

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 17.01.03.

30 Priorité : 25.03.02 FR 00203704.

43 Date de mise à la disposition du public de la demande : 26.09.03 Bulletin 03/39.

56 Liste des documents cités dans le rapport de recherche préliminaire : *Ce dernier n'a pas été établi à la date de publication de la demande.*

60 Références à d'autres documents nationaux apparentés :

71 Demandeur(s) : CANON KABUSHIKI KAISHA — JP.

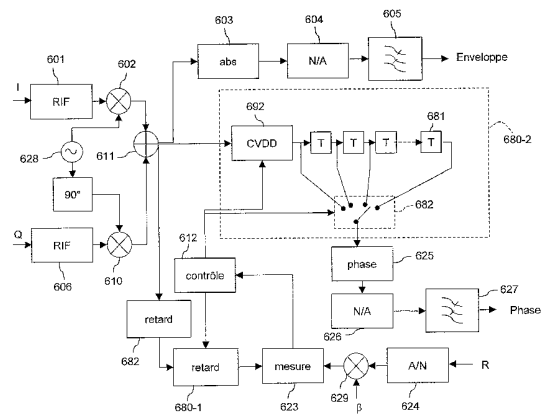
72 Inventeur(s) : LE BARS PHILIPPE et SEHAN ALAIN.

73 Titulaire(s) :

74 Mandataire(s) : SANTARELLI.

54 EMETTEUR SANS FIL A CONSOMMATION DE PUISSANCE REDUITE.

57 Cet émetteur sans fil est composé d'au moins un modulateur, qui comporte une partie numérique et une partie analogique. La partie numérique comporte des éléments de génération de l'enveloppe des signaux à émettre et des éléments de génération de la phase des signaux à émettre.



La présente invention se rapporte à un émetteur sans fil à
5 consommation de puissance réduite.

L'invention appartient au domaine de la transmission de signaux
dans un environnement sans fil.

Il est bien connu de l'homme du métier que la transmission de
signaux dans un contexte sans fil nécessite de déplacer un signal de bande de
10 base en bande transposée et d'utiliser une antenne. Une façon classique de
réaliser cette transposition en fréquence à l'émission comme à la réception est
illustrée sur la **figure 1**.

Le cadre 110 contient l'étage de changement de fréquence.

A l'émission, le signal à émettre E est tamponné par un amplificateur
15 111, puis mélangé par un mélangeur 112 à un signal issu d'un oscillateur local
117. Un filtre passe-bande 113 débarrasse le signal résultant des images non
désirées. Le signal est ensuite amplifié, par exemple par un amplificateur à gain
variable 120, puis un amplificateur 121, généralement appelé amplificateur de
puissance PA (en anglais "*Power Amplifier*") du fait de la demande de
20 puissance relativement forte pour nourrir l'antenne 124. Un filtre passe-bande
122 garantit que seules les fréquences intéressantes sont transmises avec la
plus grande puissance possible.

Un coupleur 123 permet d'aiguiller la puissance reçue sur l'antenne
vers le circuit de réception. Ce coupleur peut être un simple commutateur si le
25 système est du type semi-duplex. A partir du coupleur 123, le signal reçu
attaque un amplificateur 125, souvent appelé amplificateur faible bruit LNA (en
anglais "*Low Noise Amplifier*") 125, cela en raison de la caractéristique de bruit
faible que ce premier amplificateur de la chaîne de réception doit posséder pour
assurer une réception correcte. Un atténuateur variable 126 permet d'ajuster le
30 niveau du signal reçu en fonction du traitement que celui-ci va subir
ultérieurement. Un filtre passe-bande 127 permet de s'affranchir de la création
d'images non désirées avant le changement en fréquence. Le signal entre

ensuite dans un amplificateur tampon 116 et est à nouveau transposé en fréquence par un mélangeur 115, à l'aide du signal issu de l'oscillateur local 117. Enfin, un filtre passe-bande 114 élimine les composantes résultantes non désirées.

5 Dans des applications classiques, on peut rencontrer plusieurs fois l'étage 110 de transposition en fréquence, à des fréquences différentes.

Les amplificateurs de puissance utilisés en tant qu'amplificateurs de puissance peuvent être de classe A, B ou AB, en fonction de la linéarité exigée pour une transmission intègre du signal. L'efficacité de ces amplificateurs est marginale lorsque le signal à transmettre présente un rapport crête-moyenne élevé (c'est le cas, à titre d'exemple non limitatif, pour un signal OFDM). En effet, si un amplificateur de classe B peut avoir une efficacité de 78,5 % lorsque le signal est sinusoïdal et que la crête de cette sinusoïde induit la saturation du transistor conducteur, il n'en est pas de même en régime de petits signaux, où une énergie importante est nécessaire pour polariser l'étage de sortie. Une grande partie de cette énergie est alors perdue par dissipation thermique et non transmise à l'antenne.

On connaît, par exemple par l'article de Leonard R. KAHN intitulé "*Single Sideband Transmission By Envelope Elimination and Restoration*", in Proceedings of the I.R.E., vol. 40, n° 7, juillet 1952, une technique d'amélioration de la consommation de puissance, appelée technique E.E.R. (en anglais "*Envelope Elimination and Restoration*").

La **figure 2** illustre un circuit classique mettant en œuvre cette technique.

25 On retrouve l'étage 110 de transposition en fréquence de la figure 1, qui peut être multiple. Un amplificateur à gain variable 204 peut être utilisé. La sortie de cet amplificateur 204 attaque une cellule d'application de retard 213 et un détecteur d'enveloppe 205. La sortie de la cellule retard 213 attaque un limiteur d'amplitude 208. La sortie du détecteur d'enveloppe 205 attaque un amplificateur de classe S 206. Un amplificateur de classe S est en fait un convertisseur tension-impulsion de largeur variable. Cet amplificateur 206 30 attaque un filtre passe-bas 207. L'ensemble 206-207 réalise donc un

convertisseur continu-continu (en anglais "*DC-DC converter*") agile en tension. Le signal issu du filtre passe-bas 207 sert de rail d'alimentation au dernier étage de l'amplificateur de puissance 209, lequel amplifie le signal de phase issu du limiteur 208.

5 Il y a donc élimination de l'enveloppe, puis restauration de celle-ci par le rail d'alimentation de l'amplificateur de puissance.

 La cellule retard 213 permet de garantir le synchronisme des variations d'enveloppe par rapport à la phase à l'identique du signal d'origine. Ce synchronisme est en effet détruit par l'utilisation du filtre passe-bas 207 et
10 doit donc être rétabli. La cellule retard peut nécessiter un réglage adéquat si les composants, en particulier le filtre passe-bas 207, présentent une variation de leur délai de propagation, ce qui est le cas lors d'une production de grande série.

 La voie de réception est identique à celle de la figure 1.

15 Le problème du retard s'amplifie si on choisit d'effectuer les changements de fréquence sur la seule phase, suivant une architecture du type de celle illustrée sur la **figure 3**, sur laquelle les éléments identiques à ceux de la figure 2 portent respectivement les mêmes chiffres de référence. On constate que l'étage de transposition en fréquence 110 est cette fois situé en aval de la
20 cellule retard 213. Une telle architecture peut se révéler avantageuse car la transposition de fréquence peut être effectuée sur un signal de puissance relativement faible, ce qui permet de conserver encore davantage d'énergie. Cependant, le nombre de composants augmentant, la dispersion du temps total de propagation sera plus grande.

25 Ce problème de retard s'accroît avec le rapport entre la fréquence de la porteuse et la fréquence maximale de l'enveloppe.

 On connaît également par le document US-A-5 886 572 un procédé de modulation mettant en œuvre la technique E.E.R. et utilisant en outre une
30 boucle de rétroaction qui permet d'atténuer les distorsions apportées par cette technique et peut parfois permettre de s'affranchir de la cellule retard décrite précédemment.

Les dispositifs et procédés de l'art antérieur mettant en œuvre la technique E.E.R. de façon classique ne permettent pas d'obtenir une réduction satisfaisante de la consommation de puissance tout en garantissant le synchronisme des variations d'enveloppe par rapport à la phase à l'identique du signal d'origine.

La présente invention a pour but de remédier aux inconvénients mentionnés ci-dessus, en s'affranchissant de la cellule de détection de l'enveloppe ainsi que de l'ajustement précis de la cellule retard décrite précédemment et en rendant automatique l'ajustement du synchronisme des variations d'enveloppe par rapport à la phase à l'identique du signal d'origine.

Dans ce but, la présente invention propose un émetteur sans fil composé d'au moins un modulateur, ce modulateur comportant une partie numérique et une partie analogique, remarquable en ce que la partie numérique comporte des éléments de génération de l'enveloppe des signaux à émettre et des éléments de génération de la phase des signaux à émettre.

Cette partie numérique permet de rendre automatique l'ajustement du synchronisme des variations d'enveloppe par rapport à la phase à l'identique du signal d'origine.

Ainsi, la présente invention permet d'assurer la restitution des variations d'enveloppe par rapport à la phase à l'identique du signal d'origine, dans le cadre de l'emploi d'une technique E.E.R. améliorée.

Elle permet de s'affranchir de l'utilisation de deux des éléments des circuits de l'art antérieur: le détecteur d'enveloppe et la cellule retard mentionnés plus haut. Cela permet de réduire la consommation de puissance du circuit. Cela permet en outre une fabrication en série du circuit correspondant tout en ne nécessitant pas de réglage, même lorsque les variations des divers composants induisent des dispersions de temps de propagation.

Selon une caractéristique particulière, l'émetteur conforme à l'invention comporte en outre des éléments de génération d'un signal portant l'information de phase des signaux à émettre, qui comportent une première cellule d'application de retard variable. Ces éléments traitent des signaux dans

un domaine transposé en fréquence et ne fournissent pas directement le signal de phase des signaux à émettre, d'où la distinction entre le "signal portant l'information de phase" et le "signal de phase".

5 Cette cellule d'application de retard variable est numérique et permet de remplacer avantageusement tout ou partie de la cellule de retard analogique qu'on trouve dans l'art antérieur. Elle peut être réalisée facilement à partir de portes logiques et de bascules, et peut donc s'intégrer à faible coût dans un ASIC (circuit intégré dédié, en anglais "*Application Specific Integrated Circuit*"), un FPGA (matrice de portes programmable par l'utilisateur, en anglais "*Field Programmable Gate Array*") ou un DSP (dispositif de traitement de signaux
10 numériques, en anglais "*Digital Signal Processing*").

Selon une caractéristique particulière, la première cellule d'application de retard variable est comprise dans les éléments de génération de la phase des signaux à émettre.

15 Selon une caractéristique particulière, l'émetteur conforme à l'invention comporte en outre un amplificateur de classe D, amplifiant le signal portant l'information de phase retardé par la première cellule d'application de retard variable.

20 Selon une caractéristique particulière, l'amplificateur de classe D est alimenté par un signal porteur de l'information d'enveloppe correspondant à l'enveloppe engendrée par les éléments de génération de l'enveloppe des signaux à émettre.

