une sortie côté antenne du circulateur à une charge de référence dans une phase de calibration du système radar permettant de déterminer les paramètres optimaux du signal d'annulation ;
- 30 - le récepteur comporte en entrée un amplificateur faible bruit ;
- un interrupteur de contournement monté en parallèle de l'amplificateur faible bruit, de manière à shunter l'amplificateur faible bruit dans une phase de calibration du système radar permettant de déterminer les paramètres optimaux du signal d'annulation ;
- 35 - la chaîne d'annulation comporte un dispositif de gestion numérique propre à exécuter un algorithme d'annulation permettant de déterminer, au cours d'une phase de calibration du système radar, les paramètres optimaux du signal d'annulation annulant la

fuite du signal d'émission, à partir des grandeurs du signal de réception déterminées par un module de traitement numérique du récepteur ;

- le second générateur d'onde radiofréquence est propre à lire dans un moyen de mémorisation du système radar des paramètres optimaux du signal d'annulation à générer ;

5 - les paramètres optimaux comportent une amplitude, un retard et une phase, ces paramètres optimaux pouvant dépendre de la fréquence ; et

- le récepteur effectue un traitement de « deramping », avantageusement suivi d'un traitement de transformée de Fourier rapide.

10 L'invention a également pour objet un procédé de calibration d'un système radar monostatique à ondes continues modulées linéairement en fréquence – LFMCW conforme au système précédent, le procédé consistant à générer un signal d'émission et un signal d'annulation, puis à faire varier les paramètres du signal d'annulation pour déterminer des valeurs optimales desdits paramètres telles qu'une fuite du signal d'émission vers le récepteur soit annulée.

15 L'invention et ses avantages seront mieux compris à la lecture de la description détaillée qui va suivre d'un mode de réalisation particulier, donné uniquement à titre d'exemple non limitatif, cette description étant faite en se référant aux dessins annexés sur lesquels :

20 - la figure 1 est une représentation schématique sous forme de blocs fonctionnels d'un mode de réalisation préféré du système radar selon l'invention ;

- la figure 2 est une représentation schématique du procédé selon l'invention, mis en œuvre par le système radar de la figure 1 de manière à annuler le signal de fuite ;

- la figure 3 est un graphe de la fréquence du signal de fuite en fonction du temps ;

25 - la figure 4 est une représentation schématique des moyens de génération du signal d'émission dans le système radar de la figure 1 ; et,

- la figure 5 est une représentation schématique des moyens de génération du signal d'annulation dans le système radar de la figure 1 .

30 De manière générale, l'invention consiste à injecter un signal d'annulation à l'entrée du récepteur en contrôlant son retard, sa phase et son amplitude de manière à ce qu'il annule la fuite du signal d'émission.

35 Un système radar monostatique à ondes continues modulées linéairement en fréquence – LFMCW applique un traitement de « deramping » consistant à transposer le signal de réception avec une réplique du signal d'émission. Est alors obtenu un signal dont la fréquence est égale au décalage en temps (directement corrélé à la distance du réflecteur) et au décalage Doppler (directement corrélé à la vitesse du réflecteur) du signal de réception par rapport au signal d'émission.

4

Lorsque le signal de réception comporte une fuite du signal d'émission, celle-ci est alors transposée autour de 0 Hz par le traitement de « deramping ».

Après application par exemple d'une transformée de Fourier rapide - FFT, la raie résiduelle correspondante (aussi dénommée « raie 0 » comme par exemple sur la figure 2) est exploitable. Notamment, son amplitude est proportionnelle à l'amplitude de la fuite du signal d'émission.

L'invention se fonde sur l'exploitation de cette raie résiduelle pour déterminer les paramètres du signal d'annulation qui conduisent effectivement à une annulation de la fuite du signal d'émission.

L'invention met également en œuvre un composant de synthèse numérique directe pour générer le signal d'annulation adapté.

Un mode de réalisation préféré du système radar selon l'invention va maintenant être présenté en se référant à la figure 1.

Le système radar 10 est un radar monostatique à ondes continues modulées linéairement en fréquence – LFM CW.

Le système radar 10 comporte une voie. En variante, il comporte une pluralité de voies identiques entre elles et à celle représentée sur la figure 1.

La voie du système radar 10 est constituée d'un émetteur 20 et d'un récepteur 30, couplés par un circulateur 12 à une antenne 14, ainsi qu'une chaîne d'annulation 50 pour la génération d'un signal d'annulation du signal de fuite.

Entre le circulateur 12 et l'antenne 14, le système radar 10 comporte un interrupteur hyperfréquence 13, ayant pour fonction de connecter la sortie côté antenne du circulateur 12 soit à l'antenne 14, soit à un élément résistif 15. L'élément résistif 15 constitue une charge de référence pour une phase de calibration du système radar 10. L'élément résistif 15 présente une résistance caractéristique, typiquement de 50 Ohms. L'état de l'interrupteur hyperfréquence 13 est commandé par un signal de contrôle CC.

Le signal de contrôle est généré par un moyen de sélection du mode de fonctionnement du système radar 10. Ce moyen, qui n'est pas représenté sur les figures, permet de passer le système radar 10 d'un mode opérationnel à un mode de calibration et inversement.

L'émetteur 20 comporte un générateur de forme d'onde, qui est de préférence constitué par un composant de synthèse numérique directe - SND 22.

La SND 22 est cadencé par un premier signal d'horloge H1.

La SND 22 permet de générer, sur un premier port de sortie, un signal d'émission S_0 analogique. Le signal d'émission est de la forme générique :

[Math 1]
$$S_0(t) = A_0 \cdot e^{-2\pi j \cdot f \cdot t}$$

5

où A_0 est l'amplitude du signal d'émission, t le temps et f la fréquence.

