

⑫ **DEMANDE DE BREVET D'INVENTION**

A1

②② Date de dépôt : 06.10.89.

③③ Priorité :

④③ Date de la mise à disposition du public de la demande : 12.04.91 Bulletin 91/15.

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

⑥⑥ Références à d'autres documents nationaux apparentés :

⑦① Demandeur(s) : *LABORATOIRES
 D'ELECTRONIQUE PHILIPS Société anonyme — FR.*

⑦② Inventeur(s) : *Karam Georges et Sari Hikmet.*

⑦③ Titulaire(s) :

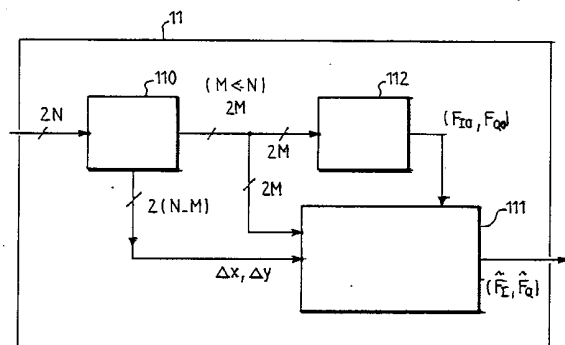
⑦④ Mandataire : *Le Floch Gérard Société Civile S.P.I.D.*

⑤④ Dispositif de prédistorsion pour système de transmission numérique.

⑤⑦ Dispositif de prédistorsion (9) pour système de transmission numérique qui transmet des données d'entrée complexes d'une constellation à l'aide d'un modulateur (14) et d'un amplificateur de puissance (15) qui distord les données, le dispositif comprenant un circuit de prédistorsion (11) qui prédistord préalablement en sens opposé les données d'entrée.

Il comprend un filtre d'émission (10) qui délivre, à la cadence k/T , des données filtrées suréchantillonnées codées sur $2N$ bits au circuit de prédistorsion (11) qui détermine tout d'abord des données prédistordues approchées à partir d'une partie $2M$ bits du champ des $2N$ bits ($M < N$), données qui sont ensuite révisées à l'aide de la partie restante dudit champ.

Le circuit de prédistorsion comprend, pour chaque voie, une mémoire (112) adressée par le champ de M bits qui délivre les données prédistordues approchées et un circuit d'interpolation (111) qui en déduit les données prédistordues révisées.



FR 2 652 965 - A1



L'invention concerne un dispositif de prédistor-
sion pour système de transmission numérique qui transmet des
données d'entrée complexes à la cadence d'une horloge symbole
H de période T, à l'aide d'un modulateur et d'un amplificateur
05 de puissance qui distord les données, le dispositif comprenant
un circuit de prédistorsion qui prédistord en sens opposé les
données d'entrée avant leur passage dans l'amplificateur afin
de transmettre les données d'entrée attendues.

L'invention trouve ses applications dans les sys-
10 tèmes de transmission numérique tels que les modems de trans-
mission de données, les faisceaux hertziens, les systèmes de
communications spatiales.

Pour une utilisation efficace du spectre disponi-
ble, les systèmes de transmission numérique actuels, notamment
15 les faisceaux hertziens et les systèmes de transmission de
données sur le canal téléphonique, utilisent des modulations à
grands nombres d'états de phase et d'amplitude. Or ces modula-
tions sont très sensibles à toute sorte de distorsion, et bien
entendu, aux distorsions non linéaires provenant des amplifi-
20 cateurs, des mélangeurs et d'autres circuits non-linéaires de
la chaîne de transmission. Un point particulièrement critique
en faisceaux hertziens et en transmission par satellite est la
non-linéarité de l'amplificateur de puissance d'émission ou de
l'amplificateur de puissance embarqué dans le cas des trans-
25 missions par satellite. Ces amplificateurs sont connus pour
leurs caractéristiques non-linéaires. Si on les utilise dans
leur zone linéaire on ne bénéficie pas totalement de leur
puissance. Si on les fait fonctionner proche de leur puissance

30

de saturation, ils distordent le signal d'une façon inacceptable. En pratique, étant donné un amplificateur de puissance, on fixe le niveau du signal émis de façon à établir un compromis entre le rapport signal à bruit et la distorsion non-linéaire subie par le signal. Ainsi le point de fonctionnement optimal de l'amplificateur est celui minimisant les effets conjoints du bruit additif du canal et de la distorsion non-linéaire de l'amplificateur. Pour des modulations à grand nombre d'états (MAQ64 et MAQ256 par exemple), ce point est loin de la puissance de saturation de l'amplificateur, ce qui signifie que celui-ci n'est pas utilisé d'une façon efficace. Pour augmenter son efficacité, on utilise couramment des techniques de prédistorsion (fixe ou adaptative) qui permettent de réduire l'effet de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance sur le signal émis.

Une technique de prédistorsion couramment utilisée consiste à placer à l'étage de fréquence intermédiaire de l'émetteur un circuit non-linéaire approchant la fonction inverse de l'amplificateur de puissance dont on vise à compenser les non-linéarités. Si l'on savait synthétiser l'inverse exact de la fonction de l'amplificateur, cette technique permettrait d'avoir un signal parfait en sortie (sans aucune distorsion non-linéaire). Toutefois, ceci n'est pas réalisable, car l'inverse exact nécessiterait un circuit de complexité infinie. En pratique, on se contente de faire une approximation et le plus souvent on limite à l'ordre 3 la série de Taylor représentant la fonction non-linéaire de l'amplificateur et on synthétise un circuit de prédistorsion, également d'ordre 3, tel que les deux circuits cascades n'aient plus de distorsion d'ordre 3. Des termes d'ordres supérieurs (ordre 5 et ordre 7) apparaissent en sortie mais de faible amplitude comparés à la distorsion d'ordre 3 initiale. Il en résulte ainsi une certaine amélioration des performances du système. Un inconvénient de ces circuits de prédistorsion à l'étage de fréquence intermédiaire réside dans le fait que ce sont des circuits analogiques. Ils sont difficiles à rendre adaptatifs et nécessitent de temps à

autre une intervention pour les réajuster et compenser les variations de la réponse de l'amplificateur avec le temps et avec la température. Cette technique de prédistorsion est en outre à exclure si l'on veut faire une commande automatique de puissance d'émission.

Une autre technique de prédistorsion, plus récente, consiste à modifier l'alphabet des données à émettre. Cette technique appelée "prédistorsion de données" ou "prédistorsion en bande de base" est connue du document US 4 291 277 et de l'article de A.A.M. SALEH et J. SALZ "Adaptive linearization of power amplifiers in digital radio systems" Bell System Technical Journal Vol. 62 Avril 1983, pages 1019-1033.

