

19 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
 INSTITUT NATIONAL
 DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
 PARIS

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

2 639 497

21 N° d'enregistrement national :

88 15103

51 Int Cl⁵ : H 04 L 27/22.

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 21 novembre 1988.

30 Priorité :

43 Date de la mise à disposition du public de la
 demande : BOPI « Brevets » n° 21 du 25 mai 1990.

60 Références à d'autres documents nationaux appa-
 rentés :

71 Demandeur(s) : DELACROIX Eugène, FARGEAS Jean-
 Marc et IMBEAUX Jean-Claude. — FR.

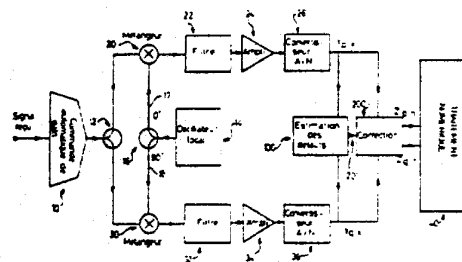
72 Inventeur(s) : Eugène Delacroix ; Jean-Marc Fargeas ;
 Jean-Claude Imbeaux.

73 Titulaire(s) : ETAT FRANCAIS, représenté par le Ministre
 des Postes, Télécommunications et de l'Espace (CNET).
 — FR.

74 Mandataire(s) : Cabinet Regimbeau, Martin, Schimpf,
 Warcoïn et Ahner.

54 Démodulateur pour transmission numérique comportant un dispositif de correction automatique des défauts.

57 La présente invention concerne un démodulateur pour transmission numérique du type connu, comprenant des moyens 12 pour séparer un signal HF reçu en deux signaux auxiliaires identiques, des mélangeurs 20, 30 pour transposer les signaux auxiliaires en composante de base en phase et en composante en quadrature par multiplication avec le signal de sortie d'un oscillateur local 14, des moyens de filtrage et d'amplification 22, 24; 32, 34 et des convertisseurs analogique/numérique 26, 36 et des moyens d'estimation 100 adaptés pour estimer les défauts sur des groupes d'échantillons $Y_{p,k}$, $Y_{q,k}$ prélevés à la sortie des convertisseurs analogique/numérique 26, 36, sous forme de cinq paramètres et des moyens 200 pour corriger les échantillons Y_p , Y_q en cours sur la base des paramètres estimés sur un groupe d'échantillons antérieurs.



FR 2 639 497 - A1

La présente invention concerne le domaine des transmissions numériques.

Elle s'applique plus précisément aux démodulateurs pour transmission numérique utilisant les techniques de transposition du signal en bande de base, du type connu en soi, illustré sur la figure 1 annexée.

Comme illustré sur cette figure, dans un tel démodulateur classique, le signal haute fréquence reçu est d'abord amplifié par un circuit à commande automatique de gain 10 destiné à réguler son niveau. Le signal reçu amplifié est ensuite séparé en deux signaux identiques dans un coupleur 12.

En parallèle, le signal de sortie d'un oscillateur local non synchronisé 14, de fréquence nominale proche de celle du signal reçu, est appliqué à une cellule 16 qui délivre sur l'une de ses sorties 17 un signal d'oscillateur en phase et sur sa seconde sortie 18 un signal d'oscillateur en quadrature déphasé de 90°.

L'un des deux signaux issus du coupleur 12 est transposé en bande de base en phase par multiplication, dans un mélangeur 20, avec le signal d'oscillateur en phase issu de la sortie 17 de la cellule 16. L'autre signal issu du coupleur 12 est transposé, dans un mélangeur 30 en bande de base en quadrature par multiplication avec le signal d'horloge en quadrature issu de la sortie 18 de la cellule 16.

Les signaux issus des mélangeurs 20, 30, sont appliqués à des filtres passe-bas respectifs 22, 32. On obtient ainsi à la sortie des deux filtres 22, 32, les deux composantes, en phase et en quadrature, représentatives du signal reçu. Ces composantes sont appliquées à des amplificateurs respectifs 24, 34, puis à des convertisseurs analogique/numérique respectifs 26, 36. On obtient ainsi à la sortie des convertisseurs analogique/numérique 26, 36 respectivement des échantillons $Y_{p,k}$ et $Y_{q,k}$ (p désignant les échantillons des composantes en phase, q désignant les échantillons des composantes en quadrature et k désignant le rang des échantillons).

Les fonctions de synchronisation et de prise de décision sont ensuite réalisées par un traitement numérique spécifique de la modulation dans une unité portant la référence générale 40 sur la figure 1.

5 Les demandeurs ont constaté que la partie analogique du démodulateur qui précède le traitement numérique est affectée de plusieurs défauts :

- régulation de niveau imparfaite se traduisant par une variation du niveau des échantillons en fonction des fluctuations du signal reçu,
- 10 - déséquilibre d'amplitude entre les deux voies dû à des gains différents,
- décalage des tensions de repos sur chaque voie, dans les amplificateurs 24, 34 et les convertisseurs analogique/numérique 26, 36,
- défaut de quadrature entre les deux voies démodulées.

15 Ces défauts dépendent par ailleurs de la fréquence de fonctionnement et de la température. Ils sont donc difficiles à compenser par les techniques connues. Ils entraînent une dégradation des performances du démodulateur (augmentation du taux d'erreur binaire).

Les performances d'une liaison numérique s'évaluent généralement par la courbe de taux d'erreur sur les bits (TEB) en 20 fonction du rapport E_b/N_0 (E_b = énergie dépensée pour transmettre un bit, N_0 : densité de puissance du bruit sur la liaison).

L'existence de défauts dans le démodulateur se traduit par la nécessité d'augmenter le rapport E_b/N_0 d'une quantité $\Delta E_b/N_0$ pour 25 obtenir le même taux d'erreur qu'en l'absence de défauts. Les exemples suivants sont destinés à illustrer ce phénomène.

En MDP2 (modulation par déplacement de phase à 2 états) avec décalage de tension sur une voie, ou en MDP4 (modulation par déplacement de phase à 4 états) avec décalages identiques sur les deux 30 voies, la dégradation du rapport E_b/N_0 aux faibles taux d'erreur (TEB $< 10^{-6}$) vaut :

$$\Delta E_b/N_0 = 0,3 \text{ dB pour un décalage de } 5 \% \text{ du signal utile,}$$

$$\Delta E_b/N_0 = 0,7 \text{ dB pour un décalage de } 10 \% \text{ du signal utile.}$$

En MDP4 avec erreur de quadrature $\Delta\theta$ entre les deux voies on peut assimiler la dégradation à celle résultant d'une erreur de récupération de porteuse égale à $\Delta\theta/2$, soit

$$\Delta E_b/N_0 = 0,4 \text{ dB pour } \Delta\theta = 5 \text{ degrés,}$$

5 $\Delta E_b/N_0 = 0,8 \text{ dB pour } \Delta\theta = 10 \text{ degrés.}$

La présente invention a maintenant pour but de proposer un dispositif permettant d'estimer et de corriger, de façon dynamique, numériquement les défauts exposés précédemment de la partie analogique du démodulateur, sans nécessiter de signal de test et sans
10 perturber la liaison en fonctionnement pour améliorer les performances de la transmission.

Ces buts sont atteints selon la présente invention grâce à un démodulateur pour transmission numérique utilisant les techniques de transposition du signal en bande de base, du type connu en soi,
15 comprenant des moyens pour séparer un signal HF reçu en deux signaux auxiliaires identiques, un premier mélangeur pour transposer un premier signal auxiliaire en composante de base en phase par multiplication avec le signal de sortie d'un oscillateur local, un second mélangeur pour transposer le second signal auxiliaire en composante en quadrature par
20 multiplication du second signal auxiliaire avec le signal de sortie de l'oscillateur local déphasé de 90°, des moyens de filtrage et d'amplification et des convertisseurs analogique/numérique connectés respectivement à la sortie de chacun des mélangeurs, caractérisé par le fait qu'il comprend en outre des moyens d'estimation adaptés pour estimer les
25 défauts sur des groupes d'échantillons prélevés à la sortie des convertisseurs analogique/numérique, sous forme de cinq paramètres comprenant : le gain correctif à introduire sur la voie en phase, le gain correctif à introduire sur la voie en quadrature, le décalage de tension sur la voie en phase, le décalage de tension sur la voie en quadrature et l'erreur de
30 phase par rapport à la quadrature, et des moyens pour corriger les

échantillons en cours sur la base des paramètres estimés sur un groupe d'échantillons antérieurs.

D'autres caractéristiques, buts et avantages de la présente invention apparaîtront à la lecture de la description détaillée qui va suivre, et en regard des dessins annexés, donnés à titre d'exemple non limitatif, sur lesquels :

- la figure 1 représente une vue schématique sous forme de blocs fonctionnels d'un démodulateur classique de la technique antérieure,
- la figure 2 représente une vue schématique sous forme de blocs fonctionnels d'un démodulateur conforme à la présente invention,
- la figure 3 représente un organigramme du traitement effectué dans les moyens estimant les défauts sous forme de 5 paramètres,
- la figure 4 représente une vue schématique sous forme de blocs fonctionnels des moyens de correction, et
- les figures 5, 6, 7 et 8 représentent des vues schématiques de quatre sous-ensembles des moyens de correction.

On aperçoit sur la figure 2 annexée un circuit à commande automatique de gain 10, un coupleur 12, un oscillateur local 14, une cellule 16, deux mélangeurs 20, 30, deux filtres 22, 32, deux amplificateurs 24, 24, deux convertisseurs analogique/numérique 26, 36 et une unité de traitement numérique 40 conformes aux dispositions représentées sur la figure 1 précédemment décrite.

