

(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

(19) Organisation Mondiale de la
Propriété Intellectuelle
Bureau international



(43) Date de la publication internationale
11 octobre 2012 (11.10.2012)

WIPO | PCT

(10) Numéro de publication internationale
WO 2012/136729 A1

- (51) Classification internationale des brevets :
H03M 1/06 (2006.01) H03M 1/12 (2006.01)
H03M 1/66 (2006.01)
- (21) Numéro de la demande internationale :
PCT/EP2012/056223
- (22) Date de dépôt international :
4 avril 2012 (04.04.2012)
- (25) Langue de dépôt : français
- (26) Langue de publication : français
- (30) Données relatives à la priorité :
1152865 4 avril 2011 (04.04.2011) FR
- (71) Déposant (pour tous les États désignés sauf US) :
CENTRE NATIONAL DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE (C.N.R.S) [FR/FR]; 3, rue Michel Ange, F-75016 Paris (FR).
- (72) Inventeurs; et
- (75) Inventeurs/Déposants (pour US seulement) : WERQUIN, Arnaud [FR/FR]; 20, rue Marceau, F-59240 Dunkerque (FR). KAISER, Andreas [DE/FR]; 53, allée de la Courtine, F-59650 Villeneuve D'ascq (FR). FRAPPE, Antoine [FR/FR]; 4, rue de la Baignerie, F-59000 Lille (FR).
- (74) Mandataires : BLOT, Philippe et al.; 2, place d'Estienne d'Orves, F-75009 Paris (FR).
- (81) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre de protection nationale disponible) : AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre de protection régionale disponible) : ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasien (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU,

[Suite sur la page suivante]

(54) Title : METHOD AND DEVICE FOR PROCESSING AN INPUT SIGNAL TO INCREASE THE SIGNAL/NOISE RATIO AND CORRESPONDING CONVERTER

(54) Titre : PROCÉDÉ ET DISPOSITIF DE TRAITEMENT D'UN SIGNAL D'ENTRÉE POUR AUGMENTER LE RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT ET CONVERTISSEUR CORRESPONDANT

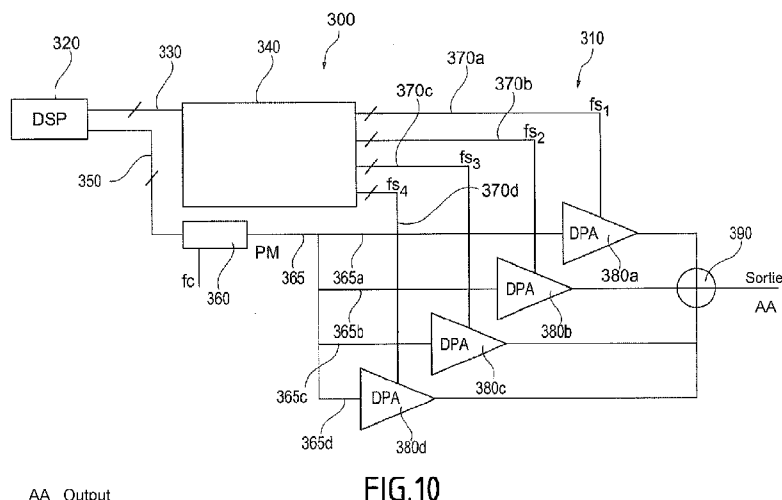


FIG.10

(57) Abstract : The invention relates to a method comprising the following steps: the generation, in parallel, of at least two digital intermediate signals (370a-d) having at least two sampling frequencies (fs1, fs2, fs3, fs4) and that are different from the input signal (330); and the recombination (380a-d, 390) of at least two of the digital intermediate signals to obtain an output signal. The invention further relates to a corresponding device that includes a frequency hopping device (340) generating in parallel at least two digital intermediate signals from the input signal, at least two of the digital intermediate signals having at least two different sampling frequencies (fs1, fs2, fs3, fs4), and a recombination device (380a-d, 390) that is adapted to combine at least two of the first digital intermediate signals.