25 L'amplificateur de classe D apporte un gain significatif de l'énergie totale dissipée pour transmettre le signal à l'antenne par rapport aux amplificateurs de classe A, B ou AB.

La cellule d'application de retard variable permet la re-synchronisation de l'enveloppe et de la phase au niveau de l'amplificateur de classe D.

30 Dans un mode particulier de réalisation, la première cellule d'application de retard variable comporte :

- une unité d'application d'un retard continûment variable non multiple de la période d'échantillonnage utilisée pour la partie numérique de l'émetteur ;

5 - une pluralité d'éléments de retard reliés en série et reliés à la sortie de l'unité d'application d'un retard continûment variable ; et

- une unité de sélection d'une valeur totale du retard.

On peut ainsi engendrer un retard multiple ou non de la période d'horloge du système numérique.

10 Selon une caractéristique particulière, l'unité de sélection est adaptée à choisir un nombre entier multipliant la période d'échantillonnage.

La réalisation d'une telle cellule d'application de retard variable peut s'effectuer par le biais de simples opérations de mémorisation, sans requérir de multiplication.

15 Selon une caractéristique particulière, les éléments de génération de l'enveloppe comportent un module de transposition en fréquence, permettant une transmission adéquate dans un contexte sans fil.

Selon une caractéristique particulière, le module de transposition en fréquence comporte au moins un mélangeur numérique et au moins un oscillateur local numérique.

20 Ainsi, l'extraction de la phase de l'enveloppe est facilitée par une première transposition en fréquence. La réalisation numérique de cette dernière est particulièrement aisée si la première fréquence de transposition est un sous-multiple de la fréquence d'horloge du système numérique.

25 Selon une caractéristique particulière, la partie numérique comporte en outre :

- une seconde cellule d'application de retard variable ;

- une unité de mesure adaptée à comparer un signal obtenu à partir des signaux à émettre avec un signal d'origine retardé par la seconde cellule d'application de retard variable ; et

30 - une unité de contrôle, reliée à l'unité de mesure et adaptée à fournir aux première et seconde cellules d'application de retard variable des

signaux de contrôle permettant le réglage des retards appliqués par les première et seconde cellules.

Cela permet le réglage automatique des cellules d'application de retard, sans intervention manuelle.

5 Selon une caractéristique particulière, la partie analogique comporte une unité d'application de retard agissant sur la phase des signaux à émettre.

Dans le même but que celui indiqué plus haut, la présente invention propose également un procédé de réglage du synchronisme de la phase entre un signal d'origine émis par un émetteur tel que succinctement défini ci-dessus et un signal reconstruit à réception, ce procédé étant remarquable en ce qu'il est mis en œuvre par une unité de contrôle comprise dans un émetteur tel que ci-dessus.

Dans un mode particulier de réalisation, ce procédé de réglage comporte des étapes suivant lesquelles :

15 - on détermine une valeur principale du retard de phase qui est un multiple entier d'une période d'échantillonnage ; puis
- on détermine une valeur résiduelle de ce retard.

Selon une caractéristique particulière, lors des étapes de détermination des valeurs principale et résiduelle du retard :

20 - on multiplie entre eux les deux signaux comparés par l'unité de mesure mentionnée plus haut ; et
- on fait varier la valeur du retard de phase jusqu'à obtenir la valeur maximale du produit de ces deux signaux.

La présente invention vise aussi un appareil de traitement de signaux numériques, comportant un émetteur tel que ci-dessus.

La présente invention vise aussi un réseau de télécommunications, comportant un émetteur tel que ci-dessus.

La présente invention vise aussi une station mobile dans un réseau de télécommunications, comportant un émetteur tel que ci-dessus.

30 La présente invention vise aussi une station de base dans un réseau de télécommunications, comportant un émetteur tel que ci-dessus.

Les caractéristiques particulières et les avantages du procédé de réglage, de l'appareil de traitement de signaux numériques, du réseau de télécommunications, de la station mobile et de la station de base étant similaires à ceux de l'émetteur conforme à la présente invention, ils ne sont pas
5 rappelés ici.

D'autres aspects et avantages de l'invention apparaîtront à la lecture de la description détaillée qui suit d'un mode particulier de réalisation, donné à titre d'exemple non limitatif. La description se réfère aux dessins qui l'accompagnent, dans lesquels :

10 - la figure 1, déjà décrite, illustre de façon schématique un premier émetteur-récepteur radio classique et en particulier son étage de transposition en fréquence ;

- la figure 2, déjà décrite, illustre de façon schématique un deuxième émetteur-récepteur radio classique mettant en œuvre la technique d'élimination
15 de l'enveloppe puis restauration (technique E.E.R.) ;

- la figure 3, déjà décrite, illustre de façon schématique un troisième émetteur-récepteur radio classique mettant également en œuvre la technique d'élimination de l'enveloppe puis restauration (technique E.E.R.) ;

- la figure 4 illustre de façon schématique un circuit à retard
20 continûment variable de l'art antérieur, appelé "cellule de Farrow" ;

- la figure 5 illustre de façon schématique la partie analogique d'un émetteur conforme à la présente invention, dans un mode particulier de réalisation ;

- la figure 6 illustre de façon schématique la partie numérique d'un
25 émetteur conforme à la présente invention, dans un mode particulier de réalisation ;

- la figure 6a illustre de façon schématique la partie numérique d'un émetteur conforme à la présente invention, dans une variante de réalisation de la figure 6 ;

30 - la figure 7 est un circuit illustrant le principe du réglage du retard dans la partie numérique de l'émetteur de la figure 6 ;

- la figure 8 est un organigramme illustrant le principe du réglage du retard dans la partie numérique de l'émetteur de la figure 6 ;

- la figure 9 est un organigramme illustrant le réglage du synchronisme de la phase entre le signal d'origine et le signal reconstruit, conformément à la présente invention, dans un mode particulier de réalisation ;

- la figure 10 est un organigramme illustrant le réglage du synchronisme de l'enveloppe et de la phase entre le signal d'origine et le signal reconstruit, conformément à la présente invention, dans un mode particulier de réalisation ;

- la figure 11 représente sous une forme schématique simplifiée un réseau de télécommunications conforme à la présente invention ;

- la figure 12 est un graphique illustrant le gain d'un amplificateur de classe D en fonction de la tension appliquée à son alimentation, lorsque l'amplificateur est utilisé dans un émetteur conforme à la présente invention ; et

- les figures 13a et 13b illustrent deux réalisations possibles d'un circuit analogique apportant une linéarisation par contre-réaction lorsqu'il est situé dans un émetteur conforme à la présente invention.

L'émetteur conforme à la présente invention comporte une partie analogique et une partie numérique, illustrées respectivement sur les figures 5 et 6.

Comme le montre la **figure 5**, le signal de phase P suit un chemin où on retrouve un étage 500 de transposition en fréquence du type de celui décrit en liaison avec la figure 1. Le signal P est d'abord tamponné par un amplificateur 503, puis mélangé au moyen d'un mélangeur 504 au signal issu d'un oscillateur local 513. Un filtre passe-bande 505 placé en sortie du mélangeur 504 débarrasse le signal résultant des images non désirées.

L'enveloppe du signal Env est envoyée sur un amplificateur de classe S 501. Cet amplificateur attaque un filtre passe-bas 502. Le signal issu du filtre passe-bas 502 sert de rail d'alimentation au dernier étage d'un amplificateur de puissance 507, lequel amplifie le signal de phase issu du filtre passe-bande 505. Il y a donc élimination de l'enveloppe, puis restauration de celle-ci par le rail d'alimentation de l'amplificateur de puissance 507, qui est un

amplificateur de classe D. En option, un filtre passe-bande 508 peut être prévu en sortie de l'amplificateur de puissance 507. Une antenne 510 transmet le signal résultant.

Un coupleur 509 permet d'aiguiller la puissance reçue sur l'antenne
5 510 vers le circuit de réception. A partir du coupleur 509, le signal reçu attaque un amplificateur faible bruit (LNA) 516. Un atténuateur variable 515 permet d'ajuster le niveau du signal reçu en fonction du traitement que celui-ci va subir ultérieurement. Après cet étage, un filtre passe-bande 517 permet de s'affranchir des images de fréquences potentielles dues à la démodulation. Le
10 signal entre ensuite dans un amplificateur tampon 514 et est à nouveau transposé en fréquence par un mélangeur 512, à l'aide du signal issu de l'oscillateur local 513. Un filtre passe-bande 511 placé en sortie du mélangeur 512 élimine les composantes résultantes non désirées.

Dans des applications classiques, on peut rencontrer plusieurs fois
15 l'étage 500 de transposition en fréquence, à des fréquences différentes.

En option, une cellule d'application de retard 520 peut permettre d'ajuster au mieux le synchronisme entre phase et enveloppe, sans toutefois nécessiter une précision importante et sans nécessité de compenser par un réglage les variations dues aux composants. On peut aisément s'affranchir de
20 la cellule retard 520, auquel cas il suffit de prévoir davantage de cellules mémoires dans la partie numérique décrite ci-dessous.

La **figure 6** illustre la partie numérique de l'émetteur conforme à la présente invention, située en amont de la partie analogique illustrée sur la
figure 5.

Pour obtenir l'enveloppe du signal, dans le mode particulier de
25 réalisation décrit ici, on crée une première fréquence de transposition. Cela n'est pas limitatif : on peut calculer l'enveloppe finale à partir du signal de bande de base.

Cette première transposition en fréquence est réalisée, à titre
30 d'exemple nullement limitatif, par filtrage de la partie réelle I du signal par un filtre RIF (à Réponse Impulsionnelle Finie, en anglais FIR, "*Finite Impulse Response*") 601 et par filtrage de la partie imaginaire Q du signal par un filtre

RIF 606. Les signaux issus des filtres 601 et 606 sont multipliés, respectivement au moyen de mélangeurs numériques 602 et 610, par le signal issu d'un oscillateur local numérique 628, déphasé de 90 degrés pour la partie imaginaire Q, puis sont additionnés par un additionneur 611. En variante, on
 5 peut utiliser un filtre de Hilbert, connu de l'homme du métier, pour réaliser la même fonction.

L'enveloppe du signal est créée dans une unité 603 qui détermine la valeur absolue du signal sortant de l'additionneur 611. Un convertisseur numérique-analogique 604 et un filtre passe-bas 605 achèvent la
 10 transformation du signal du domaine numérique au domaine analogique.

Pour créer un signal de phase, le signal issu de l'additionneur 611 entre dans une cellule de Farrow 692, qui est un circuit numérique d'introduction de retard continûment variable (en anglais CVDD, "*Continuously Variable Digital Delay circuit*") tel qu'exposé dans le document US-A-4 866 647.

