

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 23.10.98.

30 Priorité :

43 Date de mise à la disposition du public de la
demande : 28.04.00 Bulletin 00/17.

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

60 Références à d'autres documents nationaux
apparentés :

71 Demandeur(s) : STMICROELECTRONICS SA
Société anonyme — FR.

72 Inventeur(s) : GAMBINA MARIA LUISA et FOUR-
NIER VINCENT.

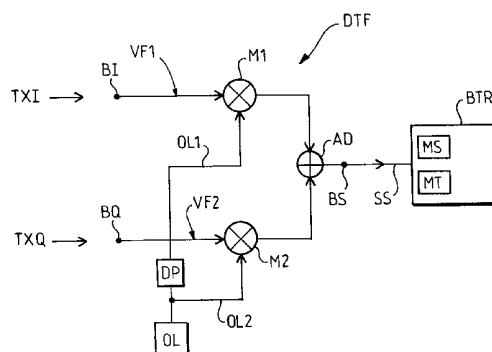
73 Titulaire(s) :

74 Mandataire(s) : CASALONGA ET JOSSE.

54 PROCEDE ET SYSTEME DE REGLAGE DU NIVEAU DES RAIES PARASITES DU SPECTRE FREQUENTIEL
DE SORTIE D'UN DISPOSITIF DE TRANSPOSITION DE FREQUENCE A BANDE LATERALE UNIQUE, EN
PARTICULIER INCORPORE DANS UN TELEPHONE MOBILE.

57 On délivre en entrée des deux voies du dispositif de
transposition de fréquence deux signaux de test paramétra-
bles et mutuellement déphasés TXI, TXQ, on mesure le ni-
veau de chacune des raies parasites pour des valeurs de
test différentes des différents paramètres des deux signaux
de test, et on détermine les valeurs de référence pour les
différents paramètres permettant de minimiser les niveaux
des raies parasites, par un calcul numérique effectué à par-
tir d'un nombre prédéterminé de valeurs de test différentes
desdits paramètres et des valeurs de niveaux mesurées
correspondantes, compte tenu de deux relations de type pa-
rabolique reliant les niveaux des deux raies parasite auxdits
paramètres. On minimise ainsi la durée de réglage en utili-
sant un nombre réduit de valeurs de test.

Application: à la téléphonie mobile.



Procédé et système de réglage du niveau des raies parasites du spectre fréquentiel de sortie d'un dispositif de transposition de fréquence à bande latérale unique, en particulier incorporé dans un téléphone mobile.

L'invention concerne les dispositifs de transposition de fréquence à bande latérale unique (également désignés par "mélangeurs IQ", selon une dénomination habituellement utilisée par l'homme du métier) et notamment le réglage du spectre d'émission radio-fréquence, en particulier la réjection d'image et la réjection de la raie d'oscillateur local de ces mélangeurs IQ.

L'invention trouve une application particulièrement avantageuse et non limitative dans le domaine des téléphones mobiles incorporant de tels mélangeurs.

Dans un téléphone mobile, le signal utile émis, en l'espèce la voix, qui est un signal basse fréquence, est transposé en un signal haute fréquence dans le mélangeur IQ à l'aide d'un signal haute fréquence issu d'un oscillateur local. Le spectre de sortie du signal issu du mélangeur contient donc une raie dite utile, correspondant au signal utile transposé à haute fréquence, mais également des raies parasites, en l'espèce la raie du signal d'oscillateur local ainsi que la raie image du signal utile. Or, lorsqu'un téléphone mobile est verrouillé pendant une durée prédéterminée (par exemple 12,5 ms) sur un canal fréquentiel de transmission, il est nécessaire que le spectre du signal émis occupe le moins de bande passante possible afin de perturber le moins possible les autres canaux fréquentiels de transmission qui peuvent être alloués à d'autres émetteurs/récepteurs radio-fréquence. Et, la raie d'oscillateur local et la raie image sont de nature à perturber les autres canaux. Le réglage du mélangeur a donc pour but d'annuler, ou à tout le moins de diminuer le plus possible, les niveaux des raies parasites, c'est-à-dire le

niveau de la raie image et de la raie d'oscillateur local.

Le réglage consiste à ajuster la symétrie des signaux d'entrée basse fréquence du mélangeur pour compenser les dissymétries internes de ce composant qui sont responsables de l'augmentation des raies image et d'oscillateur local du spectre de sortie.

On utilise à cet égard deux signaux de test paramétrables que l'on délivre respectivement en entrée des deux voies I et Q du mélangeur. Chaque signal de test a typiquement une composante continue et une composante périodique (en pratique sinusoïdale). Les composantes périodiques des deux signaux de test sont mutuellement déphasées. Le réglage consiste, pour une valeur fixée de la fréquence du signal d'oscillateur local, à ajuster la valeur des composantes continues, le rapport des amplitudes des deux composantes sinusoïdales ainsi que la valeur du déphasage, pour minimiser les niveaux des raies parasites.

Une méthode classique pour réaliser cet ajustement consiste, pour chaque fréquence possible d'oscillateur local (associée chacune à un canal de transmission), à effectuer un balayage sur la voie d'entrée I, puis sur la voie Q, à mesurer, pour les différentes valeurs des différents paramètres des signaux de test, les niveaux obtenus pour les raies image et d'oscillateur local, et à recommencer cette opération en affinant les pas de balayage jusqu'à obtenir la réjection souhaitée. On obtient alors des valeurs de paramètres permettant d'obtenir des niveaux très faibles pour les raies image et d'oscillateur local.

Cependant, cette méthode présente l'inconvénient de demander un nombre de mesures très important, typiquement de l'ordre de quelques dizaines à quelques centaines pour une valeur de fréquence d'oscillateur local, et donc un temps de réglage très long.

Par ailleurs, actuellement, le réglage est effectué avec une tension d'alimentation nominale. On vérifie en outre qu'en fin de vie de la batterie du téléphone, la qualité du spectre de sortie du mélangeur est toujours conforme aux spécifications souhaitées. Cependant, en cours de fonctionnement d'un téléphone, les variations de la tension d'alimentation et/ou de la température notamment, peuvent modifier par exemple certaines caractéristiques des transistors formant certains éléments du mélangeur, et par conséquent modifier son comportement, notamment au

niveau des dissymétries internes. Il en résulte alors une non-adéquation entre les paramètres de réglage établis lors du test avec la tension nominale. Un réglage optimal du mélangeur nécessiterait alors d'effectuer en temps réel un nouveau réglage des paramètres des signaux de test. Or, un tel réglage en temps réel, c'est-à-dire pendant une durée de verrouillage du téléphone sur un canal de transmission, est totalement incompatible avec la durée de réglage actuellement nécessaire.

En outre, l'efficacité de la méthode actuelle est d'autant plus mauvaise que l'on est proche de la solution, c'est-à-dire des valeurs de référence des paramètres permettant d'obtenir la réjection souhaitée. En effet, le bruit de mesure, même très faible, a tendance à "piéger" l'algorithme de recherche itératif dans des minimas locaux, conduisant alors à l'obtention de valeurs de référence (valeurs optimales) pour ces paramètres, différentes des valeurs de référence théoriques.

L'invention vise à apporter une solution à ces problèmes.

Un but de l'invention est de proposer un réglage du spectre de sortie de tels mélangeurs IQ, qui nécessite un nombre très faible de mesures pour déterminer les paramètres des signaux de test.

L'invention a également pour but de proposer un réglage qui puisse être implémenté en temps réel dans un téléphone mobile en raison de sa durée très courte.

L'invention a encore pour but d'augmenter l'efficacité du réglage.