La fréquence f est une fonction du temps t . Par exemple, pour un signal d'émission S_0 modulé linéairement en fréquence :

$$\text{[Math 2]} \quad f(t) = K \cdot t$$

5 avec $K = \frac{B}{T}$ la pente de la rampe de fréquence, B étant la borne supérieure de la bande de fréquence et T étant la période d'émission.

La forme du signal d'émission devient alors :

$$\text{[Math 3]} \quad S_0(t) = A_0 \cdot e^{-2\pi j \cdot K \cdot t^2}$$

10 Ce signal d'émission S_0 est appliqué en entrée d'un moyen amplificateur 24 avant d'être appliqué en entrée du circulateur 12 pour être transmis vers l'antenne 14.

Une fraction de ce signal d'émission amplifié est transmise sur la ligne d'entrée 31 du récepteur 30. Ce signal de fuite S'_0 est de la forme générale :

$$\text{[Math 4]} \quad S'_0(t) = A'_0 \cdot e^{2\pi j \cdot f \cdot (t - \tau_0) + \varphi_0}$$

15 Dans cette expression, A'_0 est l'amplitude du signal de fuite, t le temps, f la fréquence, τ_0 le retard entre le signal de fuite et le signal d'émission, et φ_0 le déphasage entre le signal de fuite et le signal d'émission.

Le récepteur 30 prend en entrée le signal présent sur la ligne d'entrée 31, dénommé signal de réception S_2 .

20 Le récepteur 30 comporte avantageusement un amplificateur hyperfréquence faible bruit 32. En effet, la présente invention permettant de supprimer tout signal de fuite, ce dernier ne risque plus de saturer les composants du récepteur, qui peut par conséquent être avantageusement équipé d'un amplificateur hyperfréquence faible bruit de manière à améliorer le rapport signal sur bruit.

25 En cas de présence de l'amplificateur 32, un interrupteur de contournement 33 permet de shunter l'amplificateur 32 dans la phase de calibration du système radar 10, afin d'éviter qu'un résidu du signal de fuite ne détériore l'amplificateur 32. L'interrupteur de contournement 33 est par exemple commandé dans l'état ouvert ou dans l'état fermé par le signal de commande CC.

30 En aval de l'amplificateur 32 et de l'interrupteur de contournement 33 lorsqu'ils existent, le récepteur 30 comporte un mélangeur 34 permettant de mélanger le signal de réception S_2 (éventuellement amplifié) avec un signal SFI, qui se caractérise par une fréquence intermédiaire FI. Le mélangeur 34 permet la transposition du signal de réception S_2 dans une bande de fréquence de base.

En aval du mélangeur 34, le récepteur 30 comporte un convertisseur analogique numérique 36 permettant la numérisation du signal de réception transposé. Le convertisseur 36 fonctionne avec un second signal d'horloge H2.

Une fois le signal de réception numérisé, un module de traitement 40 permet de
5 réaliser différents traitements numériques.

En particulier, le module 40 met avantageusement en œuvre un algorithme de « deramping » 41. Un tel algorithme est connu de l'homme du métier. Il permet, en mélangeant le signal de réception avec une réplique du signal d'émission de produire un décalage instantané en fréquence, qui, après application d'une transformation de Fourier
10 rapide, permet d'obtenir le retard entre le signal de réception et le signal d'émission et l'amplitude du signal de réception. Il est à noter que, pour ce type de système radar, ce retard est proportionnel à la distance. Il permet par conséquent de mesurer la distance entre le système RADAR et le réflecteur de l'onde émise.

Le module 40 permet ainsi de déterminer le retard τ_2 et l'amplitude A_2 de la
15 composante du signal de réception S_2 correspondant au signal de fuite, qui se caractérise par un décalage instantané en fréquence au voisinage de 0 Hz.

La chaîne d'annulation 50 comporte un dispositif de gestion numérique 52 propre à exécuter un algorithme d'annulation 53.

Cet algorithme d'annulation 53 permet, dans une phase de calibration du système
20 radar 10, de déterminer les paramètres optimaux d'un signal d'annulation S_1 , et, dans une phase opérationnelle, de piloter la génération du signal d'annulation S_1 en utilisant les paramètres optimaux déterminés lors de la phase de calibration.

Le dispositif de gestion numérique 52 commande un générateur de forme d'onde
25 propre à générer le signal d'annulation S_1 . Avantageusement, la SND 22 est utilisé pour générer, sur un second port de sortie, le signal d'annulation S_1 .

En variante, un composant SND dédié pourrait être utilisé pour la génération du
signal d'annulation, mais il faudrait alors s'assurer d'une parfaite synchronisation avec le composant SND dédié à la génération du signal d'émission. C'est la raison pour laquelle, l'utilisation de la SND 22 pour la génération des différents signaux, et par conséquent
30 l'utilisation du même signal d'horloge H1, est avantageux.

La SND 22 est donc propre à générer le signal d'annulation S_1 de la forme :

[Math 5]
$$S_1(t) = A_1 \cdot e^{2\pi j \cdot f \cdot (t - \tau_1) + \varphi_1}$$

Dans cette expression, A_1 est l'amplitude du signal d'annulation, t le temps, f la
fréquence, τ_1 le retard entre le signal d'annulation et le signal d'émission, et φ_1 le
35 déphasage entre le signal d'annulation et le signal d'émission.

