

(19) RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

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

2 580 080

(21) N° d'enregistrement national :

85 05033

(51) Int Cl⁴ : G 01 S 13/32.

(12)

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

(22) Date de dépôt : 3 avril 1985.

(30) Priorité :

(43) Date de la mise à disposition du public de la demande : BOPI « Brevets » n° 41 du 10 octobre 1986.

(60) Références à d'autres documents nationaux apparentés :

(71) Demandeur(s) : SOCIETE NATIONALE D'ETUDE ET DE CONSTRUCTION DE MOTEURS D'AVIATION « S.N.E.C.M.A. », Société anonyme. — FR.

(72) Inventeur(s) : Patrice Charles Bugyan et Bruno Roger Sebilet.

(73) Titulaire(s) :

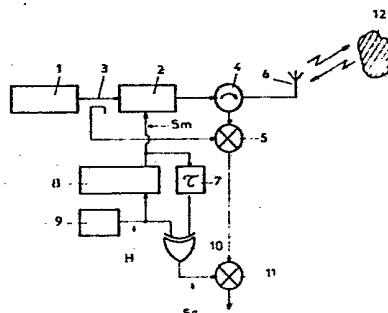
(74) Mandataire(s) : François Moinat.

(54) Radar de proximétrie à émission continue.

(57) Radar de proximétrie dans lequel le signal émis est modulé en 0π par une séquence pseudo-aléatoire issue du générateur 8 constitué d'un registre à décalage piloté par une horloge 9, le signal reçu après réflexion sur une cible 12 étant corrélé avec un signal correspondant à la séquence de modulation mais retardé d'un temps équivalent au trajet aller et retour.

Conformément à l'invention, la période du signal émis par l'horloge 9 est égale à la durée de 1 bit de la séquence pseudo-aléatoire issue du générateur 8 et ce signal d'horloge est utilisé pour moduler de manière biphasée 10 la séquence pseudo-aléatoire retardée avant sa corrélation avec le signal reçu.

Ce radar de proximétrie trouve son utilisation sur des cibles ou fusées de proximité destinées à l'interception d'engins.



FR 2 580 080 - A1

D

RADAR DE PROXIMETRIE A EMISSION CONTINUE

La présente invention est relative aux radars de proximétrie à émission continue qui mettent en oeuvre des 5 dispositifs de corrélation utilisant des séquences logiques binaires.

Les radars à émission continue peuvent utiliser des modes variés de modulation. Les deux modes les plus utilisés 10 sont la modulation de fréquence et la modulation par des séquences logiques binaires dites pseudo-aléatoires. De telles séquences sont caractérisées par le fait qu'elles comportent, à un bit près, un nombre égal de bits au niveau logique "0" et au niveau logique "1". Ce procédé de 15 modulation et les dispositifs associés de mise en oeuvre ont été largement décrits, notamment dans le brevet français 74.33247 déposé le 27 septembre 1974 par la Société Demanderesse.

20 Dans ces dispositifs de l'art antérieur, le signal émis par le radar de proximétrie est modulé par une séquence binaire pseudo-aléatoire issue d'un générateur constitué d'un registre à décalage de n bascules, piloté par une horloge formant ainsi un code de $2^n - 1$ bits, et le signal 25 reçu est corrélé avec une séquence pseudo-aléatoire, identique à celle de la modulation mais retardée d'une valeur τ . La fonction de corrélation obtenue est représentée à la figure 1 annexée. Lorsque le retard τ correspond exactement au trajet aller et retour de l'onde 30 émise, par exemple après réflexion sur une cible, cette fonction de corrélation est maximale, par contre elle. décroît linéairement de part et d'autre de ce maximum pour atteindre une valeur résiduelle faible pour un décalage temporel correspondant à ± 1 bit de la séquence binaire 35 pseudo-aléatoire. Cette valeur résiduelle, due à la

différence entre le nombre de bits au niveau logique "0"
et au niveau logique "1" est égale à

$$\frac{1}{2^{n-1}} \text{ fois l'amplitude du maximum.}$$

5 Soit N le nombre entier tel que la longueur du code soit
égale à $2N+1$, la composition du code est de $N+1$ "1" et N
"0". Ceci est illustré par l'exemple ci-après qui
montre la valeur d'autocorrélation pour tous les
déphasages d'un registre à décalage à trois bascules
10 générant un code binaire de 7 bits.