L'invention résulte notamment du fait qu'il a été trouvé qu'il était possible de corrélérer la puissance (c'est-à-dire le niveau) des raies image et d'oscillateur local du spectre de sortie, aux différents paramètres des signaux de test par deux relations mathématiques de type paraboloïde.

A partir de là, l'invention est remarquable en ce sens que la détermination des valeurs de référence (valeurs optimales) pour les paramètres considérés, valeurs de référence correspondant à des niveaux théoriquement nuls de ces raies parasites, peut être effectuée par un calcul numérique à partir d'un nombre réduit de mesures, typiquement quelques points de mesure.

L'invention se distingue donc de l'art antérieur, notamment par le fait que la détermination de ces valeurs de référence s'effectue ici par un

calcul numérique alors que dans la méthode classique précédemment utilisée, cette détermination s'effectue par la seule observation des niveaux mesurés d'un très grand nombre de points, de façon à sélectionner les valeurs des paramètres ayant conduit à un niveau minimum.

5 L'invention permet ainsi de diminuer la durée du réglage dans un rapport supérieur à dix, ce qui diminue le coût des produits incorporant un tel mélangeur, étant donné que le coût du test représente un pourcentage important du coût de ces produits. En outre, la durée d'un tel réglage selon l'invention permet aisément de pouvoir si nécessaire, implémenter un tel
10 réglage en temps réel lors du fonctionnement d'un téléphone mobile.

En d'autres termes, l'invention propose donc un procédé de réglage du niveau des raies parasites du spectre fréquentiel de sortie d'un dispositif de transposition de fréquence à bande latérale unique, ce procédé comportant :

15 - la délivrance en entrée des deux voies du dispositif de transposition de fréquence, de deux signaux de test paramétrables et mutuellement déphasés,

- la mesure du niveau de chacune des raies parasites pour des valeurs de test différentes des différents paramètres des deux signaux de
20 test, et

- la détermination de valeurs de référence pour les différents paramètres permettant de minimiser les niveaux des raies parasites.

Selon une caractéristique générale de l'invention, on détermine lesdites valeurs de référence par un calcul numérique effectué à partir d'un
25 nombre prédéterminé de valeurs de test différentes desdits paramètres et des valeurs de niveau mesurées correspondantes, compte tenu de deux relations de type parabolique reliant les niveaux des deux raies parasites auxdits paramètres, de façon à minimiser la durée de réglage en utilisant un nombre réduit de valeurs de test.

30 Selon un mode de mise en oeuvre du procédé, chaque signal de test comporte une composante continue et une composante temporelle périodique (par exemple une composante sinusoïdale). Les composantes continues des deux signaux de test constituent respectivement des premier et deuxième paramètres, tandis que le rapport des amplitudes et le
35 déphasage relatif des deux composantes temporelles périodiques des deux

signaux de test constituent respectivement des troisième et quatrième paramètres. Les raies parasites comportent une raie image et une raie d'oscillateur local. Les premier et deuxième paramètres sont reliés au niveau de la raie d'oscillateur local par une première relation parabolique, tandis que les troisième et quatrième paramètres sont reliés au niveau de la raie image par une deuxième relation parabolique. On détermine alors les valeurs de référence des premier et deuxième paramètres en effectuant uniquement des mesures du niveau de la raie d'oscillateur local, tandis qu'on détermine les valeurs de référence des troisième et quatrième paramètres en effectuant uniquement des mesures de niveau de la raie image.

D'une façon générale, plusieurs variantes sont possibles pour déterminer ces valeurs de référence, compte tenu de la corrélation de type parabolique reliant les niveaux des raies parasites aux valeurs des paramètres des signaux de test.

Une première variante de l'invention consiste à calculer la position de l'optimum de la relation parabolique considérée en déterminant le point où la dérivée est nulle.

Plus précisément, selon cette variante, on détermine la valeur de référence de chaque paramètre en utilisant au moins quatre valeurs de test différentes dudit paramètre, de façon à obtenir au moins quatre valeurs mesurées correspondantes de niveau. On calcule ensuite à partir desdites valeurs de test et des valeurs correspondantes de niveau, la valeur du paramètre correspondant à une dérivée nulle de la relation parabolique correspondante, cette valeur constituant ladite valeur de référence pour le paramètre considéré.

En pratique, le nombre de valeurs de test utilisé pour cette variante est égal à quatre.

A partir des quatre valeurs de test et des quatre valeurs de niveau mesurées, on peut former deux triplets de valeurs de test consécutives, par exemple la première, la deuxième et la troisième d'une part, et la deuxième, la troisième et la quatrième d'autre part. On calcule alors avantageusement la différence entre les deux valeurs de niveau mesurées correspondant aux valeurs de test extrêmes de chaque triplet (par exemple, d'une part la différence entre les niveaux correspondant aux

première et troisième valeurs de test, et, d'autre part, la différence entre les niveaux correspondant aux quatrième et deuxième valeurs de test). On effectue alors le rapport entre cette différence et la différence desdites deux valeurs extrêmes du triplet considéré (en l'espèce, d'une part, la
5 différence entre la troisième et la première valeurs de test et, d'autre part, la différence entre la quatrième et la deuxième valeurs de test). On obtient ainsi, pour chaque triplet, une valeur de dérivée associée à la valeur de test médiane dudit triplet (en l'espèce, une valeur de dérivée associée à la
10 deuxième valeur de test et une valeur de dérivée associée à la troisième valeur de test). On calcule ensuite ladite valeur de référence à partir de l'équation de la droite passant par deux valeurs de dérivée associées à deux valeurs de test médianes différentes (en l'espèce, l'équation de la droite passant par les deux valeurs de dérivée précédemment calculées).

D'autres variantes de l'invention consistent à prendre un certain
15 nombre de points de mesure et à résoudre un système linéaire de plusieurs équations à plusieurs inconnues, par exemple selon la méthode connue dite de Kramer.

Plus précisément, selon une deuxième variante de l'invention, on détermine la valeur de référence de chaque paramètre en utilisant
20 uniquement trois valeurs de test différentes dudit paramètre de façon à obtenir trois valeurs mesurées correspondantes de niveau, et à obtenir un système linéaire de trois équations à trois inconnues à partir de la relation parabolique correspondante, des trois valeurs de test différentes et des trois valeurs de niveau mesurées correspondantes. On résout ensuite ledit
25 système linéaire.

Une autre variante de l'invention, encore plus avantageuse puisqu'elle nécessite un nombre encore plus réduit de points de mesure, permet de déterminer les valeurs de référence respectives des premier et deuxième paramètres en utilisant uniquement quatre couples différents de
30 valeurs de test pour lesdits premier et deuxième paramètres, de façon à obtenir quatre valeurs mesurées correspondantes de niveau et à obtenir un premier système linéaire à quatre équations à quatre inconnues à partir de la relation parabolique correspondante, des quatre couples de valeurs de test et des quatre valeurs de niveau mesurées correspondantes. On résout
35 ensuite ce premier système linéaire.

D'une façon analogue, on détermine les valeurs de référence respectives des troisième et quatrième paramètres en utilisant uniquement quatre couples différents de valeurs de test pour lesdits troisième et quatrième paramètres, de façon à obtenir quatre valeurs mesurées correspondantes de niveau et à obtenir un deuxième système linéaire de quatre équations à quatre inconnues à partir de la relation parabolique correspondante, des quatre couples de valeurs de test et des quatre valeurs de niveau mesurées. On résout ensuite ce deuxième système linéaire.

L'invention a également pour objet un système de réglage du niveau des raies parasites du spectre fréquentiel de sortie d'un dispositif de transposition de fréquence à bande latérale unique, comportant des moyens de délivrance pour délivrer en entrée des deux voies du dispositif de transposition de fréquence, deux signaux de test paramétrables et mutuellement déphasés, des moyens de mesure du niveau de chacune des raies parasites pour des valeurs de test différentes des différents paramètres des deux signaux de test, et des moyens de détermination de valeurs de référence pour les différents paramètres permettant de minimiser le niveau des raies parasites.