En outre, on aperçoit sur la figure 2 des moyens d'estimation de défauts 100 et des moyens de correction 200 insérés entre la sortie des convertisseurs analogique/numérique 26, 36, et l'entrée du circuit de synchronisation et de prise de décision 40.

Comme évoqué précédemment, les moyens d'estimation de défauts 100 estiment la valeur des défauts sous forme de 5 paramètres, à partir d'une suite d'échantillons $Y_{p,k}$ et $Y_{q,k}$. Ensuite, les moyens de correction 200 reconstituent des échantillons corrigés $Z_{p,n}$ et $Z_{q,n}$ à partir des échantillons en cours $Y_{p,n}$ et $Y_{q,n}$.

L'estimation du paramètre a correspondant au décalage de tension sur la voie en phase s'obtient par moyenne des échantillons $Y_{p,k}$:

$$(1) \quad a = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N Y_{p,k}$$

L'estimation du paramètre b correspondant au décalage de tension sur la voie en quadrature s'obtient de même par moyenne des échantillons $Y_{q,k}$:

$$(2) \quad b = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N Y_{q,k}$$

Le choix du nombre N d'échantillons pris en compte dans le calcul dépend du niveau de bruit sur la liaison et de la précision désirée.

Si on ne désire pas assurer de régulation complémentaire de niveau des échantillons corrigés $Z_{p,n}$ et $Z_{q,n}$ il n'est pas nécessaire d'évaluer les paramètres α et β correspondant respectivement au gain correctif à introduire sur la voie en phase et au gain correctif à introduire sur la voie en quadrature, mais il suffit d'évaluer le rapport α/β . On fixe alors arbitrairement la valeur de α (ou de β) et il y a un paramètre de moins à estimer.

L'estimation du rapport α/β s'obtient par moyenne des carrés des différences $Y_{p,k} - a$ et $Y_{q,k} - b$:

$$(3) \quad \alpha / \beta = \sqrt{\sum_{k=1}^N (Y_{q,k} - b)^2} / \sqrt{\sum_{k=1}^N (Y_{p,k} - a)^2}$$

Pour estimer individuellement α et β , ainsi que le paramètre qui représente l'erreur de phase par rapport à la quadrature, il faut

en outre calculer la moyenne des produits des différences $Y_{p,k} - a$ et $Y_{q,k} - b$.

Les paramètres α et β sont obtenus sur la base des relations suivantes :

$$(4) \quad \alpha = \frac{\sigma \sqrt{N} \sqrt{\sum_{k=1}^N (Y_{q,k} - b)^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^N (Y_{p,k} - a)^2 \sum_{k=1}^N (Y_{q,k} - b)^2 - \left(\sum_{k=1}^N (Y_{p,k} - a)(Y_{q,k} - b)\right)^2}}$$

$$(5) \quad \beta = \frac{\sigma \sqrt{N} \sqrt{\sum_{k=1}^N (Y_{p,k} - a)^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^N (Y_{p,k} - a)^2 \sum_{k=1}^N (Y_{q,k} - b)^2 - \left(\sum_{k=1}^N (Y_{p,k} - a)(Y_{q,k} - b)\right)^2}}$$

Dans les relations ci-dessus σ^2 représente la valeur de consigne pour la moyenne des carrés des échantillons corrigés. Le paramètre $\Delta\theta$ peut être obtenu sous la forme :

$$(6) \quad \sin \Delta\theta = - \frac{\sum_{k=1}^N (Y_{p,k} - a)(Y_{q,k} - b)}{\sqrt{\sum_{k=1}^N (Y_{p,k} - a)^2 \sum_{k=1}^N (Y_{q,k} - b)^2}}$$

Compte tenu de la lenteur des variations des paramètres à estimer, les moyens d'estimation 100 peuvent fonctionner à une vitesse faible par rapport au rythme de sortie des échantillons $Y_{p,k}$ et $Y_{q,k}$. Il suffit de répéter périodiquement l'estimation sur un bloc de N

échantillons qui ne sont d'ailleurs pas nécessairement immédiatement consécutifs.

Les moyens de correction 200 déterminent ensuite les échantillons corrigés selon les expressions :

5

$$(7) \quad Z_{p,n} = \alpha (Y_{p,n} - a) + \beta (Y_{q,n} - b) \cdot \sin \Delta\theta$$

$$(8) \quad Z_{q,n} = \beta (Y_{q,n} - b) \cos \Delta\theta$$

10

Si, comme indiqué précédemment, les moyens d'estimation 100 peuvent fonctionner à une vitesse relativement faible par rapport au rythme des échantillons, en revanche les moyens de correction 200 doivent impérativement fonctionner au rythme des échantillons $Y_{p,n}$ et $Y_{q,n}$ issus des convertisseurs numérique/analogique 26, 36.

15

L'estimation des défauts sous forme de 5 paramètres $a, b, \alpha, \beta, \Delta\theta$ dans les moyens 100 pouvant se faire à faible vitesse et nécessitant plusieurs étapes de calcul, il semble actuellement avantageux de réaliser les moyens d'estimation 100 à l'aide d'un microprocesseur.

20

En revanche, la correction à réaliser dans les moyens 200 devant se faire à vitesse rapide (jusqu'à 6M échantillons/s) les moyens de correction 200 sont de préférence réalisés en logique câblée.

L'organigramme du traitement d'estimation des défauts $a, b, \alpha, \beta, \Delta\theta$ effectué par les moyens 100 est représenté sur la figure 3 annexée.

25

On peut décomposer l'organigramme illustré sur la figure 3 annexée en deux phases distinctes : un calcul courant correspondant essentiellement aux étapes 101 à 105 et un calcul final qui correspond aux étapes 110 à 123 et aux étapes 130 à 135.

30

Dans la phase correspondant au calcul courant, les moyens 100 prélèvent N échantillons successifs $Y_{p,k}$ et $Y_{q,k}$ des signaux d'entrée, codés par exemple sur 8 bits, et calculent les sommes :

$$(9) \quad \sum_{k=1}^N Y_{p,k} \quad (\text{étape 101})$$

$$\begin{array}{ll}
 (10) & \sum_{k=1}^N Y_{p,k}^2 \quad (\text{étape 102}) \\
 (11) & \sum_{k=1}^N Y_{q,k} \quad (\text{étape 103}) \\
 (12) & \sum_{k=1}^N Y_{q,k}^2 \quad (\text{étape 104}) \\
 (13) & \sum_{k=1}^N Y_{p,k} Y_{q,k} \quad (\text{étape 105}).
 \end{array}$$

10 Lorsqu'un bloc de N échantillons $Y_{p,k}$ et $Y_{q,k}$ a été pris en compte pour calculer les sommes précédentes, les moyens 100 calculent les termes suivants :

$$\begin{array}{ll}
 (14) & \sum_{k=1}^N Y_{p,k}/N \quad (\text{étape 110, utilisant le résultat de l'étape 101}) \\
 (15) & \left(\sum_{k=1}^N Y_{p,k} \right)^2 / N \quad (\text{étape 111, utilisant le résultat de l'étape 101}). \\
 (16) & \sum_{k=1}^N Y_{q,k}/N \quad (\text{étape 112, utilisant le résultat de l'étape 103}) \\
 (17) & \left(\sum_{k=1}^N Y_{q,k} \right)^2 / N \quad (\text{étape 113, utilisant le résultat de l'étape 103}) \\
 (18) & \frac{\sum_{k=1}^N Y_{q,k} \sum_{k=1}^N Y_{p,k}}{N} \quad (\text{étape 114, utilisant le résultat des étapes 101 et 112}) \\
 (19) & \sum_{k=1}^N (Y_{q,k} - b)^2 \quad (\text{étape 115, utilisant le résultat des étapes 104 et 113})
 \end{array}$$

- (20) $\sum_{k=1}^N (Y_{p,k} - a)^2$ (étape 116 utilisant le résultat des étapes 102 et 111)
- 5 (21) $\sum_{k=1}^N Y_{p,k} Y_{q,k} - \sum_{k=1}^N Y_{p,k} \sum_{k=1}^N Y_{q,k} / N$
(étape 117 utilisant le résultat des étapes 114 et 105)
- (22) $(\sum_{k=1}^N Y_{p,k} Y_{q,k} - \sum_{k=1}^N Y_{p,k} \sum_{k=1}^N Y_{q,k} / N)^2$
(étape 118 utilisant le résultat de l'étape 117)
- 10 (23) valeur de α (étape 119 utilisant les résultats des étapes 115, 116 et 118 et la valeur de $\sigma \sqrt{N}$)
- 15 (24) $\sum_{k=1}^N (Y_{p,k} - a)^2 \sum_{k=1}^N (Y_{q,k} - b)^2$
(étape 120 utilisant le résultat des étapes 115 et 116)
- (25) valeur de β (étape 121 utilisant les résultats des étapes 115, 116 et 118 et la valeur de $\sigma \sqrt{N}$)
- 20 (26) $\sin \Delta \theta$ (étape 122 utilisant le résultat des étapes 117 et 120)
- 25 (27) $\cos \Delta \theta$ (étape 123 utilisant le résultat des étapes 117 et 120).

Afin de simplifier les opérations de correction ultérieures dans les moyens 200, les moyens 100 fournissent non pas α , β , $\sin \Delta \theta$ et $\cos \Delta \theta$, mais les logarithmes à base 2 : $\text{Log } \alpha$, $\text{Log } \beta$, $\text{Log } |\sin \Delta \theta|$, $\text{Log } |\cos \Delta \theta|$ et les signes de $\sin \Delta \theta$, $\cos \Delta \theta$.