(57) Abrégé :

[Suite sur la page suivante]

WO 2012/136729 A1



TJ, TM), européen (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, **Publiée :**

DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT,
LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE,
SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA,
GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

— avec rapport de recherche internationale (Art. 21(3))

L'invention concerne un procédé qui comporte les étapes suivantes : la génération, en parallèle, d'au moins deux signaux intermédiaires numériques (370a-d) ayant au moins deux fréquences d'échantillonnage (fs1, fs2, fs3, fs4) différents à partir du signal d'entrée (330); et la recombinaison (380a-d, 390) d'au moins deux des signaux intermédiaires numériques pour obtenir un signal de sortie. De plus, l'invention concerne un dispositif correspondant, comprenant un dispositif de saut de fréquence (340) générant en parallèle au moins deux signaux intermédiaires numériques à partir du signal d'entrée, au moins deux des signaux intermédiaires numériques ayant au moins deux fréquences d'échantillonnage (fs1, fs2, fs3, fs4) différentes et un dispositif de recombinaison (380a-d, 390) adapté pour combiner au moins deux des premiers signaux intermédiaires numériques.

Procédé et dispositif de traitement d'un signal d'entrée pour augmenter le rapport signal sur bruit et convertisseur correspondant

La présente invention concerne un procédé et un dispositif de traitement d'un signal d'entrée pour augmenter le rapport signal sur bruit. Finalement, l'invention concerne également un convertisseur analogique-numérique, convertisseur numérique-analogique ou transmetteur radiofréquence comprenant un dispositif selon l'invention.

Dans les systèmes figés, les images issues de la conversion numérique-analogique sont supprimées à l'aide d'un filtrage analogique mettant en œuvre des éléments électroniques passifs. L'émergence de standards en télécommunication offrant des hauts débits se fait au détriment de l'occupation spectrale. Par exemple, il est peu rentable de laisser un utilisateur dans un standard surexploité offrant de faibles débits quand d'autres standards sous-utilisés sont disponibles dans les fréquences voisines. Or, on essaie d'avoir des systèmes reconfigurables selon l'utilisation. Par exemple, de tels systèmes doivent supporter des nombreux standards et ce sur une large bande fréquentielle. Pour couvrir des bandes de plus en plus larges et être configurables, la partie numérique des émetteurs radiofréquence (RF) tend à s'étendre jusqu'à l'antenne. L'utilisation des filtres analogiques, par exemple un filtre d'interpolation analogique sur le signal avant son émission par l'antenne, devient donc difficile.

Il est alors nécessaire de s'assurer que le traitement numérique avant la conversion discret vers continu ne produit pas de raies parasites sur toute la bande fréquentielle du système. Dans une chaîne d'émission capable de couvrir de multiples standards dans une très large bande fréquentielle, par exemple plusieurs Gigahertz de 0.8 GHz à 6 GHz, il est donc nécessaire que toutes les émissions hors-bande dues à la chaîne d'émission soient supprimées au maximum. Par exemple, les émissions hors bande peuvent être, entre autres, des bruits de quantification, les images dues à l'échantillonnage, et/ou distorsion d'intermodulation (IMD).

Il existe deux méthodes communément utilisées pour réduire les émissions hors bande. La plus simple consiste en une augmentation de la cadence d'échantillonnage du signal de base effectuée au niveau d'un processeur du signal numérique (DSP - digital signal processor) afin de repousser les images. Ce sur-échantillonnage est très rapidement limité par la vitesse maximale atteignable par le DSP. Typiquement, on se trouve très vite bloqué par la largeur de bande du système. Si celui-ci est de quelques GHz, la fréquence d'échantillonnage doit être du même ordre de grandeur. De plus, un émetteur comprenant un tel système de sur-échantillonnage a une consommation

énergétique importante, ce qui empêche une implémentation d'un tel système dans des dispositifs portables.