15 Une telle cellule de Farrow est illustrée sur la **figure 4**.

Elle comporte quatre sous-cellules 40, 42, 44 et 46 identiques. La sous-cellule 40 est un filtre numérique RIF à quatre coefficients. Elle est constituée de trois éléments d'introduction de retard 400 et de quatre amplificateurs ou multiplieurs à coefficients fixes 402. Ces coefficients ont pour
 20 valeurs respectives b_{30} , b_{31} , b_{32} et b_{33} . Trois additionneurs 404 permettent de faire la somme des sorties des amplificateurs 402. La sortie de la sous-cellule 40 est multipliée par un coefficient α au moyen d'un multiplieur 48.

Du fait des multiplieurs 48 et des additionneurs 50 placés en sortie des sous-cellules 40, 42, 44 et 46, la sortie de la cellule de Farrow est un signal

25 numérique $y(k) = \sum_{l=0}^3 \alpha_k^l v(l)$ avec $v(l) = \sum_{i=0}^3 x(m_k - i)$, où x est le signal numérique

entrant dans la cellule de Farrow et m_k et k sont des entiers représentant des facteurs multiplicatifs de l'écart temporel entre deux échantillons.

Cela forme un polynôme interpolateur ayant α pour variable. Par action sur le coefficient α , on peut interpoler le signal entrant suivant la fonction
 30 polynomiale choisie comme coefficient des filtres. Dans le mode de réalisation décrit ici, une interpolation de Lagrange est utilisée. Cet interpolateur va

permettre l'obtention d'un retard sur le signal de phase par rapport au signal d'enveloppe qui ne soit pas un multiple de la période de l'horloge d'échantillonnage utilisée dans ce processus numérique.

Un ensemble 680-2 est composé de la cellule de Farrow 692 et d'un certain nombre d'éléments de retards 681, chacun introduisant un retard d'une durée égale à une période T de l'horloge d'échantillonnage. Un sélecteur 682 permet de choisir un nombre entier multipliant la durée du retard T . L'ensemble 680-2 permet donc d'obtenir un retard qui ne soit pas une multiplication de la période de l'horloge d'échantillonnage par un nombre entier. On peut ainsi assurer le synchronisme des signaux à la reconstruction, quelle que soit la dispersion due aux variations des composants.

A la sortie du sélecteur 682, on crée un signal qui porte l'information de phase, dans une unité 625. Dans toute la suite, par abus de langage, ce signal sera appelé signal de phase.

Le signal de phase peut être simplement obtenu en extrayant le signe du signal issu de l'ensemble 680-2 si la fréquence de la première transposition en fréquence est choisie égale au résultat de la division par 4 de la fréquence d'échantillonnage. En variante, le signal de phase est obtenu par limitation en amplitude du signal issu de l'ensemble 680-2.

Le signal de phase entre ensuite dans un convertisseur numérique-analogique 626 puis dans un filtre passe-bas 627. Le convertisseur 626 peut être très simple : il peut par exemple créer les valeurs de tension $+V$, 0 et $-V$ si la fréquence d'échantillonnage a été choisie comme un multiple de la première fréquence porteuse. Il peut donc être réalisé au moyen de portes logiques élémentaires.

Afin de comparer les signaux d'origine et ceux remis en forme par l'amplificateur de puissance 507 de la figure 5, il est nécessaire de créer une voie qu'on retarde grâce à un premier système de retard 680-1 et des éléments de retard additionnels 682. Le principe du système de retard 680-1 est identique à celui de l'ensemble 680-2. Ce retard est en effet avantageusement réglable car le temps de traversée de la voie de réception n'est pas négligeable.

Le signal d'origine ainsi retardé entre dans une unité de mesure 623, où il est comparé avec le signal reconstruit qui provient de la chaîne de réception et qui a été échantillonné par un convertisseur analogique-numérique 624. Un ajustement de gain peut être fait à l'aide du coefficient β d'un multiplieur 629. Le résultat de la mesure fourni par l'unité de mesure 623 permet d'obtenir, dans un module de contrôle 612, des signaux de contrôle permettant le réglage des éléments de retard 680-1 et 680-2.

La **figure 6a** illustre la partie numérique de l'émetteur conforme à la présente invention dans une variante présentant une amélioration par rapport au mode particulier de réalisation de la figure 6.

La propagation des ondes hertziennes est inversement proportionnelle à une puissance de leur fréquence, la valeur de l'exposant représentant cette puissance étant différente suivant les modèles adoptés. Pour obtenir des distances entre émetteur et récepteur suffisantes, la puissance demandée sur l'antenne pour les fréquences élevées utilisées (par exemple 5GHz) peut être importante. Dans l'exemple non limitatif d'application de l'invention à des signaux modulés suivant une modulation de type OFDM, l'amplitude des signaux OFDM est alors telle qu'il est difficile de trouver des composants suffisamment linéaires pour assurer la reproduction des amplitudes faibles et fortes de l'OFDM sans distorsion, plus particulièrement dans l'architecture d'un amplificateur de classe D, où la tension d'alimentation de l'amplificateur, qui est commandée par l'enveloppe du signal à émettre, est le paramètre qui conditionne la valeur de l'amplification appliquée à la phase du signal à émettre.

Pour remédier à ce problème, l'invention prévoit, d'une part, une intervention sur les amplificateurs eux-mêmes dans le domaine analogique, par ajout de matériel, en vue d'une linéarisation par contre-réaction (illustrée sur les figures 13a et 13b décrites ci-après) et d'autre part, une intervention dans le domaine numérique, par ajout d'une table de transposition sur les échantillons représentant l'enveloppe.

Le graphique de la **figure 12** illustre le gain d'un amplificateur de classe D en fonction de la tension appliquée à son alimentation. Un gain relatif

est porté en ordonnée et une tension relative est portée en abscisse. La droite représente le cas idéal, la courbe présentant de faibles oscillations autour de la droite représente le gain obtenu compte tenu d'une quantification sur 7 bits et l'autre courbe, en tirets, représente le gain mesuré.

5 Lorsque la valeur de l'enveloppe calculée vaut A on voit qu'il faut produire la valeur B pour obtenir l'ordonnée corrigée de la déviation due à l'amplificateur réel.

 Dans le cas de la courbe de gain réellement obtenue, on voit que l'erreur introduite est largement plus faible, grâce à la correction par
10 transposition appliquée aux échantillons représentant l'enveloppe, comme mentionné plus haut. Il est à noter que cette courbe est purement indicative, puisqu'elle dépend d'un choix pour réaliser la conversion numérique-analogique. Cette courbe est donnée ici à titre d'exemple non limitatif.

 La figure 6a montre l'emplacement de la table de transposition 650
15 ou LUT (en anglais "*Look-Up Table*") dans la partie numérique de l'émetteur conforme à la présente invention. Tous les autres éléments portent les mêmes chiffres de référence que sur la figure 6 car ils sont identiques et ne seront donc pas décrits à nouveau ici. La table de transposition 650 est placée entre l'unité
20 603 de calcul de la valeur absolue et le convertisseur numérique-analogique 604. La table peut être réalisée avec une mémoire morte, dont les adresses sont issues de l'unité 603 de calcul de la valeur absolue et dont les données commandent le convertisseur numérique-analogique 604.

 Cette transposition est calculée une fois pour toutes lors de l'élaboration des circuits. Cela est rendu possible par le fait qu'il n'est pas
25 envisagé de corriger par voie numérique les écarts dus à la température. Pour cela, les méthodes dans le domaine analogique sont plus appropriées.

 Ainsi, la **figure 13a** illustre une boucle de contre-réaction qui permet d'assurer la fidélité du signal par rapport à sa consigne, qui est l'enveloppe du signal à émettre. Un condensateur et une inductance forment un filtre passe-
30 bas. Un premier transistor permet d'alimenter un second transistor, qui est l'amplificateur sur lequel la modulation est reconstruite.

Sur la **figure 13b**, le même montage est utilisé avec un oscillateur dont le rapport cyclique est piloté par l'amplificateur. Cette seconde solution, utilisant un amplificateur de classe S, consomme moins de puissance que la première solution, illustrée par la figure 13a. Elle nécessite une valeur de capacité telle que le courant soit suffisant pour alimenter le transistor modulant. Le condensateur participant au filtrage passe-bas, la valeur de la capacité est aussi contrainte par la bande passante. Dans la mesure du possible, un compromis est donc à trouver.

Dans les solutions des figures 13a et 13b, en variante, la boucle de contre-réaction peut aussi être mesurée sur un filtre qui serait inséré sur la source du transistor modulant.

Le schéma de principe de la **figure 7** illustre la mise au point du retard dans la partie numérique de l'émetteur de la figure 6. Sur la figure 7, pour simplifier, on a volontairement omis de représenter les conversions analogique-numérique et numérique-analogique ainsi que les transpositions en fréquence (directe et inverse).

Les unités d'application de retard variable 713 et 714 représentent respectivement les modules 680-1 et 680-2 de la figure 6. L'unité d'amplification 715 représente l'ensemble des opérations que subit le signal de phase issu de l'unité d'application de retard variable 714, y compris son amplification par le signal d'enveloppe calculé par le détecteur et générateur d'enveloppe 711, à partir d'un signal d'origine créé par le générateur de signal 710. L'unité 716 représente le système de détection et de réglage du retard et représente en particulier l'unité de mesure 623 de la figure 6. L'unité 712 représente le détecteur de phase.

Le système de réglage 716 est capable d'agir indépendamment sur l'unité d'application de retard variable 714 et sur l'unité d'application de retard variable 713. Ce système de réglage 716 est alimenté, d'une part, par le signal d'origine retardé par l'unité 713 et, d'autre part, par la copie du signal reconstruit à l'amplificateur 715.

Comme la démodulation entraîne un retard, on compense d'abord ce retard sur un signal où seule la phase subit des changements d'aspect, au

moyen du retard variable produit par l'unité 713. Puis on effectue la même opération sur un signal où seule l'enveloppe subit des changements d'aspect, en imposant une valeur de retard simultanément à l'unité d'application de retard variable 714 et à l'unité d'application de retard variable 713.

5 L'organigramme de la **figure 8** illustre la succession d'étapes correspondante.

Au cours d'une première étape 80, on cherche à déterminer la partie entière (relativement à la cadence d'échantillonnage) du retard subi par la phase seule. Puis lors d'une étape 82, on cherche à déterminer la partie
10 fractionnelle de ce même retard.

Pour cela, on ajuste le retard appliqué par l'unité 713 au signal issu du générateur de signal 710, qui est un signal à enveloppe constante, constitué d'une sinusoïde à modulation de phase.

A cette fin, on multiplie les deux signaux entrant dans l'unité 716 de
15 la figure 7 (ou dans l'unité 623 de la figure 6) et on ajuste le retard jusqu'à obtenir la valeur maximale du produit des deux signaux. L'obtention de ce maximum correspond à la valeur adéquate du retard à appliquer dans l'unité 713.

Lors de l'étape suivante 84, on cherche à effectuer une détection
20 synchrone du retard de l'enveloppe, pour la partie entière de ce retard (relativement à la cadence d'échantillonnage). Puis lors d'une étape 86, on cherche à effectuer une détection synchrone de ce même retard pour sa partie fractionnelle.