30

Sur la figure 3 on a illustré :

- à l'étape 130, l'obtention du paramètre a , par exemple sur 8 bits, après l'étape 110,
- à l'étape 131, l'obtention du paramètre $\text{Log} \alpha$, par exemple sur 12 bits, après l'étape 119,
- à l'étape 132, l'obtention du paramètre b , par exemple sur 8 bits, après l'étape 112,
- à l'étape 133, l'obtention du paramètre $\text{Log} \beta$, par exemple sur 12 bits, après l'étape 121,
- à l'étape 134, l'obtention du paramètre $\text{Log} |\sin \Delta \theta|$, par exemple sur 12 bits et le signe de $\sin \Delta \theta$ après l'étape 122, et
- à l'étape 135, l'obtention du paramètre $\text{Log} |\cos \Delta \theta|$, par exemple sur 12 bits et le signe de $\cos \Delta \theta$, après l'étape 123.

Selon une mise en oeuvre avantageuse, les logarithmes sont présentés sur 12 bits, dont 8 bits pour la mantisse et 4 bits pour la partie entière et le signe.

Les paramètres \mathcal{O} et N sont programmables. Ils peuvent avoir pour valeur typique : $\mathcal{O} = 64$ et $N = 4096$.

Le schéma synoptique des moyens de correction 200 est donné sur la figure 4. Ces moyens calculent les échantillons corrigés Z_p , Z_q en fonction des échantillons Y_p et Y_q et des paramètres correctifs estimés a , b , $\text{Log} |\alpha|$, $\text{Log} |\beta|$, $\text{Log} |\sin \Delta \theta|$ et $\text{Log} |\cos \Delta \theta|$, sur la base des relations (7) et (8) précitées.

Afin de simplifier la structure des moyens 200 les produits sont calculés par l'intermédiaire des logarithmes, ce qui évite les multiplications et les remplace par des additions. Les signes éventuels sont représentés par un bit séparé traité à part.

Le passage d'un nombre à son logarithme et l'opération inverse sont accomplis par lecture de mémoires PROM.

Les additions sont effectuées par des unités arithmétiques et logiques spécialisées.

Comme illustré sur la figure 4, afin de synchroniser les signaux et d'éviter les aléas, les paramètres a , b , $\text{Log}|\alpha|$, $\text{Log}|\beta|$, $\text{Log}|\sin\alpha|$ et $\text{Log}|\cos\alpha|$ sont appliqués à des ensembles de bascules 202, 203, 204, 205, 206, et 207 respectifs.

5 Plus précisément encore, comme illustré en détail sur la figure 5, pour les paramètres a , b et $\text{Log}|\alpha|$, chaque ensemble de bascules comprend un jeu de bascules d'entrée et deux jeux de bascules de relecture.

On aperçoit ainsi sur la figure 5 un jeu de bascules d'entrée 10 202a pour le paramètre a , un jeu de bascules d'entrée 203a pour le paramètre b et des jeux de bascules d'entrée 204a et 204c pour le paramètre $\text{Log}|\alpha|$; ces jeux de bascules d'entrée ont leurs entrées connectées à un bus de données 201.

Le chargement du jeu de bascules d'entrée 202a est opéré 15 lors de l'apparition d'un signal de validation a .

De façon similaire le chargement du jeu de bascules d'entrée 203a est opéré lors de l'apparition d'un signal de validation b .

Enfin, le chargement des jeux de bascules d'entrée 204a et 204c est opéré lors de l'apparition d'un signal de validation α .

20 Des jeux de bascules 202e, 203e, 204e, 204f sont reliés respectivement aux sorties des jeux de bascules d'entrée 202a, 203a, 204a et 204c.

Les bascules de relecture 202e, 203e, 204e, 204f sont chargées à la valeur contenue dans les jeux de bascules 202a, 203a, 204a, 25 204c lors de l'apparition du signal de chargement global.

Des jeux de bascules de relecture 202b, 203b, 204b, 204d, sont reliés respectivement aux sorties des jeux de bascules 202e, 203e, 204e et 204f.

Les bascules de relecture 202b, 203b, 204b, 204d, sont 30 chargées à la valeur contenue dans les jeux de bascules 202a, 203a, 204a et 204c lors de l'apparition d'un signal de validation des échantillons Y_p et Y_q .

Le paramètre a est disponible à la sortie du jeu de bascules de relecture 202b. Le paramètre b est disponible à la sortie du jeu de bascules de relecture 203b. Le paramètre $\text{Log}|\alpha|$ est disponible à la sortie des jeux de bascules de relecture 204b et 204d.

5 La lecture des paramètres $\text{Log}|\beta|$, $\text{Log}|\sin\Delta\theta|$ et $\text{Log}|\cos\Delta\theta|$, et des signes de $\sin\Delta\theta$ et $\cos\Delta\theta$ se fait de façon similaire dans les jeux de bascules 205, 206 et 207.

10 Un ensemble additionneur 210 reçoit sur ses entrées les échantillons Y_p et le paramètre a issu des bascules 202. Il génère à sa sortie la différence $|Y_p - a|$, ainsi qu'un signal représentant le signe de la différence.

15 De façon similaire un ensemble additionneur 220 reçoit sur ses entrées les échantillons Y_q et le paramètre b issu des bascules 203. Il génère à sa sortie la différence $|Y_q - b|$ ainsi qu'un signal représentant le signe de la différence.

Le signal représentant la différence $|Y_p - a|$ issu de l'ensemble additionneur 210 est appliqué à l'entrée d'une mémoire PROM 211. Celle-ci génère à sa sortie un signal représentant le logarithme $\text{Log}|Y_p - a|$. Le signal $\text{Log}|Y_p - a|$ est appliqué à un jeu de bascules de synchronisation 212. Celle-ci reçoit aussi le signal de signe issu de l'ensemble additionneur 210.

25 De façon similaire, le signal de différence $|Y_q - b|$ issu de l'ensemble additionneur 220 est appliqué à l'entrée d'une mémoire PROM 221. Celle-ci génère à sa sortie le logarithme $\text{Log}|Y_q - b|$. Le logarithme $\text{Log}|Y_q - b|$ est appliqué à l'entrée d'un jeu de bascules de synchronisation 222. Celui-ci reçoit également le signal de signe issu de l'ensemble additionneur 220.

30 Un ensemble additionneur 230 reçoit sur ses entrées, d'une part, le signal $\text{Log}|Y_p - a|$ issu des bascules 212, d'autre part, le signal $\text{Log}|\alpha|$ issu des bascules 204. Il génère à sa sortie le signal $\text{Log}|Y_p - a| + \text{Log}|\alpha|$.

De façon similaire un ensemble additionneur 231 reçoit sur

ses entrées, d'une part, le signal $\text{Log}|Y_q - b|$ issu des bascules 222 et, d'autre part, le signal $\text{Log}|\beta|$ issu des bascules 205. Il génère à sa sortie le signal $\text{Log}|Y_q - b| + \text{Log}|\beta|$.

On a illustré sur la figure 6 annexée, le détail d'un exemple
5 de réalisation de l'ensemble additionneur 210 de la mémoire PROM 211 des bascules 212 et de l'ensemble additionneur 230.

La même structure est utilisée pour calculer sous forme de
signe et de logarithme le produit $\text{Log}|Y_q - b| + \text{Log}|\beta|$ dans l'ensemble
additionneur 220, la mémoire PROM 221, les bascules 222 et l'ensemble
10 additionneur 231.

Selon la représentation donnée sur la figure 6 annexée,
l'ensemble additionneur 210 est formé de deux boîtiers d'additionneurs à
4 bits 210a, 210b, par exemple du type 74F181, montés en cascade. Le
boîtier 210a reçoit sur ses entrées A0 à A3, les 4 bits de poids faible des
15 échantillons Y_p . Le boîtier 210a reçoit sur ses entrées B0, B1, B2 et B3
les 4 bits de poids faible du paramètre a issu des bascules 202. Le boîtier
210b reçoit sur ses entrées A0 à A3 les 4 bits de poids fort du paramètre
a et sur ses entrées B0 à B3 les 4 bits de poids fort des échantillons Y_p .

La mémoire PROM 211 est formée de deux boîtiers 211a,
20 211b, de mémoire PROM à 8 bits, par exemple du type 82S135
(PROM 256 x 8).

Le boîtier 211a reçoit sur ses entrées A0 à A3 les 4 bits issus
du boîtier additionneur 210a et sur ses entrées A4 à A7 les 4 bits issus du
boîtier d'additionneur 210b.

25 De façon similaire le boîtier 211b reçoit sur ses entrées A0 à
A3 les 4 bits issus du boîtier d'additionneur 210a et sur ses entrées A4 à
A7 les 4 bits issus du boîtier d'additionneur 210b.

Le jeu de bascules 212 est formé de deux boîtiers 212a, 212b,
de 8 bascules, par exemple du type 74F374. Les entrées des boîtiers 212a,
30 212b, sont reliées aux sorties des boîtiers PROM 211a et 211b
respectivement.

L'ensemble additionneur 230 est formé de trois boîtiers
d'additionneurs à 4 bits 230a, 230b, 230c, par exemple du type 74F181.

Le boîtier 230a reçoit sur ses entrées Ao à A3 les 4 bits de poids faible de la mantisse du $\text{Log}(\alpha)$ issus du jeu de bascules de relecture 204b, et sur ses entrées Bo à B3 les 4 bits de mantisse issus des bascules 212a.