Dans l'article de A.A.M. SALEH et J. SALZ, la figure 1 est un schéma d'un circuit de prédistorsion adaptative qui fournit à l'entrée du modulateur une constellation distordue à partir de la constellation carrée d'origine, par exemple d'une modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature MAQ. L'amplificateur agit sur la constellation en produisant une nette compression et une nette rotation des points de grande amplitude. Pour compenser cet effet, la constellation d'origine est distordue de sorte qu'elle reprend sa forme carrée originelle après son passage dans l'amplificateur de puissance. Ainsi, lorsque le circuit de prédistorsion est optimisé, il forme l'inverse de l'amplificateur de puissance (à un gain et à une phase près) et permet de compenser parfaitement les non-linéarités de l'amplificateur. Pour rendre ce circuit adaptatif, le signal est repris à la sortie de l'amplificateur, démodulé, puis échantillonné à la cadence d'émission des symboles $1/T$ et on compare ces échantillons au point correspondant de la constellation MAQ utilisée. Ces comparaisons permettent d'obtenir un signal de commande permettant d'optimiser le circuit de prédistorsion à l'aide d'un algorithme classique. Toutefois, le schéma utilisé sur cette figure 1 est très simpliste, car il ne dispose d'aucun filtrage avant le modulateur, ni avant l'amplificateur de puissance. Il ne correspond donc pas à la solution généralement utilisée. En

effet dans les systèmes réels, on utilise toujours un filtrage de mise en forme spectrale de type Nyquist permettant de limiter la bande du signal tout en garantissant une interférence intersymbole nulle aux instants de décision. Ce filtrage est en général partagé équitablement entre l'émission et la réception pour maximiser le rapport signal à bruit également aux instants de décision. Dans de tels systèmes, l'effet de la non-linéarité de l'amplificateur est double : la constellation est non seulement déformée mais il apparaît une interférence intersymbole qui associe à chaque point de la constellation un nuage de points. Or, la technique de prédistorsion décrite ci-dessus ne permet pas de compenser ce deuxième effet.

Le problème posé est donc de réaliser un circuit de prédistorsion qui permette non seulement de corriger la constellation mais aussi de réduire considérablement la dispersion de chaque point de la constellation d'origine en un nuage de points et également d'assurer à la réception une protection élevée contre l'interférence des canaux adjacents.

Ce but doit être atteint en réduisant au maximum la complexité et la quantité de matériel nécessaire.

La solution à ce problème consiste en ce que le système comprend un filtre d'émission qui, à partir des données d'entrée, délivre, à la cadence k/T (où k est un entier supérieur à 1), des données filtrées suréchantillonnées au circuit de prédistorsion qui comprend des moyens pour déterminer tout d'abord des données prédistor dues approchées (F_{I0}, F_{Q0}) à partir d'une partie $2M$ bits des champs des $2N$ bits ($M < N$), données qui sont ensuite révisées à l'aide de la partie restante des champs de $2(N-M)$ bits pour fournir des données d'entrée prédistor dues révisées (\hat{F}_I, \hat{F}_Q) .

Le filtre d'émission effectue une mise en forme spectrale qui est complétée par un filtrage de réception de telle sorte que le filtrage global émission-réception soit un filtre de Nyquist permettant ainsi de garantir une interférence intersymbole nulle aux instants de décision. Pour diminuer

la taille des nuages de points il est nécessaire d'opérer une correction avec plus d'un échantillon par durée symbole T.

Ainsi avantageusement la détermination en cascade des données prédistor dues approchées puis de celles révisées ne nécessite qu'un matériel réduit, comparé à une détermination à l'aide des champs complets de $2N$ bits. Ceci est particulièrement sensible lorsque le circuit de prédistorsion utilise une mémoire. En opérant selon l'invention la taille de la mémoire est considérablement diminuée. Dans ce cas le circuit de prédistorsion comprend pour chaque voie un séparateur du champ de M bits et du champ de $(N-M)$ bits, une mémoire adressée par le champ de $2M$ bits qui délivre les données prédistor dues approchées (F_{I0}, F_{Q0}) , et un circuit d'interpolation qui en déduit les données prédistor dues (\hat{F}_I, \hat{F}_Q) .

Pour déterminer les données prédistor dues révisées (\hat{F}_I, \hat{F}_Q) , le circuit d'interpolation va utiliser les données prédistor dues approchées (F_{I0}, F_{Q0}) auxquelles il va ajouter des valeurs qui dépendent du mécanisme de traitement mis en oeuvre par la séparation des champs de $2M$ bits et des champs de $2(N-M)$ bits. En particulier une manière simple d'effectuer cette séparation consiste à isoler pour chaque voie les M bits de poids forts des $(N-M)$ bits de poids faibles. Dans ce cas le champ de M bits représente une valeur x et le champ de $(N-M)$ bits représente une valeur Δx (respectivement y et Δy pour l'autre voie). Le circuit d'interpolation peut effectuer une approximation linéaire autour du point (F_{I0}, F_{Q0}) . En particulier, en appelant F_{I0}, F_{Q0} les données prédistor dues approchées adressées par les valeurs d'adressage x et y , le circuit d'interpolation va pouvoir déterminer les données prédistor dues révisées \hat{F}_I, \hat{F}_Q selon :

$$\hat{F}_I = F_{I0} + (\partial F_I / \partial x) \cdot \Delta x + (\partial F_I / \partial y) \cdot \Delta y$$

$$\hat{F}_Q = F_{Q0} + (\partial F_Q / \partial x) \cdot \Delta x + (\partial F_Q / \partial y) \cdot \Delta y$$

où ∂x et ∂y sont des incréments prédéterminés imposés aux
 05 valeurs x et y correspondant respectivement aux champs de 2 M
 bits des voies I et Q. Ces relations sont déterminées en
 opérant en coordonnées cartésiennes. D'autres relations
 analogues peuvent être déterminées en opérant avec des
 coordonnées polaires.

10 Lorsque les données F_{I0} , F_{Q0} sont stockées en
 mémoire il suffit d'effectuer des lectures successives de
 cette mémoire avec les couples d'adressage $(x+\partial x, y)$ et
 $(x, y+\partial y)$. On détermine ainsi par différence les dérivées
 partielles $\partial F_I / \partial x$, $\partial F_I / \partial y$, $\partial F_Q / \partial x$, $\partial F_Q / \partial y$.

15 Mais avantageusement pour accélérer le processus
 il est possible de dupliquer le chargement de la mémoire dans
 deux autres mémoires. L'une est adressée par le couple
 d'adressage $(x+\partial x, y)$ et l'autre par le couple d'adressage
 $(x, y+\partial y)$. Avantageusement les valeurs ∂x et ∂y correspondent à
 20 un écart de 1 bit de poids le plus faible du champ de bit
 d'adressage correspondant.

