

A1

**DEMANDE
DE BREVET D'INVENTION**

(21)

N° 80 23249

(54) Système de combinaison à rapport maximal de prédétection pour signaux à haute fréquence reçus en diversité.

(51) Classification internationale (Int. Cl.³). H 04 B 1/16.

(22) Date de dépôt..... 30 octobre 1980.

(33) (32) (31) Priorité revendiquée : Japon, 31 octobre 1979, n° 140557/1979.

(41) Date de la mise à la disposition du
public de la demande..... B.O.P.I. — « Listes » n° 27 du 3-7-1981.

(71) Déposant : Société dite : NIPPON ELECTRIC CO., LTD, résidant au Japon.

(72) Invention de : Motomichi Tanaka.

(73) Titulaire : *Idem* (71)

(74) Mandataire : Novapat - Cabinet Chereau,
107, bd Pereire, 75017 Paris.

1.

La présente invention concerne un système de combinaison de signaux pour récepteurs fonctionnant en diversité.

Les systèmes de combinaison de signaux pour récepteurs fonctionnant en diversité sont classés en trois types différents, c'est-à-dire le type à sélection, le type à combinaison linéaire (ou combinaison à gain égal) et le type à combinaison non linéaire. Chacun de ces systèmes est en outre classé en type à prédétection et en type à post-détection. Parmi ces systèmes, le système à combinaison non linéaire, également appelé système à combinaison quadratique de rapport ou système à combinaison à rapport maximal (ou optimum) est le plus efficace, et de nombreuses structures de circuit de ce système ont été proposées et mises en application pratique.

La combinaison à rapport maximal des signaux de prédétection nécessite une commande de phase de façon à maintenir en phase les signaux reçus sur des canaux en diversité et une commande d'amplitude pour pondérer les rapports de tension entre les signaux reçus. Les techniques de l'art antérieur peuvent être grossièrement classées suivant les deux catégories ci-après au plan de la commande de phase et de la commande d'amplitude:

(1) La commande de phase est obtenue avec une boucle à accrochage de phase alors que la commande d'amplitude se fait avec un circuit de détection d'enveloppe et un multipli-

2.

cateur, où l'amplitude commandée est proportionnelle à la racine carrée de l'auto-corrélation du signal d'entrée;

(2) Tant la commande de phase que la commande d'amplitude sont obtenues avec une boucle de réaction, où les poids pour la commande d'amplitude sont les corrélations entre le signal de sortie combiné normalisé et les signaux reçus sur les canaux individuels. On trouvera des détails sur cette deuxième technique dans l'article de J. R. Sharman, intitulé : "Pre-detection Combining" dans Point-to-Point Communication, Vol. 17, n° 3, publié par Marconi Communication Systems Limited, Septembre 1973.

Ces deux techniques nécessitent toujours, pour la combinaison des signaux de pré-détection, une conversion de fréquence hétérodyne qui ne manque jamais de décaler une fréquence centrale d'un signal de pré-détection, entre par exemple, une haute fréquence et une fréquence intermédiaire ou entre une première fréquence intermédiaire et une seconde fréquence intermédiaire. Cela nécessite la préparation d'un dispositif pour chaque bande de fréquence de signal, ce qui présente des inconvénients sur le plan économique et en plus de ces inconvénients, les deux systèmes ont les insuffisances suivantes.

Le système n° 1 utilise généralement, pour la commande de phase, un oscillateur à quartz à commande par tension dans sa boucle d'accrochage de phase. Cet oscillateur, étant donné que sa fréquence centrale varie par suite du vieillissement ou pour d'autres raisons, peut être à l'origine d'un déblocage de la boucle et par conséquent soulève un problème de stabilité. La boucle d'accrochage de phase doit répéter l'opération d'accrochage chaque fois que chaque canal est rétabli après un affaiblissement progressif. Dans les deux cas, le phénomène de déblocage a un effet néfaste sur la fiabilité. En outre, ce système nécessite un circuit de détection, un multiplicateur et analogue pour la commande d'amplitude séparé du circuit de commande de phase.

D'autre part, le système n° 2 nécessite un filtre passe-bande étroit dans sa boucle de réaction. Ce filtre doit

3.

être un dispositif de haute précision, tel qu'un filtre à quartz, pour un signal de pré-détection. De plus, étant donné que ce système comme indiqué précédemment, nécessite une conversion de fréquence hétérodyne, le démodulateur et autres composants suivants doivent être adaptés à une se-
5 conde fréquence intermédiaire, différente d'une fréquence intermédiaire du côté de la modulation. Par conséquent, lorsqu'un essai de retour de boucle de modulation-démodulation à l'intérieur d'une station est exécuté, il faut un dis-
10 positif particulier pour la conversion de fréquence hétérodyne, ce qui est mal commode.

Un objet de la présente invention est par conséquent de prévoir un système de combinaison à rapport maximal de signaux de pré-détection plus simple et plus pratique
15 dans une réception fonctionnant en diversité, ne nécessitant aucune conversion de fréquence hétérodyne contrairement aux systèmes similaires de l'art antérieur.