Et en modulant la fréquence en fonction du temps de la même manière que le signal d'émission, le signal d'annulation s'écrit :

$$\text{[Math 6]} \quad S_1(t) = A_1 \cdot e^{2\pi j \cdot kt \cdot (t - \tau_1) + \varphi_1}$$

5 Le signal S_1 est appliqué en entrée de moyens amplificateur 54 avant d'être appliqué à un coupleur 56 prévu le long de la ligne d'entrée 31 du récepteur 30, entre le circulateur 12 et l'entrée du récepteur 30.

Le coupleur 56 permet d'injecter sur la ligne d'entrée 31 une réplique du signal d'annulation. Le coupleur 56 est tel que la réplique S'_1 s'écrit :

$$\text{[Math 7]} \quad S'_1(t) = A'_1 \cdot e^{2\pi j \cdot Kt \cdot (t - \tau_1) + \varphi_1 + \pi}$$

10 Dans cette relation, A'_1 est l'amplitude de la réplique (proportionnelle à l'amplitude A_1), et le coupleur 56 n'introduit qu'un déphasage de 180° sur la phase du signal d'annulation.

Cette réplique du signal d'annulation se superpose au signal délivré par le circulateur 12 sur la ligne d'entrée 31 pour constituer le signal de réception S_2 .

15 Le dispositif de gestion numérique 52 met en œuvre un procédé, tel que le procédé 100 de la figure 2.

Le procédé 100 comporte une phase de calibration pour déterminer les paramètres optimaux du signal d'annulation S_1 qui permettent une annulation du signal de fuite $S'_0(t)$ en entrée du récepteur 30.

20 Il s'agit donc de déterminer les valeurs optimales des paramètres A_1 , τ_1 et φ_1 du signal d'annulation S_1 pour que la réplique du signal d'annulation S'_1 annule le signal de fuite S'_0 sur l'entrée du récepteur 30.

25 Dans cette phase de calibration, le signal de commande CC prend par exemple la valeur haute de manière à basculer l'interrupteur 13 dans l'état dans lequel le circulateur 12 est connecté à l'élément résistif 15 et l'interrupteur 33 est dans l'état fermé de manière à contourner l'amplificateur 32.

Un signal d'annulation S_1 avec des paramètres A_1 , τ_1 et φ_1 quelconque est généré en même temps qu'un signal d'émission. Le signal de réception est traité numériquement pour déterminer l'amplitude A_2 et le retard τ_2 de la raie résiduelle.

30 Le procédé 100 entre dans une première boucle 110 de détermination de la valeur optimale du paramètre de retard τ_1 . Cette première boucle consiste à itérer une première sous-étape 112 consistant à traiter le signal de réception de manière à mesurer son amplitude et une seconde sous-étape 114 consistant à modifier la valeur du paramètre de retard τ_1 du signal d'annulation. L'itération est réalisée de manière à identifier le minimum
35 de l'amplitude A_2 par dichotomie (ou plus généralement une méthode numérique de

recherche rapide de racine, telle que par exemple la méthode de Newton) sur la valeur du paramètre de retard τ_1 . Le procédé 100 sort de la première boucle 110 lorsque la modification de la valeur du paramètre de retard τ_1 ne conduit plus à une variation appréciable du niveau du signal de réception. Cette valeur du paramètre de retard est alors
5 mémorisée en tant que retard optimal.

Le procédé 100 entre alors dans une seconde boucle 120 de détermination du paramètre de phase φ_1 . Cette seconde boucle consiste à itérer une première sous-étape 122 consistant à traiter le signal de réception de manière à mesurer son amplitude et une
10 seconde sous-étape 124 consistant à modifier la valeur du paramètre de phase φ_1 (le signal d'annulation étant systématiquement généré avec le retard optimal déterminé à l'issue de la première boucle 112). L'itération est réalisée de manière à identifier le minimum de l'amplitude du signal de réception par dichotomie (ou plus généralement une méthode
15 numérique de recherche rapide de racine, telle que par exemple la méthode de Newton) sur la valeur du paramètre de phase φ_1 . Le procédé 100 sort de la seconde boucle 120 lorsque la modification de la valeur du paramètre de phase φ_1 ne conduit plus à une variation appréciable du niveau du signal de réception. La valeur du paramètre de phase est alors mémorisée en tant que phase optimale.

Le procédé 100 passe enfin dans une troisième boucle 130 de détermination du paramètre d'amplitude A_1 . Cette troisième boucle consiste à itérer une première sous-étape
20 132 consistant à traiter le signal de réception de manière à mesurer son amplitude et une seconde sous-étape 134 consistant à modifier la valeur du paramètre d'amplitude A_1 (le signal d'annulation étant systématiquement généré avec le retard optimal déterminé à l'issue de la première boucle 110 et la phase optimale déterminée à l'issue de la seconde boucle 120). L'itération est réalisée de manière à identifier le minimum de l'amplitude du
25 signal de réception (minimum qui doit maintenant correspondre à une amplitude nulle du signal de réception) par dichotomie (ou plus généralement une méthode numérique de recherche rapide de racine, telle que par exemple la méthode de Newton) sur la valeur du paramètre d'amplitude A_1 . Le procédé 100 sort de la troisième boucle 130 lorsque la modification de la valeur du paramètre d'amplitude ne A_1 conduit plus à une variation
30 appréciable du niveau du signal de réception. La valeur du paramètre d'amplitude est alors mémorisée en tant qu'amplitude optimale.

Une fois les paramètres optimaux du signal d'annulation calibrés, le procédé 100 passe dans une phase opérationnelle. Le signal de commande CC est basculé dans l'état bas de manière à placer l'interrupteur 13 dans l'état connectant le circulateur 12 à l'antenne
35 14 et l'interrupteur 33 dans l'état ouvert 33.