La publication de Yijun Zhou and Jiren Yuan « A 10-Bit Wide-Band CMOS Direct Digital RF Amplitude Modulator », IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 38, no. 7, juillet 2003, pages 1182-1188, divulgue une interpolation linéaire afin de réduire les premières images dues à l'échantillonnage. Une interpolation implémentée en dehors du DSP a, quant à elle, l'intérêt de ne pas avoir besoin d'utiliser des cadences ou fréquences difficilement atteignables par un DSP, car en partant d'une fréquence d'échantillonnage faible, l'interpolation va se charger de générer des échantillons supplémentaires grâce à un filtre FIR (Finite Impulse Response) qui se charge de supprimer les images introduites par une fonction bloqueur d'ordre zéro de la conversion numérique-analogique. Par exemple, A. Kavousian, D.K. Su, M. Hekmat, A. Shirvani, and B.A. Wooley « A Digitally Modulated Polar CMOS Power Amplifier With 20-Mhz Channel Bandwidth », IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 43, no 10, 2008, pages 2251 à 2258, propose une interpolation en effectuant une recombinaison de quatre voies déphasées de 45° .

Une interpolation produit elle-même un signal de forme bloqueur d'ordre zéro présentant la capacité d'atténuer les premières images. Typiquement l'ordre de l'interpolation doit être choisi de sorte que la suppression des images soit effectuée sur toute la bande fréquentielle d'intérêt. Généralement, $L-1$ échantillons supplémentaires sont réalisés avec une multitude de retard ou une horloge cadencée à L fois la fréquence d'échantillonnage. Les retards sont difficilement reconfigurables, ce qui empêche l'utilisation de l'interpolateur pour plusieurs valeurs de largeur de bande du signal utile. Une horloge d'un tel système, quant à elle, ne peut avoir une fréquence trop élevée sans diminuer le rendement du système. Le fait de profiter de la réponse en sinc^2 permet certes de diminuer les images, mais cela joue aussi sur la déformation du spectre dans le lobe principal où se trouve le signal utile en bande de base. Il faut donc faire attention que lors de la suppression des images, le signal utile ne soit pas trop déformé.

L'interpolation linéaire est donc une technique intéressante pour une utilisation limitée à un standard où les images doivent être supprimées sur une largeur de bande de quelque fois la largeur de bande du signal utile. Il n'est pas judicieux de placer les images en dehors de la bande utile en ayant recours à un sur-échantillonnage lorsque la bande devient importante, par exemple quelques Gigahertz, car il est alors nécessaire de concevoir des filtres interpolateurs très complexes.

De plus, le convertisseur numérique-analogique doit posséder une bande passante de l'ordre de quelques Gigahertz et la consommation des circuits fonctionnant à de telles cadences rend difficile l'utilisation de cette solution pour des dispositifs portables.

Les méthodes communément utilisées ne peuvent s'appliquer qu'à des systèmes de bandes de fréquence étroites. De plus, ils sont coûteux en termes de surface de silicium.

La présente invention vise à résoudre les inconvénients de l'état de la technique, en particulier d'alléger les contraintes sur la partie analogique du système interne de filtrage et d'atténuer les images produites par l'échantillonnage.

A cette fin, l'invention propose un procédé de traitement d'un signal d'entrée pour augmenter le rapport signal sur bruit, caractérisé en ce qu'il comporte les étapes suivantes :

- la génération, en parallèle, d'au moins deux signaux intermédiaires numériques en parallèle ayant au moins deux fréquences d'échantillonnage différentes à partir du signal d'entrée ; et
- la recombinaison d'au moins deux des signaux intermédiaires numériques pour obtenir un signal de sortie.

Typiquement un signal numérique dans les modes de réalisation selon l'invention est un signal en temps discret.

Dans un mode particulier de réalisation, au moins quatre, par exemple au moins huit, signaux intermédiaires numériques sont générés en parallèle, ayant en particulier chacun une fréquence d'échantillonnage différente.

Dans un mode particulier de réalisation, l'étape de la recombinaison comporte les étapes suivantes :

- la création d'un premier signal intermédiaire analogique respectif basé sur chacun des signaux intermédiaires numériques ; et
- la recombinaison d'au moins deux des premiers signaux intermédiaires analogiques.