Selon la présente invention, on prévoit un système permettant une combinaison suivant un rapport maximal de
20 pré-détection d'une pluralité de signaux reçus en diversité, comprenant : une pluralité de moyens de commande pour commander la phase et l'amplitude de chaque signal d'une pluralité de signaux de pré-détection de signaux reçus en diversité par corrélation des composantes orthogonales de cha-
25 que signal des signaux de pré-détection avec un signal de comparaison de référence; un moyen pour combiner les sorties de la pluralité de moyens de commande; et un moyen pour normaliser l'amplitude du signal combiné et fournir respectivement ce signal normalisé, en signal de comparaison de réf-
30 erence, à la pluralité de moyens de commande.

La présente invention sera bien comprise lors de la description suivante faite en relation avec les dessins ci-joints dans lesquels :

La figure 1 est un schéma sous forme de blocs du pre-
35 mier système de l'art antérieur cité ci-dessus où la commande de phase s'effectue avec une boucle à accrochage de phase;

4.

La figure 2 est un schéma sous forme de blocs du second système de l'art antérieur cité ci-dessus, où la commande de phase et la commande d'amplitude sont effectués avec une boucle de réaction;

5 La figure 3 représente la structure du circuit de base du système de combinaison à rapport maximal de pré-détection selon la présente invention; et

Les figures 4 et 5 sont des schémas sous forme de blocs d'autres exemples de circuit de commande de phase et
10 d'amplitude dont il est question à la figure 3.

La figure 1 représente un système de combinaison de n signaux en diversité (n = nombre entier positif) comprenant une boucle à accrochage de phase. Un signal d'entrée S_{0i} , où i représente le $i^{\text{ème}}$ canal entre le premier canal et le $n^{\text{ème}}$ canal traverse une antenne, un pré-amplificateur et analogues (non représentés) et est appliqué à un mélangeur $1i$. Ce mélangeur, ainsi que d'autres mélangeurs, sont utilisés pour la conversion de fréquence hétérodyne. Un mélangeur $7i$ est utilisé en détecteur de phase pour détecter la différence de phase entre une sortie combinée S_3 , obtenue par normalisation (amplification à un certain niveau de référence) de la sortie d'un additionneur 1 avec un amplificateur à gain variable 2 et un amplificateur antifading 3, et la sortie d'un amplificateur à gain variable $10i$. La sortie du mélangeur $7i$ est appliquée, par l'intermédiaire d'un filtre de boucle $6i$, à un oscillateur à quartz à commande par tension $5i$ de façon à commander la fréquence et la phase de sortie de cet oscillateur. L'oscillateur $5i$ est commandé en réaction négative de sorte que la fréquence et la phase de sortie de l'amplificateur à gain variable $10i$ coïncident avec celles de la sortie combinée S_3 de l'amplificateur à gain variable 2. Le filtre $6i$ sert à stabiliser et à limiter la largeur de la bande de bruit de la boucle à accrochage de phase.

Par ailleurs, de façon à commander l'amplitude pour
35 qu'il y ait combinaison à rapport maximal, la sortie de l'amplificateur à gain variable $10i$ est soumise à une détection d'enveloppe par un détecteur $8i$, dont la sortie est transmise

5.

par un filtre passe-bas 9i de façon à fournir un signal en courant continu proportionnel à l'amplitude efficace du $i^{\text{ème}}$ canal, c'est-à-dire à la racine carrée de l'auto-corrélation. Un multiplicateur 4i multiplie la sortie de l'amplificateur 10i par le signal en courant continu. Un circuit antifading commun 4 fournit une commande à gain commun à tous les amplificateurs à gain variable 101-10n avec la sortie de détection provenant du signal le plus fort parmi les signaux reçus $S_{01}-S_{0n}$. Cette procédure, servant à normaliser la sortie de chaque amplificateur 101-10n avec la valeur efficace de l'amplitude du signal le plus fort, est indispensable pour fixer la gamme dynamique d'un circuit de combinaison des signaux.

Dans ce système, à cause de l'utilisation d'une boucle à accrochage de phase pour la commande de phase de chaque canal, l'état d'accrochage de phase peut être perdu si l'entrée de chaque canal est réduite par un affaiblissement profond, avec comme résultat que la sortie de l'amplificateur 10i est abaissée par l'antifading commun au-dessous du niveau de référence. Pour cette raison, un amplificateur auxiliaire équipé d'un antifading approprié est généralement inséré dans la partie des lignes de connexion l_1-l_n .

Comme cela a déjà été indiqué, le système de combinaison représenté en figure 1 a des inconvénients tels que la mauvaise conversion de fréquence hétérodyne pour la commande de phase, la dégradation de la fiabilité par suite de la possibilité du désaccrochage de la boucle et les coûts supplémentaires des détecteurs et multiplicateurs permettant la commande d'amplitude.