L'invention vient d'être décrite pour un système
 muni d'un circuit de prédistorsion fixe. Il existe en effet
 des situations où les mécanismes de distorsion sont
 25 relativement stables ou pour lesquelles une correction
 parfaite n'est pas recherchée. Mais généralement les
 mécanismes de distorsion sont évolutifs et il est alors
 nécessaire de les corriger en permanence. Dans ce cas le
 circuit de prédistorsion est adaptatif et pour cela comprend
 30 un circuit d'adaptation qui à partir d'une démodulation du
 flux de données transmises adapte continûment le circuit de
 prédistorsion à partir d'une comparaison des données d'entrée
 et des données transmises. L'écart observé sert à corriger les
 valeurs prédistordues (F_{I0} , F_{Q0}) qui sont stockées en
 35 mémoire et qui sont régulièrement mises à jour.

Le filtre d'émission placé à l'entrée du système et qui délivre plusieurs échantillons par durée symbole peut être constitué d'un filtre numérique. Il peut également être constitué d'un filtre analogique suivi d'un convertisseur analogique numérique qui délivre des échantillons aux mêmes cadences.

L'invention sera mieux comprise à l'aide des figures suivantes données à titre d'exemples non limitatifs et qui représentent :

10 figure 1 : la constellation d'une modulation MAQ64.

figures 2A : une constellation MAQ64 distordue par l'amplificateur de puissance dans un système sans filtrage ou dans le cas où tout le filtrage de Nyquist est effectué après l'étage de l'amplificateur.

15 figure 2B : une constellation prédistordue optimisée pour compenser la distorsion illustrée sur la figure 2A selon l'art antérieur.

figure 3A : la constellation distordue par l'amplificateur telle qu'elle apparaît lorsque le filtrage global est équitablement partagé entre l'émission et la réception et la partie à l'émission est placée avant l'amplificateur.

figure 3B : avec la même situation que celle de la figure 3A, mais en incorporant le circuit de prédistorsion de l'art antérieur.

25 figure 4 : un schéma d'un système de transmission numérique selon l'invention.

figure 5 : un schéma d'un circuit de prédistorsion selon l'invention.

30 figures 6A, 6B : un exemple de réalisation du circuit de prédistorsion.

figure 7 : un schéma d'un système de transmission numérique muni d'un circuit de prédistorsion adaptatif selon l'invention.

35 La figure 1 est un rappel de la représentation de la constellation d'un signal de type MAQ64. Les entrées I (en phase) et Q (en quadrature) du modulateur sont indépendantes et les symboles sur chaque voie prennent leurs valeurs dans un

alphabet ($\pm d$, $\pm 3d$, $\pm 5d$, $\pm 7d$).

Pour être transmis le signal issu du modulateur est introduit dans un amplificateur de puissance qui est généralement utilisé à puissance réduite, c'est-à-dire dans une
05 partie linéaire de sa caractéristique. A forte puissance cet amplificateur est non-linéaire et distord le signal de manière inacceptable. Si l'on observe une constellation de type MAQ64 à la sortie d'un tel amplificateur opérant proche de la saturation, on observe une constellation distordue comme celle représentée sur la figure 2A. Selon l'art antérieur il suffit alors
10 de prédistordre dans le sens opposé la constellation selon le schéma de la figure 2B pour que en sortie de l'amplificateur on obtienne la constellation d'origine non déformée. Or une situation aussi simple n'est pas conforme à la réalité où il existe
15 toujours un filtrage avant l'amplificateur de puissance notamment pour limiter la bande du signal. En absence de filtrage, le signal à l'entrée du modulateur varie par paliers une fois par durée symbole T. Ainsi, un circuit de prédistorsion agissant sur le signal à cadence $1/T$ permet une compensation parfaite.
20 Par contre, lorsque le signal est filtré, il ne varie plus par paliers mais d'une façon continue. Pour une compensation parfaite de l'effet de la non-linéarité, il ne suffit plus d'observer le signal une fois par durée symbole T et de compenser la distorsion à ces moments là.

25 En présence d'un signal filtré la constellation à la sortie de l'amplificateur est représentée sur la figure 3A. Elle devient telle que représentée sur la figure 3B avec le circuit de prédistorsion de l'art antérieur. Ainsi chaque point de la constellation devient un nuage de points ce qui est inacceptable. Pour opérer avec un signal filtré il faut donc opérer
30 la correction à plus d'un point par durée symbole. Pour cela on réalise la mise en forme spectrale d'émission par un filtre numérique délivrant à sa sortie les données filtrées à la cadence k/T ($k \geq 2$). Dans le cas où cette mise en forme est
35 réalisée par un filtre analogique, on échantillonne le signal sortant du filtre à la cadence k/T . On dispose ainsi tous les

T/k des échantillons du signal filtré que l'on peut prédistor-
dre.

La figure 4 représente un système de transmission
numérique avec un dispositif de prédistorsion 9 muni d'un
05 filtre d'émission 10 qui délivre des échantillons, codés sur N
bits, à la cadence k/T (k entier au moins égal à 2), et d'un
circuit de prédistorsion 11 suivi d'un convertisseur
numérique-analogique 12, d'un filtre analogique 13, d'un
modulateur 14 et de l'amplificateur 15. C'est cet amplificateur
10 qui distord les données qu'il a à transmettre à l'antenne
d'émission.

La figure 5 représente un exemple d'un schéma du
circuit de prédistorsion 11. Il comprend un séparateur 110 qui
reçoit les données complexes codées sur 2 N bits (voies I et Q)
15 et qui sépare pour chaque voie un champ de M bits de poids
forts et un champ restant de (N-M) bits de poids faibles
(M < N). Les champs de 2 M bits adressent une mémoire 112 qui
stocke des valeurs prédistor dues approchées (F_{I0} , F_{Q0}).
Les champs de 2 (N-M) bits entrent dans un circuit
20 d'interpolation 111. Les deux champs de (N-M) bits représentent
respectivement une valeur Δx et Δy pour chaque voie. Les deux
champs de M bits représentent respectivement une valeur x et y
pour chaque voie. A partir des données approchées F_{I0} , F_{Q0}
et de leurs champs d'adressage, le circuit d'interpolation 111
va calculer, à l'aide des valeurs Δx , Δy , les données
25 révisées (\hat{F}_I , \hat{F}_Q). Un exemple de réalisation, représenté
sur les figures 6A et 6B, opère les calculs en coordonnées
cartésiennes selon :

$$\begin{aligned} \hat{F}_I &= F_{I0} + (\partial F_I / \partial x) \cdot \Delta x + (\partial F_I / \partial y) \cdot \Delta y \\ \hat{F}_Q &= F_{Q0} + (\partial F_Q / \partial x) \cdot \Delta x + (\partial F_Q / \partial y) \cdot \Delta y \end{aligned}$$

Pour cela, pour chaque valeur approchée F_{I0} ,
 F_{Q0} , un circuit 20 de calcul de dérivées partielles calcule
35 les dérivées partielles en appliquant des incréments ∂x , ∂y aux
valeurs associées aux champs d'adressage. Ces dérivées

partielles et les valeurs Δx , Δy servent à déterminer \hat{F}_I , \hat{F}_Q selon les équations précédentes à l'aide des multiplieurs 21, 22, 23, 24 et des additionneurs 31, 32, 33.