Dans un mode de réalisation, au moins deux, en particulier tous les premiers signaux intermédiaires analogiques sont synchronisés.

Dans un mode de réalisation, la création d'un premier signal intermédiaire analogique comprend en outre une conversion numérique-analogique du signal intermédiaire numérique respectif. Par exemple, les signaux intermédiaires analogiques peuvent être une conversion analogique du signal intermédiaire numérique.

Selon une caractéristique avantageuse, l'amplitude de chaque premier signal intermédiaire analogique est basée sur l'amplitude respective du signal intermédiaire numérique.

Dans un mode de réalisation, l'amplitude de chaque premier signal intermédiaire correspond à l'amplitude respective du signal intermédiaire numérique.

Selon une autre caractéristique avantageuse, les fréquences d'échantillonnage des signaux intermédiaires numériques sont inférieures à 20 fois la bande passante du signal d'entrée.

Dans un mode de réalisation, les fréquences d'échantillonnage des signaux intermédiaires numériques sont inférieures à 10 fois la bande passante du signal d'entrée.

Selon une autre caractéristique avantageuse, les fréquences d'échantillonnage des signaux intermédiaires numériques sont inférieures à 5 fois la bande passante du signal d'entrée.

Dans un mode de réalisation, toutes les fréquences d'échantillonnage des signaux intermédiaires numériques sont différentes entre eux.

Selon une caractéristique avantageuse, le signal de sortie est analogique et le signal d'entrée est numérique ayant une fréquence d'échantillonnage de base.

Dans un mode de réalisation, le procédé comprend en outre l'étape suivante : l'ajustement du poids relatif entre les signaux intermédiaires numériques dans le signal de sortie. L'ajustement du poids relatif entre les signaux intermédiaire numériques peut être effectué avant ou après une conversion numérique-analogique des signaux intermédiaires numériques.

Selon une autre caractéristique avantageuse, l'étape d'ajustement comprend l'amplification ou l'atténuation d'au moins l'un des signaux intermédiaires analogiques et/ou l'amplification ou l'atténuation numériquement d'au moins l'un des signaux intermédiaires numériques. Dans un exemple de réalisation l'amplification ou l'atténuation d'un signal intermédiaire numérique ou analogique est choisie pour ajuster la puissance des images. Par exemple, une amplification ou atténuation d'un premier signal intermédiaire numérique ou analogique peut être différent d'une amplification ou atténuation d'un deuxième signal intermédiaire numérique ou analogique.

Dans un mode de réalisation, la génération d'au moins une des signaux intermédiaires numériques comprend respectivement une interpolation.

Selon une caractéristique avantageuse, au moins l'une des fréquences d'échantillonnage des signaux intermédiaires numériques est différente d'un multiple de la fréquence d'échantillonnage de base.

Selon une caractéristique avantageuse, toutes les fréquences d'échantillonnage des signaux intermédiaires numériques sauf une sont différentes d'un multiple de la fréquence d'échantillonnage de base.

Dans un mode de réalisation, la fréquence d'échantillonnage d'un signal intermédiaire numérique parmi les au moins deux signaux intermédiaires numériques correspond à la fréquence d'échantillonnage de base.

Selon une caractéristique avantageuse, le procédé comprenant en outre l'étape de modulation de chaque signal intermédiaire numérique converti en analogique ou du signal de sortie analogique avec un deuxième signal intermédiaire analogique comprenant une porteuse.

Dans un mode de réalisation, le deuxième signal intermédiaire analogique est un signal modulé en phase et/ou en fréquence.

Selon une caractéristique avantageuse, le signal d'entrée numérique représente une amplitude et/ou une enveloppe d'un signal d'origine discret.

Selon une autre caractéristique avantageuse, le signal de sortie est numérique et signal d'entrée est analogique.

Dans un mode de réalisation, la génération d'au moins deux signaux intermédiaires numériques comprend une conversion analogique-numérique.