La figure 2 représente schématiquement un système à base de boucle de réaction pour la combinaison de n signaux de réception en diversité. L'antifading commun est appliqué de la même manière que dans le système de la figure 1. Un signal d'entrée S_{0i} ayant une fréquence angulaire ω_i et un angle de phase $(\phi_m + \theta_i)$ (où ϕ_m est un terme concernant la modulation en phase et θ_i un changement de phase par affaiblissement ou analogue du $i^{\text{ème}}$ canal), après avoir traversé un circuit

6.

à retard 20i, est multiplié par une sortie combinée S_3 , ayant une fréquence angulaire ω_β et un angle de phase $(\phi_m + \alpha)$ (où α est un angle de phase sans corrélation avec le changement d'entrée θ_i), dans un mélangeur 30i. A la sortie du mélangeur 30i, seul un signal ayant une fréquence angulaire $(\omega_i - \omega_\beta)$ et un angle de phase $(\theta_i - \alpha)$ (où $\omega_i > \omega_\beta$) est sélectionné par un filtre passe-bande étroit 40i qui ne laisse passer que les variations de fréquence par affaiblissement ou analogue. Le signal sélectionné est multiplié par le signal d'entrée S_{0i} dans un mélangeur 50i, à la sortie duquel seul le signal de fréquence angulaire ω_β et d'angle de phase $(\phi_m + \alpha)$ est sélectionné par un filtre passe-bande 60i pour être ensuite appliqué à un additionneur 1.

Après qu'une boucle de réaction a été construite de cette façon, le signal sombiné S_3 ayant une fréquence angulaire ω_β et un angle de phase $(\phi_m + \alpha)$ ne contient aucun changement de phase θ_i , et la combinaison des signaux reçus en diversité est par conséquent rendue possible. En même temps, une commande d'amplitude pour une combinaison à rapport maximal est effectuée étant donné que le signal d'entrée S_{0i} est multiplié par la sortie (proportionnel au signal d'entrée S_{0i}) du filtre passe-bande étroit 40i, dans le multiplicateur 50i. On trouvera des détails complémentaires sur le système représenté en figure 2 dans l'article de Sharman cité ci-dessus. Si un amplificateur antifading ou un limiteur d'amplitude est connecté à la sortie du filtre 40i, le système résultant sera un système à combinaison linéaire (ou à combinaison à gain égal), et on trouvera d'autres renseignements sur ce système dans le brevet des Etats-Unis d'Amérique n° 3.471.788 au nom de W.J. Bickford et autres.

Comme on le voit d'après la description précédente ou d'après l'article de Sharman, le système de la figure 2, implique le mélange de signaux de trois bandes différentes, c'est-à-dire la première fréquence (ω_i) du signal d'entrée S_{0i} , la seconde fréquence (ω_β) de la sortie combinée S_3 comme signal de référence, et la fréquence de différence $(\omega_i - \omega_\beta)$, ou le mélange des bandes de fréquence par suite de la conver-

7.

sion de fréquence hétérodyne, et ce système est par conséquent peu économique quant à l'agencement du dispositif. L'obtention d'une fiabilité adéquate pour son filtre passe-bande 40i rend le système coûteux, il y a en plus l'inconvénient de l'essai de retour de la boucle.

La figure 3 représente un schéma sous forme de blocs du système de combinaison à rapport maximal de signaux reçus en diversité selon la présente invention. La combinaison de n entrées en diversité S_{0i} sera tout d'abord décrite. L'agencement, pour la fixation de la gamme dynamique du circuit de combinaison de signaux, de façon à commander les amplificateurs à gain variable 101-10n de tous les canaux avec un circuit antifading commun 4 et de façon à obtenir une normalisation avec l'amplitude du canal ayant le signal d'entrée le plus fort est le même que dans les systèmes classiques représentés en figures 1 et 2. La structure permettant de maintenir la sortie d'un additionneur 1 à un niveau requis avec un amplificateur à gain variable 2 et un amplificateur antifading est également semblable à celle des deux systèmes de l'art antérieur. Un circuit de commande de phase/amplitude 18i commande la phase et l'amplitude de la sortie S_{1i} des amplificateurs à gain variable 10i par corrélation des composantes orthogonales du signal d'entrée S_{1i} (c'est-à-dire des parties réelle et imaginaire du signal S_{1i}) avec une sortie combinée finale S_3 . Les sorties S_{21} - S_{2n} du circuit de commande 801-80n sont combinées par l'additionneur 1.

La figure 4 est un schéma sous forme de blocs d'un exemple de circuit de commande de phase/amplitude 18i selon la présente invention, où la référence 801 représente un circuit à retard, les références 802 et 812 des déphaseurs pour décaler de 90° la phase de l'entrée, respectivement; les références 803 et 813 des multiplicateurs à quatre quadrants pour multiplier le signal de pré-détection par la sortie de corrélation combinée S_3 ; les références 804 et 814, des filtres passe-bas qui ne laissent passer que les changements de fréquence dus à l'affaiblissement; les références 805 et 813 des mélangeurs pour multiplier ensemble les signaux de pré-dé-

8.

tection et la référence 806 un additionneur. Le déphaseur de 90° , 812, peut être éliminé si un circuit à retard est respectivement utilisé pour les parties réelle et imaginaire du signal d'entrée S_{1i} .