Le circuit 20 peut contenir la mémoire 112. Dans
 05 ce cas cette mémoire est lue plusieurs fois successivement pour
 opérer selon le mécanisme décrit ci-après. Mais
 préférentiellement on utilise trois mémoires afin d'opérer un
 traitement en parallèle selon le schéma de la figure 6B. Deux
 mémoires 201, 202 stockent les mêmes données que la mémoire
 10 112. La mémoire 201 est adressée par le champ Q de M bits et
 par le champ I de M bits (valeur x) qui est incrémenté de 1 bit
 dans l'additionneur 203. Cette valeur de 1 bit (incrément δx)
 permet de calculer les dérivées partielles $\partial F_I / \partial x$, $\partial F_Q / \partial x$
 par simple différence dans les soustracteurs 205 et 207 pour
 15 les voies I et Q.

De même la mémoire 202 est adressée par le champ I
 de M bits et par le champ Q de M bits (valeur y) qui est
 incrémenté de 1 bit dans l'additionneur 204. Cette valeur de 1
 bit (incrément δy) permet de calculer les dérivées partielles
 20 $\partial F_I / \partial y$ et $\partial F_Q / \partial y$ par simple différence dans les
 soustracteurs 206 et 208 pour les voies I et Q.

Ainsi en adressant la mémoire 112 par un champ de
 M bits au lieu d'un champ de N bits on réduit considérablement
 sa taille qui serait de 2^{2M} mots. Dans les applications
 25 utilisant des modulations MAQ64 et MAQ256, N est généralement
 de l'ordre de 10 bits. En passant de N=10 bits à M=4 ou 5 bits
 on réduit la taille de la mémoire à environ 1K mots au lieu de
 1M mots ce qui est considérable, tout en gardant une bonne
 compensation des distorsions de l'amplificateur.

Le filtre d'émission 10 (figure 4) doit délivrer
 30 les échantillons complexes codés sur N bits à la cadence k/T
 avec k au moins égal à 2. Ce filtre d'émission peut être un
 filtre numérique. Il peut également être constitué d'un filtre
 analogique suivi d'une conversion analogique-numérique.

35

Le schéma de la figure 4 représente un système de transmission qui permet de prédistorde les données et de corriger les distorsions apportées par l'amplificateur dans le cas d'une structure fixe. Mais il est également possible de
05 réaliser une structure adaptative. Ceci est représenté sur le schéma de la figure 7. Les mêmes éléments que ceux de la figure 4 sont représentés avec les mêmes repères. Dans ce cas on prélève le signal de sortie de l'amplificateur 15 pour l'introduire dans un démodulateur 81 suivi d'un filtre
10 passe-bas 82 dont la sortie entre dans un circuit d'adaptation 83. Celui-ci échantillonne le signal de sortie du filtre 82 et compare ces données aux données d'entrée. L'écart donne naissance à un signal d'erreur qui permet (connexion 84) de mettre à jour le circuit de prédistorsion 11 par exemple en
15 stockant de nouvelles valeurs F_{I0} , F_{Q0} dans la mémoire.

20

25

30

35

REVENDEICATIONS

1. Dispositif de prédistorsion pour système de transmission numérique qui transmet des données d'entrée complexes d'une constellation à la cadence d'une horloge symbole H de période T, à l'aide d'un modulateur et d'un amplificateur de puissance qui distord les données, le dispositif comprenant un circuit de prédistorsion qui prédistord en sens opposé les données d'entrée avant leur passage dans l'amplificateur afin de transmettre les données d'entrée attendues, caractérisé en ce qu'il comprend un filtre d'émission qui, à partir des données d'entrée, délivre, à la cadence k/T (où k est un entier supérieur à 1), des données filtrées suréchantillonnées codées sur 2 N bits au circuit de prédistorsion qui comprend des moyens pour déterminer tout d'abord des données prédistordues approchées (F_{I0}, F_{Q0}) à partir d'une partie 2 M bits du champ des 2 N bits ($M < N$), données qui sont ensuite révisées à l'aide de la partie restante des champs de 2 (N-M) bits pour fournir des données d'entrée prédistordues révisées (\hat{F}_I, \hat{F}_Q).

2. Dispositif selon la revendication 1 caractérisé en ce que le circuit de prédistorsion comprend pour chaque voie un séparateur du champ de M bits et du champ de (N-M) bits, une mémoire adressée par le champ de M bits qui délivre les données prédistordues approchées (F_{I0}, F_{Q0}), et un circuit d'interpolation qui en déduit les données prédistordues révisées (\hat{F}_I, \hat{F}_Q).

3. Dispositif selon la revendication 2 caractérisé en ce que le circuit d'interpolation effectue une approximation linéaire autour des points (F_{I0}, F_{Q0}).

4. Dispositif selon la revendication 3 caractérisé en ce que le séparateur isole les champs de M bits de poids forts, le circuit d'interpolation déterminant les données \hat{F}_I, \hat{F}_Q selon :

$$\begin{aligned} \hat{F}_I &= F_{I0} + (\partial F_I / \partial x) \cdot \Delta x + (\partial F_I / \partial y) \cdot \Delta y \\ \hat{F}_Q &= F_{Q0} + (\partial F_Q / \partial x) \cdot \Delta x + (\partial F_Q / \partial y) \cdot \Delta y \end{aligned}$$

où Δx et Δy représentent respectivement les valeurs correspondant aux champs de $(N-M)$ bits sur les voies I (en phase) et Q (en quadrature), et ∂x et ∂y sont des incréments prédéterminés imposés aux valeurs x et y correspondant respectivement aux champs de M bits sur les voies I et Q, permettant le calcul des dérivées partielles sur les voies I et Q.

05 5. Dispositif selon la revendication 4 caractérisé en ce que les valeurs $\partial F_I/\partial x$, et $\partial F_Q/\partial x$ d'une part et $\partial F_I/\partial y$ et $\partial F_Q/\partial y$ d'autre part sont obtenues en adressant la mémoire successivement par les valeurs $[(x+\partial x);y]$ et $[x;(y+\partial y)]$.

10 6. Dispositif selon la revendication 5 caractérisé en ce que le chargement de la mémoire est dupliqué dans deux autres mémoires pour permettre un calcul en parallèle des dérivées partielles.

15 7. Dispositif selon une des revendications 4 à 6 caractérisé en ce que les valeurs de ∂x et ∂y correspondent à un écart de 1 bit de poids le plus faible du champ de bits d'adressage correspondant.