Selon une caractéristique générale de l'invention, les moyens de détermination des valeurs de référence comprennent des moyens de traitement, par exemple réalisés de façon logicielle au sein d'un microprocesseur, aptes à effectuer un calcul numérique à partir d'un nombre prédéterminé de valeurs de test différentes desdits paramètres et des valeurs de niveau mesurées correspondantes, compte tenu de deux relations paraboliques reliant le niveau des deux raies parasites auxdits paramètres.

D'autres avantages et caractéristiques de l'invention apparaîtront à l'examen de la description détaillée de modes de mise en oeuvre et de réalisation, nullement limitatifs, et des dessins annexés, sur lesquels :

- la figure 1 illustre schématiquement un mélangeur IQ et les moyens de réglage associés;
- la figure 2 illustre le spectre de sortie d'un mélangeur IQ;
- la figure 3 illustre une corrélation selon l'invention entre le niveau des raies parasites et certains des paramètres de réglage;

- la figure 4 illustre une coupe dans le plan Q du paraboloïde de la figure 3;

- la figure 5 illustre partiellement une première variante de mise en oeuvre du procédé selon l'invention;

5 - la figure 6 illustre de façon très schématique un mode de réalisation d'un système de réglage selon l'invention; et

- la figure 7 illustre un autre mode de réalisation d'un système de réglage selon l'invention, particulièrement compatible avec une incorporation au sein même d'un téléphone mobile.

10 Sur la figure 1, la référence DTF désigne un dispositif de transposition de fréquence à bande latérale unique, ou mélangeur IQ, comportant deux voies de mélange VF1 et VF2 réunies par un additionneur terminal AD relié à la borne de sortie BS du mélangeur. La voie VF1 comporte un mélangeur M1 recevant, d'une part, le signal TXI présent à la
15 borne d'entrée BI du mélangeur, et, d'autre part, un signal OL1 égal à $LO\cos\Omega t$ et issu d'un oscillateur local OL après déphasage de 90° dans un déphaseur DP.

D'une façon analogue, la voie VF2 comporte un mélangeur M2 recevant, d'une part, le signal TXQ présent à l'entrée BQ du mélangeur, et,
20 d'autre part, un signal OL2 égal à $LO\sin\Omega t$ et issu directement de l'oscillateur local OL.

Pour procéder au réglage du spectre de sortie d'un tel mélangeur DTF, on injecte aux deux entrées BI et BQ du mélangeur deux signaux de test paramétrables TXI et TXQ donnés respectivement par les formules (1)
25 et (2).

$$TXI = DCI + \sin \omega t \quad (1)$$

$$TXQ = DCQ + r \cos (\omega t + \varnothing) \quad (2)$$

Dans la formule (1), DCI représente la composante continue du signal TXI, et $\sin \omega t$ la composante sinusoïdale temporelle de pulsation ω .

30 Dans la formule (2), DCQ représente la composante continue du signal TXQ, tandis que $r \cos (\omega t + \varnothing)$ représente la composante cosinusoidale de ce signal TXQ. r représente l'amplitude de cette composante cosinusoidale. Il convient de noter à cet égard que puisque l'amplitude de la composante sinusoïdale du signal TXI a été choisie égale
35 à 1, r représente ici en fait le rapport des amplitudes des deux composantes

périodiques des deux signaux de test. De même, $\emptyset$ représente le déphasage relatif des deux composantes périodiques des deux signaux TXI et TXQ.

Si le mélangeur Q était parfait, le signal de sortie SS ne comporterait qu'une raie dite raie utile RU centrée sur la fréquence $FL+f$,
 5 où FL est la fréquence de l'oscillateur local (correspondant à la pulsation Ω) et où f est la fréquence du signal d'entrée (en l'espèce correspondant à la pulsation ω).

Ceci étant, en pratique, un mélangeur présente des imperfections de réalisation, notamment au niveau de la réalisation des déphaseurs et/ou
 10 des transistors constituant ce mélangeur. Il en résulte donc que le spectre de sortie du signal SS comporte, outre la raie utile RU, deux raies parasites (figure 2), à savoir la raie RL d'oscillateur local centrée sur la fréquence FL et une raie image RM centrée sur la fréquence $FL-f$.

Le réglage du spectre de sortie du mélangeur DTF consiste à
 15 faire varier les différents paramètres des deux signaux de test de façon à minimiser le niveau ou puissance P des raies parasites RM et RL.

La méthode de réglage de l'art antérieur consistait à faire varier les paramètres du signal TXI selon un pas de balayage donné, en conservant les paramètres du signal TXQ constants puis à répéter ce
 20 balayage sur la voie Q en conservant les paramètres du signal TXI constants. On répétait ensuite ces deux balayages itératifs avec des pas de balayage plus petits jusqu'à sélectionner les valeurs des paramètres ayant conduit à l'obtention d'un niveau minimum pour la raie RM et la raie RL.

L'invention propose un procédé radicalement différent de celui-ci, qui ne nécessite que quelques points de mesure.
 25

A cet égard, il a été trouvé que la puissance P de la raie d'oscillateur local pouvait être corrélée aux paramètres DCI et DCQ par une première relation du type paraboloïde telle que définie par la formule
 (3).

30

$$P(RL) = K1 (DCI - DCI0)^2 + K1 (DCQ - DCQ0)^2 \quad (3)$$

De même, il a été trouvé que la puissance de la raie image pouvait être corrélée aux deux autres paramètres, r et $\emptyset$, par une deuxième relation
 35 mathématique du type paraboloïde telle que définie par la formule (4).

$$P (IM) = K2 (r - r0)^2 + K2r (\varnothing - \varnothing0)^2 \quad (4)$$

Dans ces formules, DCI, DCQ, r et $\varnothing$ représentent les valeurs courantes de test des différents paramètres, tandis que DCI0, DCQ0, r0 et $\varnothing0$, représentent les valeurs de référence de ces paramètres pour lesquelles la puissance de la raie RL et la puissance de la raie IM sont nulles. K1 et K2 sont des constantes.

Le but du réglage consiste donc à déterminer par calcul ces valeurs de référence. Cette détermination s'effectue dans un bloc de traitement BTR (figure 1) comportant des moyens classiques d'analyse de spectre MS et des moyens de traitement MT tels qu'un microprocesseur.

On va maintenant décrire plus en détail en se référant plus particulièrement aux figures 3, 4 et 5, des modes de mise en oeuvre du procédé permettant de déterminer les valeurs de référence DCI0 et DCQ0 des paramètres DCI et DCQ.

Sur la figure 3, la référence PBL1 désigne le paraboloïde de corrélation entre la puissance de la raie RL et les différentes valeurs des paramètres DCI et DCQ.

Pour une valeur DCQf fixée, la coupe du paraboloïde PBL1 dans le plan DCQf est une parabole PBI telle qu'illustrée sur la figure 4.

Une première variante de l'invention pour déterminer la valeur de référence DCI0 et la valeur de référence DCQ0, va consister à utiliser le fait que la dérivée d'une parabole est une droite et va consister à trouver le point POR où cette dérivée est nulle.

Plus précisément, on fixe pour les autres paramètres DCQ, r et $\varnothing$, des valeurs prédéterminées DCQf, rf, et $\varnothing$ f.

On choisit également quatre valeurs de test différentes pour le paramètre DCI, à savoir les valeurs de test DCI1, DCI2, DCI3 et DCI4, et l'on applique successivement les signaux de test correspondants TXI et TXQ. Les moyens de mesure MS du bloc de traitement BTR déterminent alors pour chacun des points PO1, PO2, PO3 et PO4 de la parabole PBI les niveaux correspondants P1, P2, P3 et P4 de la raie d'oscillateur local RL.

A partir de là, pour le triplet de point de mesure PO1, PO2 et PO3, on détermine la valeur de la dérivée P'2 au point PO2 par la formule (5).

$$P'2 = \frac{P3 - P1}{(DCI3 - DCI1)} \quad (5)$$

De même, on détermine pour le triplet PO2, PO3 et PO4 la valeur P'3 de la dérivée au point PO3 par la formule (6).

$$P'3 = \frac{P4 - P2}{(DCI4 - DCI2)} \quad (6)$$

Les deux points de mesure PO2 et PO3 ayant respectivement comme coordonnées (P'2, DCI2) et (P'3, DCI3), permettent alors de déterminer les deux paramètres α et β de la droite D (figure 5) d'équation :

$$P' = \alpha DCI - \beta \quad (7)$$

On peut donc en déduire aisément la valeur de référence DCI0 qui est égale à β/α .

L'obtention de la valeur de référence DCI0 s'est donc effectuée par un simple calcul numérique, réalisé de façon logicielle au sein des moyens de traitement MT du bloc de traitement BTR et a nécessité uniquement quatre mesures distinctes du niveau de la raie RL correspondant à quatre valeurs de test différentes DCI1-DCI4 pour le paramètre DCI.

Bien entendu, il aurait été possible d'utiliser un plus grand nombre de points de mesure pour déterminer notamment avec plus de précision les paramètres β et α de la droite D.

Une fois la valeur de référence DCI0 obtenue, on recommence les mêmes opérations pour le calcul de la valeur de référence DCQ0 du paramètre DCQ. En d'autres termes, on choisit cette fois-ci une valeur constante pour le paramètre DCI, par exemple la valeur DCI0 qui vient d'être calculée. On choisit quatre valeurs de test différentes DCQ1-DCQ4

pour le paramètre DCQ et l'on calcule d'une façon analogue à celle qui vient d'être décrite pour la valeur de référence DCI0, la valeur de référence DCQ0.

On pourrait éventuellement effectuer une itération supplémentaire pour vérifier notamment la valeur DCI0 obtenue en fixant cette fois-ci pour le paramètre DCQ, la valeur de référence DCQ0 qui vient d'être calculée, et en recalculant d'une façon analogue à celle qui vient d'être décrite, la valeur de référence DCI0.

L'homme du métier aura donc remarqué que cette variante de l'invention a nécessité, pour une fréquence FL donnée d'oscillateur local, huit mesures du niveau de la raie RL pour déterminer les valeurs de référence DCI0 et DCQ0 des paramètres DCI et DCQ (quatre mesures correspondant aux quatre valeurs de test différentes DCI1-DCI4 et quatre mesures correspondant aux quatre valeurs de test différentes DCQ1-DCQ4).

Ce qui vient d'être décrit s'applique également au calcul des valeurs de référence r0 et Ø0 des deux autres paramètres r et Ø en mesurant cette fois-ci le niveau de la raie image IM et en utilisant les propriétés de la relation du type paraboloïde corrélant ce niveau de la raie image aux valeurs des paramètres r et Ø.

Une autre variante de mise en oeuvre de l'invention va maintenant être décrite, qui permet d'utiliser uniquement trois valeurs de test différentes pour le calcul de chaque paramètre.

Plus précisément, si l'on se réfère à nouveau à la formule (3) donnant la corrélation de la puissance de la raie d'oscillateur local par rapport aux paramètres DCI et DCQ, on remarque que cette formule (3) peut, une fois développée, se mettre sous la forme de la formule (8) ci-dessous.

$$P(RL) = a DCI^2 + b DCI + c \quad (8)$$

Dans cette formule (8), les variables a, b et c sont reliées aux constantes K1, DCI0, et DCQ.

Dans ces conditions, le calcul de la valeur de référence DCI0 s'effectue de la façon suivante :

On fixe une valeur DCQf pour le paramètre DCQ et on choisit cette fois-ci trois valeurs de test différentes DCI1-DCI3 pour le paramètre DCI, par exemple celles correspondant aux points PO1, PO2 et PO3 de la figure 4. On mesure alors les niveaux P1, P2 et P3 de la raie d'oscillateur local, ce qui fournit alors le système linéaire (9) de trois équations à trois inconnues, dans lequel les trois inconnues sont respectivement les variables a, b et c.

$$\begin{aligned} P1 &= a \text{ DCI1}^2 + b \text{ DCI1} + c \\ P2 &= a \text{ DCI2}^2 + b \text{ DCI2} + c \\ P3 &= a \text{ DCI3}^2 + b \text{ DCI3} + c \end{aligned} \quad (9)$$

Ce système peut être aisément résolu et la valeur DCI0 est alors égale au rapport $-b/2a$.

Les mêmes opérations peuvent être effectuées pour le calcul des valeurs de référence DCQ0, r0 et Ø0.

L'homme du métier remarque donc que cette variante de l'invention ne nécessite que trois valeurs de test différentes pour le calcul de chaque paramètre, pour une valeur donnée de la fréquence FL.

Une autre variante de l'invention, encore plus avantageuse, permet de calculer des couples de paramètres en utilisant cette fois-ci uniquement quatre valeurs de couples différentes pour ces paramètres.

Plus précisément, la relation (3) peut se mettre sous la forme de la relation (10).

$$\begin{aligned} P(\text{RL}) &= a (\text{DCI}^2 + \text{DCQ}^2) + b \text{ DCI} + c \text{ DCQ} + d \quad (10) \\ \text{avec } a &= K1 \\ b &= -2 K1 \cdot \text{DCI0} \\ c &= -2 K1 \cdot \text{DCQ0} \\ d &= \text{DCI0}^2 + \text{DCQ0}^2 \end{aligned}$$

Dans ce cas, on choisit respectivement quatre couples différents (DCI1, DCQ1), (DCI2, DCQ2), (DCI3, DCQ3), et (DCI4, DCQ4), et l'on mesure pour chacun de ces couples le niveau de la raie RL. On en déduit alors un système de quatre équations à quatre inconnues dans lesquelles

les inconnues sont les variables a , b , c et d . Une fois ce système résolu par les moyens de traitement, on obtient la valeur $DCI0$ en calculant le rapport $-b/2a$, et la valeur $DCQ0$ en calculant le rapport $-c/2a$.

Un calcul analogue peut être effectué pour déterminer les valeurs de référence $r0$ et $\emptyset0$ du couple de paramètres r et $\emptyset$ en utilisant cette fois-ci le niveau de la raie image IM et la relation du type paraboloïde donnée par la formule (4) ci-avant.

Cette variante, que l'on peut qualifier de "globale", permet donc d'obtenir les quatre valeurs de référence des quatre paramètres recherchés en utilisant uniquement huit mesures de niveau (huit acquisitions) (quatre mesures de niveau de la raie RL et quatre mesures de niveau de la raie IM), pour chaque valeur de FL fixée.

Une autre variante, que l'on peut qualifier de "compacte", permet d'obtenir les quatre valeurs de référence des quatre paramètres recherchés en utilisant uniquement quatre acquisitions pour chaque valeur de FL fixée. En effet, en utilisant la relation (10) et la relation homologue de la raie image, on choisit quatre quadruplets différents (DCI_i , DCQ_i , r_i , $\emptyset_i$) $i = 1$ à 4 , et on mesure pour chacun de ces quadruplets, le niveau de la raie image et le niveau de la raie d'oscillateur local. On en déduit alors deux systèmes indépendants de 4 équations à 4 inconnues que l'on résoud d'une façon analogue à ce qui a été décrit pour la variante globale, de façon à obtenir les valeurs de référence des paramètres.

Bien entendu, les valeurs de référence dont l'obtention vient d'être décrite, ont été calculées pour une valeur donnée de la fréquence d'oscillateur local. Ce calcul peut être effectué pour toutes les fréquences d'oscillateur local correspondant aux différentes fréquences des canaux de transmission subdivisant la bande de transmission radio-fréquence d'un téléphone mobile (par exemple soixante canaux s'étendant dans la bande de fréquence 850 MHz-950 MHz).

En pratique, dans un téléphone mobile par exemple, le mélangeur DTF est précédé d'un circuit auxiliaire CX (figure 6) formé de deux voies $VX1$ et $VX2$ reliant respectivement les deux bornes d'entrée BI et BQ du mélangeur à une borne BX recevant le signal utile, en l'espèce la voix. La voie $VX1$ comporte un amplificateur $AM1$ suivi d'un

additionneur AD1 recevant également une tension auxiliaire délivrée par une première source de tension auxiliaire ST1. La voie VX2 comporte des moyens de retard temporel MR, par exemple une ligne à retard, suivis d'un amplificateur à gain variable AM2, suivi d'un additionneur AD2 recevant également par ailleurs une tension auxiliaire issue d'une deuxième source de tension auxiliaire ST2.

La valeur de la tension auxiliaire ST1 correspond au paramètre DCI, tandis que la valeur de la tension auxiliaire ST2 correspond au paramètre DCQ. Le gain variable de l'amplificateur AM2 correspond au paramètre r et le retard temporel induit par les moyens de retard MR correspond au déphasage $\emptyset$.

Ainsi, pour une fréquence donnée de l'oscillateur local, on peut régler la valeur du retard temporel, la valeur du gain de l'amplificateur AM2 et les valeurs des tensions auxiliaires ST1 et ST2, de façon que ces valeurs correspondent aux valeurs de référence $\emptyset_0$, r_0 , DCI0 et DCQ0 obtenues lors du réglage du mélangeur.

Alors que ce réglage peut être effectué en usine et mémorisé dans une mémoire du téléphone mobile, le procédé de réglage selon l'invention permet avantageusement de pouvoir réaliser un tel réglage en temps réel lors du fonctionnement du téléphone mobile. A cet égard, on peut prévoir le système de réglage illustré sur la figure 7. Le bloc de traitement BTR comportant un analyseur de spectre et un processeur, généralement présents dans tout téléphone mobile, reçoit en permanence le signal de sortie du mélangeur DTF.

Par ailleurs, l'homme du métier sait que le téléphone mobile se verrouille pendant des durées élémentaires prédéfinies (par exemple 12,5 ms) sur un canal de fréquence sélectionnée.

L'invention prévoit donc, par exemple au début de la durée élémentaire de verrouillage, de commuter l'entrée du circuit auxiliaire CX sur un générateur GEN générant un signal auxiliaire périodique, par exemple un signal sinusoïdal. Le processeur inclus dans le bloc de traitement BTR fait alors varier les valeurs des sources de tension auxiliaires, celle du gain de l'amplificateur AM2 et la valeur du retard des moyens de retard MR, et détermine par un calcul numérique analogue à celui qui vient d'être décrit, les différentes valeurs de référence compte

tenu de la fréquence courante de l'oscillateur local et des conditions réelles de fonctionnement du téléphone.

Une fois ces paramètres figés, le processeur commute l'entrée du circuit auxiliaire CX sur l'entrée recevant la parole SU.

5

10

15

20

25

30

35

REVENDICATIONS

1. Procédé de réglage du niveau des raies parasites du spectre fréquentiel de sortie d'un dispositif de transposition de fréquence à bande latérale unique, comportant la délivrance en entrée des deux voies du dispositif de transposition de fréquence de deux signaux de test paramétrables et mutuellement déphasés (TXI, TXQ), la mesure du niveau de chacune des raies parasites (RL, IM) pour des valeurs de test différentes des différents paramètres des deux signaux de test, et la détermination de valeurs de référence pour les différents paramètres permettant de minimiser les niveaux des raies parasites, caractérisé par le fait qu'on détermine lesdites valeurs de référence (DCI0, DCQ0, r0, Ø0) par un calcul numérique effectué à partir d'un nombre prédéterminé de valeurs de test différentes desdits paramètres et des valeurs de niveaux mesurées correspondantes, compte tenu de deux relations de type parabolique reliant les niveaux des deux raies parasite auxdits paramètres, de façon à minimiser la durée de réglage en utilisant un nombre réduit de valeurs de test.

2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé par le fait que chaque signal de test (TXI, TXQ) comporte une composante continue (DCI, DCQ) et une composante temporelle périodique, les composantes continues des deux signaux de tests constituant respectivement des premier et deuxième paramètres tandis que le rapport (r) des amplitudes et le déphasage relatif (Ø) des deux composantes temporelles périodiques des deux signaux de test constituent respectivement des troisième et quatrième paramètres, par le fait que les raies parasites comportent une raie image (IM) et une raie d'oscillateur local (RL), par le fait que les premier et deuxième paramètres sont reliés au niveau de la raie d'oscillateur local par une première relation parabolique tandis que les troisième et quatrième paramètres sont reliés au niveau de la raie image par une deuxième relation parabolique, par le fait qu'on détermine les valeurs de référence (DCI0, DCQ0) des premier et deuxième paramètres en effectuant uniquement des mesures de niveau de la raie d'oscillateur local (RL), tandis qu'on détermine les valeurs de référence (r0, Ø0) des troisième et quatrième paramètres en effectuant uniquement des mesures

de niveau de la raie image (IM).

3. Procédé selon la revendication 1 ou 2, caractérisé par le fait qu'on détermine la valeur de référence de chaque paramètre en utilisant au moins quatre valeurs de test différentes (DCI1-DCI4) dudit paramètre de façon à obtenir au moins quatre valeurs mesurées correspondantes de niveau, puis en calculant à partir desdites valeurs de test et des valeurs correspondantes de niveau, la valeur dudit paramètre correspondant à une dérivée nulle de la relation parabolique correspondante, cette valeur constituant ladite valeur de référence (DCI0) pour le paramètre considéré.

4. Procédé selon la revendication 3, caractérisé par le fait que le calcul de la valeur de référence dudit paramètre comporte pour au moins deux triplets de valeurs de test consécutives, le calcul de la différence entre les deux valeurs de niveau mesurées correspondants aux valeurs de test extrêmes de chaque triplet, et le rapport entre cette différence et la différence desdites deux valeurs extrêmes du triplet considéré, de façon à obtenir pour chaque triplet une valeur de dérivée (P') associée à la valeur de test médiane dudit triplet, puis le calcul de ladite valeur de référence à partir de l'équation de la droite (D) passant par deux valeurs de dérivée associées à deux valeurs de test médianes différentes.

5. Procédé selon la revendication 1 ou 2, caractérisé par le fait qu'on détermine la valeur de référence de chaque paramètre en utilisant uniquement trois valeurs de test différentes (DCI1-DCI3) dudit paramètre de façon à obtenir trois valeurs mesurées correspondantes de niveau, et à obtenir un système linéaire de trois équations à trois inconnues à partir de la relation parabolique correspondante, des trois valeurs de test différentes et des trois valeurs de niveau mesurées correspondantes, puis en résolvant ledit système linéaire.

6. Procédé selon la revendication 2, caractérisé par le fait qu'on détermine les valeurs de référence respectives (DCI0, DCQ0) des premier et deuxième paramètres en utilisant uniquement quatre couples différents de valeurs de test pour lesdits premier et deuxième paramètres de façon à obtenir quatre valeurs mesurées correspondantes de niveau et à obtenir un premier système linéaire de quatre équations à quatre inconnues à partir de la relation parabolique correspondante, des quatre couples valeurs de test et des quatre valeurs de niveau mesurées correspondantes, puis en

résolvant ledit premier système linéaire, et par le fait qu'on détermine les valeurs de référence respectives (r_0 , $\emptyset_0$) des troisième et quatrième paramètres en utilisant uniquement quatre couples différents de valeurs de test pour lesdits troisième et quatrième paramètres de façon à obtenir quatre valeurs mesurées correspondantes de niveau et à obtenir un deuxième système linéaire de quatre équations à quatre inconnues à partir de la relation parabolique correspondante, des quatre couples valeurs de test et des quatre valeurs de niveau mesurées, puis en résolvant ledit deuxième système linéaire.

5
10
15
7. Procédé selon l'une des revendications précédentes, pour le réglage du niveau des raies parasites du spectre fréquentiel de sortie d'un dispositif de transposition de fréquence incorporé dans un téléphone mobile verrouillé sur un canal de transmission pendant une durée élémentaire prédéterminée, caractérisé par le fait qu'on détermine lesdites valeurs de référence au cours de ladite durée élémentaire.

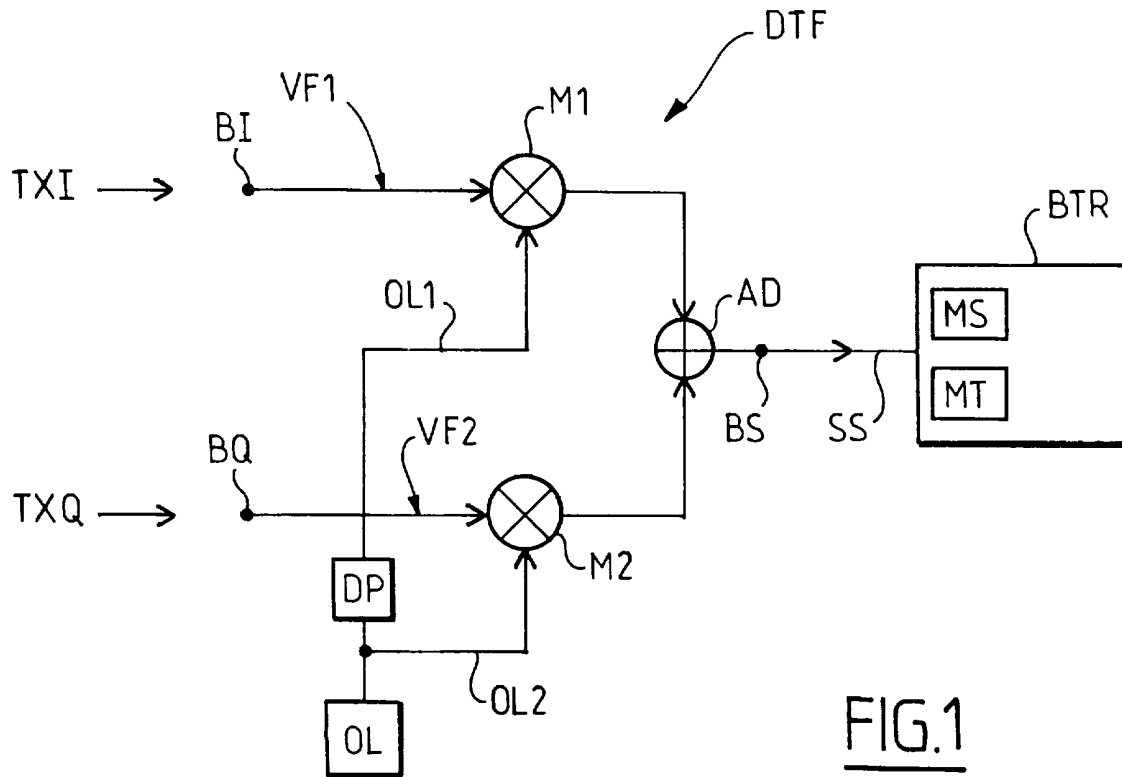
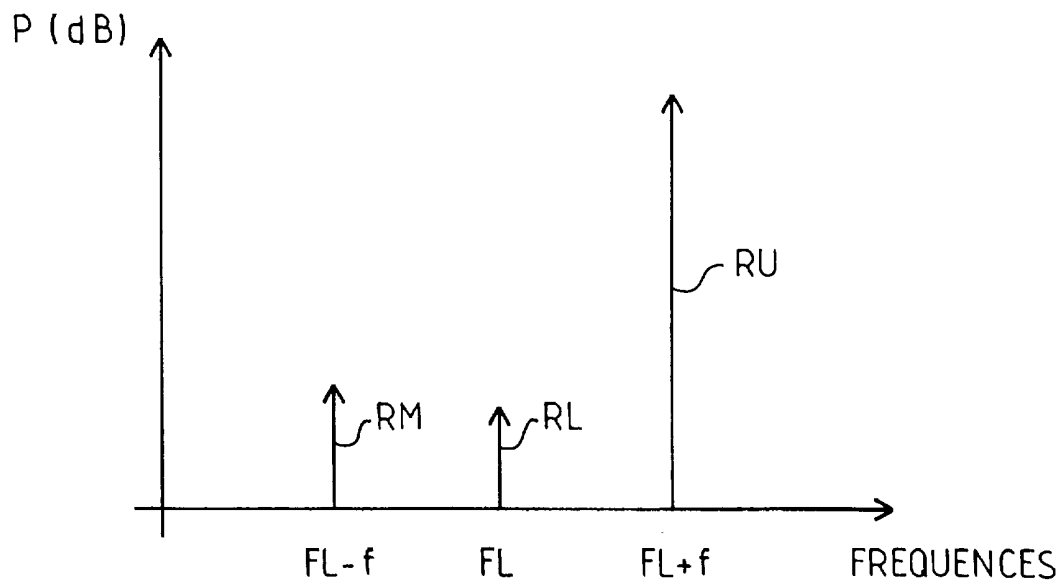
20
25
30
8. Système de réglage du niveau des raies parasites du spectre fréquentiel de sortie d'un dispositif de transposition de fréquence à bande latérale unique, comportant des moyens de délivrance (CX) pour délivrer en entrée des deux voies du dispositif de transposition de fréquence deux signaux de test paramétrables et mutuellement déphasés (TXI, TXQ), des moyens de mesure (MS) du niveau de chacune des raies parasites pour des valeurs de test différentes des différents paramètres des deux signaux de test, et des moyens de détermination (MT) de valeurs de référence pour les différents paramètres permettant de minimiser les niveaux des raies parasites, caractérisé par le fait que les moyens de détermination comprennent des moyens de traitement (MT) aptes à effectuer un calcul numérique à partir d'un nombre prédéterminé de valeurs de test différentes desdits paramètres et des valeurs de niveaux mesurées correspondantes, compte tenu de deux relations de type parabolique reliant les niveaux des deux raies parasite auxdits paramètres, de façon à minimiser la durée de réglage en utilisant un nombre réduit de valeurs de test.

35
9. Système selon la revendication 8, caractérisé par le fait que chaque signal de test comporte une composante continue et une composante temporelle périodique, les composantes continues (DCI,

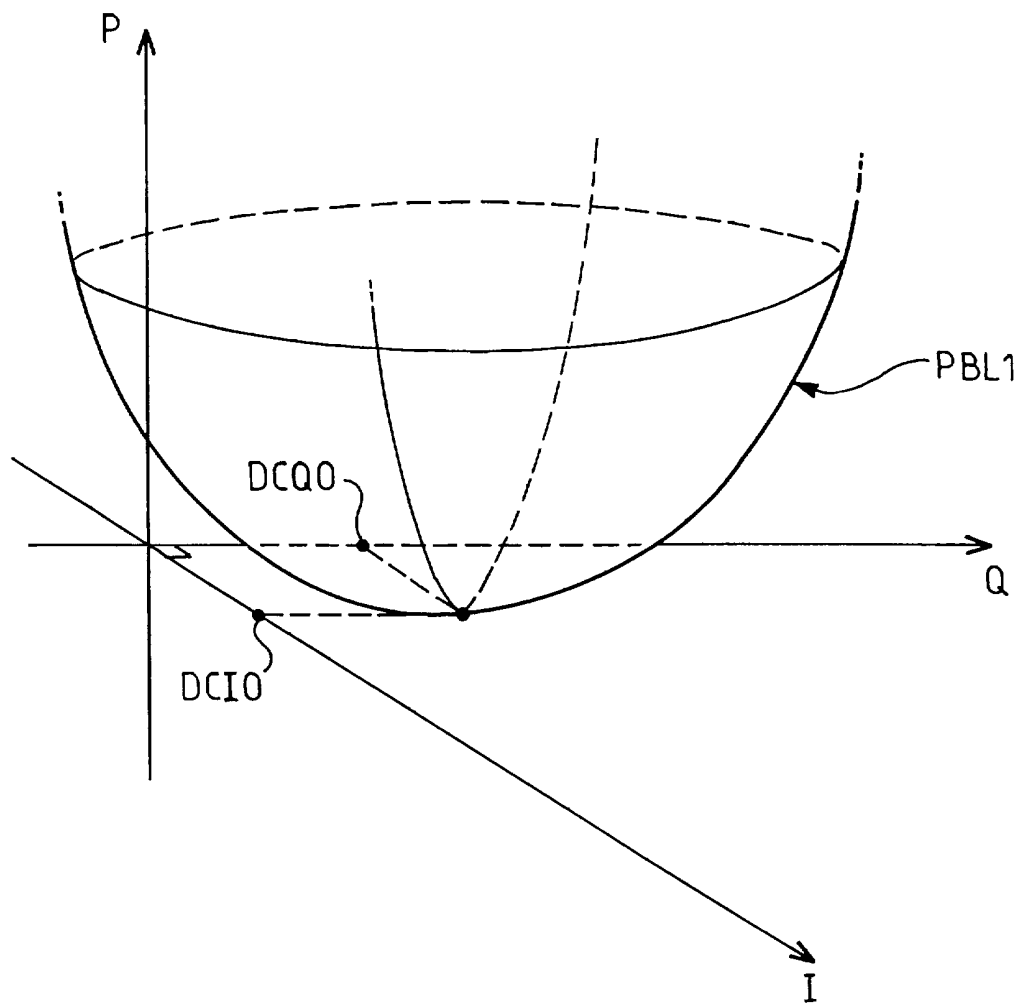
DCQ) des deux signaux de tests constituant respectivement des premier et deuxième paramètres tandis que le rapport des amplitudes (r) et le déphasage relatif ($\emptyset$) des deux composantes temporelles périodiques des deux signaux de test constituent respectivement des troisième et quatrième paramètres, par le fait que les raies parasites comportent une raie image et une raie d'oscillateur local, par le fait que les premier et deuxième paramètres sont reliés au niveau de la raie d'oscillateur local par une première relation parabolique tandis que les troisième et quatrième paramètres sont reliés au niveau de la raie image par une deuxième relation parabolique, par le fait que les moyens de traitement (MT) déterminent les valeurs de référence des premier et deuxième paramètres uniquement à partir des mesures de niveau de la raie d'oscillateur local, et les valeurs de référence des troisième et quatrième paramètres uniquement à partir des mesures de niveau de la raie image.

10. Système selon la revendication 9, pour le réglage du niveau des raies parasites du spectre fréquentiel de sortie d'un dispositif de transposition de fréquence incorporé dans un téléphone mobile, caractérisé par le fait que les moyens de délivrance des signaux de test sont également incorporés dans le téléphone mobile et comprennent un générateur (GEN) d'un signal auxiliaire périodique, un circuit (CX) comportant une borne d'entrée (BX) apte à être reliée à la sortie du générateur, une première voie reliant ladite borne d'entrée à une première entrée (BI) du dispositif de transposition de fréquence et incluant un premier amplificateur (AM1) et un premier additionneur (AD1) recevant d'une part la sortie du premier amplificateur et la sortie d'une première source de tension auxiliaire variable (ST1), et une deuxième voie reliant ladite borne d'entrée (BX) à une deuxième entrée (BQ) du dispositif de transposition de fréquence et incluant des moyens de retard variable (MR), un deuxième amplificateur à gain variable (AM2) et un deuxième additionneur (AD2) recevant d'une part la sortie du deuxième amplificateur et la sortie d'une deuxième source de tension auxiliaire variable (ST2), et par le fait que les moyens de traitement sont aptes à faire varier sélectivement les valeurs du retard, du gain et celles des tensions auxiliaires de façon à générer lesdits signaux de test.

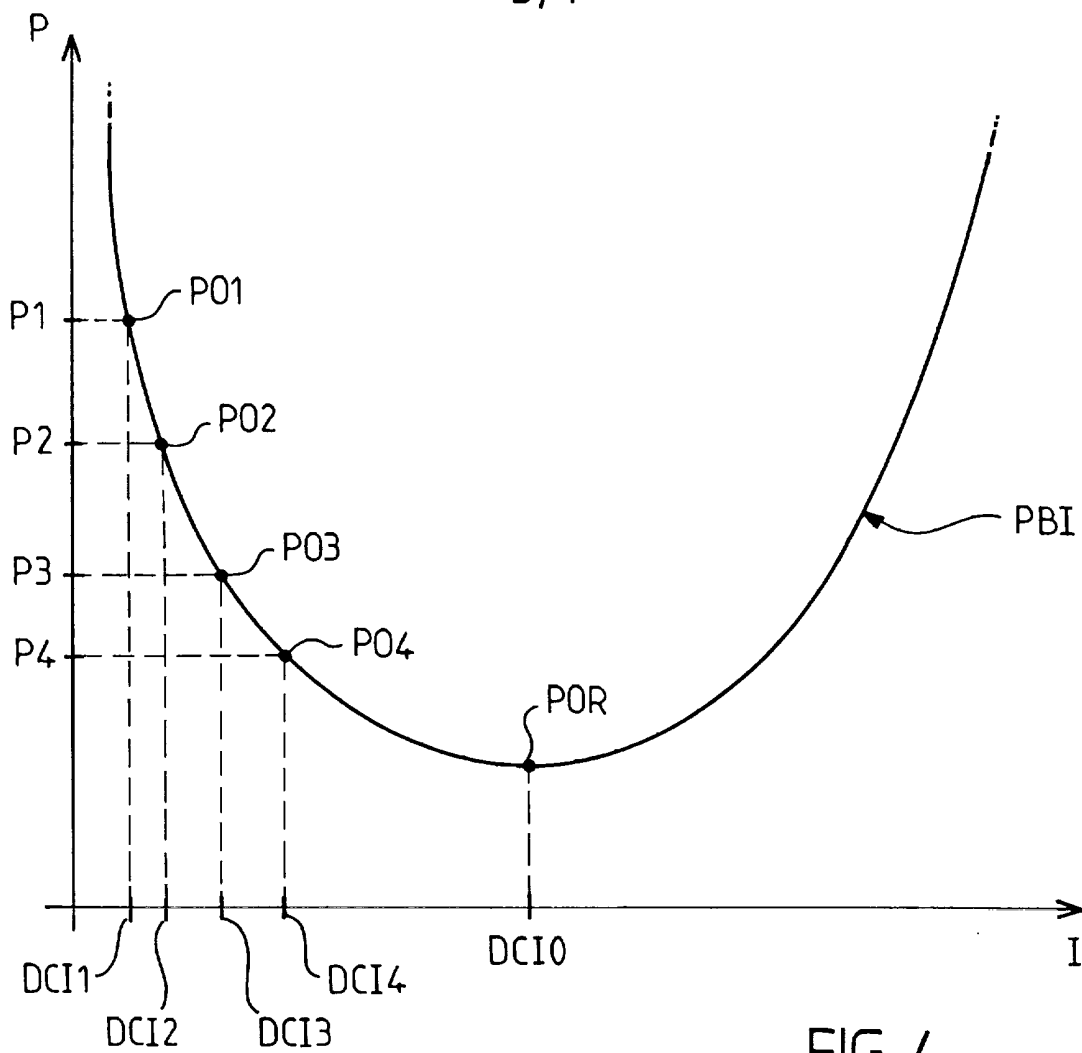
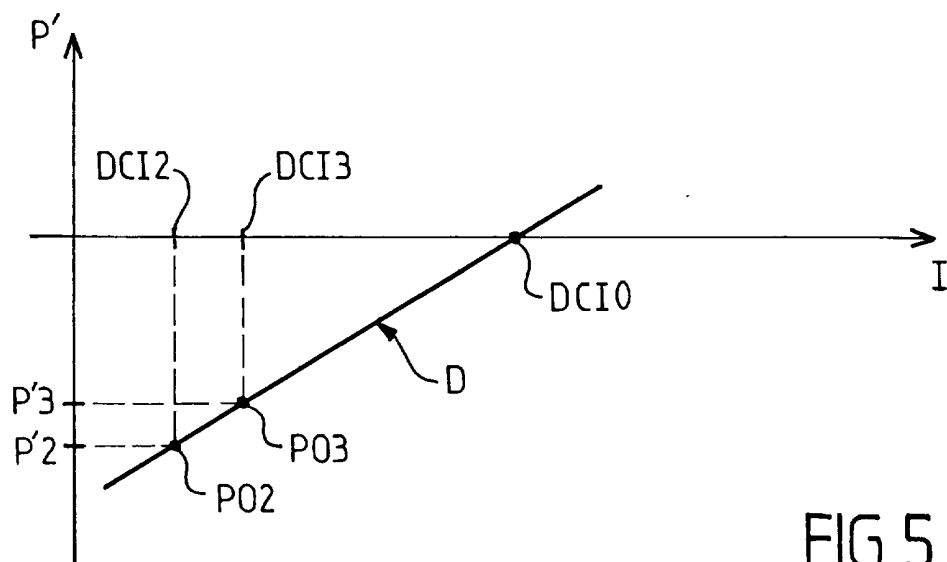
1/4

FIG. 1FIG. 2

2/4

FIG. 3

3/4

FIG. 4FIG. 5

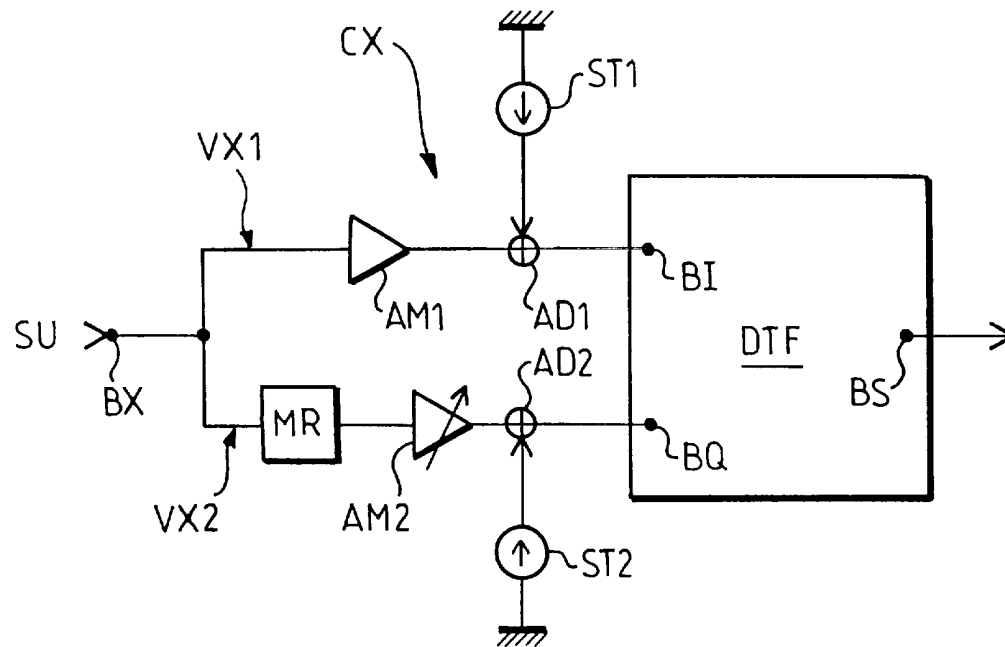


FIG. 6

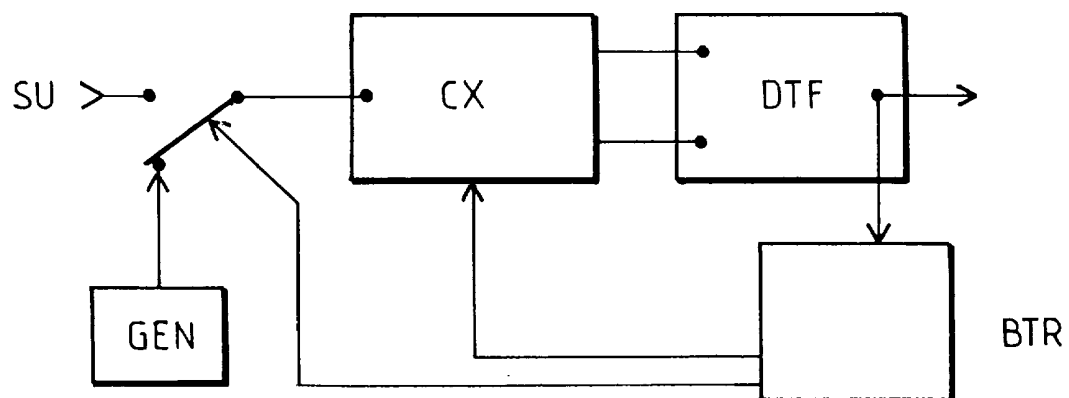


FIG. 7

INSTITUT NATIONAL
de la
PROPRIETE INDUSTRIELLE

**RAPPORT DE RECHERCHE
PRELIMINAIRE**

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

N° d'enregistrement
national

FA 564814
FR 9813332

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
A	YANG G ET AL: "I/Q MODULATOR IMAGE REJECTION THROUGH MODULATION PRE-DISTORTION" 1996 IEEE 46TH. VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, MOBILE TECHNOLOGY FOR THE HUMAN RACE ATLANTA, APR. 28 - MAY 1, 1996, vol. 2, no. CONF. 46, 28 avril 1996, pages 1317-1320, XP000593152 INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS * figure 4 * ---	1-10
A	EP 0 477 720 A (HEWLETT PACKARD CO) 1 avril 1992 * page 3, ligne 51 - page 5, ligne 4 * ---	1-10
A	EP 0 503 588 A (NIPPON TELEGRAPH & TELEPHONE) 16 septembre 1992 * abrégé; figure 5 * -----	1-10
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.CL.6) H04L H03L H03D
Date d'achèvement de la recherche		Examineur
2 juillet 1999		Peeters, M
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		