Dans cet exemple, la séquence initiale choisie est
"1110010".

15

	Décalage	Séquence	Accords	Désaccords	A - D
20	1	0111001	3	4	-1
	2	1011100	3	4	-1
	3	0101110	3	4	-1
	4	0010111	3	4	-1
	5	1001011	3	4	-1
	6	1100101	3	4	-1
25	0	1110010	7	0	7

30 La valeur de corrélation A-D, qui exprime la différence
entre le nombre d'accords et le nombre de désaccords,
est égale à -1 pour tous les décalages sauf pour le
décalage nul, ou condition de synchronisation, et
 $2^{n-1}=7$ pour la condition de décalage nul, ce qui se
35 traduit sur le graphe de la fonction de corrélation par un

offset de $\frac{1}{2^{n-1}}$. Pour un décalage nul, ou condition.

de synchronisation, la valeur A-D de corrélation est égale à $2^{n-1} = 7$, soit une valeur sur le graphe de fonction 5 de corrélation égale à : $\frac{2^{n-1}}{2^{n-1}} = 1$

L'existence de cet offset ou valeur résiduelle dans la fonction de corrélation présente un inconvénient 10 important. En effet, en présence d'un obstacle, à une distance différente de celle de la cible, on obtient des signaux parasites d'autant plus importants en amplitude que la surface radar équivalente de cet obstacle est grande par rapport à celle de la cible. Ceci est 15 notamment le cas lorsque le radar est monté sur un engin chargé d'intercepter une cible à proximité de la surface de la mer. La surface radar équivalente de la mer n'est pas limitée comme celle de la cible à une zone relativement petite. Il n'est pas rare d'avoir un rapport de 20 10^4 entre ces deux surfaces radar équivalentes.

La présente invention a précisément pour objet de remédier à cet inconvénient. A cet effet, dans un radar du type précité, la période du signal d'horloge est égale 25 à la durée d'un bit de la séquence pseudo-aléatoire de modulation du signal émis et ce signal d'horloge est utilisé pour moduler de manière biphasée la séquence pseudo-aléatoire retardée avant sa corrélation avec le signal reçu.

30

Dans une forme de réalisation préférée, la modulation biphasée de la séquence pseudo-aléatoire de corrélation est effectuée au moyen d'un dispositif réalisant l'opération logique " OU exclusif ".

35

L'invention sera mieux comprise, et d'autres caractéristiques et avantages ressortiront, à la lecture de la description ci-après, illustrée à l'aide des figures jointes dans lesquelles :

5

- la figure 2 représente différents signaux en divers points d'un radar conforme à l'invention,

10

- la figure 3 représente la fonction de corrélation obtenue grâce à l'invention,

- la figure 4 représente, sous forme schématique, un radar de proximétrie conforme à l'invention.

15

La figure 2 montre les différents signaux utilisés dans un radar conforme à l'invention. Le signal S_m est celui d'une séquence binaire pseudo-aléatoire utilisée pour moduler le signal émis par le radar. Dans cet exemple, cette séquence est identique à celle envisagée ci-dessus, elle s'écrit : "1110010".

Le signal H est le signal d'horloge utilisé, sa période est égale à la durée de 1 bit du signal S_m . Le signal de 25 corrélation S_c est obtenu en modulant, de manière biphasée le signal S_m par le signal d'horloge H . La corrélation sera donc effectuée entre le signal de corrélation S_c et un signal déduit de S_m mais dont la durée de chaque bit sera égale à celle des bits de S_c , c'est-à-dire égale à 30 la moitié de la durée des bits de la séquence initiale S_m .

Dans l'exemple représenté, chaque bit de la séquence initiale S_m sera dédoublé et cette séquence s'écritra : 35 "1111100001100". La séquence de corrélation S_c s'écrit :

"01010110100110". Le tableau ci-après donne, pour cet exemple, la valeur d'autocorrélation pour tous les déphasages possibles entre S_m et S_c . Comme dans l'exemple précédent, S_m est choisie comme référence.