Puis, le dispositif de gestion 52 pilote la SND 22 pour qu'il délivre un signal d'annulation S_1 en corrélation avec chaque émission d'un signal d'émission S_0 . Dans le mode opérationnel, le signal d'annulation est généré à partir des paramètres optimaux déterminés dans la phase de calibration.

5 Ainsi à chaque instant de l'utilisation du système radar 10, une réplique du signal d'annulation se superpose au signal de fuite sur la ligne d'entrée du récepteur de manière à annuler le signal de fuite. Ainsi le signal de réception correspond uniquement au signal d'antenne.

10 Sur la figure 3 est représenté, de manière schématique, la relation entre la fréquence f et le temps t du signal de fuite S'_1 .

Le signal de fuite dérive du signal d'émission S_1 , qui est émis entre les instants 0 et T et s'étale sur une bande de fréquence par exemple entre une fréquence minimale nulle et la fréquence maximale B.

15 Dans un cas simple, le circulateur 12 n'introduit aucune distorsion, et la fréquence du signal de fuite conserve la linéarité du signal d'émission. Ceci est illustré par la courbe C_0 sur la figure 3.

Dans ce cas simple, la phase de calibration du procédé présenté précédemment est valide sur l'ensemble de la bande de fréquence.

20 Cependant, dans le cas général, la circuiterie (comme par exemple le circulateur 12) introduit une dispersion en fréquence ($d(f) = \frac{d\varphi}{df}$) de sorte que la fréquence du signal de fuite n'est plus exactement linéaire par rapport au temps. Ce cas général est illustré par la courbe C_1 sur la figure 3.

Pour traiter ce cas général, la phase de calibration du procédé de la figure 2 est répétée pour différentes valeurs discrètes de la fréquence du signal d'émission.

25 Plus précisément, la bande de fréquence est subdivisée en N intervalles indexés par un entier i.

30 Pour l'itération i du procédé de calibration 100, un signal d'émission est généré par la SND 22 à la fréquence F_i . On recherche alors les valeurs optimales des paramètres d'amplitude A_{1j} , de retard τ_{1i} et de phase φ_{1i} d'un signal d'annulation de fréquence F_i permettant d'annuler le signal de fuite correspondant.

A l'issue de la détermination des paramètres optimaux pour chaque intervalle de la bande de fréquence, une interpolation des valeurs obtenues pour ces paramètres optimaux permet de déterminer des paramètres optimaux interpolés pour chaque valeur de la fréquence sur la bande de fréquence.

Dans la phase opérationnelle, à chaque instant de la génération du signal d'émission (i.e. à chaque valeur de la fréquence, puisque celle-ci est proportionnelle au temps), les paramètres optimaux interpolés sont utilisés pour déterminer les valeurs des paramètres A_1 , τ_1 et φ_1 à la valeur de la fréquence considérée, qui sont ensuite utilisées par la SND 22 pour générer le signal d'annulation à l'instant considéré.

La figure 4 est une représentation sous la forme d'une suite de blocs fonctionnels de la manière dont la SND 22 génère le signal d'émission.

Un bloc « calcul sinus » 84 est propre à générer un signal S correspondant au sinus d'une phase φ_n , qui est incrémentée à chaque cycle d'horloge T_1 , par l'amplitude A_1 (lue depuis un espace mémoire spécifique).

En amont, un bloc « pointeur fréquence » 82 adresse le bloc «calcul sinus» 84 avec la valeur numérique de la phase φ_n à prendre en compte pour le $n^{\text{ème}}$ cycle d'horloge :

$$\text{[Math 8]} \quad \varphi_n = 2 \cdot \pi \cdot F_n \cdot n \cdot T_1 \text{ pour } n = 0 \text{ à } N$$

Un bloc « pointeur rampe » 81 adresse le bloc «pointeur fréquence» 82 avec la valeur numérique de la fréquence F_n à prendre en compte pour le $n^{\text{ème}}$ cycle d'horloge :

$$\text{[Math 9]} \quad F_n = K \cdot n \cdot T_1$$

Où K est la rampe (lue depuis un espace mémoire spécifique) que l'on souhaite conférer à la modulation fréquentielle du signal d'émission.

Les valeurs numériques successives en sortie du bloc «calcul sinus» 84 sont converties en un signal analogique par un convertisseur numérique analogique – CNA 85.

La sortie du CNA 85 est filtrée par un bloc de filtrage 86 afin de lisser le signal analogique pour en enlevant les signaux harmoniques issus de la conversion.

En sortie, le signal d'émission S_0 est délivré sur un premier port de sortie du SND 22.

De manière similaire, la figure 5 est une représentation sous la forme d'une suite de blocs fonctionnels de la manière dont la SND 22 génère le signal d'annulation.

Un bloc « pointeur rampe » 91 détermine la valeur numérique de la fréquence F_n pour le $n^{\text{ème}}$ cycle d'horloge à partir de la rampe K que l'on confère à la modulation fréquentielle du signal d'émission et du cycle T_1 du signal d'horloge H1 utilisé pour la génération du signal d'émission :

$$\text{[Math 10]} \quad F_n = K \cdot n \cdot T_1$$

Puis, un bloc « pointeur fréquence, retard et phase » 92 détermine la valeur numérique de la phase φ_n à prendre en compte pour le $n^{\text{ème}}$ cycle d'horloge :

$$\text{[Math 11]} \quad \varphi_n = 2\pi \cdot F_n \cdot (n \cdot T_1 - \tau_1) + \varphi_1$$

Où τ_1 et φ_1 sont les valeurs des paramètres optimaux du signal d'annulation (qui dépendant éventuellement de la valeur de la fréquence F_n) qui sont lues dans une mémoire par exemple du dispositif de gestion numérique 52.