L'invention concerne aussi un dispositif de traitement d'un signal d'entrée pour augmenter le rapport signal sur bruit comprenant un dispositif de saut de fréquence générant en parallèle au moins deux signaux intermédiaires numériques à partir du signal d'entrée, au moins deux des signaux intermédiaires numériques ayant au moins deux fréquences d'échantillonnage différentes ; et un dispositif de recombinaison adapté pour combiner au moins deux des premiers signaux intermédiaires numériques.

Dans un mode de réalisation, le dispositif de recombinaison comprend :

- un générateur d'un signal analogique associé à chaque signal intermédiaire numérique pour générer un premier signal intermédiaire analogique respectif basé sur chacun des signaux intermédiaires numériques ; et
- un combineur susceptible de combiner au moins deux des signaux intermédiaires analogiques.

Selon une caractéristique avantageuse, les générateurs d'un signal analogique comprend un convertisseur numérique-analogique pour convertir le signal intermédiaire numérique respectif.

Dans un mode de réalisation le dispositif est caractérisé par un mélangeur pour chaque signal intermédiaire numérique converti en analogique pour moduler ledit signal respectif avec un deuxième signal intermédiaire analogique comprenant une porteuse, les mélangeurs étant agencés dans le dispositif de recombinaison.

Selon une caractéristique avantageuse, un mélangeur pour moduler le signal de sortie avec un deuxième signal intermédiaire analogique comprenant une porteuse.

Par exemple, le signal de sortie ou le signal de sortie modulé peut être envoyé par une antenne en cas d'un transmetteur.

Selon une caractéristique avantageuse, le dispositif est adapté d'effectuer un procédé selon l'invention.

En outre, plusieurs unités du dispositif selon l'invention, même pour le traitement en parallèle des signaux avec des fréquences d'échantillonnage différentes, peuvent être réalisées dans un même composant ou puce.

En outre, l'invention vise un convertisseur analogique-numérique, convertisseur numérique-analogique, ou transmetteur radiofréquence comprenant un dispositif selon l'invention.

Dans un mode de réalisation, les fréquences d'échantillonnage sont en dessous de deux fois la bande passante.

L'utilisation de plusieurs fréquences d'échantillonnage du signal discret d'entrée, ou pour échantillonner un signal continu d'entrée dans le cas d'un convertisseur analogique-numérique, permet la suppression ou l'atténuation des images, en particulier dues à l'échantillonnage, sur une très large bande fréquentielle, par exemple dans un mode de réalisation par une approche à plusieurs voies. Grâce à cette nouvelle architecture du traitement du signal, il est possible de se dispenser de l'utilisation d'un filtrage analogique, par exemple d'un filtre passe-bas. On se retrouve alors avec un système entièrement numérique et configurable, et alors capable de supporter plusieurs standards de télécommunication, et ce sur une large bande fréquentielle. De plus, le recours à plusieurs fréquences à faible cadence au lieu et place d'une seule fréquence élevée réduit la consommation d'énergie.

Le procédé et le dispositif selon l'invention proposent une architecture qui est capable de contrôler les émissions spectrales sur une large bande fréquentielle et ceci quelque soit le standard utilisé. Pour ce faire, le procédé et/ou le dispositif selon l'invention proposent d'utiliser un ou plusieurs convertisseurs ou dispositifs de saut de fréquence générant plusieurs signaux à des fréquences d'échantillonnage différentes. Chaque échantillonnage produit des images aux multiples de sa fréquence d'échantillonnage. Ainsi, dans des modes de réalisation, il est possible de choisir les fréquences d'échantillonnage de manière que les images n'apparaissent pas à la même fréquence, ce qui laisse leur amplitude initiale inchangée dans le signal de sortie analogique. Cependant, tous les fondamentaux des signaux, par exemple le signal en bande de base, tombent à la même fréquence, ainsi il y a une addition de leurs amplitudes. Alors, la puissance du signal en bande de base est beaucoup plus important que les puissances des images dues à l'échantillonnage. Il en résulte une augmentation du rapport signal sur bruit, permettant entre autres de respecter les contraintes d'émissions radio fréquence de la plupart des standards, par exemple des normes de

télécommunication LTE, WiFi, EDGE, et UMTS. Typiquement, en lieu et place d'un convertisseur à fréquence de fonctionnement élevée, une multitude de convertisseurs ou dispositifs de saut de fréquence à faible cadence sont utilisés. De plus, les besoins de filtrage en sortie sont allégés par l'atténuation des images hors bande.