5

	Décalage	Séquence S_c	Accords	Désaccords	A - D	
10						
	0	01010110100110	7	7	0	
	1	00101011010011	3	11	-8	
	2	10010101101001	7	7	0	
15	3	11001010110100	7	7	0	
	4	01100101011010	7	7	0	
	5	00110010101101	7	7	0	
	6	10011001010110	7	7	0	
	7	01001100101011	7	7	0	
20	8	10100110010101	7	7	0	
	9	11010011001010	7	7	0	
	10	01101001100101	7	7	0	
	11	10110100110010	7	7	0	
	12	01011010011001	7	7	0	
25	13	10101101001100	11	3	+8	
	14	01010110100110	7	7	0	

30 On constate que, lorsque les signaux S_m et S_c sont parfaitement en phase (décalages 0 et 14) la valeur de corrélation est nulle. Par contre, de part et d'autre, pour un déphasage de 1 bit (bit du code biphasé, c'est-à-dire dont la durée est égale à la moitié de celle de 1 bit initial) la 35 valeur de corrélation passe par un maximum. On constate

surtout que, pour tous les autres déphasages, la valeur résiduelle est nulle.

La figure 3 représente la fonction de corrélation ainsi obtenue. On voit que la courbe de corrélation proprement dite est toujours d'une largeur égale à deux bits de la séquence initiale. De plus, pour la corrélation en phase, l'amplitude est nulle, ce qui permet une meilleure détermination de ce point, donc du retard τ , donc de la distance à mesurer.

10

La figure 4 montre un exemple non limitatif de réalisation d'un radar conforme à l'invention. Ce radar comporte un oscillateur local (1), un modulateur de phase 0 ou π (2), un coupleur (3), un circulateur (4), un mélangeur transposeur 15 (5), une antenne (6), une ligne à retard (7), un générateur de séquence pseudo-aléatoire (8) délivrant des signaux tels que S_m de la figure 2, une horloge (9) délivrant un signal tel que H de la figure 2 et pilotant le générateur de séquence pseudo-aléatoire (8), un circuit logique du type 20 "OU exclusif" (10) et un corrélateur (11) délivrant un signal de sortie.

Le fonctionnement de ce radar de proximétrie est le suivant.

25 Le signal haute fréquence issu de l'oscillateur local (1) est modulé en phase 0 ou π au rythme de la séquence pseudo-aléatoire issue du générateur pseudo-aléatoire (8). Ce signal alimente l'antenne (6) au travers du circulateur (4). Une onde est émise puis est réfléchie par une cible (12). Le 30 signal réfléchi par la cible (12) est transmis au mélangeur transposeur (5). Le signal transposé par battement avec le signal venant du coupleur (3) est correlé avec un signal semblable au signal S_c de la figure 2, et qui est obtenu par la combinaison du signal S_m avec le signal d'horloge H issu 35 de l'horloge (9). Le signal issu du corrélateur (11) a une

amplitude fonction de la différence de retard entre le trajet aller et retour cible-radar et la valeur τ de la ligne à retard (7). L'amplitude de la fonction de corrélation $f(t)$ est semblable à celle illustrée par la figure 3. Il est ainsi possible en suivant l'évolution de cette amplitude de la corrélation au niveau du signal de déterminer la fonction $d=g(t)$ où d est la distance entre le radar et la cible. Sur la figure 3, il est possible de changer la graduation temporelle en abscisse par une graduation en distance. Dans ce cas, les distances importantes étant à droite de la courbe de corrélation, le passage d'une cible à une distance quasi nulle du radar donnera un signal en sortie du corrélateur (11) correspondant à 0 puis un signal dont l'amplitude correspond au passage successif sur la courbe de corrélation des points A, B, C, D et E, puis un signal nul correspondant à l'intervalle OE puis de nouveau le passage des points E, D, C, B, A pendant la phase d'éloignement de la cible par rapport au radar.

Dans le dispositif de la figure 4, ne sont pas représentés les différents dispositifs intermédiaires tels que notamment les filtres et amplificateurs qui sont connus de l'homme de l'art.

Ce dispositif peut naturellement comporter plusieurs voies de réception identiques sans sortie du domaine de l'invention. Dans ce cas, pour chaque voie, la valeur du retard τ est différente de manière à décaler les courbes de corrélation.

Il est également possible, sans sortir du cadre de l'invention, d'utiliser des séquences pseudo-aléatoires différentes pour les voies émission et réception et de séparer complètement les voies émission et réception en supprimant le circulateur (4) et en ajoutant une seconde antenne.