Un bloc « calcul sinus » 94 est ensuite propre à générer un signal S correspondant au sinus de phase φ_n multiplié par une amplitude correspondant à l'amplitude optimale A_1 du signal d'annulation.

Les valeurs numériques successives en sortie du bloc «calcul sinus» 94 sont converties en un signal analogique par un convertisseur numérique analogique – CNA 95.

La sortie du CNA 95 est filtrée par un bloc de filtrage 96 afin de lisser le signal analogique pour en enlevant les signaux harmoniques issus de la conversion.

En sortie, le signal d'annulation S_1 est délivré sur un second port de sortie de la SND 22.

De nombreuses variantes sont envisageables par l'homme du métier. Notamment, les valeurs optimales des paramètres du signal d'annulation peuvent être obtenues par la mise en œuvre d'autres procédés de calibration. D'autres processus que celui de la dichotomie peuvent être utilisés. Par exemple, le procédé permettrait d'ajuster les paramètres de délai, phase et amplitude du signal d'annulation simultanément. Des processus fondés sur des réseaux de neurones sont également envisageables.

Comme cela est connu de l'homme du métier, si, dans le mode de réalisation de la figure 1, le « deramping » est réalisé au niveau du traitement numérique, il peut, en variante, être réalisé en amont du convertisseur analogique – numérique, dans le domaine hyperfréquence, au niveau du mélangeur 34, en utilisant un signal SFI réplique du signal d'émission.

Dans le cas d'une calibration sur plusieurs pas de fréquences, dans un domaine limité de retard, le procédé peut être modifié en ne réalisant pas l'étape d'ajustement de la phase φ_{1i} de celle d'ajustement du retard τ_{1i} , mais en les combinant dans une unique étape de détermination de la valeur optimale d'un paramètre de retard de phase global.

La présente invention permet d'améliorer les performances de la chaîne de réception d'un radar monostatique LFM CW en éliminant les problèmes liés à la fuite du signal d'émission vers le récepteur. Le rapport signal sur bruit est donc amélioré.

Elle permet ainsi de rajouter un amplificateur faible bruit en entrée du récepteur sans risque de saturation par la fuite du signal d'émission. Le rapport signal sur bruit est encore davantage amélioré.

Chaque voie pouvant être calibrée indépendamment, l'invention se prête bien aux architectures des récepteurs radar modernes qui sont multivoies ou MIMO.

REVENDEICATIONS

1. Système radar monostatique à ondes continues modulées linéairement en fréquence – LFM CW (10) comportant au moins une voie comportant un émetteur (20), propre à délivrer un signal d'émission, et un récepteur (30), propre à recevoir un signal de réception, couplés par un circulateur (12) à une antenne (14), l'émetteur intégrant un premier générateur d'onde radiofréquence, paramétrable en amplitude, fréquence, phase et/ou retard, pour la génération du signal d'émission, caractérisé en ce que ladite au moins une voie comporte en outre une chaîne d'annulation (50) pour annuler une fuite du signal d'émission vers le récepteur, la chaîne d'annulation intégrant un second générateur d'onde radiofréquence (22), paramétrable en amplitude, fréquence, phase et/ou retard, pour la génération d'un signal d'annulation, et un coupleur (56) interposé entre le circulateur (12) et le récepteur (30) et propre, à partir du signal d'annulation, à injecter une réplique du signal d'annulation vers le récepteur afin d'annuler la fuite du signal d'émission, les premier et second générateurs d'onde radiofréquence étant synchronisés l'un avec l'autre.

2. Système radar selon la revendication 1, dans lequel les premier et second générateur d'onde radiofréquence sont associés dans un même composant de synthèse numérique directe (22).

3. Système radar selon la revendication 1 ou la revendication 2, comportant un interrupteur (13) interposé entre le circulateur (12) et l'antenne (14) de manière à connecter une sortie côté antenne du circulateur (12) à une charge de référence (15) dans une phase de calibration du système radar permettant de déterminer les paramètres optimaux du signal d'annulation.

4. Système radar selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, dans lequel le récepteur (30) comporte en entrée un amplificateur faible bruit (32).

5. Système radar selon la revendication 4, comportant un interrupteur de contournement (33) monté en parallèle de l'amplificateur faible bruit (32), de manière à shunter l'amplificateur faible bruit (32) dans une phase de calibration du système radar permettant de déterminer les paramètres optimaux du signal d'annulation.

6. Système radar selon l'une des revendications 1 à 5, dans lequel la chaîne d'annulation (50) comporte un dispositif de gestion numérique (52) propre à exécuter un algorithme d'annulation (53) permettant de déterminer, au cours d'une phase de calibration du système radar, les paramètres optimaux du signal d'annulation annulant la fuite du signal d'émission, à partir des grandeurs du signal de réception déterminées par un module de traitement numérique (40) du récepteur (30).

7. Système radar selon l'une des revendications 1 à 6, dans lequel le second générateur d'onde radiofréquence est propre à lire dans un moyen de mémorisation du système radar des paramètres optimaux du signal d'annulation à générer.

5 8. Système radar selon la revendication 6 ou la revendication 7, dans lequel les paramètres optimaux comportent une amplitude, un retard et une phase, ces paramètres optimaux pouvant dépendre de la fréquence.

9. Système radar selon l'une des revendications 1 à 8, dans lequel le récepteur effectue un traitement de « deramping », avantageusement suivi d'un traitement de transformée de Fourier rapide.