5 Le signal d'entrée S_{1i} est défini par :

$$\begin{aligned} S_{1i} &= \text{Re} [R_{1i}] \\ R_{1i} &= \sqrt{2} A_i e^{j(\omega_i t + \phi_m + \theta_i)} \end{aligned} \quad (1)$$

et le signal final de sortie S_3 de la figure 3 par :

$$\begin{aligned} S_3 &= \text{Re}[R_3] \\ 10 \quad R_3 &= e^{j(\omega_\beta t + \phi_m + \alpha)} \end{aligned} \quad (2)$$

où A_i est l'amplitude efficace de S_{1i} ;

ω_i la fréquence angulaire de S_{1i} ;

ϕ_m la modulation de phase de S_{1i} ;

15 θ_i l'angle de phase de S_{1i} ;

ω_β la fréquence angulaire de S_3 ([valeur minimum de ω_i] - $\omega_c \leq \omega_\beta \leq$ [valeur maximum de ω_i] + ω_c , où ω_c est la fréquence de coupure du filtre passe-bas 804);

α l'angle de phase de S_3 ; et

20 [] représente la partie réelle de l'expression entre parenthèses.

L'amplitude du signal S_3 est normalisée à une amplitude de référence 1 par l'amplificateur à gain variable 2 et l'amplificateur antifading 3 de la figure 3.

25 Avec les hypothèses précédentes, lorsque les retards des deux signaux appliqués aux mélangeurs 805 et 815 par l'intermédiaire du circuit à retard 801 sont respectivement amenés en coïncidence complète l'un avec l'autre, S_{2i} sera donné par l'expression suivante :

$$\begin{aligned} 30 \quad S_{2i} &= \text{Re}[R_{1i}] \cdot \frac{\text{Re}[R_{1i}] \cdot \text{Re}[R_3]}{\text{Re}[R_{1i}] \cdot \text{Im}[R_{1i}] \cdot \text{Re}[R_3]} \\ &\quad + \frac{\text{Im}[R_{1i}] \cdot \text{Im}[R_{1i}] \cdot \text{Re}[R_3]}{\text{Re}[R_{1i}] \cdot \text{Im}[R_{1i}] \cdot \text{Re}[R_3]} \end{aligned} \quad (3)$$

où $\text{Im}[]$ représente la partie imaginaire du terme entre parenthèses et ——— l'effet de rejet du filtre passe-bas 804 sur la fréquence angulaire $(\omega_i + \omega_\beta)$.

$$35 \quad \frac{\text{Re}[R_{1i}] \cdot \text{Re}[R_3]}{\text{Re}[R_{1i}] \cdot \text{Re}[R_3]} = \sqrt{2} A_i \cos(\omega_i t + \phi_m + \theta_i) \cdot \cos(\omega_\beta t + \theta_m + \alpha) \quad (4)$$

9.

$$\begin{aligned}
 &= \frac{\sqrt{2}}{2} A_i \cos \{(\omega_i - \omega_\beta)t + \theta_i - \alpha\} \\
 \hline
 I_m[R_{1i}] \cdot \text{Re}[R_3] &= \sqrt{2} A_i \sin(\omega_i t + \phi_m + \theta_i) \cdot \cos(\omega_\beta t + \phi_m + \alpha) \\
 &= \frac{\sqrt{2}}{2} A_i \sin \{(\omega_i - \omega_\beta)t + \theta_i - \alpha\}
 \end{aligned} \quad (4)$$

D'où :

$$\begin{aligned}
 S_{2i} &= \sqrt{2} A_i \cos(\omega_i t + \phi_m + \theta_i) \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} A_i \cos\{(\omega_i - \omega_\beta)t + \theta_i - \alpha\} \\
 &+ \sqrt{2} A_i \sin(\omega_i t + \phi_m + \theta_i) \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} A_i \sin\{(\omega_i - \omega_\beta)t + \theta_i - \alpha\} \\
 &= A_i^2 \text{Re}[e^{j(\omega_i t + \phi_m + \theta_i)} \cdot e^{-j\{(\omega_i - \omega_\beta)t + \theta_i - \alpha\}}] \\
 &= A_i^2 \text{Re}[e^{j(\omega_\beta t + \phi_m + \alpha)}] \\
 &= A_i^2 S_3
 \end{aligned}$$

L'équation (5) indique que les circuits de commande de phase/amplitude de la figure 4 satisfont les conditions de la combinaison à rapport maximal, car la fréquence et l'angle de phase du signal de sortie S_{2i} sont respectivement en coïncidence avec la fréquence et la phase du signal de comparaison de référence S_3 et l'amplitude est le carré de sa propre valeur efficace.