Pour cela, on ajuste le retard appliqué par l'unité 714, cette fois en
25 recherchant la valeur minimale du résultat de la soustraction des deux signaux entrant dans l'unité 716 ou 623. Ce minimum est obtenu lorsque la valeur correcte du retard est programmée dans l'unité 714.

L'étape 88 de la figure 8 matérialise l'obtention des valeurs correctes des retards à appliquer dans les modules 680-1 et 680-2 de la figure 6.

30 Pour détecter le retard sur la phase du signal reconstruit, on peut utiliser, à titre d'exemple non limitatif, un signal constitué d'une sinusoïde modulée par saut de phase, avec une enveloppe constante, soit $f(t) =$

$A \times \cos(\omega \times t + \varphi(t))$. La reconstruction de ce signal a une fréquence identique et est de la forme $f'(t) = A' \times \cos(\omega \times t + \varphi'(t))$. Lorsqu'on multiplie ces signaux, on obtient $f(t) \times f'(t) = A \times A' \times ((1/2) \cos(\varphi(t) - \varphi'(t)) + (1/2) \cos(2 \times \omega \times t + \varphi(t) + \varphi'(t)))$. Cette quantité est positive si et seulement si $\varphi(t) = \varphi'(t)$. La détection d'échantillons

5 négatifs permet donc d'en déduire que l'alignement en phase n'est pas obtenu.

L'organigramme de la **figure 9** illustre le mode de réglage du synchronisme entre la phase d'origine et la phase du signal reconstruit. Lors d'une étape d'initialisation 900, on initialise une variable i à la valeur 0. Puis lors d'une étape 902, on émet le signal de phase.

10 Lors de l'étape suivante 904, une opération de détection de maximum consiste à multiplier les signaux entrant dans l'unité 716 (figure 7) ou 623 (figure 6). Un test 906 permet de vérifier si un maximum local est atteint lorsqu'on agit, conjointement sur les cellules 680-1 et 680-2, sur le choix de retards entiers, multiples de la période de l'horloge d'échantillonnage, à partir du sélecteur 682 (figure 6) pour la cellule 680-2 ou à partir d'un sélecteur

15 similaire présent dans la cellule 680-1.

Tant qu'un maximum local n'est pas atteint, on incrémente d'une unité la variable i représentative du facteur de multiplication de la période de l'horloge d'échantillonnage, lors d'une étape 908.

20 Lorsque le maximum est atteint voire dépassé, lors d'une étape 910, on initialise un processus d'ajustement du coefficient α qui pilote la cellule de Farrow 692, en décrémentant la variable i d'une unité et en initialisant le coefficient α à la valeur 0. Les étapes suivantes 912 et 914 sont respectivement similaires aux étapes 904 et 906 décrites précédemment. Tant que le maximum

25 n'est pas atteint, on augmente, lors d'une étape 916, la valeur du coefficient α d'un pas prédéterminé. Le processus s'arrête lorsque le maximum est atteint voire dépassé.

En cas de dépassement de la valeur maximale, on effectue une étape 918 de retour en arrière au cours de laquelle on décrémente d'un pas la

30 valeur de α , de façon à obtenir le coefficient optimal α_0 , correspondant au facteur de multiplication optimal i_0 égal à la valeur courante de la variable i .

Dans le mode de réalisation décrit ici, on applique donc une méthode pas à pas pour régler le sélecteur du système de retard 680-1. Cependant, on peut tout aussi bien faire varier le pas vers des valeurs de plus en plus fines, ou encore utiliser un processus dichotomique.

5 A la fin du réglage, les coefficients obtenus multipliant la durée du retard T dans le système de retard 680-1 sont mémorisés et servent de point de départ à ce dernier. L'ensemble 680-2 commence à fonctionner avec des coefficients nuls.

10 Dès lors que la correspondance de phase entre le signal d'origine et le signal reconstruit est obtenue, on effectue conjointement sur les cellules 680-1 et 680-2 une seconde opération d'ajustement à partir d'une opération de soustraction des deux signaux entrant dans l'unité 716 (figure 7) ou 623 (figure 6). On fait alors varier le gain β qui est le coefficient du multiplicateur 629 de la figure 6, jusqu'à détecter une valeur minimale du résultat de la soustraction.

15 Pour la détection du synchronisme de l'enveloppe et de la phase, on fait ensuite varier conjointement les retards introduits par les deux cellules retard 680-1 et 680-2, jusqu'à l'obtention de la concordance entre le signal d'origine et sa reconstruction, comme l'illustre l'organigramme de la **figure 10**.

20 Il est à noter que lorsqu'on ajuste le retard de la cellule 680-2 (figure 6) ou 714 (figure 7), il est nécessaire de faire varier concomitamment le retard introduit par la cellule 680-1 (figure 6) ou 713 (figure 7), car le retard introduit par la cellule 680-1 corrige un retard absolu entre le signal de phase et la copie du signal utilisée pour la mesure, tandis que le retard introduit par la cellule 680-2 corrige seulement la différence de synchronisation entre la phase et
25 l'enveloppe. le problème se pose donc de maintenir le retard absolu entre le signal de phase et la copie du signal utilisée pour la mesure, alors qu'on fait précisément varier le retard de ce signal de phase. C'est la raison pour laquelle il est nécessaire de faire varier en même temps les retards appliqués par les cellules 680-1 et 680-2.

30 Comme le montre la figure 10, lors d'une étape d'initialisation 1000, on attribue à la variable i , facteur de multiplication de la période de l'horloge d'échantillonnage pour les sélecteurs des cellules 680-1 et 680-2,

respectivement la valeur i_0 déterminée précédemment, pour la cellule 680-1, et la valeur 0 pour la cellule 680-2.

5 Ensuite, lors d'une étape 1002, on émet le signal d'enveloppe et le signal de phase. Lors de l'étape suivante 1004, un signal est détecté par soustraction des deux signaux entrant dans l'unité 716 ou 623. Par l'intermédiaire d'un test 1006, on en recherche le minimum et tant qu'on n'a pas atteint ce minimum, on incrémente d'une unité la variable i des sélecteurs des cellules 680-1 et 680-2, lors d'une étape 1008.

10 A l'étape 1010, le minimum est atteint, voire dépassé. En cas de dépassement, on décrémente d'une unité la valeur de i . Puis on commence le processus d'optimisation pas à pas du coefficient α sur les cellules de Farrow des cellules 680-1 et 680-2 à partir de la valeur α_0 pour la cellule 680-1 et suivant des étapes 1012, 1014 et 1016 analogues aux étapes 1004, 1006 et 1008 décrites ci-dessus. Si on dépasse la valeur optimale de α , à l'étape 1018, on diminue d'un pas la valeur de α . A l'issue de l'étape 1018, l'ensemble du système est synchronisé.

20 Comme le montre la **figure 11**, un réseau selon l'invention est constitué d'au moins une station dite station de base SB désignée par la référence 64, et de plusieurs stations périphériques dites terminaux mobiles SP_i , $i = 1, \dots, M$, où M est un entier supérieur ou égal à 1, respectivement désignées par les références $66_1, 66_2, \dots, 66_M$. Les stations périphériques $66_1, 66_2, \dots, 66_M$ sont éloignées de la station de base SB, reliées chacune par une liaison radio avec la station de base SB et susceptibles de se déplacer par rapport à cette dernière.

25 La station de base 64 peut comporter des moyens adaptés à mettre en œuvre un procédé d'émission-réception conforme à l'invention. En variante, la station de base 64 peut comporter un émetteur-récepteur conforme à l'invention. De façon similaire, au moins un des terminaux mobiles 66_i peut comporter des moyens adaptés à mettre en œuvre un procédé d'émission-réception conforme à l'invention ou comporter un émetteur-récepteur conforme à l'invention.

30

On observe que l'invention permet de généraliser l'architecture E.E.R. lorsque plusieurs transpositions en fréquence sont nécessaires. Cela permet de réduire de façon significative la consommation d'énergie d'un émetteur.

REVENDEICATIONS

1. Emetteur sans fil composé d'au moins un modulateur, ledit modulateur comportant une partie numérique et une partie analogique, 5 caractérisé en ce que la partie numérique comporte des moyens de génération de l'enveloppe des signaux à émettre et des moyens de génération de la phase des signaux à émettre.

2. Emetteur selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comporte en outre des moyens (601, 602, 606, 610, 611, 625, 628, 680-2) de génération 10 d'un signal portant l'information de phase des signaux à émettre et en ce que les moyens de génération du signal portant l'information de phase des signaux à émettre comportent une première cellule (680-2) d'application de retard variable.

3. Emetteur selon la revendication précédente, caractérisé en ce que 15 la première cellule (680-2) d'application de retard variable est comprise dans les moyens de génération de la phase des signaux à émettre.

4. Emetteur selon la revendication précédente, caractérisé en ce qu'il comporte en outre un amplificateur de classe D (507), amplifiant le signal portant l'information de phase retardé par la première cellule (680-2) 20 d'application de retard variable.

5. Emetteur selon la revendication précédente, caractérisé en ce que l'amplificateur de classe D (507) est alimenté par un signal porteur de l'information d'enveloppe correspondant à l'enveloppe engendrée par les moyens de génération de l'enveloppe des signaux à émettre.

25 6. Emetteur selon l'une quelconque des revendications 2 à 5, caractérisé en ce que la première cellule (680-2) d'application de retard variable comporte :

- des moyens (692) d'application d'un retard continûment variable non multiple de la période d'échantillonnage utilisée pour ladite partie 30 numérique ;

- une pluralité d'éléments de retard (681) reliés en série et reliés à la sortie desdits moyens (692) d'application d'un retard continûment variable ; et

- des moyens (682) de sélection d'une valeur totale du retard.

7. Emetteur selon la revendication précédente, caractérisé en ce que lesdits moyens (682) de sélection sont adaptés à choisir un nombre entier multipliant la période d'échantillonnage.

5 8. Emetteur selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que les moyens de génération de l'enveloppe comportent des moyens de transposition en fréquence.

9. Emetteur selon la revendication précédente, caractérisé en ce que les moyens de transposition en fréquence comportent au moins un mélangeur numérique (602, 610) et au moins un oscillateur local numérique (628).

10. Emetteur selon l'une quelconque des revendications 2 à 9, caractérisé en ce que la partie numérique comporte en outre :

- une seconde cellule (680-1) d'application de retard variable ;
- des moyens (623) de mesure adaptés à comparer un signal obtenu à partir des signaux à émettre avec un signal d'origine retardé par ladite seconde cellule (680-1) d'application de retard variable ; et

- des moyens (612) de contrôle, reliés auxdits moyens (623) de mesure et adaptés à fournir auxdites première et seconde cellules (680-1, 680-2) d'application de retard variable des signaux de contrôle permettant le réglage des retards appliqués par lesdites première et seconde cellules (680-1, 680-2).

11. Emetteur selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que la partie analogique comporte des moyens (520) d'application de retard agissant sur la phase des signaux à émettre.