5 Le boîtier 230b reçoit sur ses entrées Ao à A3 les 4 bits de poids fort de la mantisse du $\text{Log}(\alpha)$ issus du jeu de bascules de relecture 204d, et sur ses entrées Bo à B3 les 4 bits de mantisse de poids fort issus du jeu de bascules 212b.

10 Le boîtier 230c reçoit sur ses entrées Ao à A3 les 4 bits de partie entière et de signe de $\text{Log}(\alpha)$ issus du jeu de bascules de relecture 204d, et sur ses entrées Bo à B3 les 4 bits de partie entière et de signe issus du jeu de bascules 212b.

Le signe de Y_{p-a} qui est identique au signe du produit $\alpha(Y_{p-a})$ est sorti séparément. Il est prélevé à la sortie du boîtier d'additionneur 210b et transite de préférence par un étage du jeu de bascules de relecture 204b.

15

Un ensemble additionneur 240 reçoit sur ses entrées, d'une part, le signal $\text{Log}|Y_q - b| + \text{Log}|\beta|$ issu de l'ensemble additionneur 231, d'autre part, le signal $\text{Log}|\sin \theta|$ issu de l'ensemble de bascules 206. Il génère à sa sortie le signal $\text{Log}|Y_q - b| + \text{Log}|\beta| + \text{Log}|\sin \theta|$. Ce signal ainsi que le bit de signe issu d'une porte OU exclusive 243 est appliqué à un ensemble de bascules 241 dont la sortie est appliquée à une mémoire PROM 242 qui effectue la fonction inverse du passage au logarithme. Le signal $\beta(Y_q - b)\sin(\theta)$ est par conséquent disponible à la sortie de la mémoire PROM 242.

20

25

On a illustré schématiquement sur la figure 7 annexée un exemple de réalisation de l'ensemble additionneur 240, de l'ensemble de bascules 241 et de la mémoire PROM 242.

Selon la représentation donnée sur la figure 7, l'ensemble additionneur 240 est formé de 3 boîtiers d'additionneur à 4 bits 240a, 240b, 240c. Le boîtier 240a reçoit sur ses entrées Ao à A3 les 4 bits de poids faible de la mantisse du signal $\text{Log}|Y_q - b| + \text{Log}|\beta|$ issus de

30

l'ensemble additionneur 231 et sur ses entrées Bo à B3 les 4 bits de poids faible de la mantisse du signal $\text{Log}|\sin\Delta\theta|$ issus de l'ensemble de bascules 206.

5 Le boîtier d'additionneur 240b reçoit sur ses entrées Ao à A3 les 4 bits de poids fort de la mantisse du signal issu de l'ensemble additionneur 231 et sur ses entrées Bo à B3 les 4 bits de poids fort de la mantisse du signal issu des bascules 206.

10 Le boîtier d'additionneur 240c reçoit sur ses entrées Ao à A3 les 4 bits de partie entière et de signe du signal issu de l'ensemble additionneur 231 et sur ses entrées Bo à B3 les 4 bits de partie entière et de signe du signal issu des bascules 206.

Les boîtiers d'additionneur 240a, 240b, 240c peuvent être par exemple du type 74F181.

15 L'ensemble de bascules 241 est formé de deux boîtiers de 8 bascules 241a, 241b, par exemple du type 74F374.

20 Le boîtier 241a reçoit sur ses entrées D0 à D3 les 4 bits issus du boîtier d'additionneur 240a, et sur ses entrées D4 à D7 les 4 bits issus du boîtier d'additionneur 240b. Le boîtier 241b reçoit sur ses entrées D2 à D5 les 4 bits issus du boîtier d'additionneur 240c, sur son entrée D6 le signal de retenue issu du boîtier d'additionneur 240c et sur son entrée D7 le signal issu d'une porte OU exclusive 243, par exemple du type 74F86. Cette porte OU exclusive reçoit sur ses entrées, d'une part, le signal de signe de $Y_q - b$, d'autre part, le signal de signe de $\text{Sin } \Delta\theta$.

25 La mémoire 242 PROM, selon la représentation sur la figure 6 est formée d'un boîtier à 14 entrées d'adresse et 8 sorties, par exemple du type 82HS1281. Les 8 entrées de poids faible de la mémoire PROM 242 sont reliées aux sorties du boîtier 241a. Les 6 entrées de poids fort du boîtier de mémoire 242 sont reliées aux sorties de poids fort du boîtier de bascule 241b.

30 Le produit $\beta (Y_q - b)\cos\Delta\theta$ est obtenu à l'aide d'un ensemble additionneur 250, d'un ensemble de bascules 251, d'une mémoire PROM

252 et d'un OU exclusif 253 en tout point similaire à l'ensemble additionneur 240, aux bascules 241, à la mémoire PROM 242 et au OU exclusif 243.

5 L'ensemble additionneur 250 reçoit en effet sur ses entrées, d'une part, le signal issu de l'ensemble additionneur 231, d'autre part, le signal issu des bascules 207. Les sorties de l'ensemble additionneur 250 sont reliées aux entrées des bascules 251. Les sorties de ces dernières sont reliées aux entrées de la mémoire PROM 252.

10 Le OU exclusif 253 reçoit sur ses entrées, d'une part, le signal de signe de $Y_q - b$, d'autre part, le signal de signe de $\cos \Delta \theta$ issu des bascules 207. Les échantillons corrigés Z_q sont disponibles à la sortie de la mémoire PROM 252.

15 Les entrées d'un ensemble de bascule 260 reçoivent les sorties de l'ensemble additionneur 230 et le signal de signe $Y_p - a$ issu des bascules 212. Les sorties des bascules 260 sont reliées aux entrées d'adresse d'une mémoire PROM 261. Celle-ci a pour fonction d'effectuer la conversion inverse du passage au logarithme sur le signal $\text{Log} |Y_p - a| + \text{Log} |\alpha|$. Ainsi, le signal $\alpha (Y_p - a)$ est disponible à la sortie de la PROM 261.

20 Le calcul final de Z_p est opéré dans un ensemble additionneur 262 qui reçoit sur ses entrées, d'une part, la sortie de la mémoire PROM 261, d'autre part, la sortie de la mémoire PROM 242.

On a représenté sur la figure 8 annexée un exemple de réalisation de la mémoire PROM 261 et de l'additionneur 262.

25 Selon la représentation donnée sur la figure 7, la mémoire PROM 261 est formée d'un boîtier à 14 entrées d'adresse et 8 bits de sortie, par exemple du type 82HS1281. De préférence, les sorties de la mémoire PROM 261 sont reliées à un jeu de bascules intermédiaires 263.

30 L'ensemble additionneur 262, selon la représentation donnée sur la figure 7 comprend deux boîtiers d'additionneur à 4 bits 262a, 262b, par exemple du type 74F181.

Le boîtier 262a reçoit sur ses entrées A0 à A3 les 4 bits de poids faible issus du boîtier 263 et sur ses entrées B0 à B3 les 4 bits de poids faible du signal issu de la mémoire PROM 242.

Le boîtier d'additionneur 262b reçoit sur ses entrées A0 à A3
5 Les 4 bits de poids fort du signal issu de la mémoire PROM 242, et sur ses entrées B0 à B3 les 4 bits de poids fort issus du jeu de bascules 263.

La présente invention offre notamment les avantages suivants.

Elle permet d'estimer et de corriger en dynamique les défauts
10 de la partie analogique du démodulateur.

Elle permet également de réguler le niveau du signal traité.
La réalisation numérique facilite son insertion dans les démodulateurs à traitement numérique du signal.

Le dispositif proposé par la présente invention peut être
15 utilisé sur une liaison numérique en fonctionnement, sans modification de celle-ci.

Bien entendu la présente invention n'est pas limitée au mode de réalisation particulier qui vient d'être décrit mais s'étend à toutes variantes conformes à son esprit.

20

25

30

REVEN DICATIONS

1. Démodulateur pour transmission numérique utilisant les techniques de transposition du signal en bande de base, du type connu en soi, comprenant des moyens (12) pour séparer un signal HF reçu en deux signaux auxiliaires identiques, un premier mélangeur (20) pour transposer un premier signal auxiliaire en composante de base en phase par multiplication avec le signal de sortie d'un oscillateur local (14), un second mélangeur (30) pour transposer le second signal auxiliaire en composante en quadrature par multiplication du second signal auxiliaire avec le signal de sortie de l'oscillateur local (14) déphasé de 90°, des moyens de filtrage et d'amplification (22, 24 ; 32, 34) et des convertisseurs analogique/numérique (26, 36) connectés respectivement à la sortie de chacun des mélangeurs (20, 30), caractérisé par le fait qu'il comprend en outre :

- des moyens d'estimation (100) adaptés pour estimer les défauts sur des groupes d'échantillons ($Y_{p,k}$, $Y_{q,k}$) prélevés à la sortie des convertisseurs analogique/numérique (26, 36), sous forme de cinq paramètres comprenant : le gain correctif à introduire sur la voie en phase (α), le gain correctif à introduire sur la voie en quadrature (β), le décalage de tension sur la voie en phase (a), le décalage de tension sur la voie en quadrature (b) et l'erreur de phase ($\Delta\theta$) par rapport à la quadrature, et
- des moyens (200) pour corriger les échantillons (Y_p , y_q) en cours sur la base des paramètres estimés sur un groupe d'échantillons antérieurs.

2. Démodulateur selon la revendication 1, caractérisé par le fait que les échantillons corrigés ($Z_{p,n}$) et ($Z_{q,n}$) sont établis sur la base des expressions suivantes :

$$(7) \quad Z_{p,n} = \alpha (Y_{p,n} - a) + \beta (Y_{q,n} - b) \cdot \sin \Delta\theta$$

$$(8) \quad z_{q,n} = \beta (Y_{q,n} - b) \cos \Delta\theta$$

5

dans lesquelles :

- α : gain correctif à introduire sur la voie en phase,
- β : gain correctif à introduire sur la voie en quadrature,
- a : décalage de tension sur la voie en phase,
- 10 - b : décalage de tension sur la voie en quadrature,
- $\Delta\theta$: erreur de phase par rapport à la quadrature,
- $Y_{p,n}$: échantillons en cours sur la voie en phase avant correction,
- $Y_{q,n}$: échantillons en cours sur la voie en quadrature avant correction.

3. Démodulateur selon l'une des revendications 1 ou 2,
 15 caractérisé par le fait que le paramètre (a) représentant le décalage de tension sur la voie en phase est obtenu par moyenne des échantillons sur la voie en phase ($Y_{p,k}$) sur la base de la relation :

$$(1) \quad a = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N Y_{p,k}$$

20

4. Démodulateur selon l'une des revendications 1 à 3,
 caractérisé par le fait que le paramètre (b) représentant le décalage de
 25 tension sur la voie en quadrature est obtenu par moyenne des échantillons sur la voie quadrature ($Y_{q,k}$) sur la base de la relation :

$$(2) \quad b = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N Y_{q,k}$$

30

5. Démodulateur selon l'une des revendications 1 à 4, caractérisé par le fait que le paramètre (α) représentant le gain correctif à introduire sur la voie en phase est obtenu à l'aide de la relation :

$$(4) \quad \alpha = \frac{\sigma \sqrt{N} \sqrt{\sum_{k=1}^N (Y_{q,k} - b)^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^N (Y_{p,k} - a)^2 \sum_{k=1}^N (Y_{q,k} - b)^2 - \left(\sum_{k=1}^N (Y_{p,k} - a)(Y_{q,k} - b) \right)^2}}$$

10 6. Démodulateur selon l'une des revendications 1 à 5, caractérisé par le fait que le paramètre (β) représentant le gain correctif à introduire sur la voie en quadrature est déterminé sur la base de la relation :

$$(5) \quad \beta = \frac{\sigma \sqrt{N} \sqrt{\sum_{k=1}^N (Y_{p,k} - a)^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^N (Y_{p,k} - a)^2 \sum_{k=1}^N (Y_{q,k} - b)^2 - \left(\sum_{k=1}^N (Y_{p,k} - a)(Y_{q,k} - b) \right)^2}}$$

20 7. Démodulateur selon l'une des revendications 1 à 6, caractérisé par le fait que le rapport α/β du gain correctif à introduire sur la voie en phase sur le gain correctif à introduire sur la voie en quadrature est obtenu par moyenne des carrés des différences ($Y_{p,k} - a$) et ($Y_{q,k} - b$), soit sur la base de la relation :

$$(3) \quad \alpha/\beta = \sqrt{\sum_{k=1}^N (Y_{q,k} - b)^2} / \sqrt{\sum_{k=1}^N (Y_{p,k} - a)^2}$$

30 8. Démodulateur selon l'une des revendications 1 à 7, caractérisé par le fait que le paramètre ($\Delta\theta$) d'erreur de phase par rapport à la quadrature est estimé sur la base de la relation :

$$(6) \quad \sin \Delta\theta = - \frac{\sum_{k=1}^N (Y_{p,k} - a)(Y_{q,k} - b)}{\sqrt{\sum_{k=1}^N (Y_{p,k} - a)^2 \sum_{k=1}^N (Y_{q,k} - b)^2}}$$

9. Démodulateur selon l'une des revendications 1 à 8, caractérisé par le fait que les moyens (100) d'estimation comprennent un microprocesseur.

5 10. Démodulateur selon l'une des revendications 1 à 9, caractérisé par le fait que les moyens de correction (200) sont formés en logique câblée.

10 11. Démodulateur selon l'une des revendications 1 à 10, caractérisé par le fait que les moyens d'estimation (100) délivrent certains des paramètres estimés (α , β , $\Delta\theta$) sous forme de logarithme et que les moyens de correction (200) comprennent des additionneurs (230, 231, 240, 250).

15 12. Démodulateur selon l'une des revendications 1 à 11, caractérisé par le fait que moyens de correction (200) comprennent des mémoires (211, 221) opérant une transformation de nombres en leur logarithmes et des mémoires qui opèrent la transformation inverse.

13. Démodulateur selon l'une des revendications 1 à 12, caractérisé par le fait que les moyens de correction (200) comprennent des bascules de relecture (202b, 203b, 204b, 204d, 205, 206, 207) qui permettent de synchroniser les signaux.

20 14. Démodulateur selon l'une des revendications 1 à 13, caractérisé par le fait que les moyens de correction (200) comprennent les composants numériques suivants :

- un premier jeu de bascules (202) qui reçoit le paramètre (a) représentant le décalage de tension sur la voie en phase,
- 25 - un deuxième jeu de bascules (203) qui reçoit le paramètre (b) représentant le décalage de tension sur la voie en quadrature,
- un troisième jeu de bascules (204) qui reçoit le Log du paramètre (α') représentant le gain correctif à introduire sur la voie en phase,
- un quatrième jeu de bascules (205) qui reçoit le Log du paramètre (β)
- 30 représentant le gain correctif à introduire sur la voie en quadrature,

- un cinquième jeu de bascules (206) qui reçoit le Log du sinus du paramètre ($\Delta\theta$) représentant l'erreur de phase par rapport à la quadrature,
- un sixième jeu de bascules (207) qui reçoit le Log du cosinus de paramètre ($\Delta\theta$) représentant l'erreur de phase,
- 5 - un premier additionneur (210) qui reçoit en entrée les échantillons en cours Y_p sur la voie en phase et le signal issu du premier jeu de bascules (202),
- une première mémoire (211) qui convertit en Log le signal issu du premier additionneur (210),
- 10 - un septième jeu de bascules (212) relié à la sortie de la première mémoire (211),
- un deuxième additionneur (230) qui reçoit en entrée les signaux issus des 3ème et 7ème jeux de bascules (204, 212),
- 15 - un troisième additionneur (220) qui reçoit en entrée les échantillons en cours Y_q sur la voie en quadrature et le signal issu du 2ème jeu de bascules (203),
- une seconde mémoire (221) qui convertit en Log le signal issu du 3ème additionneur (220),
- 20 - un huitième jeu de bascules (222) relié à la sortie de la seconde mémoire (221),
- un quatrième additionneur (231) qui reçoit en entrée les signaux issus des 4ème et 8ème jeux de bascules (205, 222),
- un cinquième additionneur (240) qui reçoit en entrée les signaux issus du 5ème jeu de bascules (206) et du 4ème additionneur (231),
- 25 - un sixième additionneur (250) qui reçoit en entrée les signaux issus du 6ème jeu de bascules (207) et du 4ème additionneur (231),
- un neuvième jeu de bascules (260) relié à la sortie du 2ème additionneur (230),
- 30 - une troisième mémoire (261) qui effectue la conversion inverse du passage au logarithme sur le signal issu du 9ème jeu de bascules (260),

- un dixième jeu de bascules (241) relié à la sortie du 5ème additionneur (240),
- une quatrième mémoire (242) qui effectue la conversion inverse du passage au logarithme sur le signal issu du 10ème jeu de bascules (241),
- 5 - un septième additionneur (262) qui reçoit en entrée les signaux issus de la 3ème et de la 4ème mémoires (261, 242) et délivre en sortie les échantillons corrigés Z_p ,
- un onzième jeu de bascules (251) relié à la sortie du 6ème additionneur (250) et
- 10 - une cinquième mémoire (252) qui effectue la conversion inverse du passage au logarithme sur le signal issu du 11ème jeu de bascules (251), et délivre en sortie les échantillons corrigés Z_q .