Bien que de petits décalages de la fréquence centrale des signaux de pré-détection soient introduits par les circuits de commande de la figure 4, il ne se produira pas une conversion de fréquence provoquant le décalage des fréquences centrales des signaux de pré-détection, par exemple, entre une haute fréquence et une première fréquence intermédiaire et entre une première fréquence intermédiaire et une seconde fréquence.

La figure 5 est un schéma sous forme de blocs d'un autre exemple du circuit de commande de phase/amplitude selon la présente invention. Le circuit de la figure 5 est une

10.

version modifiée de celle de la figure 4, qui donne exactement le même résultat à la sortie. Dans la figure 5, la référence 807 représente un soustracteur, et le déphaseur de 90° , 822, est identique au déphaseur de 90° , 802. Lorsque la structure de circuit de la figure 5 doit être construite dans celle de la figure 3, seul un déphaseur de 90° , 822, suffira étant donné qu'il peut être partagé par tous les canaux en diversité.

Comme cela a été décrit précédemment, le système de combinaison de signaux de la présente invention ne nécessite pas, pour la combinaison des signaux de pré-détection de réception en diversité, une conversion de fréquence hétérodyne destinée à modifier les bandes de fréquence des signaux passants. Cette caractéristique signifie que le système convient très bien pour un système de communications nécessitant des performances à large bande, et permet à celui-ci de ne pas souffrir des inconvénients des systèmes classiques, en particulier des inconvénients sur le plan économique dus à la co-présence de divers dispositifs.

La présente invention n'est pas limitée aux exemples de réalisation qui viennent d'être décrits, elle est au contraire susceptible de variantes et de modifications qui apparaîtront à l'homme de l'art.

REVENDICATIONS

1 - Système de combinaison suivant un rapport maximal de pré-détection pour une pluralité de signaux reçus en diversité, caractérisé en ce qu'il comprend :

5 - une pluralité de moyens de commande (18i...18n) pour commander la phase et l'amplitude de chaque signal d'une pluralité de signaux de pré-détection reçus en diversité par corrélation des composantes orthogonales de chaque signal des signaux de pré-détection avec un signal de comparaison de
10 référence;

un moyen (1) pour combiner les sorties de la pluralité de moyens de commande; et

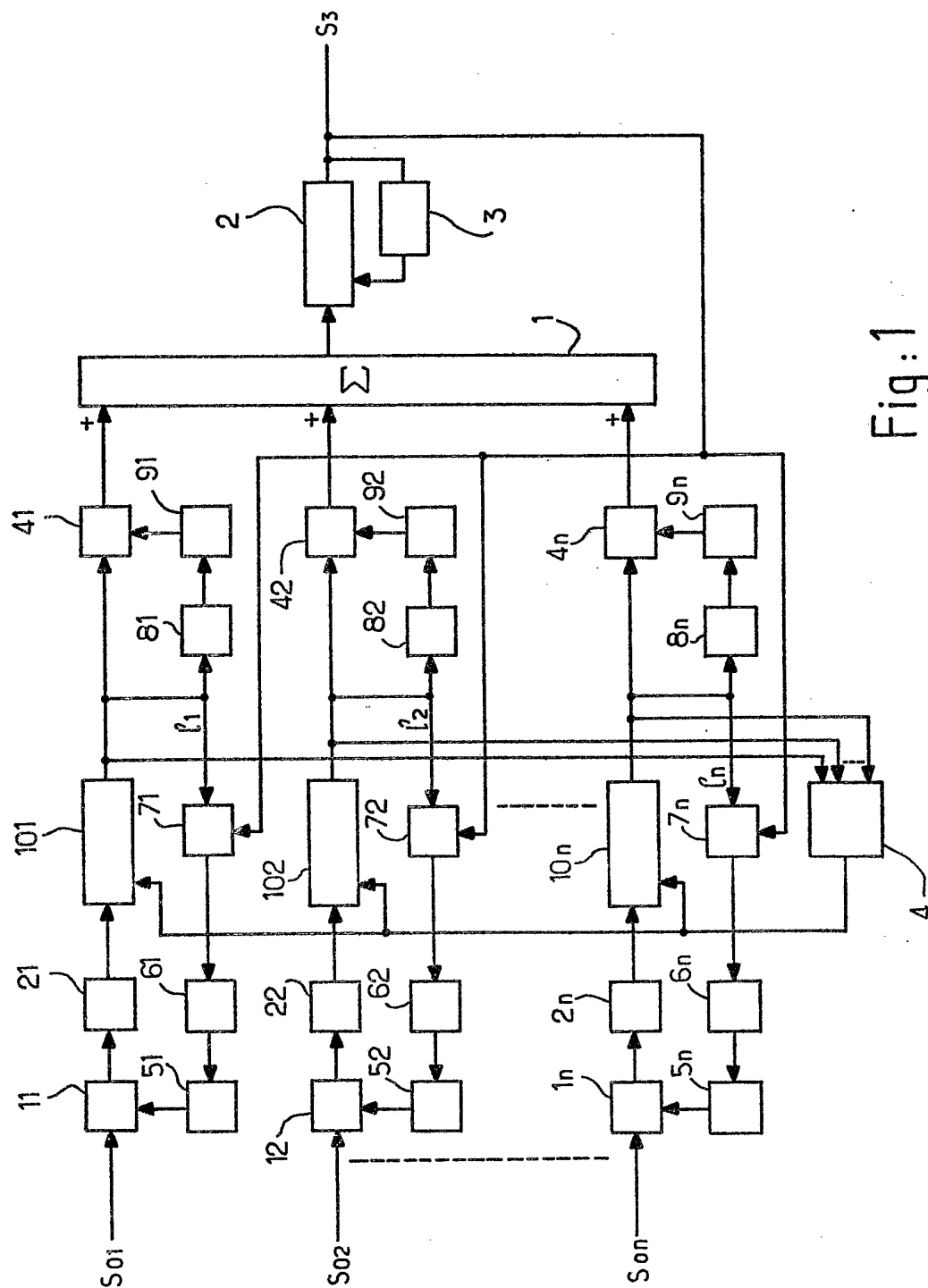
15 - un moyen (2,3) pour normaliser l'amplitude du signal combiné et pour fournir respectivement ce signal normalisé, en signal de comparaison de référence, à la pluralité de moyens de commande.