12. Procédé de réglage du synchronisme de la phase entre un signal d'origine émis par un émetteur selon l'une quelconque des revendications précédentes et un signal reconstruit à réception, ledit procédé étant caractérisé en ce qu'il est mis en œuvre par des moyens (612) de contrôle compris dans un émetteur selon la revendication 10.

13. Procédé selon la revendication précédente, caractérisé en ce qu'il comporte des étapes suivant lesquelles :

- on détermine (80) une valeur principale du retard de phase qui est un multiple entier d'une période d'échantillonnage ; puis

- on détermine (82) une valeur résiduelle dudit retard.

14. Procédé selon la revendication précédente, caractérisé en ce que, lors des étapes (80, 82) de détermination des valeurs principale et résiduelle dudit retard :

5 - on multiplie entre eux les deux signaux comparés par lesdits moyens (623) de mesure ; et

- on fait varier la valeur du retard de phase jusqu'à obtenir la valeur maximale du produit desdits deux signaux.

15 15. Appareil de traitement de signaux numériques, caractérisé en ce qu'il comporte un émetteur selon l'une quelconque des revendications 1 à 11.

16. Réseau de télécommunications, caractérisé en ce qu'il comporte un émetteur selon l'une quelconque des revendications 1 à 11.

15 17. Station mobile dans un réseau de télécommunications, caractérisée en ce qu'elle comporte un émetteur selon l'une quelconque des revendications 1 à 11.

18. Station de base dans un réseau de télécommunications, caractérisée en ce qu'elle comporte un émetteur selon l'une quelconque des revendications 1 à 11.