15

20

25

30

FIG.1

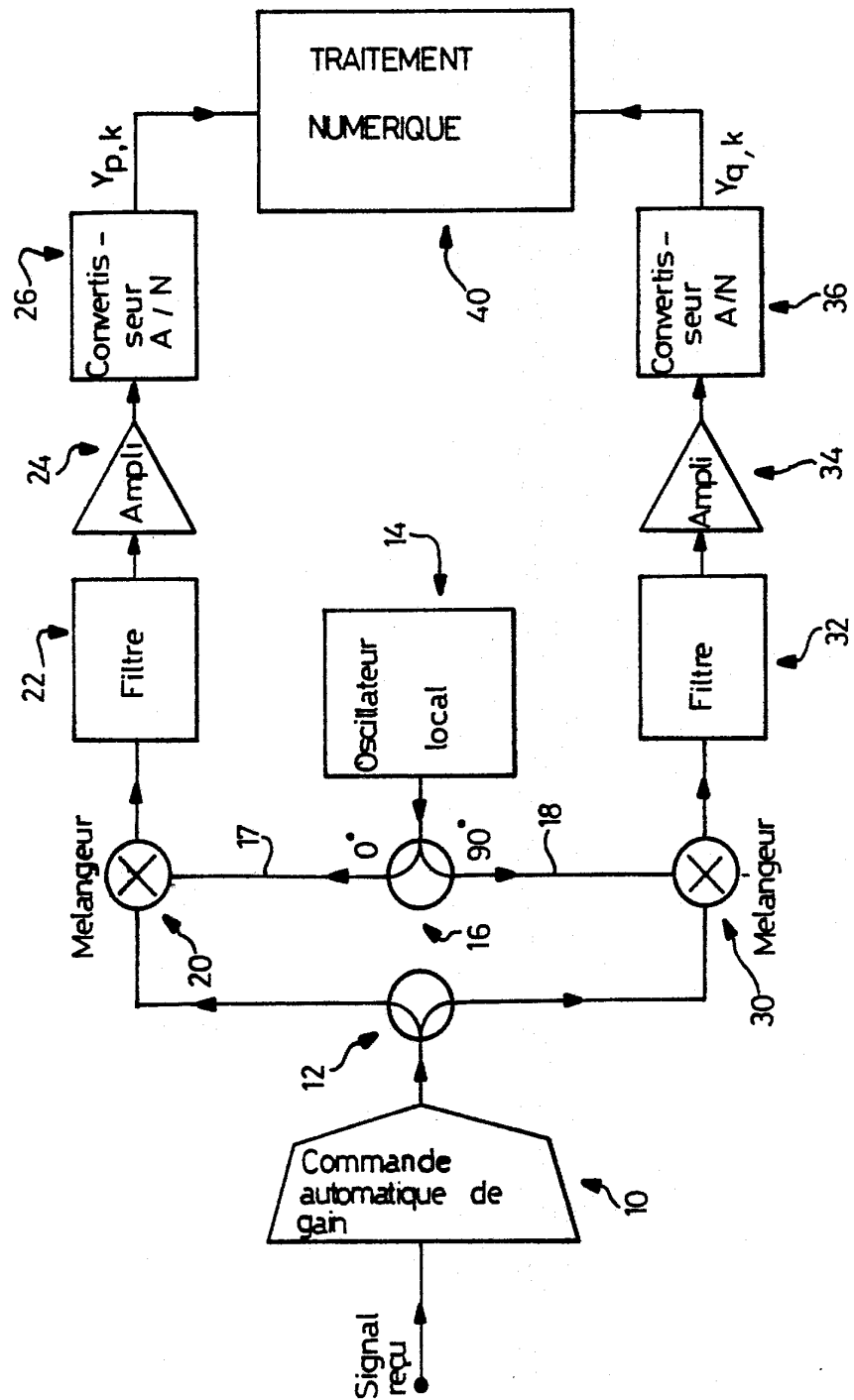
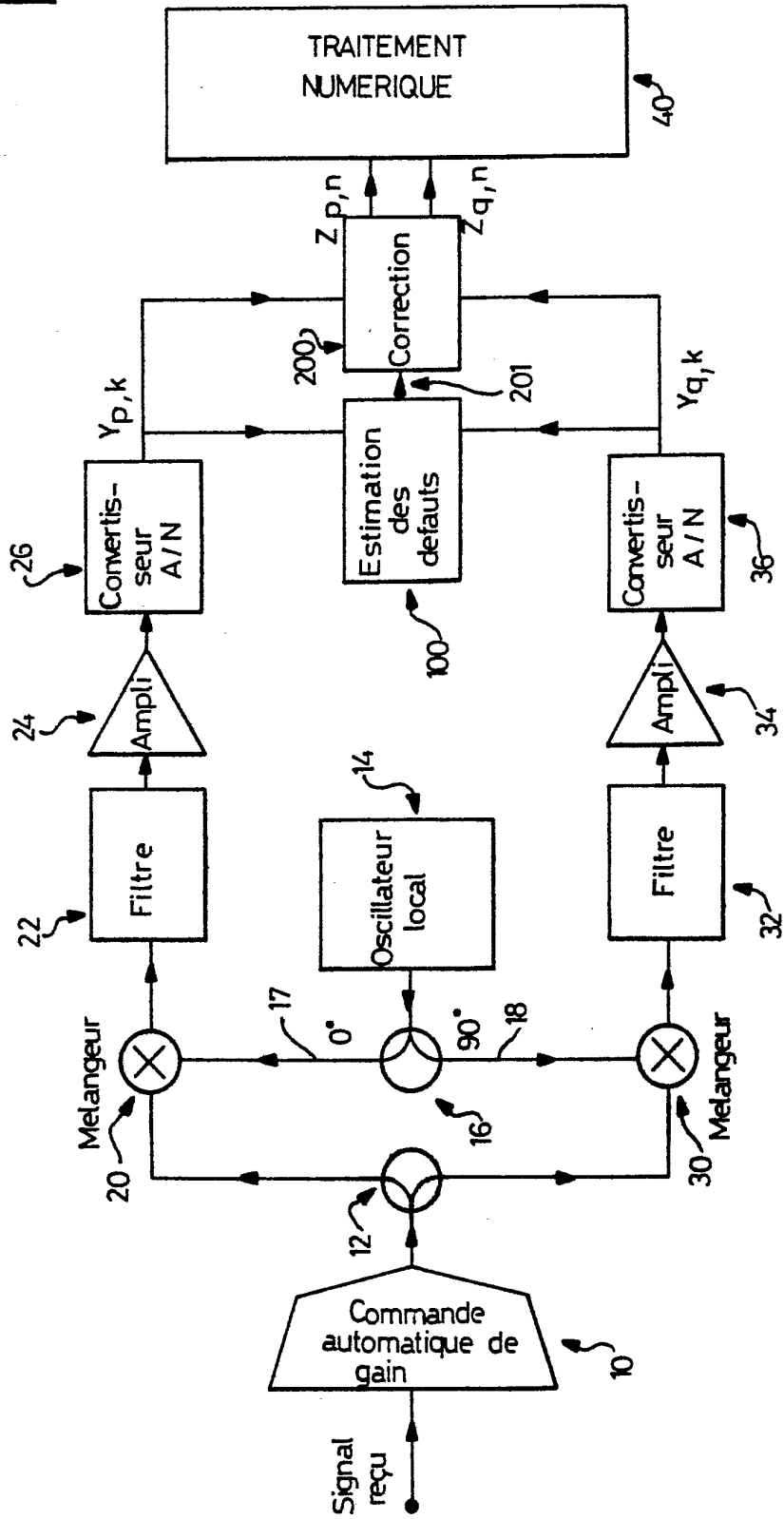
Etat de la
technique