10 10. Procédé de calibration d'un système radar monostatique à ondes continues modulées linéairement en fréquence – LFM CW (10) selon l'une quelconque des revendications 1 à 9, consistant à générer un signal d'émission et un signal d'annulation, puis à faire varier les paramètres du signal d'annulation pour déterminer des valeurs optimales desdits paramètres telles qu'une fuite du signal d'émission vers le récepteur soit
15 annulée.

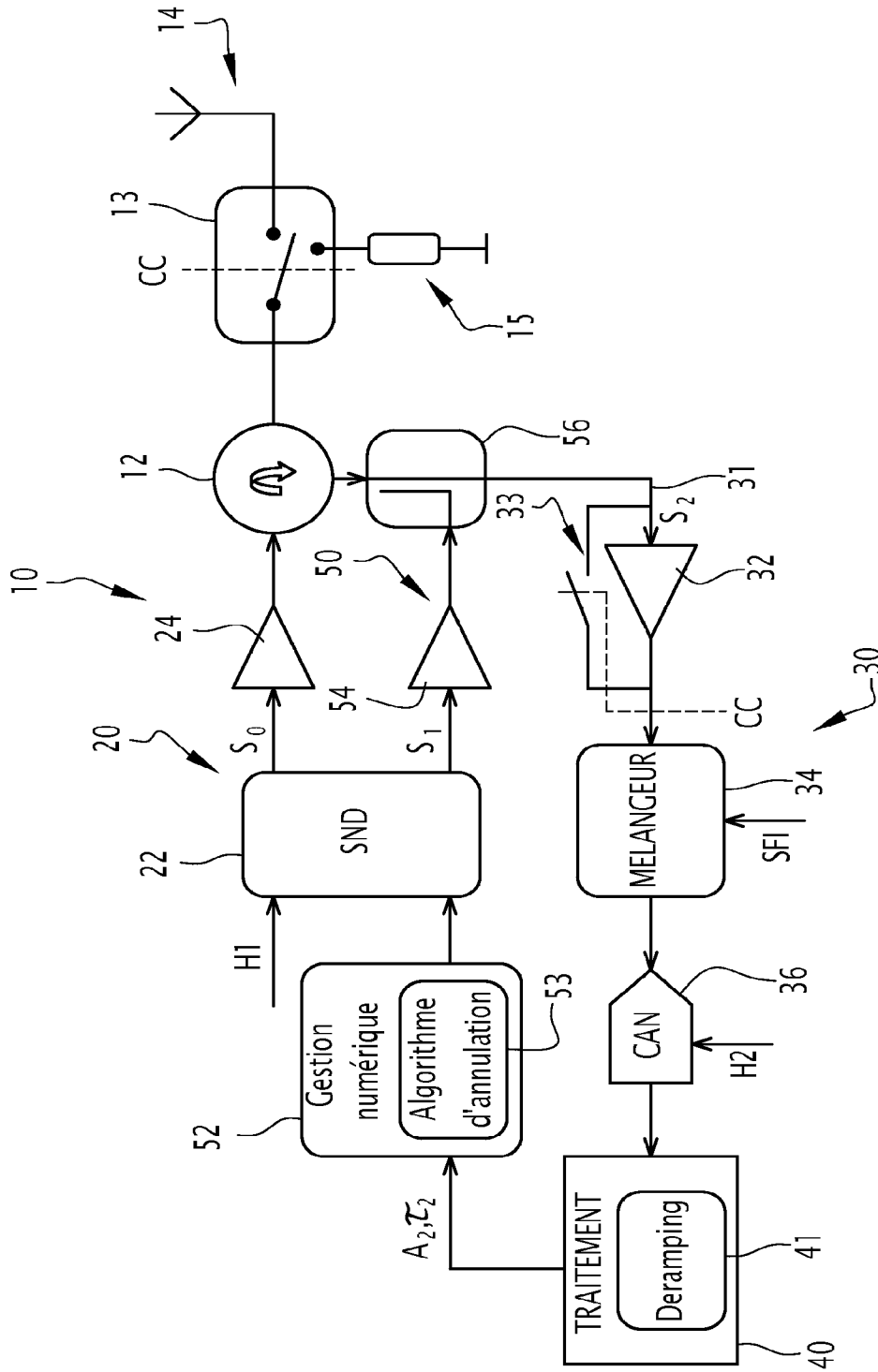


FIG.1