20 8. Dispositif selon une des revendications 1 à 7 caractérisé en ce que le filtre d'émission est soit un filtre numérique soit un filtre analogique suivi d'un convertisseur analogique/numérique.

25 9. Dispositif selon une des revendications 1 à 8 caractérisé en ce que le circuit de prédistorsion est adaptatif et pour cela comprend un circuit d'adaptation qui à partir d'une démodulation du flux de données transmises adapte continûment le circuit de prédistorsion à partir d'une
30 comparaison des données d'entrée et des données transmises.

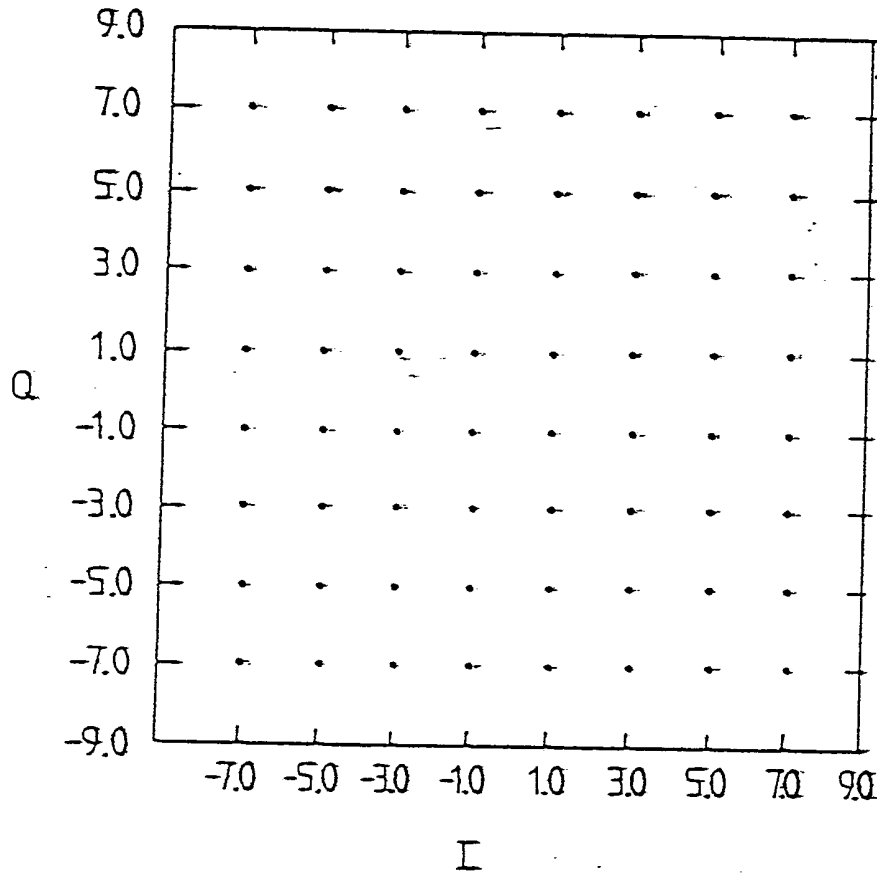


FIG. 1

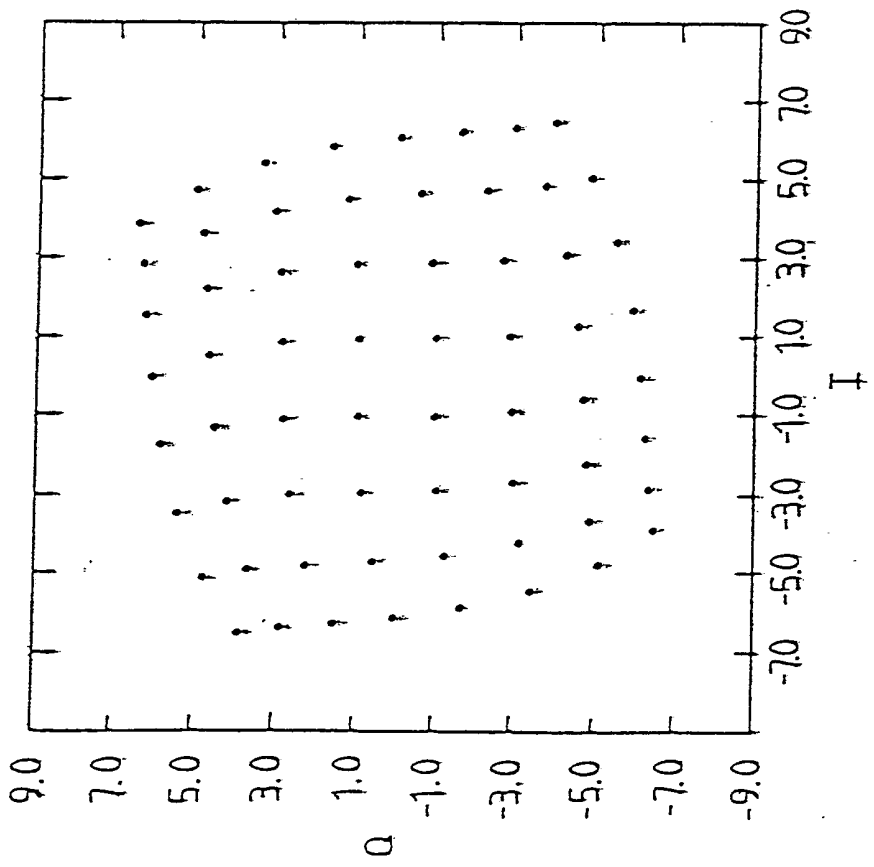


FIG. 2A

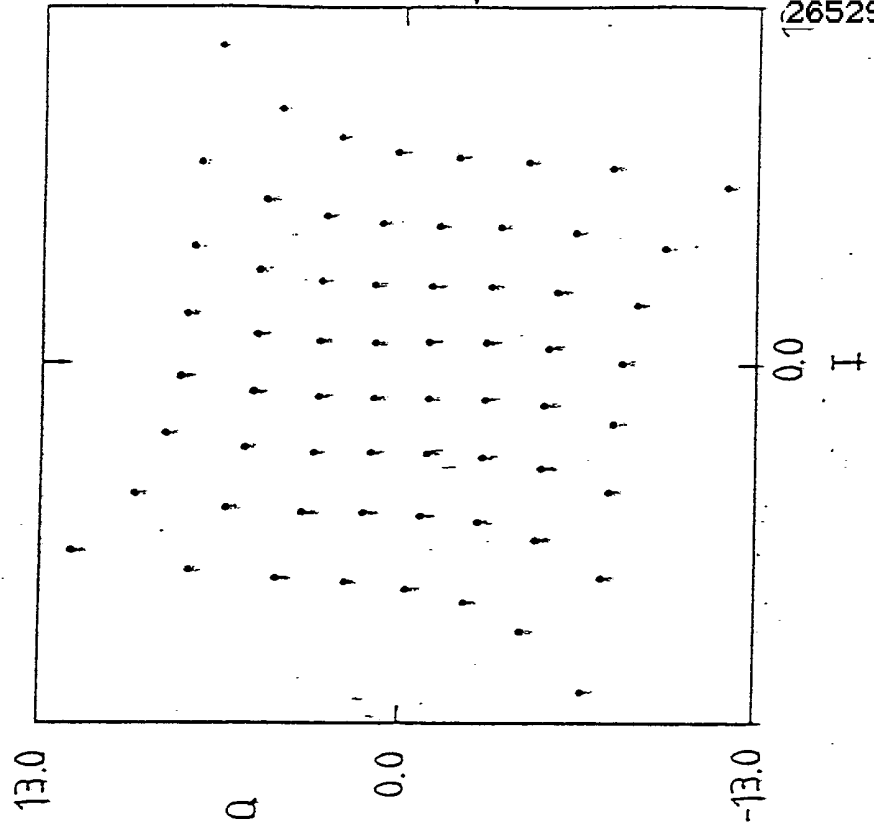


FIG. 2B

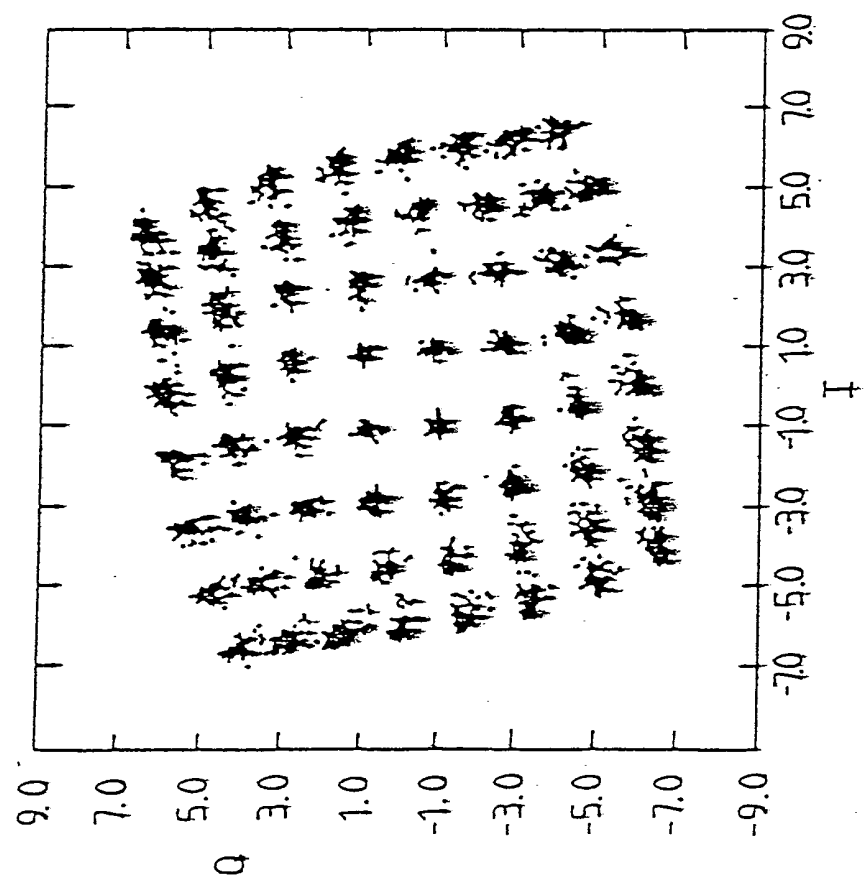


FIG. 3A

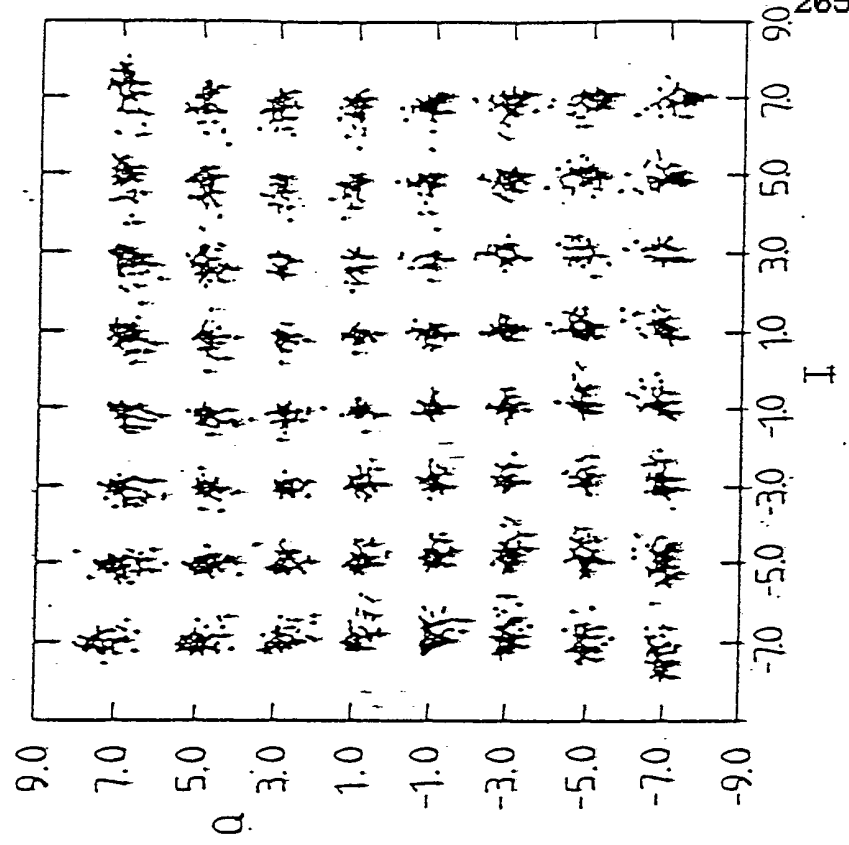


FIG. 3B

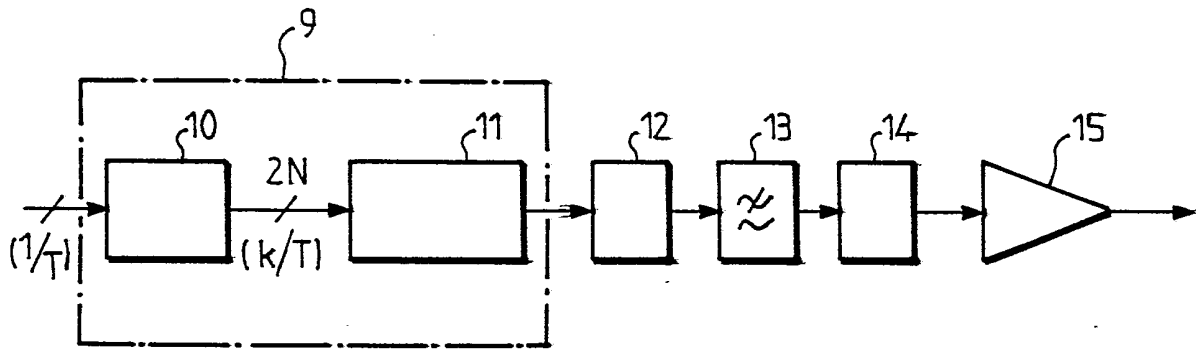


FIG. 4

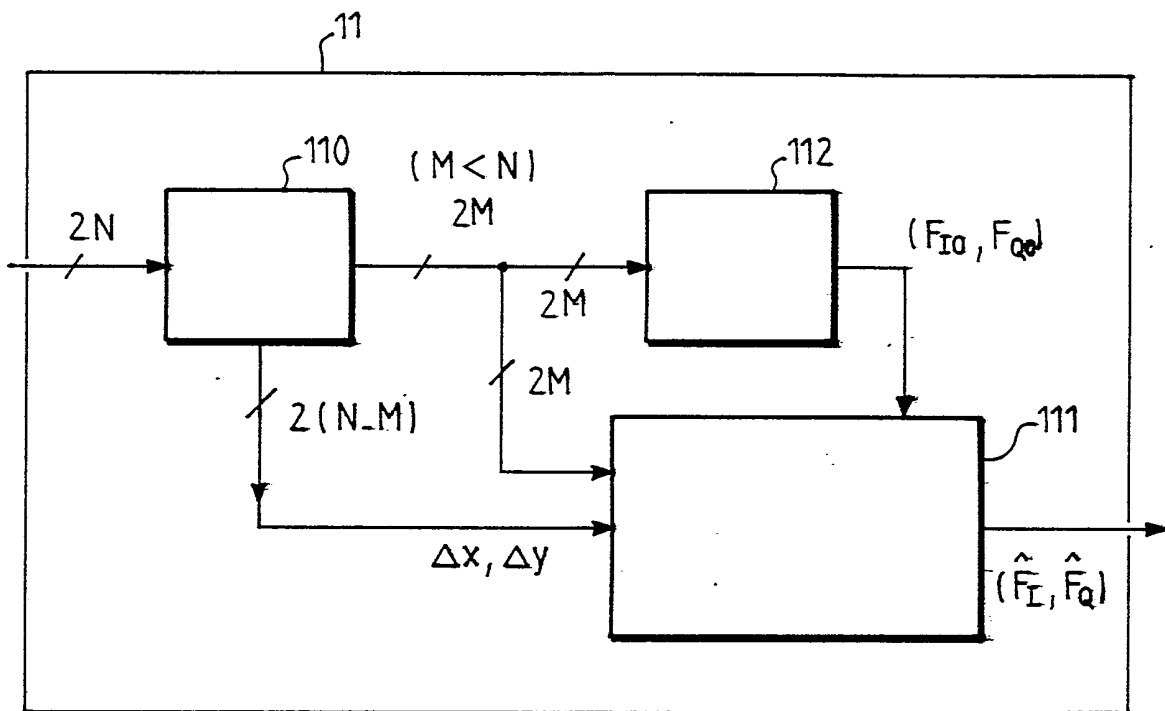


FIG. 5

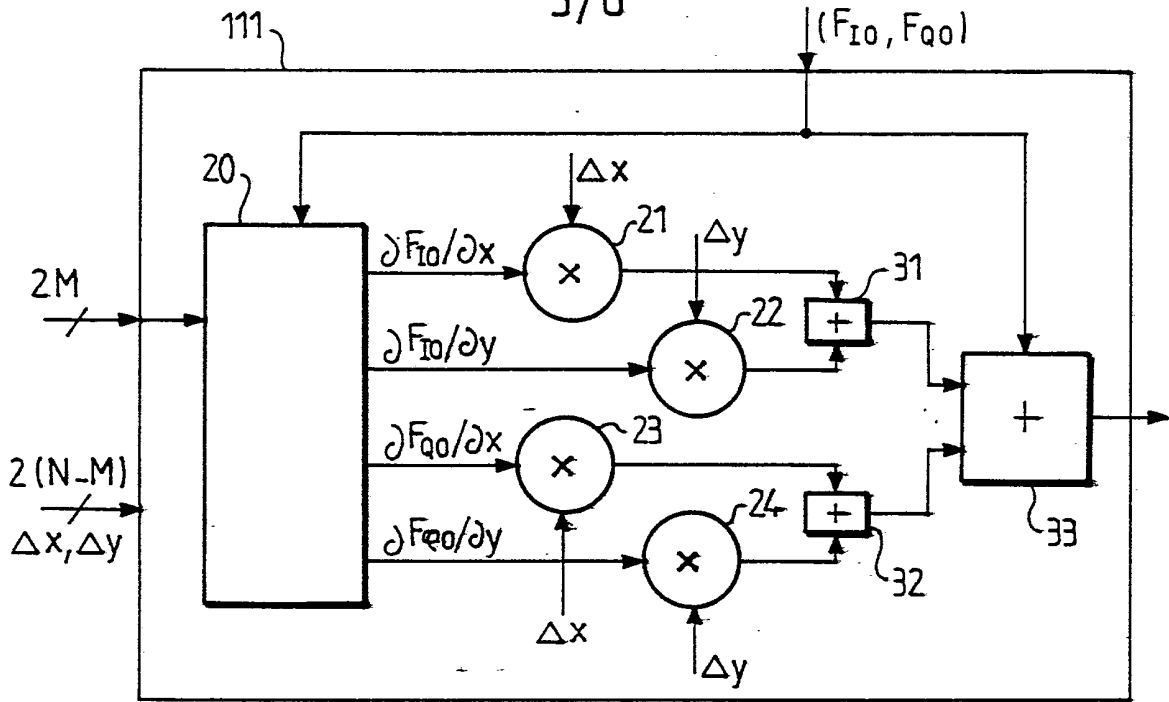