Dans un mode de réalisation, le procédé et le dispositif selon l'invention se base sur une architecture polaire, par exemple à plusieurs voies s'articulant autour d'un amplificateur de puissance numérique (DPA- Digital Power Amplifier). Il est alors possible d'ajuster spectralement les raies parasites.

D'autres caractéristiques et avantages de la présente invention ressortiront de la description faite ci-dessous, en référence aux dessins annexés qui illustrent des exemples de réalisation dépourvus de tout caractère limitatif et dans lesquels :

- Figure 1 présente une comparaison des spectres d'une interpolation linéaire, d'un signal de référence et d'un signal issu d'un dispositif de saut de fréquence ;
- Figure 2 présente schématiquement le spectre d'un signal de référence et d'un signal issu d'un dispositif de saut de fréquence ;
- Figure 3 présente schématiquement le spectre d'un signal issu d'un dispositif de saut de fréquence selon un mode de réalisation ;
- Figure 4 présente schématiquement le spectre d'un signal issu d'un dispositif de saut de fréquence selon un autre mode de réalisation ;
- Figure 5 montre schématiquement un dispositif selon un mode de réalisation ;
- Figure 6 présente schématiquement un amplificateur de puissance selon un mode de réalisation selon l'invention ;
- Figure 7 montre schématiquement un signal d'amplitude dans le domaine du temps et son spectre avec un premier rapport de temps entre les fréquences d'échantillonnage ;
- Figure 8 montre schématiquement un signal d'amplitude dans le domaine du temps et son spectre avec un deuxième rapport de temps entre les fréquences d'échantillonnage ;
- Figure 9 montre schématiquement un autre mode de réalisation d'un dispositif selon l'invention ;
- Figure 10 montre schématiquement un autre mode de réalisation d'un dispositif selon l'invention ;
- Figure 11 montre schématiquement les spectres des signaux dans les voies 1 à 4 du mode de réalisation de la Figure 10 ;
- Figure 12 montre schématiquement le spectre de la bande de base et du signal de sortie du mode de réalisation de la Figure 10 ;

- Figure 13 présente schématiquement le spectre de la bande de base et du signal de sortie d'un autre mode de réalisation ;
- Figure 14 montre schématiquement un dispositif selon une autre variante de réalisation ;
- Figures 15a à 15c montre schématiquement un dispositif selon une autre variante de réalisation et le spectre du signal de sortie ;
- Figures 16a à 16c montre schématiquement un dispositif selon une autre variante de réalisation et le spectre du signal de sortie ;
- Figure 17 montre schématiquement un dispositif selon encore une autre variante de réalisation ; et
- Figure 18 montre schématiquement un convertisseur analogique-numérique selon un mode de réalisation selon l'invention.

Pour expliquer les différents modes de réalisation du procédé et du dispositif selon l'invention, premièrement le principe de base sera expliqué puis celui-ci appliqué dans plusieurs modes de réalisation d'une architecture polaire à amplificateur de puissance contrôlé numériquement. Enfin, l'invention sera appliquée à un convertisseur numérique-analogique et à un convertisseur analogique-numérique.

Généralement, selon l'invention, plusieurs fréquences d'échantillonnage sont utilisées afin de diminuer l'importance des images causées par l'échantillonnage vis-à-vis du fondamental du signal. Typiquement, le saut de fréquence ou « frequency hopping », c'est-à-dire l'utilisation de plusieurs fréquences d'échantillonnage pour un signal donné, ne permet certes pas une diminution aussi importante des images qu'une interpolation de ce signal avec un ordre important, mais évite néanmoins l'apparition d'images trop importantes sur une très large bande fréquentielle.