FIG. 2

2 / 8



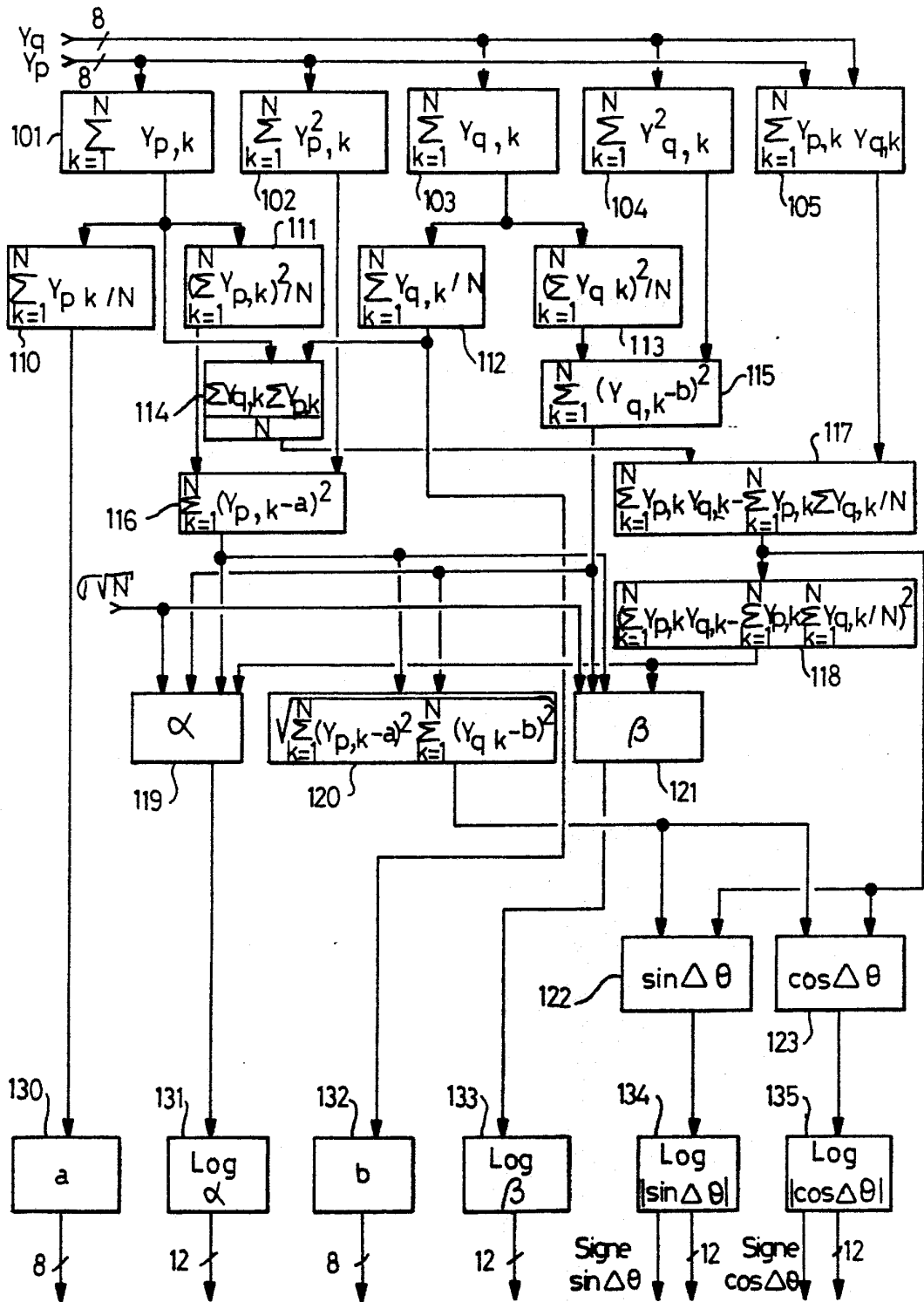


FIG. 3

ORGANIGRAMME DU TRAITEMENT REALISE PAR LES MOYENS D'ESTIMATION 100

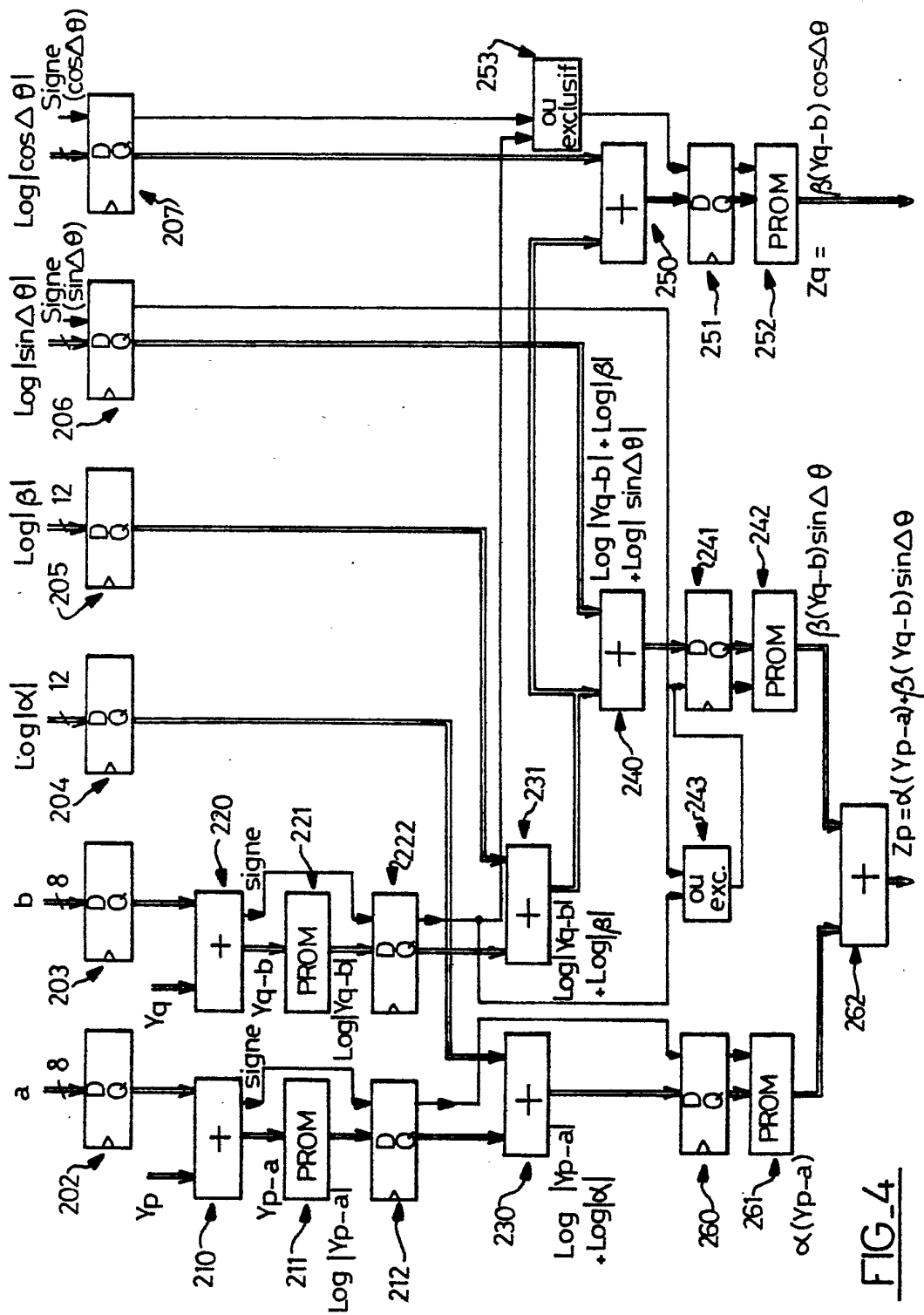


FIG. 4