2 - Système selon la revendication 1, caractérisé en ce que chaque moyen de commande (18i) de la pluralité de moyens de commande comprend : un premier moyen de déphasage (802)
20 pour décaler la phase du signal de pré-détection de 90°; un moyen (801) pour retarder le signal de pré-détection d'une durée prescrite; un second moyen (812) de déphasage pour décaler la phase de la sortie du moyen de retard de 90°; des premier et second moyens de multiplication (803,813) pour multiplier respectivement les sorties du moyen de retard et du second
25 moyen de déphasage par le signal de comparaison de référence; des premier et second moyens de filtre passe-bas (804-814) pour filtrer respectivement les sorties des premier et second moyens de multiplication; des troisième et quatrième
30 moyens de multiplication (805;813) pour multiplier respectivement le signal de pré-détection et la sortie du premier moyen de déphasage par les sorties des premier et second moyens de filtre passe-bas; et un moyen (806) pour additionner les sorties des troisième et quatrième moyens de multiplication.

35 3 - Système selon la revendication 1, caractérisé en ce que chaque moyen de commande de la pluralité de moyens de commande comprend : un premier moyen de déphasage (802)

12.

pour décaler la phase du signal de pré-détection de 90° ; un moyen (801) pour retarder le signal de pré-détection d'une durée prescrite; un second moyen de déphasage (822) pour décaler la phase du signal de comparaison de référence de 90° ; des premier et second moyens de multiplication (805,815) pour multiplier respectivement la sortie du moyen de retard par le signal de comparaison de référence et la sortie du second moyen de déphasage; des premier et second moyens de filtre passe-bas (804, 814) pour filtrer respectivement les sorties des premier et second moyens de multiplication; des troisième et quatrième moyens de multiplication (803,813) pour multiplier respectivement les sorties des premier et second moyens de filtre passe-bas par le signal de pré-détection et la sortie du premier moyen de déphasage; et un moyen (807) pour soustraire la sortie du quatrième moyen de multiplication de la sortie du troisième moyen de multiplication.