REVENDICATIONS

1. Radar de proximétrie à émission continue du genre dans lequel le signal émis par un émetteur est modulé par une séquence pseudo-aléatoire issue d'un générateur constitué d'un registre à décalage piloté par une horloge, le signal reçu étant corrélé avec un signal correspondant à la séquence pseudo-aléatoire issu du générateur mais retardé d'un temps équivalent à un aller et retour de l'onde sur le trajet à mesurer, caractérisé en ce que, la période du signal d'horloge (H) est égale à la durée de 1 bit de la séquence pseudo-aléatoire (S_m) issue du générateur (8) et en ce que ce signal d'horloge (H) est utilisé pour moduler de manière biphasée la séquence pseudo-aléatoire retardée avant sa corrélation avec le signal reçu.
2. Radar de proximétrie selon la revendication 1, caractérisé en ce que la modulation biphasée de la séquence pseudo-aléatoire de corrélation est effectuée au moyen d'un dispositif (10) réalisant l'opération logique "OU exclusif".

25

30

35

1/2

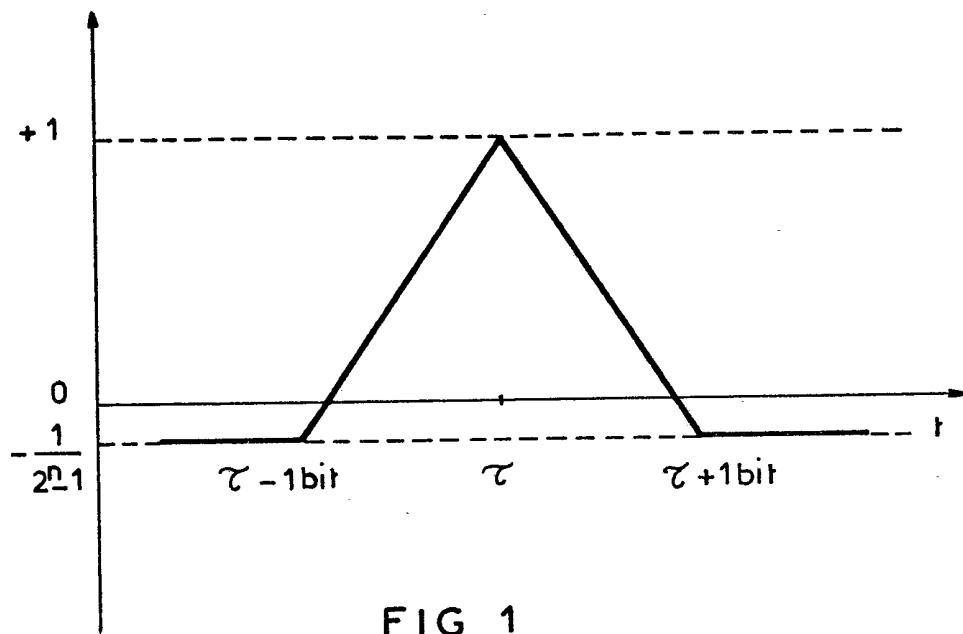


FIG. 1

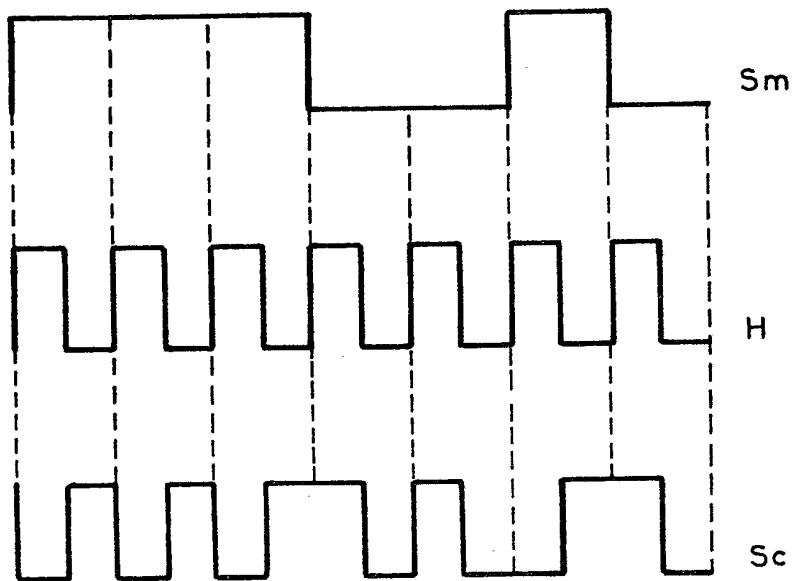
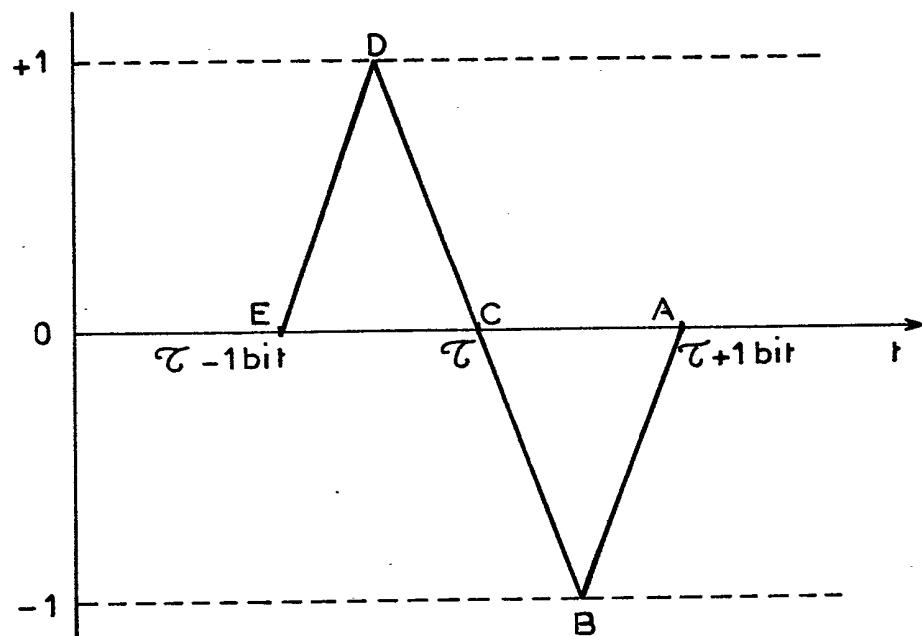
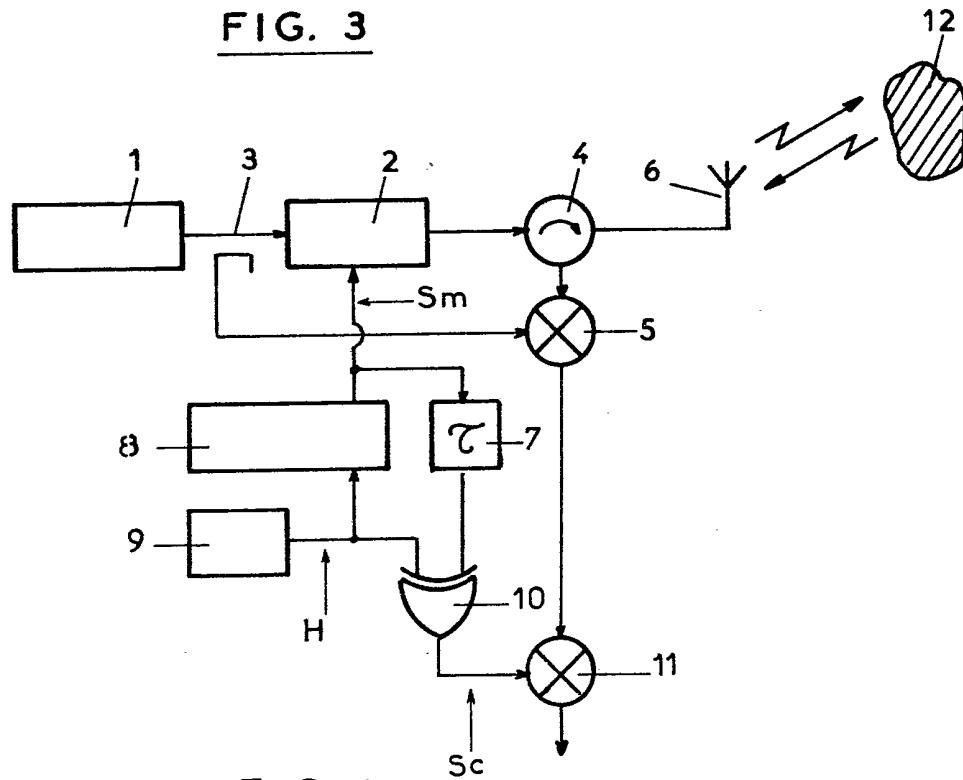


FIG. 2

2 / 2

FIG. 3FIG. 4