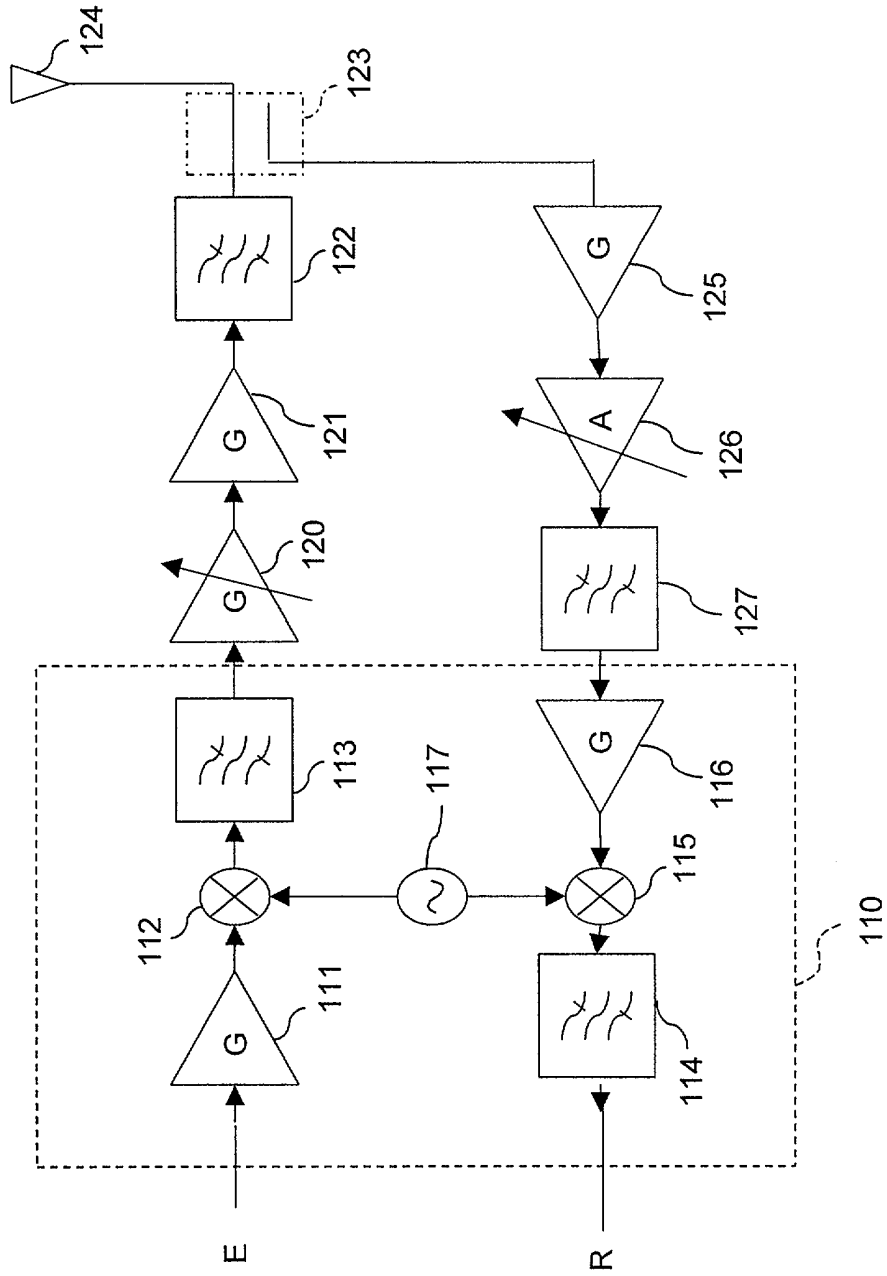


FIG. 1

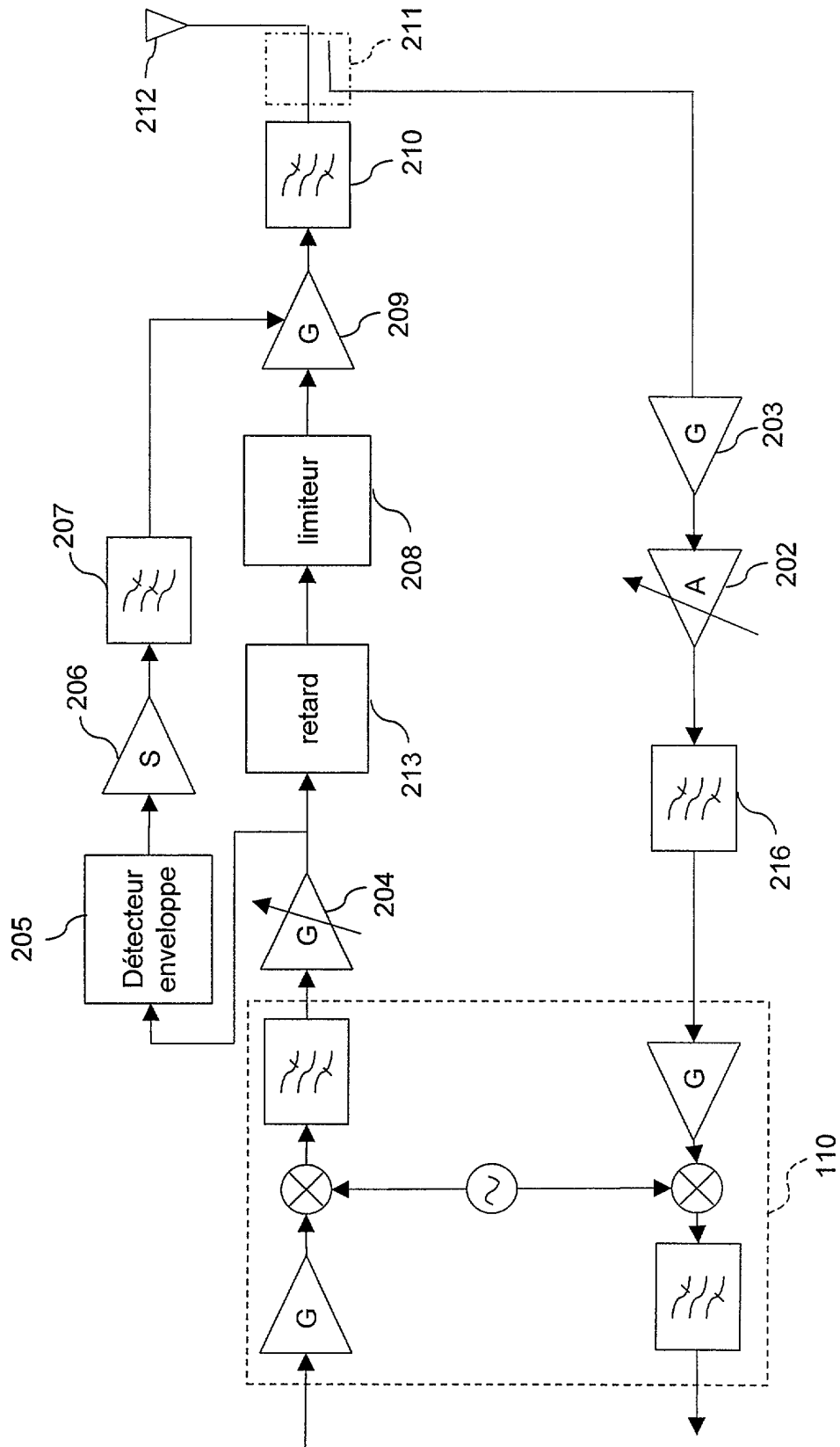


FIG. 2

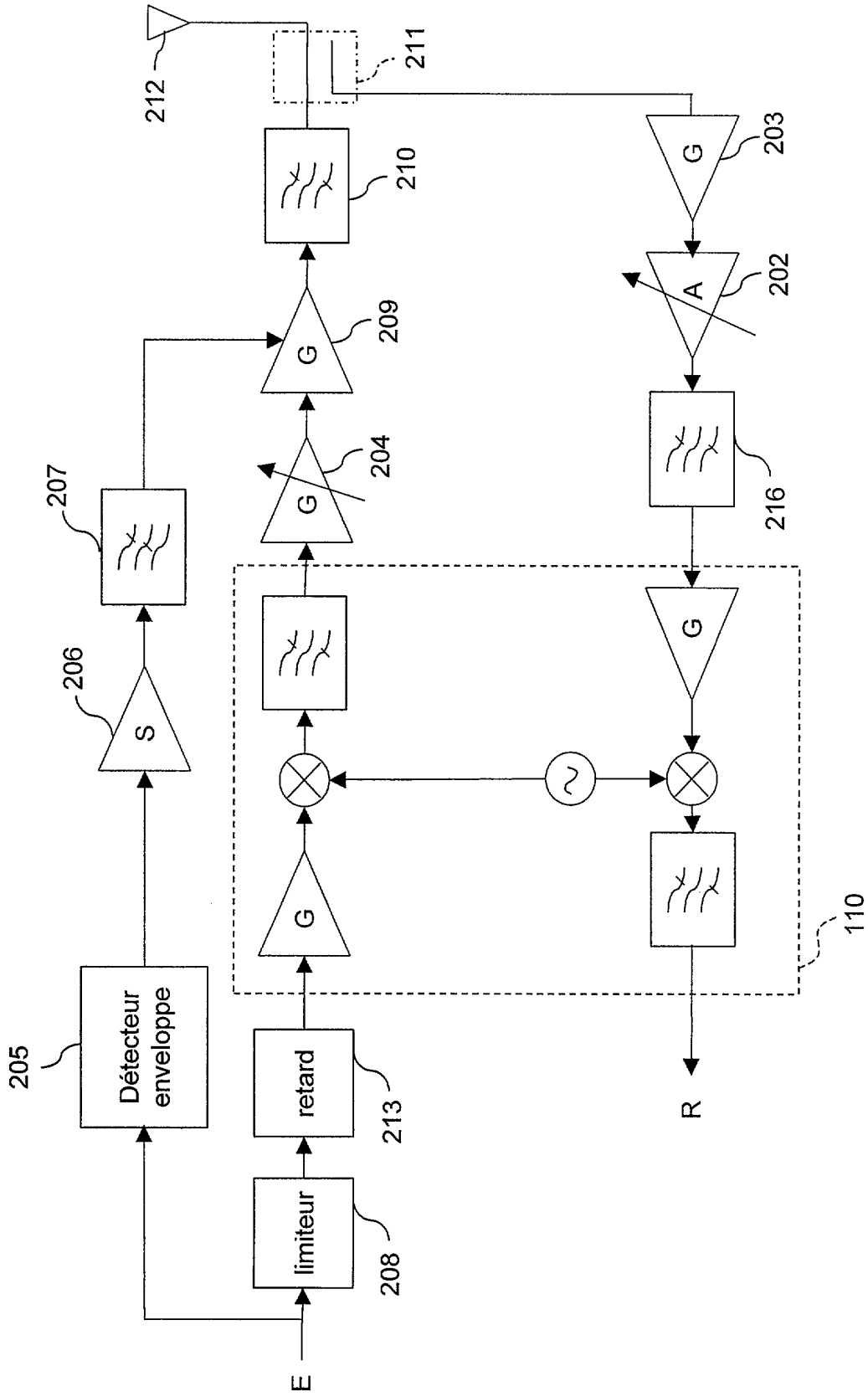


FIG. 3

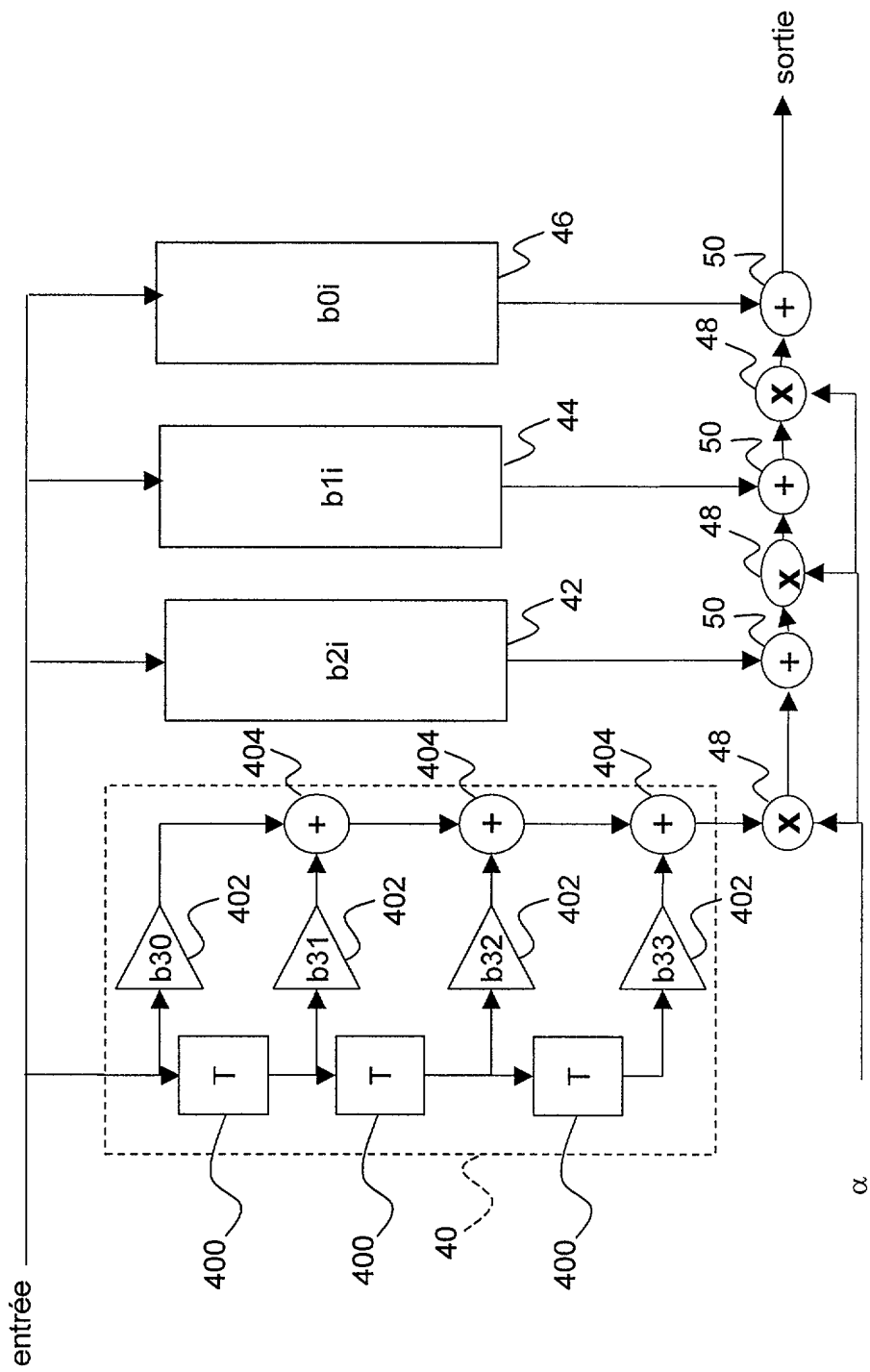


FIG. 4

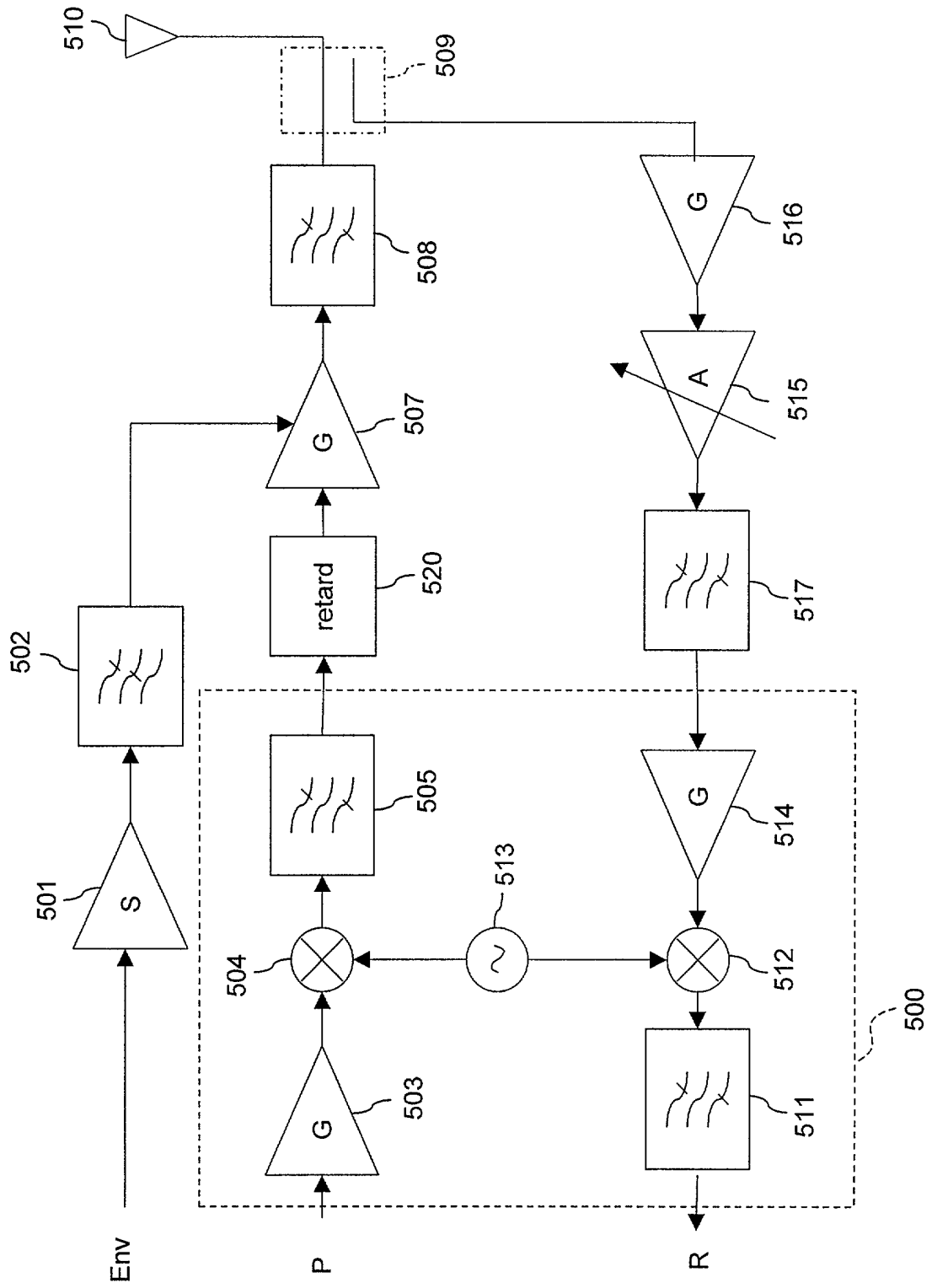