FIG. 6A

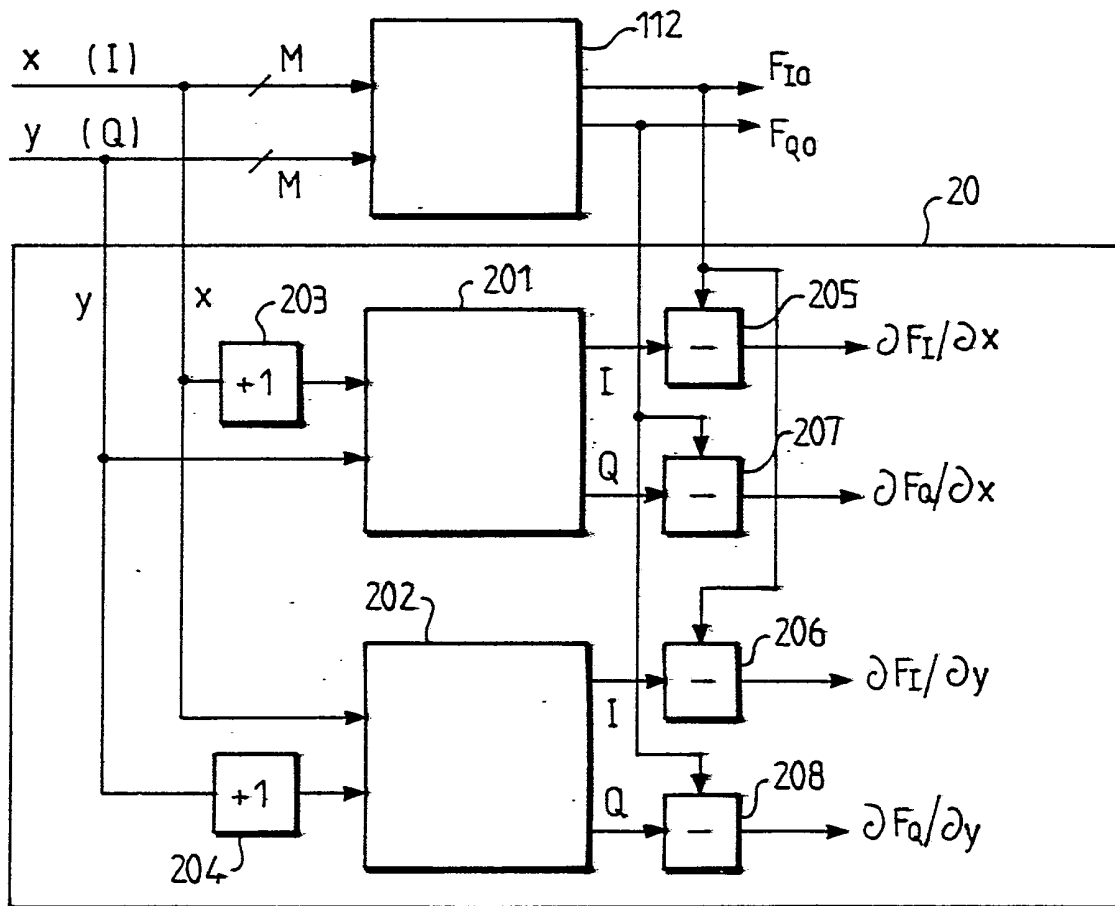


FIG. 6B

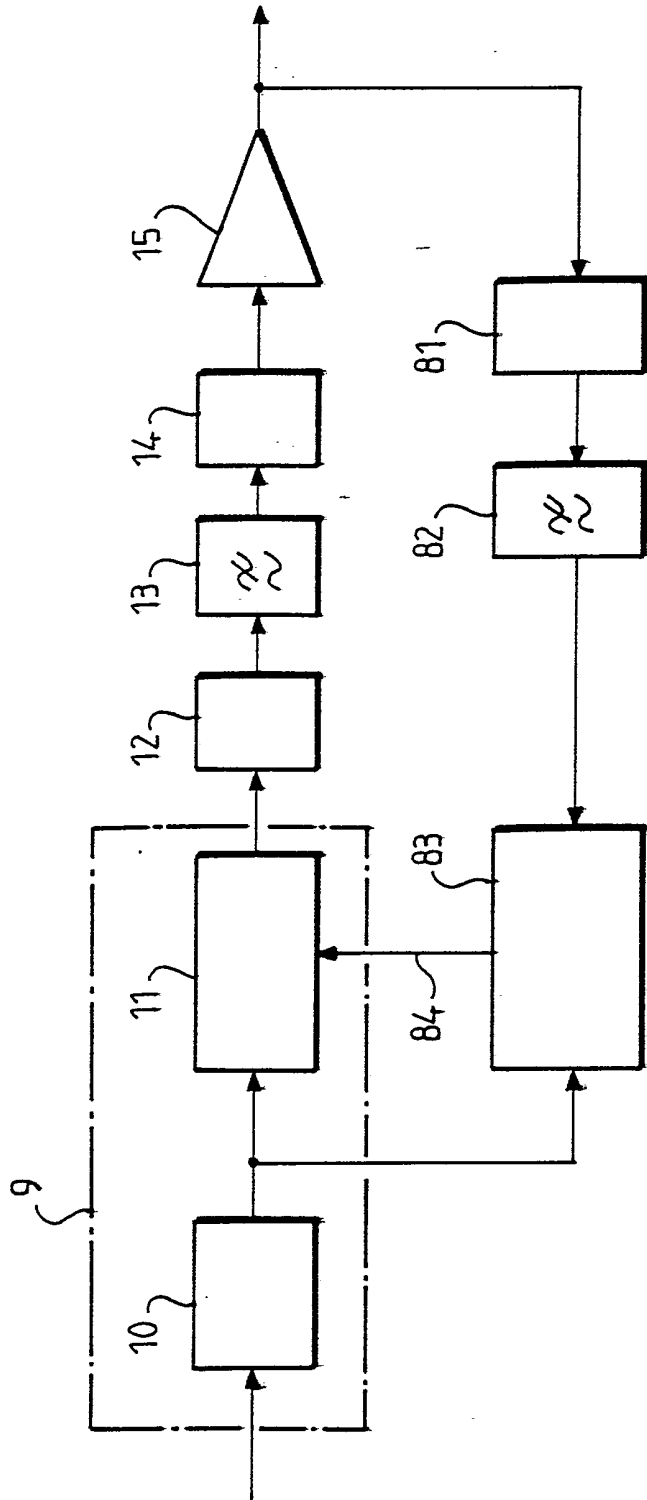


FIG. 7

INSTITUT NATIONAL
de la
PROPRIETE INDUSTRIELLE

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

N° d'enregistrement
national

FR 8913093
FA 433446

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
A,D	US-A-4291277 (DAVIS ET AL.) * abrégé; figure 4 * ---	1, 2, 8, 9
A,D	AT & T BELL LABORATORIES TECHNICAL JOURNAL. vol. 62, no. 4, avril 1983, NEW YORK US pages 1019 - 1033; A. A. SALEH and J. SALZ: "Adaptive Linearization or Power Amplifiers in Digital Radio Systems" * page 1021, ligne 8 - page 1023, ligne 7; figure 1 * -----	1, 2, 8, 9
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int. Cl.5)
		H04L H03F H04B H03H
Date d'achèvement de la recherche 13 JUIN 1990		Examineur SCRIVEN P.
CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire		T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant