

19) RÉPUBLIQUE FRANÇAISE  
INSTITUT NATIONAL  
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE  
PARIS

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

2 846 164

21) N° d'enregistrement national : 02 12937

51) Int Cl<sup>7</sup> : H 03 B 19/14, H 03 L 7/197, H 03 D 7/14, H 04 Q 7/32

12)

## DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22) Date de dépôt : 17.10.02.

30) Priorité :

43) Date de mise à la disposition du public de la demande : 23.04.04 Bulletin 04/17.

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.

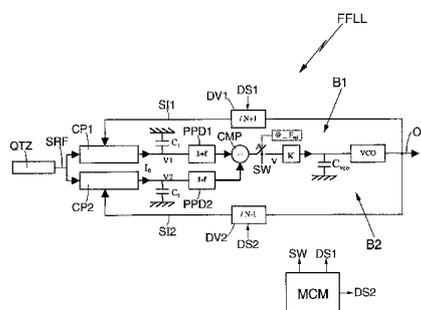
72) Inventeur(s) : JOET LOIC, DEDIEU SEBASTIEN,  
ANDRE ERIC et SAIAS DANIEL.

73) Titulaire(s) :

74) Mandataire(s) : CASALONGA ET JOSSE.

54) PROCÉDE ET DISPOSITIF DE GENERATION D'UN SIGNAL AYANT UNE FREQUENCE EGALE AU PRODUIT D'UNE FREQUENCE DE REFERENCE PAR UN NOMBRE REEL.

57) Le procédé comporte cycliquement une succession d'une phase de mesure et d'une phase de correction. La phase de mesure comporte une première division entière (DV1) de la fréquence du signal de sortie (OL) d'un oscillateur par un premier diviseur entier (N+1) de façon à obtenir un premier signal intermédiaire (S11), une détermination d'un premier signal de mesure représentatif de l'écart temporel entre ce premier signal intermédiaire et un signal de référence (SRF) ayant ladite fréquence de référence, une comparaison (CMP) entre un premier signal de comparaison tiré du premier signal de mesure et un deuxième signal de comparaison dépendant de la période de référence, de la partie entière (N) et de la partie décimale (f) dudit nombre réel, et dudit premier diviseur entier de façon à obtenir un signal d'erreur représentatif de l'écart temporel entre la période du signal de sortie actuel de l'oscillateur et ladite période désirée. La phase de correction comporte une désactivation (SW) du premier diviseur de fréquence et une correction de la commande de l'oscillateur à partir du signal d'erreur, le signal de sortie de l'oscillateur formant ledit signal désiré.



FR 2 846 164 - A1



**Procédé et dispositif de génération d'un signal ayant une fréquence égale au produit d'une fréquence de référence par un nombre réel**

- 5 L'invention concerne la synthèse de fréquence et s'applique avantageusement mais non limitativement au domaine de la communication sans fil, en particulier aux téléphones mobiles qui incorporent dans leur chaîne d'émission/réception des moyens de synthèse de fréquence.
- 10 Une boucle à verrouillage de phase (PLL : "phase locked loop", en langue anglaise) est généralement très utilisée pour la synthèse de fréquence. En effet, un tel système rebouclé permet de multiplier une fréquence de référence par un nombre entier et ainsi d'adresser toute une plage de fréquences avec un certain pas de fréquence. Plus
- 15 précisément, une boucle à verrouillage de phase est un système d'asservissement générant une fréquence  $N$  fois plus grande que la fréquence de référence qu'il reçoit en entrée,  $N$  étant un nombre entier. Ainsi, la fréquence de sortie, qui est donnée par un oscillateur commandé en tension, est divisée par  $N$ , puis comparée à une référence
- 20 qui peut être fournie par un quartz. Une pompe de charge, formée de deux sources de courant, réagit alors en injectant ou en retirant du courant dans le filtre intégrateur qui pilote l'oscillateur de sortie.
- Dans le cas où la fréquence de sortie de l'oscillateur est une fonction croissante de sa tension d'entrée, la réaction de la boucle est
- 25 basée sur le principe suivant. Le comparateur de front détecte le premier des deux fronts. Si ce front détecté appartient au signal de référence, la pompe de charge reçoit l'ordre d'envoyer du courant dans le filtre intégrateur. En effet, dans ce cas, le signal de sortie, divisé par  $N$ , est en retard sur le signal de référence et il faut donc augmenter
- 30 la tension aux bornes de l'oscillateur.
- Inversement, si le premier front détecté est celui du signal de sortie divisé par  $N$ , alors la pompe de charge absorbe du courant pour que la tension aux bornes de l'oscillateur baisse. A l'apparition du

second front, la pompe de charge cesse son activité en attendant le front suivant. Ainsi, plus les fronts seront proches et plus la charge injectée sera petite, jusqu'à ce que la fréquence du signal de sortie de l'oscillateur converge vers  $N$  fois la fréquence de référence.

5 Les boucles à verrouillage de phase permettent de synthétiser des fréquences d'une grande précision et d'une grande stabilité. Leur limitation vient du fait que seule la synthèse de multiples entiers est possible, ce qui limite le nombre de fréquences adressables à partir d'une seule fréquence de référence.

10 Pour pallier au problème de la division non entière, il est possible d'utiliser une boucle à verrouillage de phase dite "fractionnaire", effectuant une succession de divisions par  $N$  et  $N+1$ . Ainsi, pour réaliser une division par  $N+0,5$ , on divise une fois par  $N$ , une fois par  $N+1$  et ainsi de suite. Le filtre intégrateur de la boucle  
15 moyenne alors la valeur de la tension pilotant l'oscillateur de sortie de la boucle.

Ce type d'architecture, qui résout le problème de la division à partie décimale pose en contrepartie de gros problèmes de bruit. En effet, contrairement aux boucles à verrouillage de phase classiques  
20 évoquées ci-avant, dans lesquelles les injections de courant diminuent jusqu'à devenir négligeables en régime établi, les boucles à verrouillage de phase fractionnaires conservent de grandes injections de courant tout au long de leur fonctionnement, puisque la fréquence se trouve entre  $N$  et  $N + 1$  fois la fréquence de référence, et que l'on ne  
25 peut la comparer qu'à des divisions entières.

Ces injections de courant répétées entraînent du bruit qu'il est nécessaire de répartir. Et, c'est la taille de la séquence binaire commandant le diviseur par  $N$  ou  $N+1$  qui va imposer cette répartition.

Lorsque la séquence est minimum, la tension de l'oscillateur se voit modulée à la fréquence de communication des diviseurs par  $N$  et  
30  $N+1$ . Le spectre de sortie de la boucle comporte alors deux raies parasites. Et, ces raies peuvent poser de gros problèmes si elles ne respectent pas les spécifications en bruit autour du fondamental.

Par ailleurs, lorsque la séquence s'agrandit, les raies parasites dues à la période de la séquence ont tendance à s'étaler. Cependant, le filtre intégrateur de la boucle a alors le temps de réagir, ce qui entraîne une variation du fondamental au cours du temps. Ainsi, pour  
5 des séquences très longues, les raies parasites sont assimilables à du bruit réparti autour de la fréquence générée, en raison d'une modulation non désirée de la fréquence de sortie.

En conclusion, la stabilité de la fréquence de sortie et le plancher de bruit limitent grandement l'utilisation des boucles à verrouillage de phase fractionnaires.  
10

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

Un but de l'invention est de proposer une synthèse de fréquence conservant tous les avantages des boucles à verrouillage classiques tout en supprimant le bruit inhérent aux boucles à verrouillage de phase fractionnaires.  
15

L'invention propose donc un procédé de génération d'un signal désiré ayant une fréquence désirée égale au produit d'une fréquence de référence par un nombre réel.

Selon une caractéristique générale de l'invention, le procédé  
20 comporte cycliquement une succession d'une phase de mesure et d'une phase de correction.

La phase de mesure comporte une première division entière de la fréquence du signal de sortie d'un oscillateur par un premier diviseur entier de façon à obtenir un premier signal intermédiaire.  
25 Puis, on détermine un premier signal de mesure représentatif de l'écart temporel entre ce premier signal intermédiaire et un signal de référence selon ladite fréquence de référence.

On compare alors un premier signal de comparaison tiré du premier signal de mesure avec un deuxième signal de comparaison dépendant de la période de référence, de la partie entière et de la partie décimale dudit nombre réel, ainsi que du premier diviseur entier, de façon à obtenir un signal d'erreur représentatif de l'écart temporel entre la période du signal de sortie actuel de l'oscillateur et ladite période désirée.  
30

La phase de correction comporte quant à elle une désactivation du premier diviseur de fréquence et une correction de la commande de l'oscillateur à partir du signal d'erreur, le signal de sortie de l'oscillateur formant le signal désiré.

5 En d'autres termes, d'une façon générale, la phase de mesure s'effectue au minimum en utilisant une boucle de mesure d'écart temporel à division entière, cette boucle étant ouverte en amont de l'oscillateur commandé en tension. Ainsi, au cours d'une période de mesure, qui est par exemple une période du signal de référence, on compare le premier signal de comparaison, qui est par exemple le produit du premier signal de mesure par un facteur de pondération, avec un deuxième signal de comparaison, qui, lorsqu'on utilise qu'une seule boucle, s'apparente à un signal de consigne qui représente l'écart temporel entre le signal de référence et un signal dont la période est égale à  $N1$  fois la période désirée du signal de sortie désiré,  $N1$  étant le premier diviseur entier.

10 L'invention permet ainsi de connaître exactement l'écart entre la fréquence de sortie et la fréquence désirée et la boucle réagit à l'écart réel conduisant à une stabilité de la boucle ainsi qu'à une absence des raies parasites inhérentes aux boucles à verrouillage de phase fractionnaires classiques.

20 Lorsque la phase de mesure s'effectue pendant une période du signal de référence, la phase de correction peut s'effectuer alors pendant la période suivante du signal de référence, et ainsi de suite. Ceci étant, plus généralement, la phase de mesure peut s'effectuer pendant un nombre entier de périodes du signal de référence tandis que la phase de correction peut s'effectuer pendant un autre nombre entier, identique ou différent du premier nombre entier, de périodes suivantes du signal de référence.

30 Selon un mode de mise en œuvre préféré de l'invention, l'élaboration du deuxième signal de comparaison peut s'effectuer au sein d'une deuxième boucle de mesure d'écart temporel à division entière.

Plus précisément, selon ce mode de mise en œuvre, l'élaboration du deuxième signal de comparaison comporte

5 - une deuxième division entière de la fréquence du signal de sortie de l'oscillateur par un deuxième diviseur entier de façon à obtenir un deuxième signal intermédiaire,

- une détermination d'un deuxième signal de mesure représentatif de l'écart temporel entre ce deuxième signal intermédiaire et le signal de référence, et

10 - une pondération du deuxième signal intermédiaire par un deuxième facteur de pondération obtenue à partir du premier diviseur entier, de la partie entière et de la partie décimale dudit nombre réel.

Par ailleurs, l'élaboration du premier signal de comparaison comporte une pondération du premier signal de mesure par un premier facteur de pondération obtenue à partir du deuxième diviseur entier, de  
15 la partie entière et de la partie décimale du nombre réel.

La phase de correction comporte alors également une désactivation du deuxième diviseur de fréquence.

Ainsi, si par exemple le premier diviseur entier est égal à  $N_1$  et que le deuxième diviseur entier est égal à  $N_2$ , le premier facteur de  
20 pondération pourra être égal à  $-(N_2-N-f)$  tandis que le deuxième facteur de pondération sera égal à  $N_1-N-f$ ,  $N$  et  $f$  désignant respectivement la partie entière et la partie décimale du nombre réel dont le produit par la fréquence de référence fournit la fréquence désirée;

25 Ceci étant, une façon particulièrement simple de mettre en œuvre l'invention consiste par exemple à prendre un premier diviseur entier égal à  $N+1$  et un deuxième diviseur entier égal à  $N-1$ . Le premier facteur de pondération est alors égal à  $1+f$  tandis que le deuxième facteur de pondération est alors égal à  $1-f$ .

30 L'invention a également pour objet un dispositif de génération d'un signal désiré ayant une fréquence désirée égale au produit d'une fréquence de référence par un nombre réel.

Selon une caractéristique générale de l'invention, le dispositif comprend

- un oscillateur commandé,
  - un premier moyen de division apte à effectuer une première division entière de la fréquence du signal de sortie de l'oscillateur par un premier diviseur entier de façon à obtenir un premier signal intermédiaire,
- 5
- des premiers moyens de détermination aptes à déterminer un premier signal de mesure représentatif de l'écart temporel entre ce premier signal intermédiaire et un signal de référence ayant ladite fréquence de référence,
- 10
- des moyens d'élaboration aptes à élaborer un premier signal de comparaison tiré du premier signal de mesure,
  - des deuxièmes moyens d'élaboration aptes à élaborer un deuxième signal de comparaison dépendant de la période de référence, de la partie entière et de la partie décimale dudit nombre réel, et dudit premier diviseur entier,
- 15
- des moyens de comparaison aptes à effectuer une comparaison entre les deux signaux de comparaison de façon à obtenir un signal d'erreur représentatif de l'écart temporel entre la période du signal de sortie actuel de l'oscillateur et ladite période désirée,
- 20
- un interrupteur connecté entre la sortie des moyens de comparaison et l'entrée de commande de l'oscillateur, et
  - des moyens de commande aptes à ouvrir et à fermer successivement et cycliquement l'interrupteur et à désactiver le premier diviseur lorsque l'interrupteur est fermé, de façon à permettre successivement la détermination du signal d'erreur et la délivrance de ce signal d'erreur sur l'entrée de commande de l'oscillateur, le signal de sortie de l'oscillateur formant ledit signal désiré.
- 25
- Selon un mode de réalisation de l'invention, les moyens de commande ferment et ouvrent l'interrupteur respectivement pendant des périodes successives du signal de référence.
- 30
- Selon un mode avantageux de réalisation de l'invention, les deuxièmes moyens d'élaboration comportent
- un deuxième diviseur apte à effectuer une deuxième division entière de la fréquence du signal de sortie de l'oscillateur,

- des deuxièmes moyens de détermination aptes à déterminer un deuxième signal de mesure représentatif de l'écart temporel entre ce deuxième signal intermédiaire et le signal de référence, et

5 - des deuxièmes moyens de pondération aptes à effectuer une pondération du deuxième signal intermédiaire par un deuxième facteur de pondération obtenu à partir du premier diviseur entier, de la partie entière et de la partie décimale dudit nombre réel.

10 Par ailleurs, selon ce mode réalisation, les premiers moyens d'élaboration comportent des premiers moyens de pondération aptes à effectuer une pondération du premier signal de mesure par un facteur de pondération obtenu à partir du deuxième diviseur entier, de la partie entière et de la partie décimale du nombre réel.

Et, les moyens de commande sont également aptes à désactiver le deuxième diviseur lorsque l'interrupteur est fermé.

15 Le dispositif selon l'invention est avantageusement réalisé sous la forme d'un circuit intégré.

L'invention vise également un terminal d'un système de communication sans fil comportant un dispositif de génération tel que défini ci-avant.

20 Ce terminal peut être par exemple un téléphone mobile cellulaire.

25 D'autres avantages et caractéristiques de l'invention apparaîtront à l'examen de la description détaillée d'un mode de réalisation et de mise en œuvre, nullement limitatif, et des dessins annexés sur lesquels :

- la figure 1 illustre schématiquement un téléphone mobile cellulaire selon l'invention, incorporant un dispositif selon l'invention, et

30 - la figure 2 illustre plus en détail, mais toujours schématiquement, un mode de réalisation d'un dispositif selon l'invention.

Sur la figure 1, la référence TP désigne un terminal distant, tel qu'un téléphone mobile cellulaire, qui est en communication avec une

station de base BS1, par exemple selon un schéma de communication du type CDMA-FDD.

5 Le téléphone mobile cellulaire comprend, de façon classique, un étage analogique radiofréquence ERF connecté à une antenne ANT pour recevoir un signal d'entrée ISG.

10 Classiquement, l'étage ERF comprend un amplificateur faible bruit LNA et deux voies de traitement comportant des mélangeurs, des filtres et amplificateurs classiques (non représentés sur la figure 1 à des fins de simplification). Les deux mélangeurs reçoivent respectivement de la part d'un dispositif FFL selon l'invention deux signaux OL présentant mutuellement une différence de phase de  $90^\circ$ . Après transposition de fréquence dans les mélangeurs, les deux voies de traitement définissent respectivement deux flux I (flux direct) et Q (flux en quadrature) selon une dénomination bien connue de l'homme du métier.

15 Après conversion numérique dans des convertisseurs analogiques/numériques, les deux flux I et Q sont délivrés à un étage de traitement de réception ETNR.

20 Cet étage de traitement ETNR comprend un récepteur RR, communément désigné par l'homme du métier "récepteur Rake", suivi par des moyens classiques de démodulation MP qui effectuent la démodulation de la constellation délivrée par le récepteur Rake RR. Les moyens MP sont suivis d'un décodeur canal classique CD.

25 On se réfère maintenant plus particulièrement à la figure 2 pour illustrer un mode de réalisation d'un dispositif synthétiseur de fréquence FFL selon l'invention.

30 Ce dispositif comporte un oscillateur commandé en tension VCO dont la sortie délivre le signal de sortie désiré, en l'espèce le signal d'oscillateur local OL (figure 1). Bien entendu, le déphasage entre les deux signaux d'oscillateur local OL illustré sur la figure 1 peut être aisément obtenu en disposant un déphaseur à la sortie de l'oscillateur VCO. Bien que l'on ait représenté ici un oscillateur commandé en tension, tout type d'oscillateur commandé convient, par exemple un oscillateur commandé en courant.

Le dispositif FFLL comporte ici deux boucles B1 et B2.

La première boucle B1 comporte un premier diviseur DV1 capable d'effectuer une division entière, en l'espèce par  $N+1$ , du signal de sortie délivré par l'oscillateur VCO. Ce premier signal intermédiaire SI1, délivré par le diviseur DV1 est fourni à des premiers moyens de détermination CP1 composés ici d'un détecteur de front suivi d'une pompe de charge. Ces premiers moyens de détermination CP1 reçoivent par ailleurs un signal de référence SRF, ayant une période de référence  $T_{ref}$ . Ce signal de référence SRF est délivré par un quartz QTZ.

Un premier condensateur C1 est par ailleurs connecté entre la masse et la sortie des moyens CP1

Par ailleurs, des premiers moyens de pondération PPD1 sont connectés entre l'autre borne de la capacité du condensateur C1 et la première entrée d'un soustracteur CMP (moyens de comparaison).

La sortie du soustracteur est reliée au filtre de boucle K par l'intermédiaire d'un interrupteur A commandé à la fréquence de référence  $F_{ref}$  par un signal de commande SW émis par des moyens de commande MCM.

La sortie du filtre de boucle K est reliée à l'oscillateur VCO ainsi qu'à un condensateur  $C_{vco}$  permettant de contrôler la tension de commande de l'oscillateur.

La deuxième boucle B2 du dispositif FFLL comporte un deuxième diviseur DV2 apte à effectuer également une division entière du signal de sortie de l'oscillateur VCO. Ce deuxième diviseur effectue en l'espèce une division par  $N-1$  et délivre un deuxième signal intermédiaire SI2 à des deuxièmes moyens de détermination CP2 ayant une structure analogue aux premiers moyens de détermination CP1.

Ces deuxièmes moyens de détermination reçoivent également le signal de référence SRF. Un deuxième condensateur C2 est relié à la sortie des moyens CP2 ainsi qu'à des deuxièmes moyens de pondération PPD2.

La sortie de ces deuxièmes moyens de pondération PPD2 est reliée à l'autre entrée du soustracteur CMP.

Par ailleurs, les deux diviseurs DV1 et DV2 peuvent être activés ou désactivés par respectivement deux signaux logiques DS1, DS2 également délivrés par les moyens de commande MCM.

5 Le dispositif selon l'invention permet ainsi de réaliser directement une division par un nombre réel ayant une partie décimale de plusieurs bits, en l'espèce par un nombre égal à  $N+f$  où  $N$  désigne la partie entière du diviseur réel et  $f$  la partie décimale. L'invention se distingue donc de l'art antérieur, et notamment des systèmes à boucle à verrouillage fractionnaires qui prévoit d'effectuer alternativement deux  
10 divisions entières.

En effet, selon le mode de réalisation de la figure 2, les divisions entières par  $N+1$  et par  $N-1$  se font simultanément, permettant ainsi de connaître exactement l'écart entre la fréquence de sortie et la fréquence désirée. Ainsi, les boucles réagissent à l'écart  
15 réel et non à l'écart entre la fréquence de sortie et un nombre entier de fois la référence. L'écart diminue jusqu'à devenir négligeable. La boucle reste stable et les raies parasites inhérentes aux boucles à verrouillage de phase fractionnaires classiques disparaissent.

Plus précisément, le procédé selon l'invention s'étale sur deux  
20 phases, à savoir une phase de mesure et une phase de correction.

La phase de mesure s'effectue sur une période de mesure, par exemple une période du signal de référence  $S_{ref}$ .

On utilise cette période de mesure pour effectuer la mesure de la fréquence de sortie  $F_{out}$ . Pendant ce temps, l'ensemble des deux  
25 boucles B1 et B2 est ouvert au niveau de l'interrupteur A, juste avant le condensateur  $C_{VCO}$  maintenant la tension de commande de l'oscillateur, pour éviter que la réaction de la boucle ne vienne perturber la mesure.

La boucle B2 permet de mesurer l'écart temporel entre le  
30 deuxième signal intermédiaire SI2 dont la période est égale à  $(N-1)T_{out}$ , et le signal de référence ayant la période  $T_{ref}$ .

Au bout de la mesure, la tension aux bornes du condensateur C2 est égale à

$$V_2 = \frac{I_0}{C_2} [T_{ref} - (N-1)T_{out}]$$

(I)

La boucle B1 fournit l'écart entre le premier signal intermédiaire SI1 ayant une période égale à  $(N+1)T_{out}$ , et le signal de référence.

- 5 Au bout de la mesure, la tension aux bornes du condensateur C1 est égale à :

$$V_1 = \frac{I_0}{C_1} [(N+1)T_{out} - T_{ref}] \quad (II)$$

- 10 Lors de la période suivante du signal de référence, on procède alors à la phase de correction. Les diviseurs de fréquence DV1 et DV2 sont désactivés et remis à 0 et l'interrupteur A est fermé. On soustrait alors les tensions des deux condensateurs, pondérées par des poids de  $(1+f)$  et  $(1-f)$ . La tension V obtenue donne l'écart entre la fréquence de
- 15 sortie et la fréquence désirée.

Cette tension est fournie par la formule (III) ci-dessous

$$V = (1+f) \frac{I_0}{C_1} [(N+1)T_{out} - T_{ref}] - (1-f) \frac{I_0}{C_2} [T_{ref} - (N-1)T_{out}] \quad (III)$$

- 20 Dans l'hypothèse où  $C_1=C_2=C_0$ , la tension V est alors fournie par la formule ci-dessous qui se réduit alors à la formule (IV).

$$V = \frac{I_0}{C_0} [(N+1)T_{out} - T_{ref} + (N-1)T_{out} - T_{ref} + f[(N+1)T_{out} - T_{ref} + T_{ref} - (N-1)T_{out}]]$$

25

$$V = \frac{2 \cdot I_0}{C_0} [(N+f)T_{out} - T_{ref}] \quad (IV)$$

On dispose donc de l'écart entre la période désirée et la période actuelle.

- 30 Cette tension est ensuite transformée en courant pour pouvoir l'intégrer dans le condensateur  $C_{VCO}$ .

Avant de recommencer la mesure, c'est-à-dire au cours d'un nombre entier de périodes suivantes du signal de référence (par exemple au cours de la période suivante), les capacités des pompes de charge doivent être vidées. Les compteurs seront activés au prochain front du signal de référence.

5

Ainsi, le système selon l'invention, capable de réaliser une multiplication de fréquence par un nombre réel ayant une partie décimale, conserve tous les avantages des boucles à verrouillage de phase classique tout en supprimant le bruit inhérent aux boucles à verrouillage de phase fractionnaire.

10

## REVENDICATIONS

1. Procédé de génération d'un signal désiré ayant une fréquence  
désirée égale au produit d'une fréquence de référence par un nombre  
réel, caractérisé par le fait qu'il comporte cycliquement une succession  
5 d'une phase de mesure et d'une phase de correction, par le fait que la  
phase de mesure comporte une première division entière (DV1) de la  
fréquence du signal de sortie (OL) d'un oscillateur par un premier  
diviseur entier (N+1) de façon à obtenir un premier signal intermédiaire  
(SI1), une détermination d'un premier signal de mesure représentatif de  
10 l'écart temporel entre ce premier signal intermédiaire et un signal de  
référence (SRF) ayant ladite fréquence de référence, une comparaison  
(CMP) entre un premier signal de comparaison tiré du premier signal de  
mesure et un deuxième signal de comparaison dépendant de la période  
de référence, de la partie entière (N) et de la partie décimale (f) dudit  
15 nombre réel, et dudit premier diviseur entier de façon à obtenir un signal  
d'erreur représentatif de l'écart temporel entre la période du signal de  
sortie actuel de l'oscillateur et ladite période désirée, et par le fait que  
la phase de correction comporte une désactivation (SW) du premier  
diviseur de fréquence et une correction de la commande de l'oscillateur  
20 à partir du signal d'erreur, le signal de sortie de l'oscillateur formant  
ledit signal désiré.

2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé par le fait que la  
phase de mesure s'effectue pendant un nombre entier de périodes du  
signal de référence (SRF), par exemple une période, tandis que la phase  
25 de correction s'effectue pendant un autre nombre entier de périodes  
suivantes du signal de référence, par exemple la période suivante.

3. Procédé selon la revendication 1 ou 2, caractérisé par le fait  
que l'élaboration du deuxième signal de comparaison comporte une  
deuxième division entière (DV2) de la fréquence du signal de sortie de  
30 l'oscillateur par un deuxième diviseur entier (N-1) de façon à obtenir un  
deuxième signal intermédiaire, une détermination d'un deuxième signal  
de mesure représentatif de l'écart temporel entre ce deuxième signal  
intermédiaire et le signal de référence, et une pondération du deuxième

signal intermédiaire par un deuxième facteur de pondération (1-f) obtenu à partir du premier diviseur entier, de la partie entière et de la partie décimale dudit nombre réel, par le fait que l'élaboration du premier signal de comparaison comporte une pondération du premier signal de mesure par un premier facteur de pondération (1+f) obtenu à partir du deuxième diviseur entier, de la partie entière et de la partie décimale dudit nombre réel, et par le fait que la phase de correction comporte également une désactivation du deuxième diviseur de fréquence.

4. Procédé selon la revendication 3, caractérisé par le fait que le premier diviseur entier est égal à  $N+1$ ,  $N$  désignant la partie entière du nombre réel, et le deuxième diviseur entier est égal à  $N-1$ , et par le fait que le premier facteur de pondération est égal à  $1+f$ ,  $f$  désignant la partie décimale du nombre réel, et que le deuxième facteur de pondération est égal à  $1-f$ .

5. Dispositif de génération d'un signal désiré ayant une fréquence désirée égale au produit d'une fréquence de référence par un nombre réel, caractérisé par le fait qu'il comprend

- un oscillateur commandé (VCO),
- un premier moyen de division (DV1) apte à effectuer une première division entière de la fréquence du signal de sortie de l'oscillateur commandé en tension par un premier diviseur entier de façon à obtenir un premier signal intermédiaire,
- des premiers moyens de détermination (CP1) aptes à déterminer un premier signal de mesure représentatif de l'écart temporel entre ce premier signal intermédiaire et un signal de référence ayant ladite fréquence de référence,
- des premiers moyens d'élaboration (PPD1) aptes à élaborer un premier signal de comparaison tiré du premier signal de mesure,
- des deuxièmes moyens d'élaboration (B2) aptes à élaborer un deuxième signal de comparaison dépendant de la période de référence, de la partie entière et de la partie décimale dudit nombre réel, et dudit premier diviseur entier,

- des moyens de comparaison (CMP) aptes à effectuer une comparaison entre les deux signaux de comparaison de façon à obtenir un signal d'erreur représentatif de l'écart temporel entre la période du signal de sortie actuel de l'oscillateur et ladite période désirée,  
5
  - un interrupteur (A) connecté entre la sortie des moyens de comparaison et l'entrée de commande de l'oscillateur, et
  - des moyens de commande (MCM) aptes à ouvrir et à fermer successivement et cycliquement l'interrupteur et à désactiver le premier diviseur lorsque l'interrupteur est fermé, de façon à permettre successivement la détermination du signal d'erreur et la délivrance de ce signal d'erreur sur l'entrée de commande de l'oscillateur, le signal de sortie de l'oscillateur formant ledit signal désiré.  
10
6. Dispositif selon la revendication 5, caractérisé par le fait que les moyens de commande (MCM) ferment et ouvrent l'interrupteur respectivement pendant des périodes successives du signal de référence.
7. Dispositif selon la revendication 5 ou 6, caractérisé par le fait que les deuxièmes moyens d'élaboration comportent
- un deuxième diviseur (DV2) apte à effectuer une deuxième division entière de la fréquence du signal de sortie de l'oscillateur,  
15
  - des deuxièmes moyens de détermination (CP2) aptes à déterminer un deuxième signal de mesure représentatif de l'écart temporel entre ce deuxième signal intermédiaire et le signal de référence, et  
20
  - des deuxièmes moyens de pondération (PPD2) aptes à effectuer une pondération du deuxième signal intermédiaire par un deuxième facteur de pondération obtenu à partir du premier diviseur entier, de la partie entière et de la partie décimale dudit nombre réel,  
25
  - par le fait que les premiers moyens d'élaboration comportent des premiers moyens de pondération (PPD1) aptes à effectuer une pondération du premier signal de mesure par un premier  
30

facteur de pondération obtenu à partir du deuxième diviseur entier, de la partie entière et de la partie décimale dudit nombre réel, et

- 5           - par le fait que les moyens de commande (MCM) sont également aptes à désactiver le deuxième diviseur lorsque l'interrupteur est fermé.

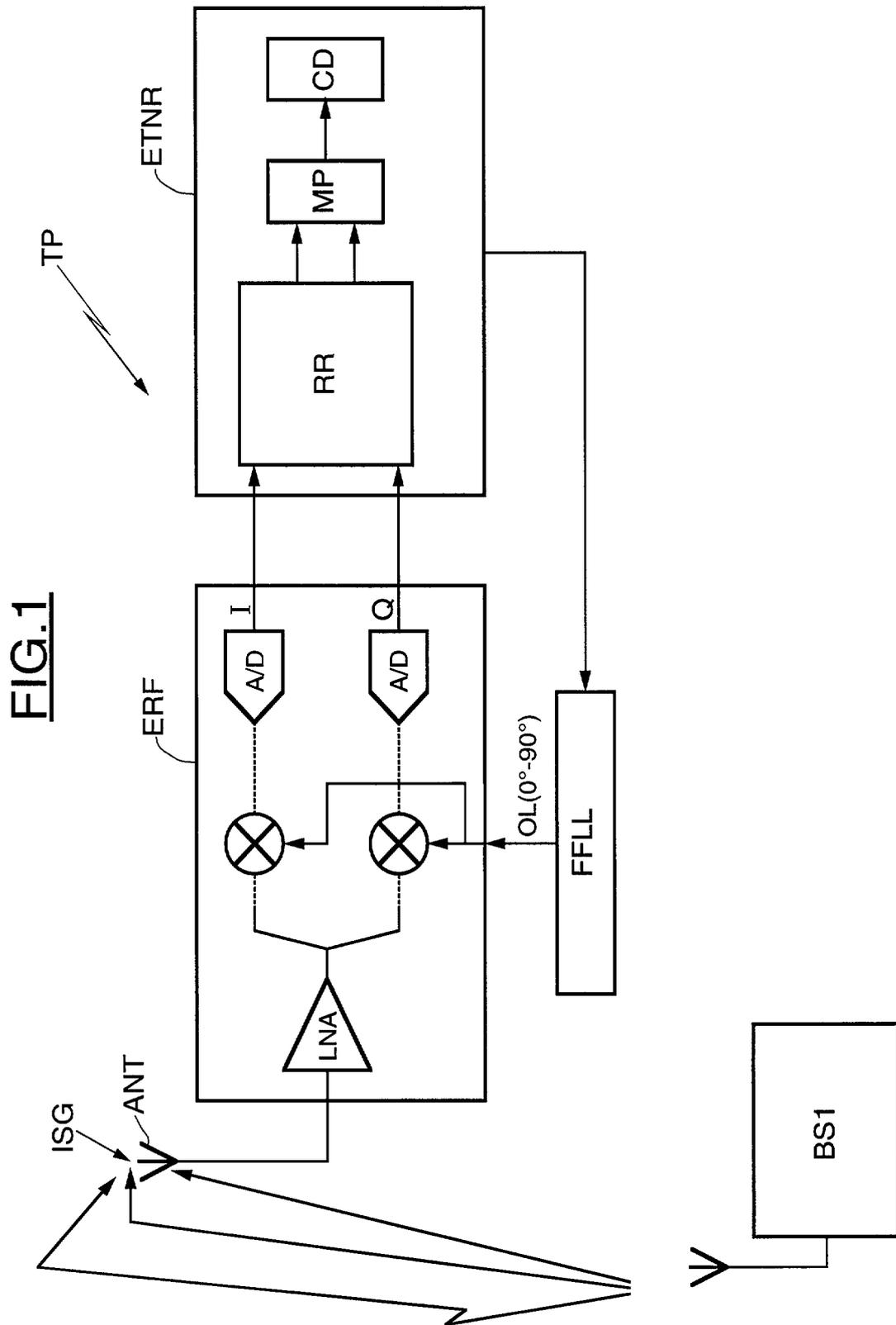
10           8. Dispositif selon la revendication 7, caractérisé par le fait que le premier diviseur entier est égal à  $N+1$ ,  $N$  désignant la partie entière du nombre réel, et le deuxième diviseur entier est égal à  $N-1$ , et par le fait que le premier facteur de pondération est égal à  $1+f$ ,  $f$  désignant la partie décimale du nombre réel, et que le deuxième facteur de pondération est égal à  $1-f$ .

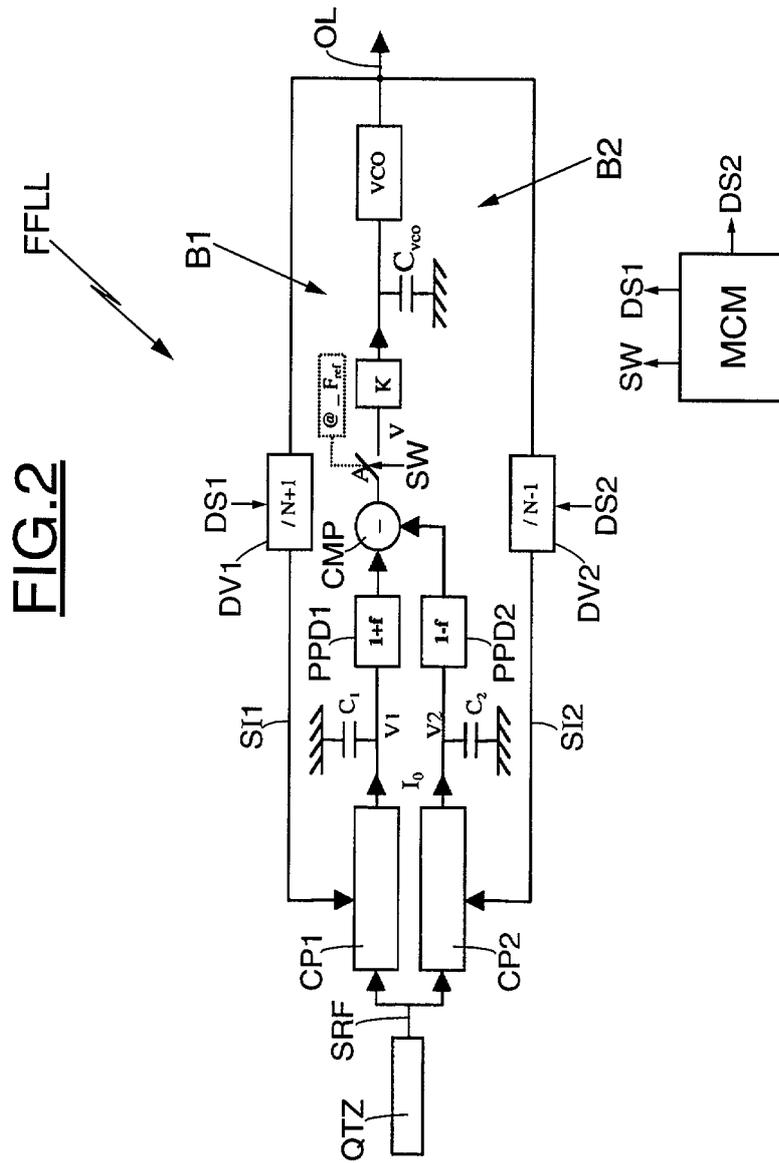
            9. Dispositif selon l'une des revendications 5 à 8, caractérisé par le fait qu'il est réalisé sous la forme d'un circuit intégré.

15           10. Terminal d'un système de communication sans fil, caractérisé par le fait qu'il comprend un dispositif selon l'une des revendications 5 à 9.

            11. Terminal selon la revendication 10, caractérisé par le fait qu'il forme un téléphone mobile cellulaire.

1/2







**RAPPORT DE RECHERCHE  
PRÉLIMINAIRE**

N° d'enregistrement  
national

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

FA 626924  
FR 0212937

DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS		Revendication(s) concernée(s)	Classement attribué à l'invention par l'INPI
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes		
A	US 5 821 816 A (PATTERSON JEFFERY S) 13 octobre 1998 (1998-10-13) * colonne 2, ligne 40 - colonne 5, ligne 59 * * colonne 8, ligne 7 - ligne 38; figures 2,3 *	1,5,9-11	H03B19/14 H03L7/197 H03D7/14 H04Q7/32
A	ABDELOUAHAB DJEMOUAI ET AL.: "New Frequency-Locked Loop Based on CMOS Frequency-to-Voltage Converter: Design and Implementation" IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS-II: ANALOG AND DIGITAL SIGNAL PROCESSING, vol. 48, no. 5, mai 2001 (2001-05), pages 441-449, XP002247796 * abrégé * * page 441, colonne 2, ligne 38 - page 444, colonne 2, ligne 16 * * page 448, colonne 2, ligne 30 - page 449, colonne 1, dernière ligne * * figures 1-3 *	1,5,9-11	DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.CL.7)  H03L
A	US 2002/140512 A1 (STOCKTON DAVID) 3 octobre 2002 (2002-10-03) * alinéa '0045! - alinéa '0073!; figures 4,5 *	1,5,9-11	
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
15 juillet 2003		Balbinot, H	
<p>CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS</p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>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 ..... &amp; : membre de la même famille, document correspondant</p>			

2

EPO FORM 1503 12.99 (P04C14)

**ANNEXE AU RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE  
RELATIF A LA DEMANDE DE BREVET FRANÇAIS NO. FR 0212937 FA 626924**

La présente annexe indique les membres de la famille de brevets relatifs aux documents brevets cités dans le rapport de recherche préliminaire visé ci-dessus.  
Les dits membres sont contenus au fichier informatique de l'Office européen des brevets à la date du 15-07-2003  
Les renseignements fournis sont donnés à titre indicatif et n'engagent pas la responsabilité de l'Office européen des brevets, ni de l'Administration française

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
US 5821816 A	13-10-1998	DE 19807026 A1 GB 2329288 A , B JP 11234129 A	24-12-1998 17-03-1999 27-08-1999
US 2002140512 A1	03-10-2002	AUCUN	