FIG. 5

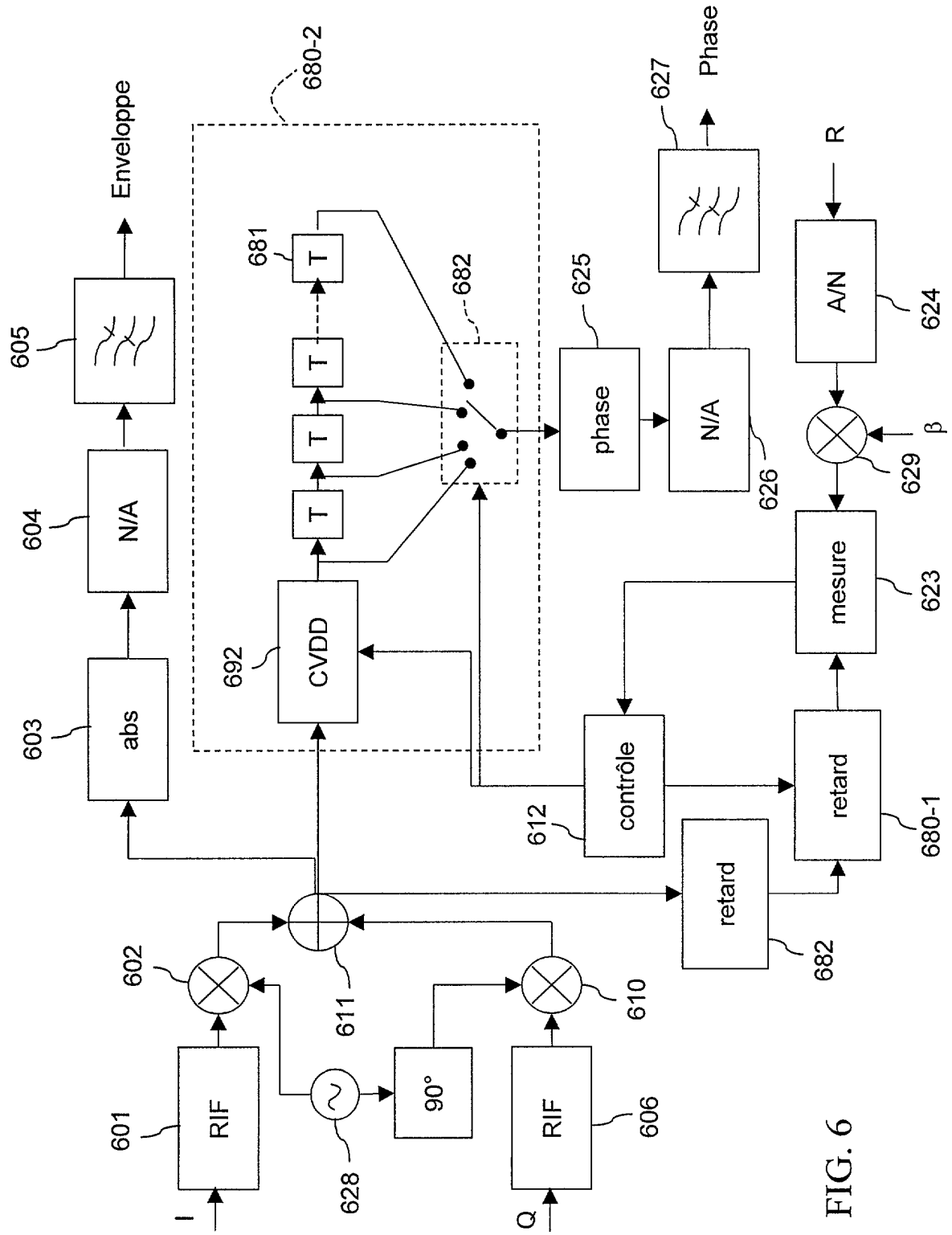


FIG. 6

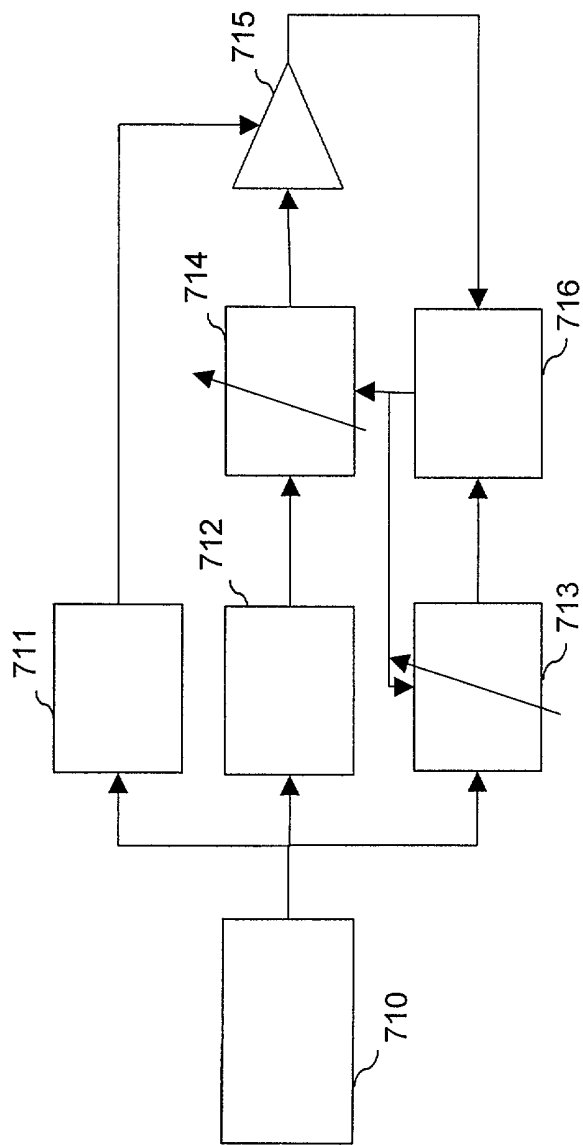


FIG. 7

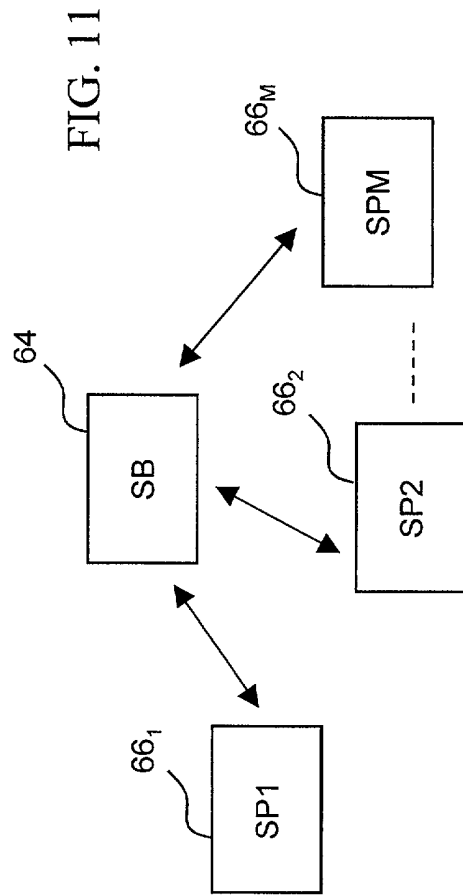


FIG. 11

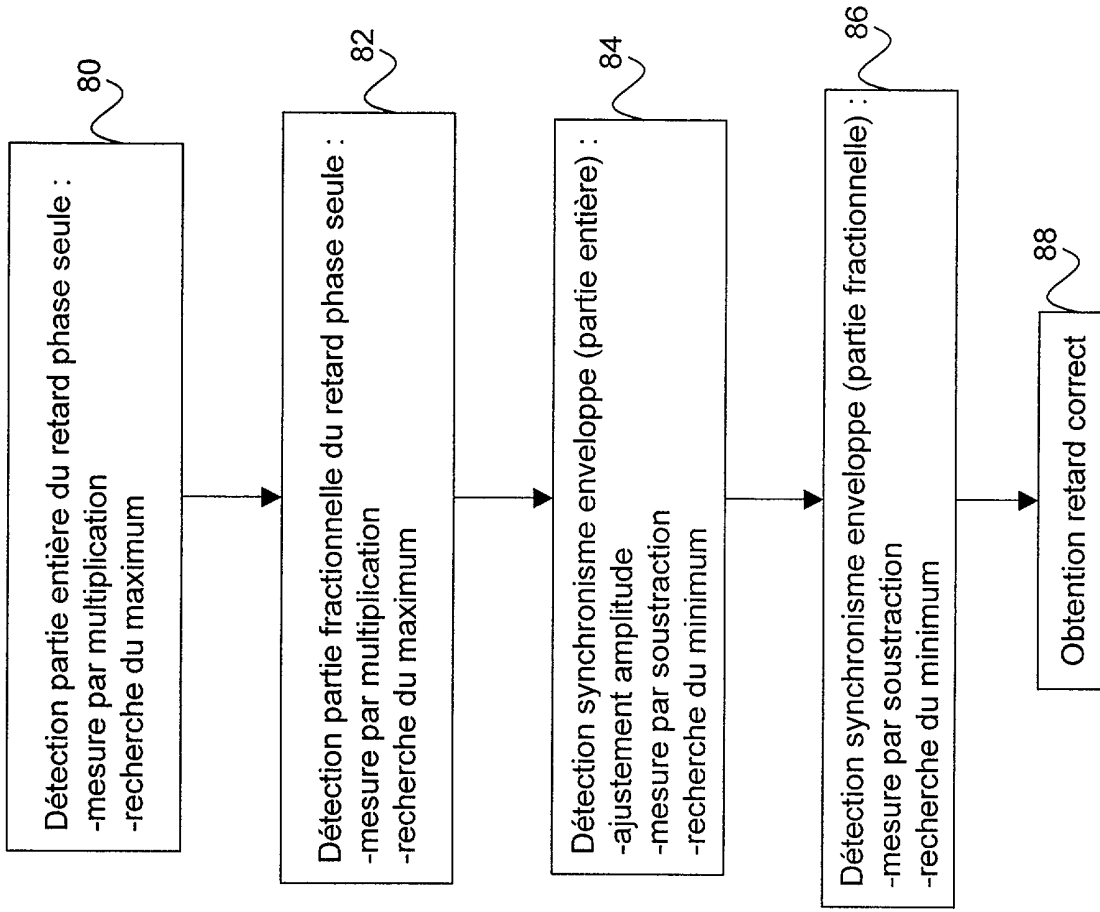


FIG. 8

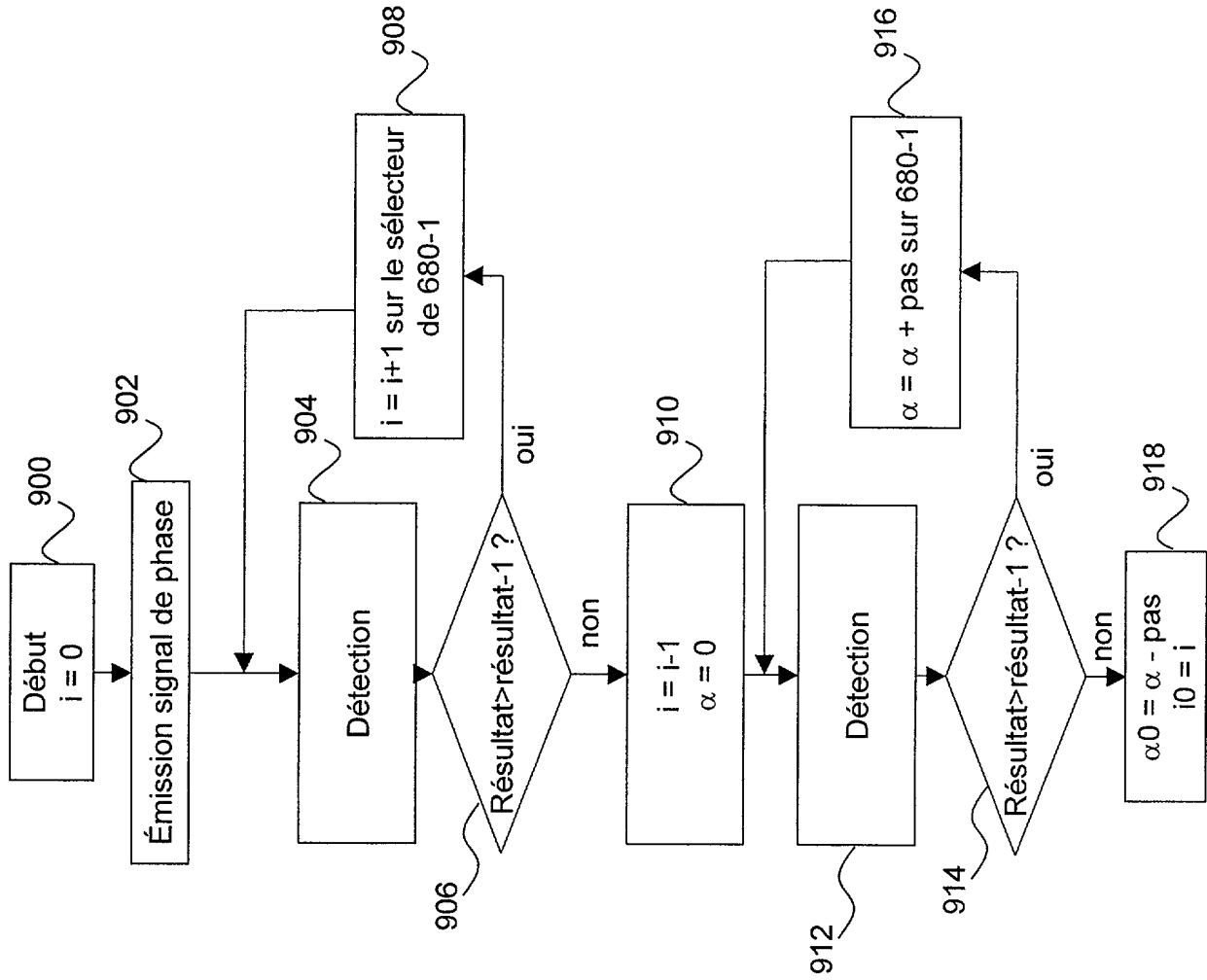