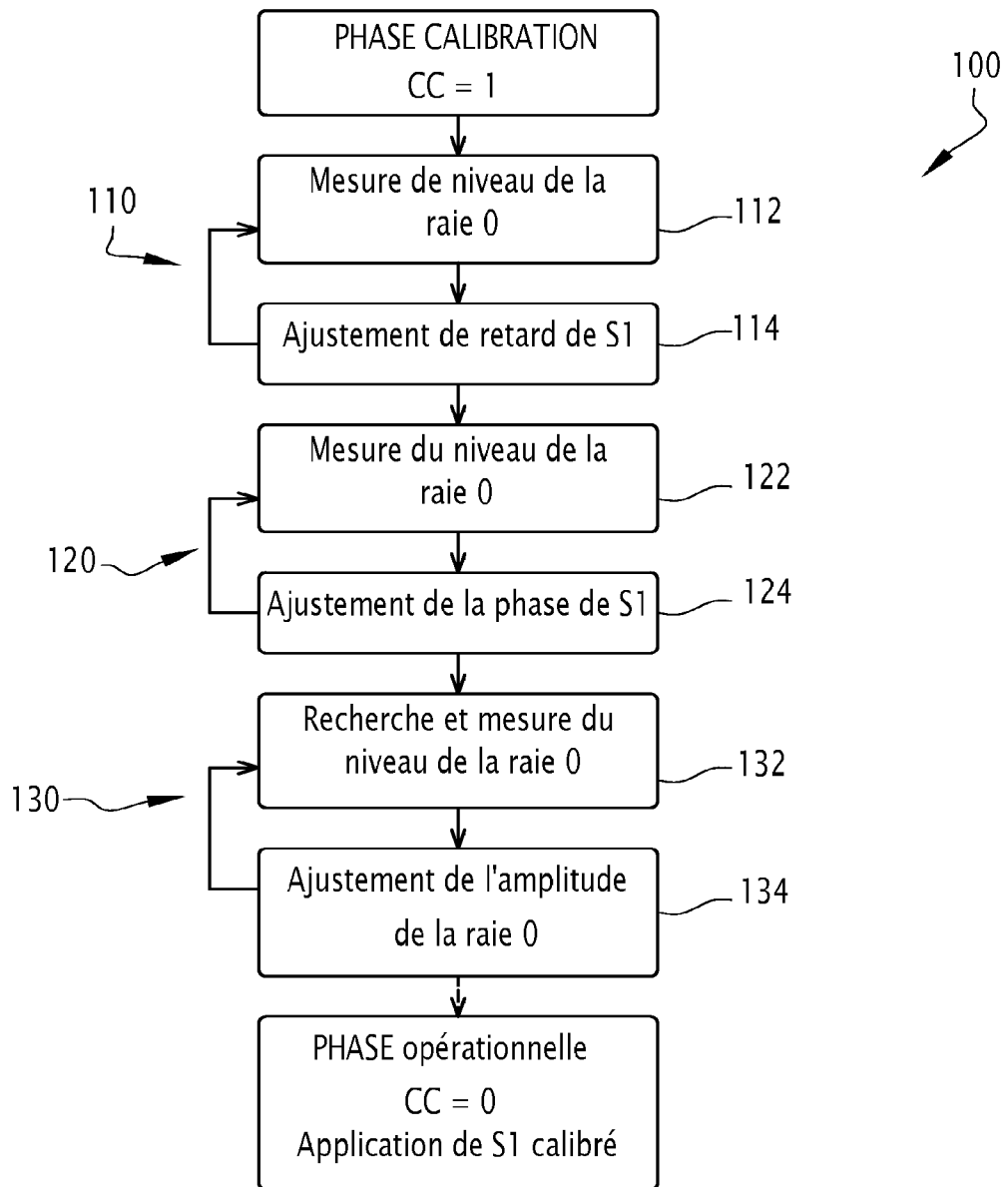


FIG.2

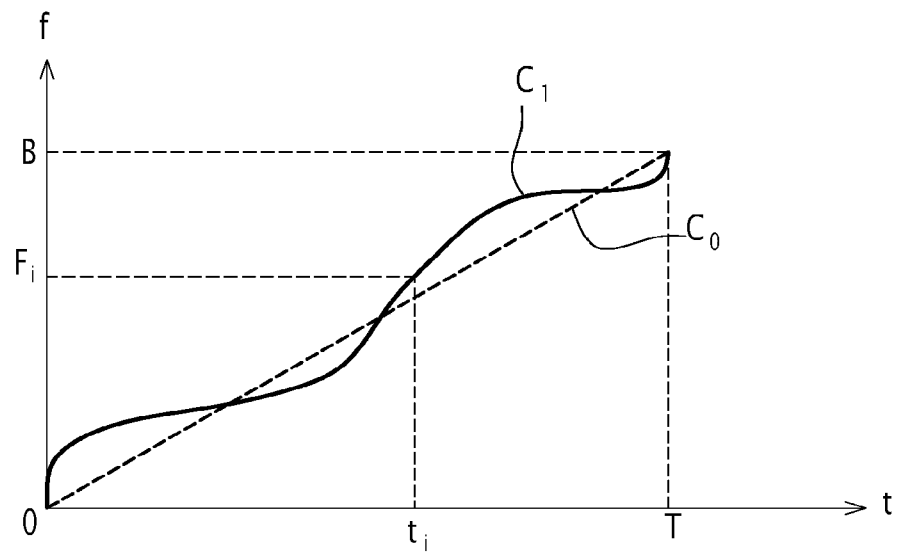


FIG.3

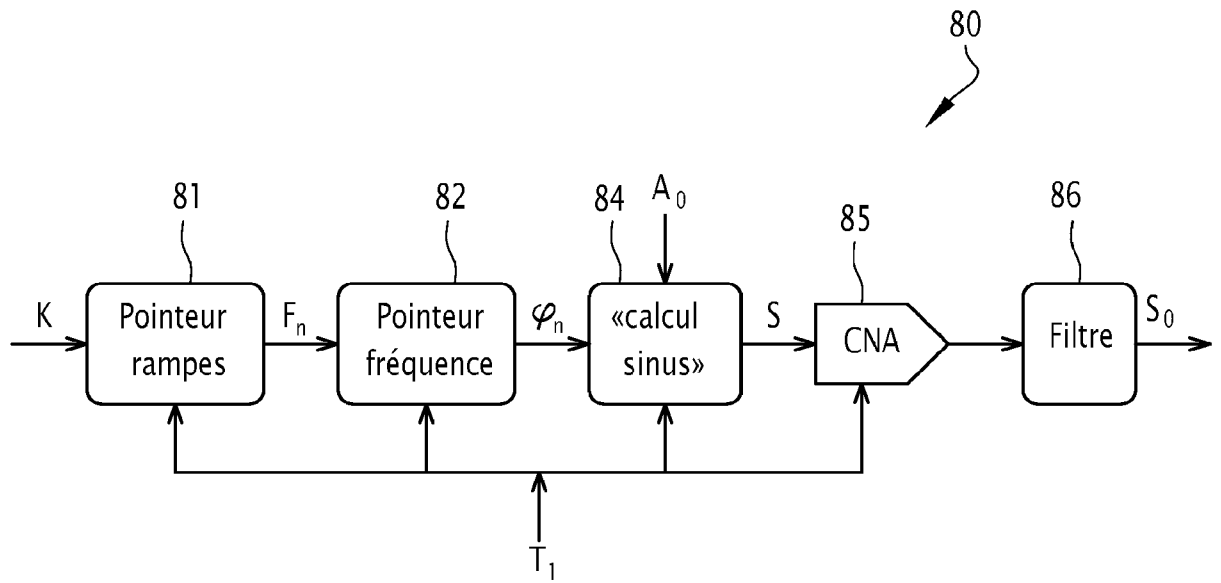


FIG.4

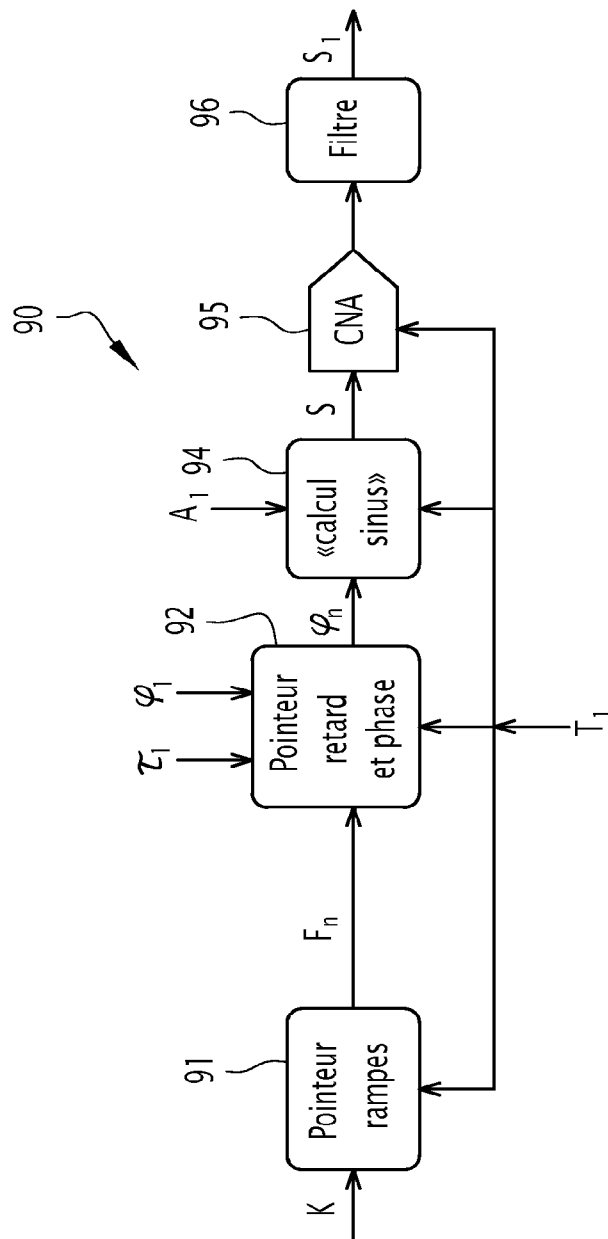


FIG.5

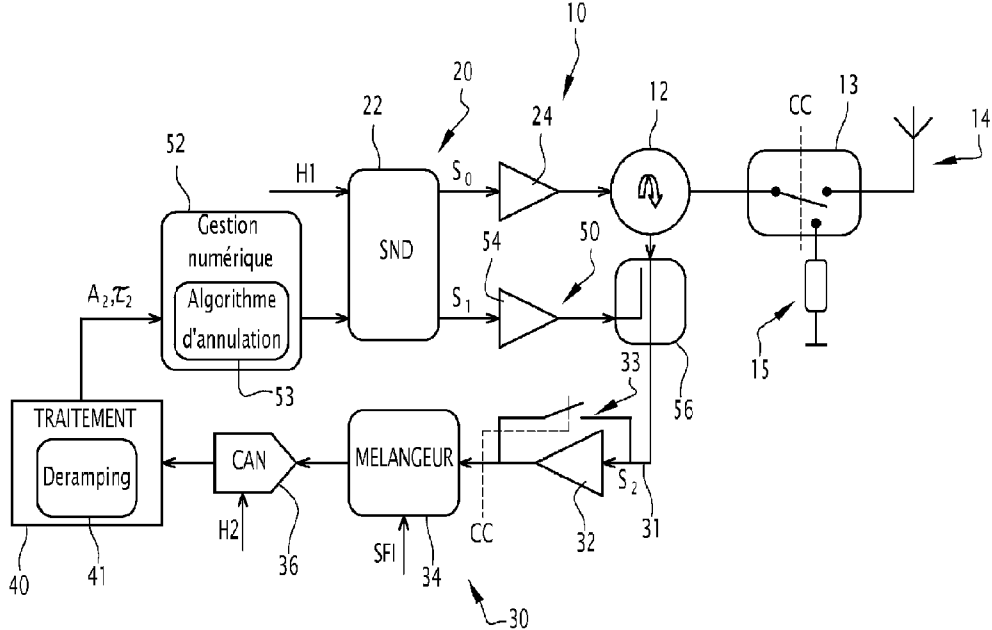


FIG.1