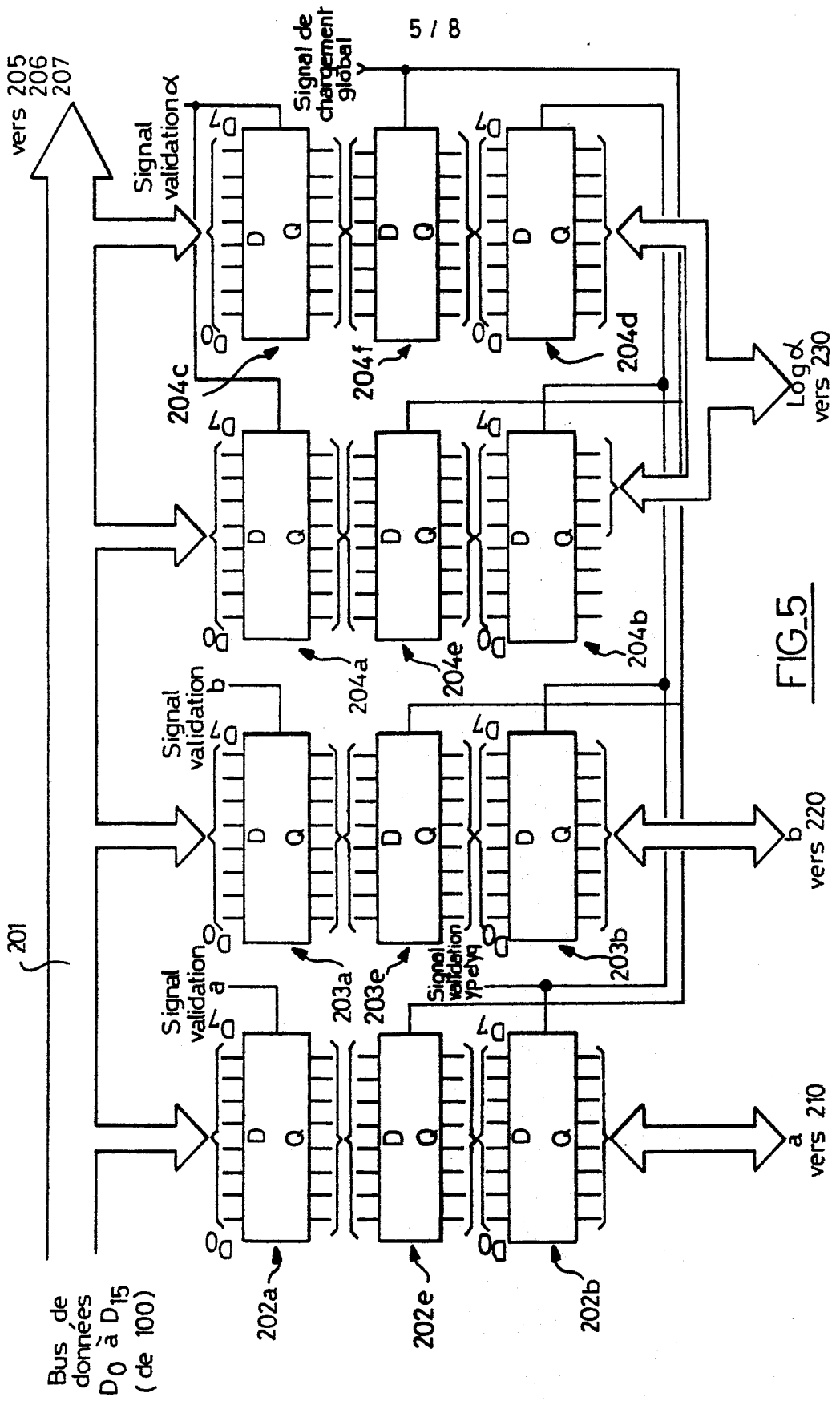


FIG. 5

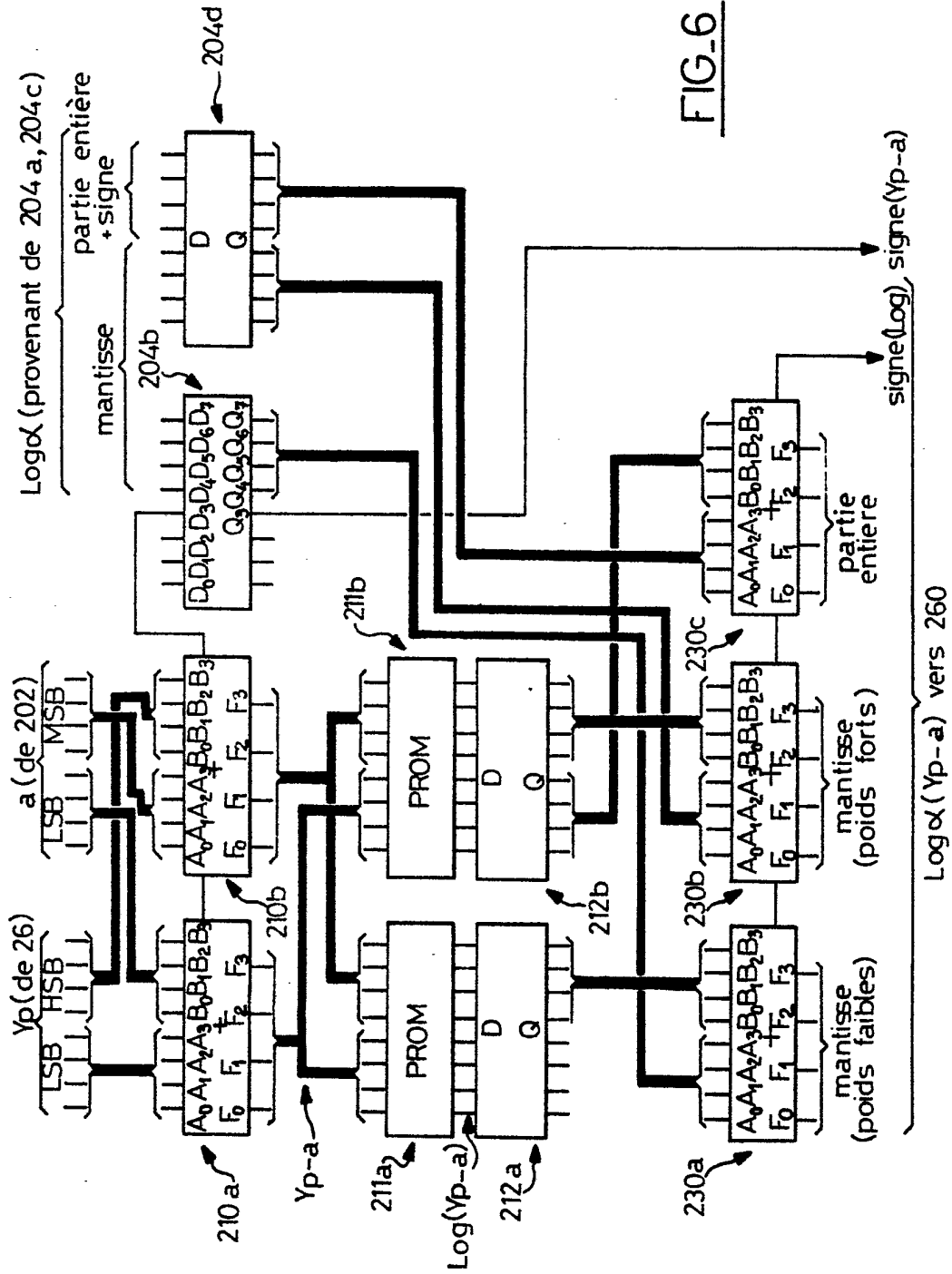


FIG. 6

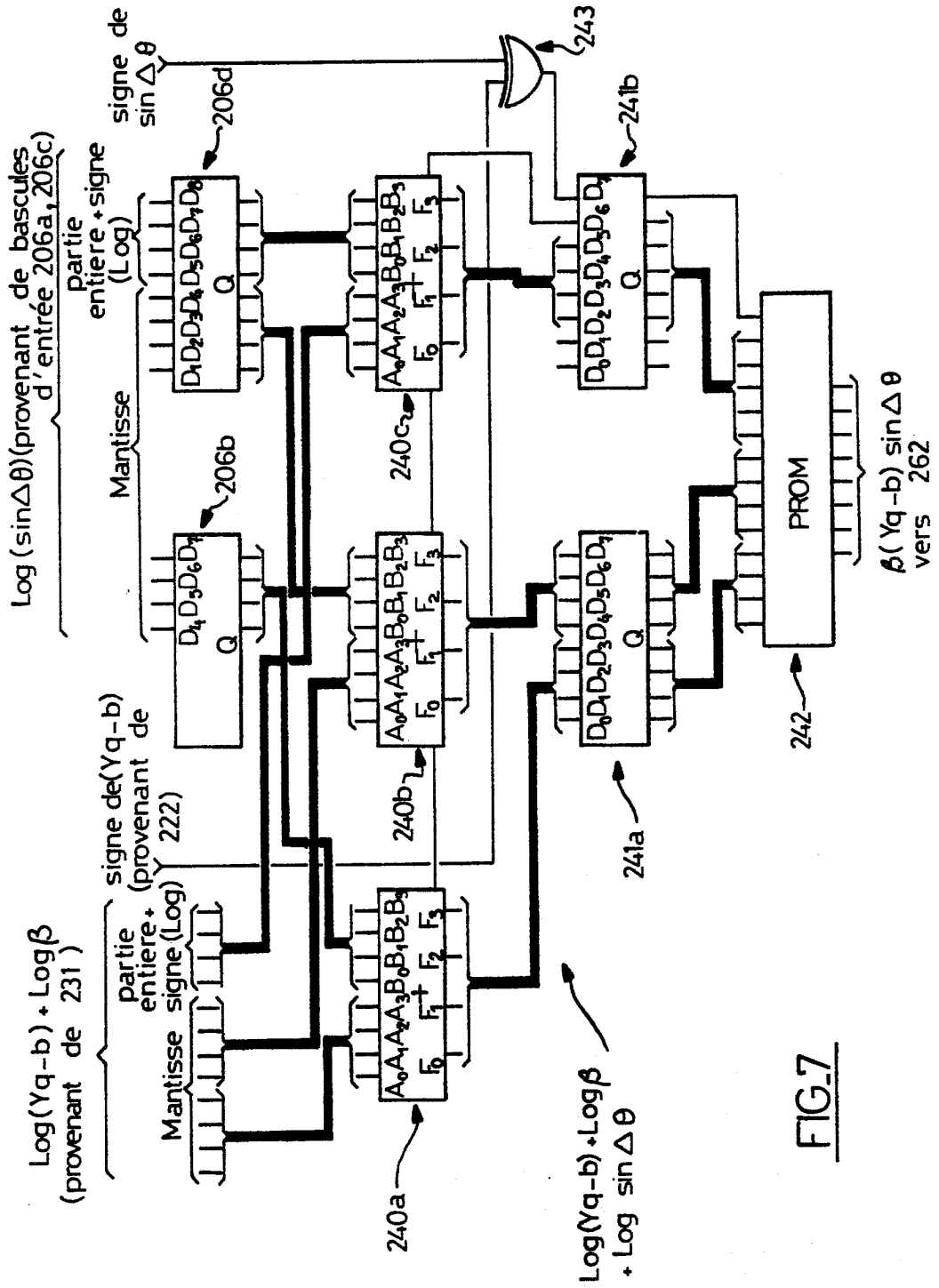


FIG. 7

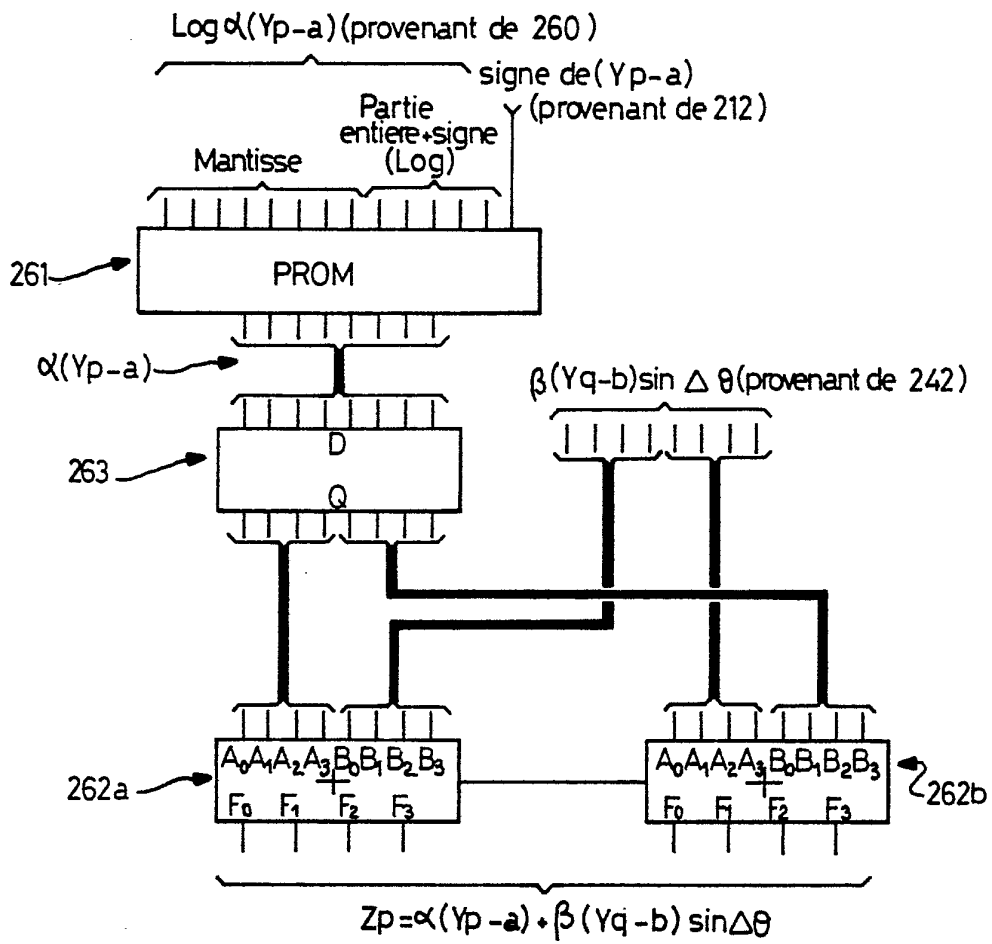


FIG.8