١٠٤

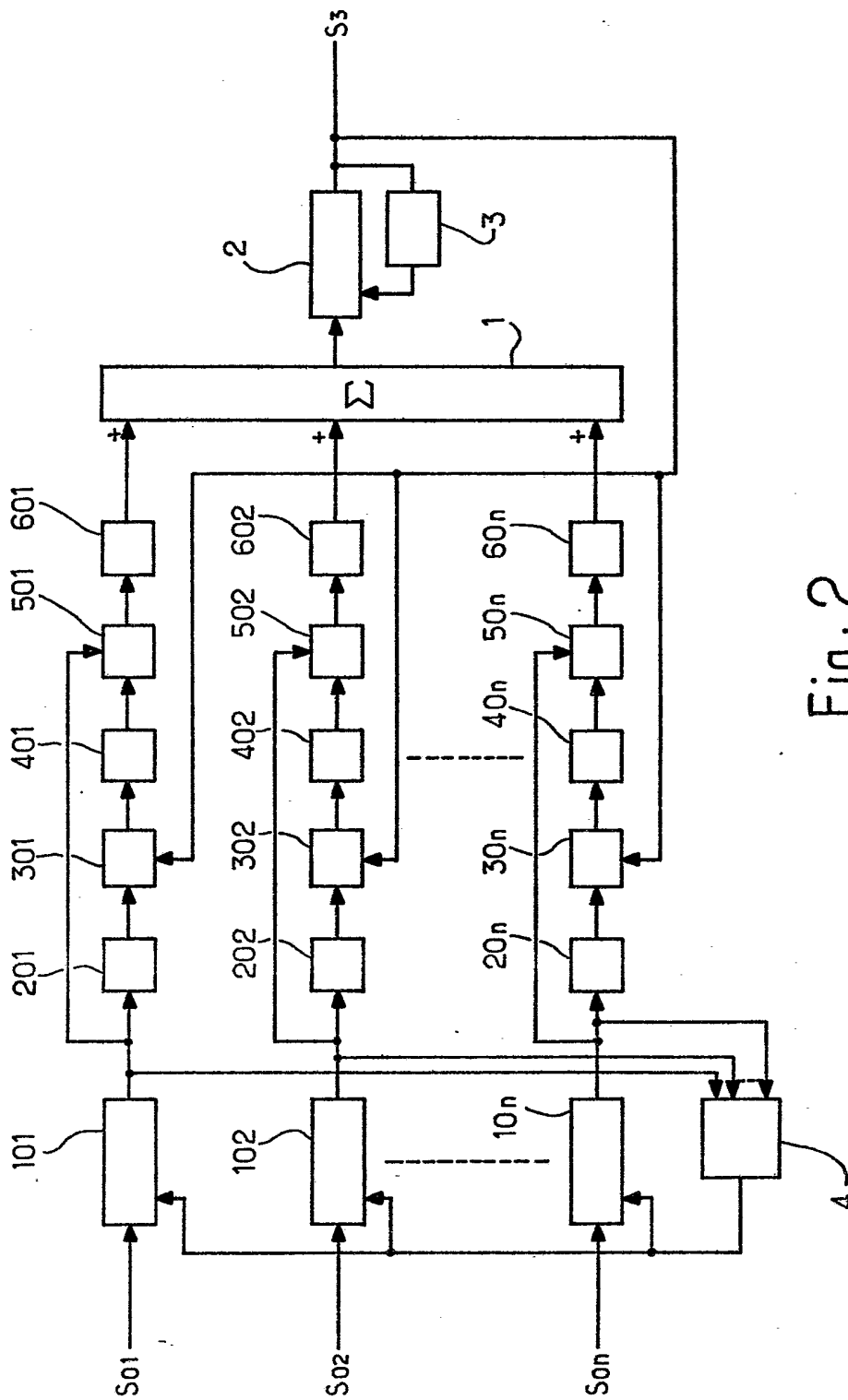


Fig. 2

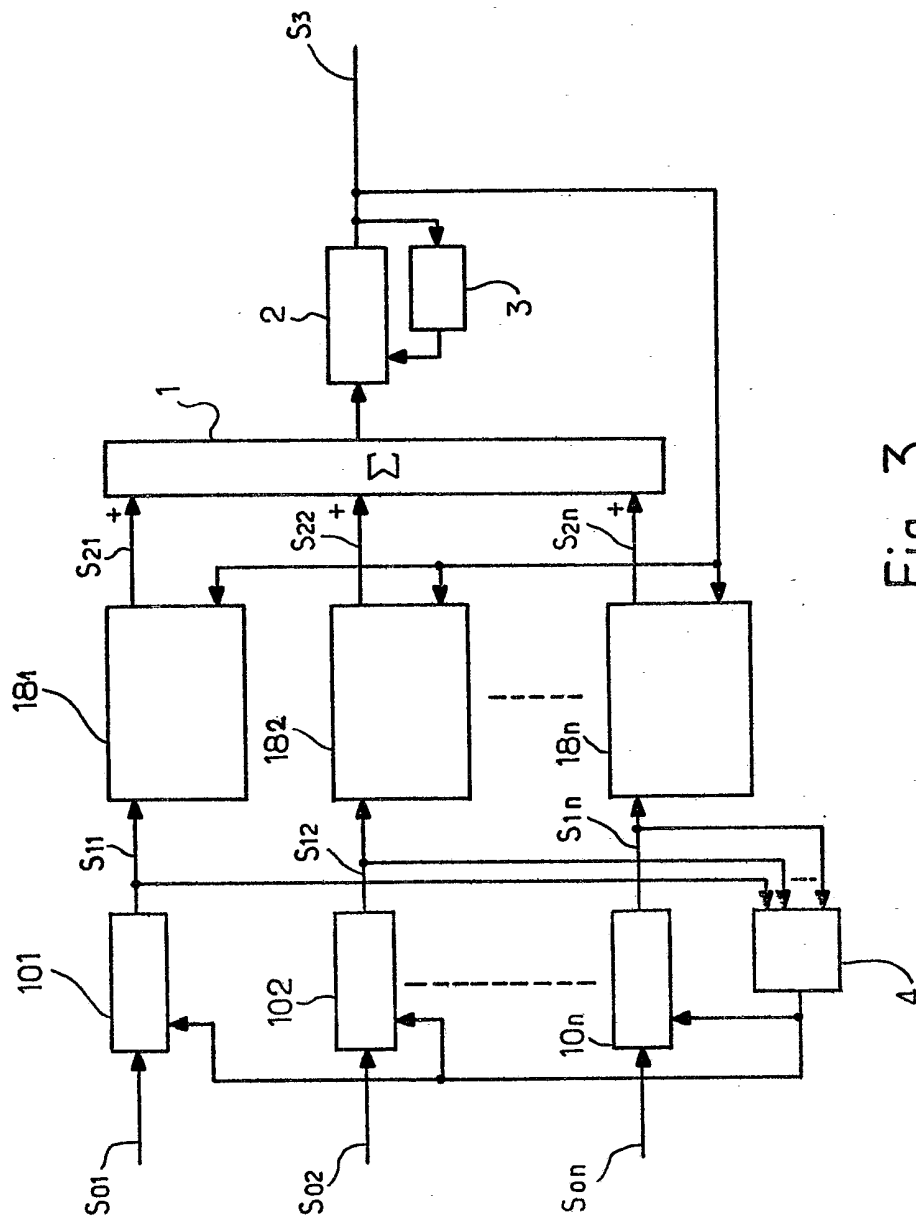


Fig: 3