FIG. 9

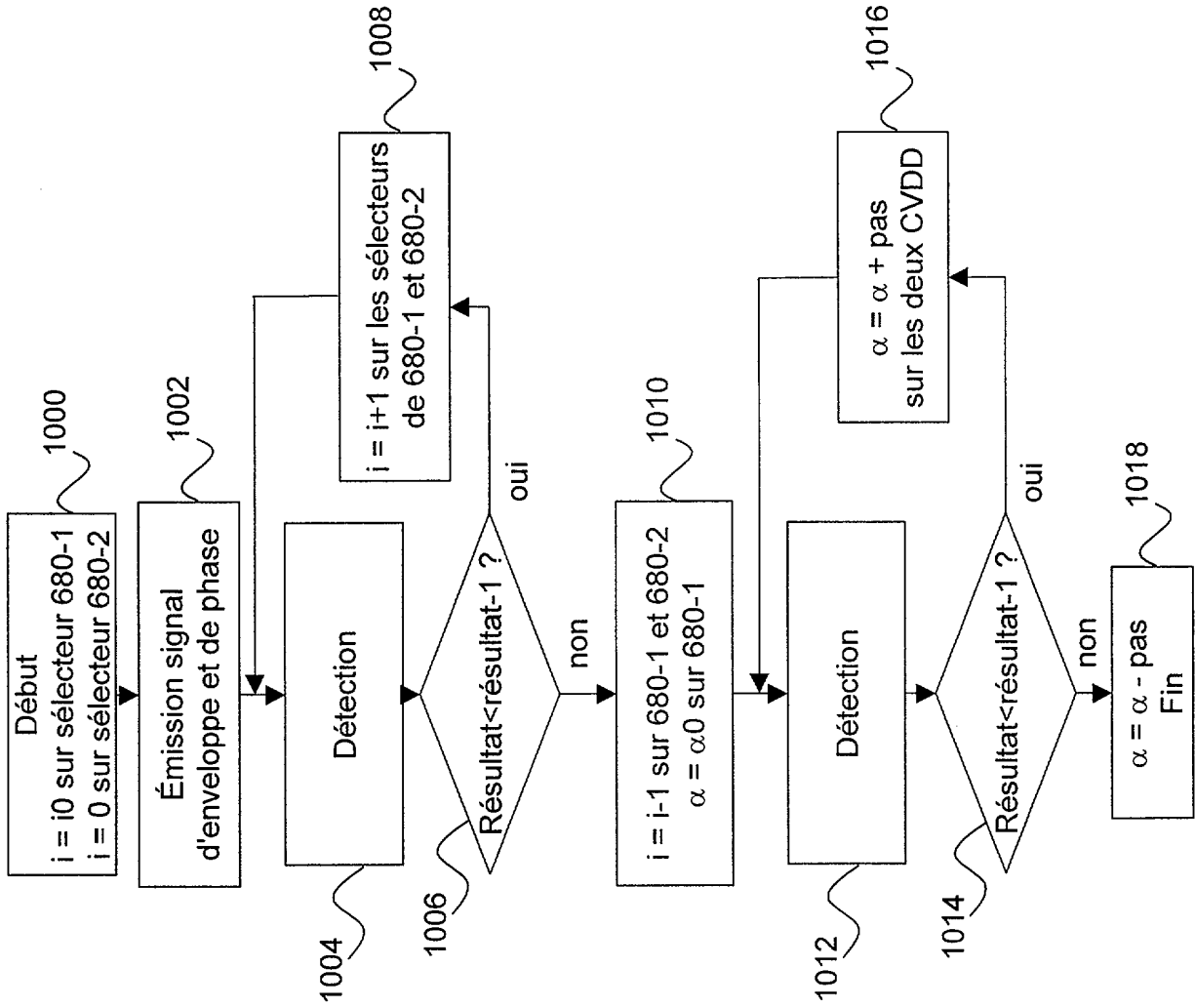


FIG. 10

12/12

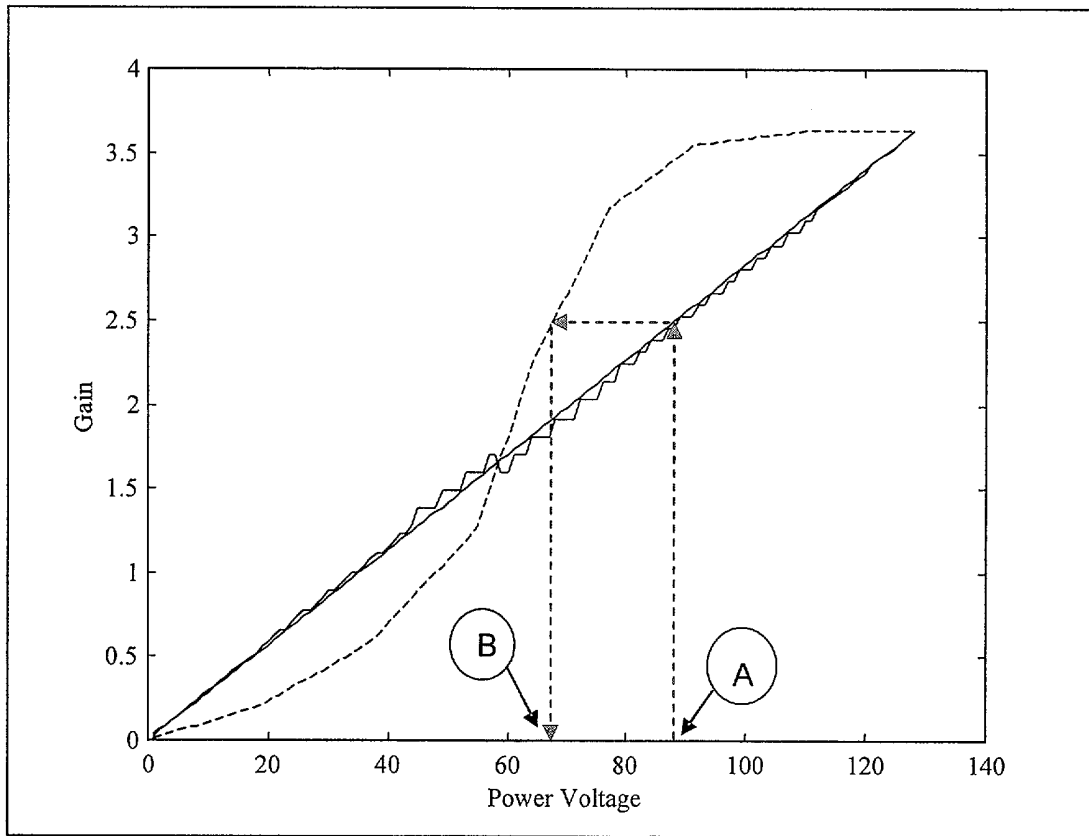


FIG. 12

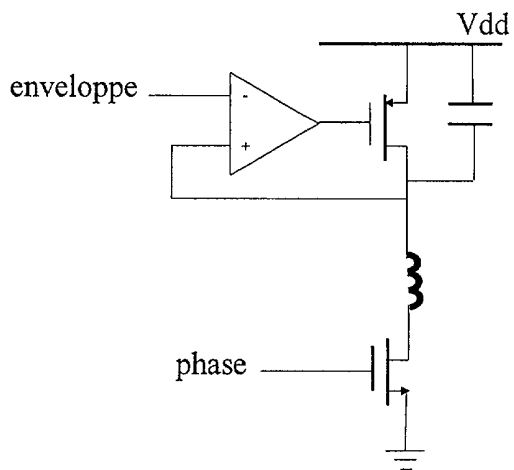


FIG. 13a

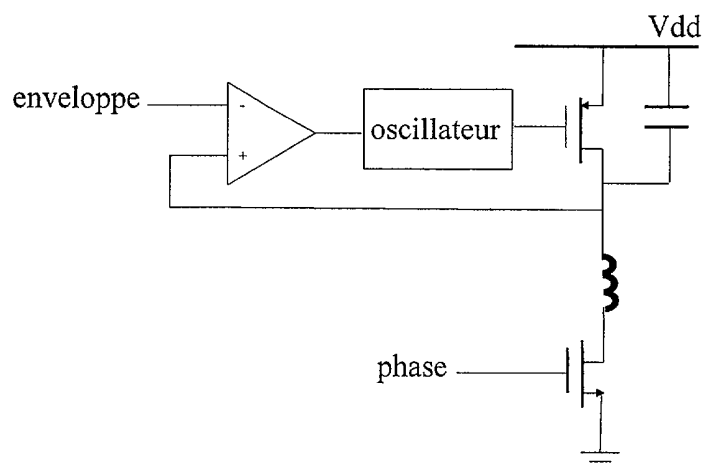


FIG. 13b