PL.IV/4

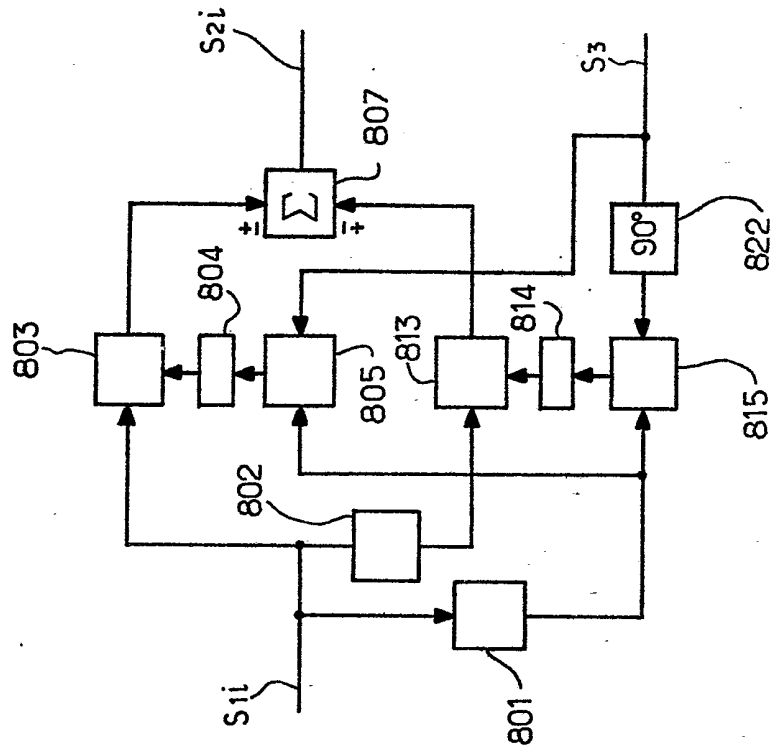


Fig : 5

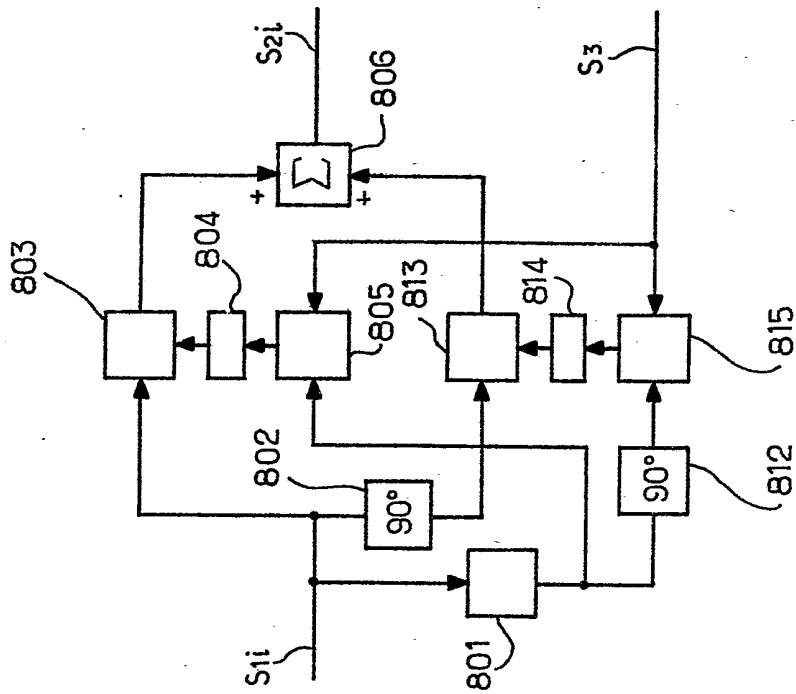


Fig : 4