La Figure 1 montre un spectre d'un signal de référence numérique sans traitement spécifique, un spectre d'un signal issu d'un dispositif de saut de fréquence ayant comme signal d'entrée le signal de référence et d'un signal issu d'un dispositif d'interpolation linéaire ayant également comme signal d'entrée le signal de référence. Dans un mode de réalisation qui peut être combiné avec d'autres modes de réalisation, le dispositif de saut de fréquence fait un changement de fréquence, par exemple la génération d'une fréquence égale ou supérieure à la fréquence d'entrée, et génère dans ce dernier cas, des échantillons supplémentaires par une interpolation.

Le spectre du signal de référence présente des images 5 à un multiple de sa fréquence d'échantillonnage qui est d'environ 4 fois la fréquence normalisée par rapport à la largeur de bande du signal. Le spectre du signal issu d'un dispositif d'interpolation linéaire présente des images 7 et le spectre du signal issu d'un dispositif de saut de

fréquence présente des images 10. On voit, par exemple, autour d'une fréquence normalisée de 4, que le spectre du signal interpolé linéairement est autour de 5dB plus petit que le signal issu d'un dispositif de saut de fréquence. De plus, le saut de fréquence génère des images 10 à plus de fréquences qu'une interpolation linéaire, mais qui sont beaucoup moins importantes que les images 5 du signal de référence.

Dans le procédé et/ou le dispositif selon l'invention, une fréquence d'échantillonnage est remplacée par une multitude de fréquences d'échantillonnage. Ainsi les images 10 produites aux différentes fréquences ne sont pas présentées aux mêmes fréquences contrairement au fondamental 12, ce qui permet de diminuer leur amplitude (relative) par rapport au fondamental 12. Typiquement l'atténuation des images est donc fonction du nombre des fréquences utilisées. Par exemple, en cas d'utilisation de deux fréquences d'échantillonnage, l'atténuation est autour de -3dB ; en cas de l'utilisation de quatre fréquences d'échantillonnage, l'atténuation est autour de -6dB ; ... ; et en cas de l'utilisation de N fréquences d'échantillonnage, l'atténuation est autour de $-10 \cdot \log_{10}(N)$.

La première image 10 non atténuée d'un spectre d'un signal issu d'un dispositif de « frequency hopping » ou de saut de fréquence, se situe au plus petit commun multiple (PPCM) des fréquences d'échantillonnage utilisées. D'autres images moins atténuées apparaissent aux PPCM des couples de fréquences. Il est donc possible de choisir les fréquences d'échantillonnage de manière à repousser le plus loin possible les premières images 10 non supprimées.

Par exemple dans un mode de réalisation qui peut être combiné avec un autre mode de réalisation, il est possible de choisir les fréquences selon les critères suivants : le nombre de fréquences est fonction de l'atténuation désirée des images, et/ou les rapports entre les fréquences est fonction de la première image non atténuée désirée.

La Figure 2 montre schématiquement le spectre d'un signal de référence ayant une fréquence d'échantillonnage de base et un signal issu d'un dispositif de saut de fréquence qui a utilisé le signal de référence en entrée. Le dispositif de saut de fréquence utilise dans le cas de la Figure 2, quatre fréquences d'échantillonnage différentes qui sont : $1 \cdot f_s$, $1,25 \cdot f_s$, $1,75 \cdot f_s$ et $2,75 \cdot f_s$ avec f_s valant 4 fois la largeur de bande Bw du signal de référence. Typiquement, dans un mode de réalisation, f_s correspond à la fréquence d'échantillonnage de base.

Pour simplifier le spectre de la Figure 2, toutes les fréquences sont normalisées par rapport à la largeur de bande Bw du signal de référence. On voit bien dans la Figure 2 que l'amplitude des images 10 du signal issu du dispositif de saut de fréquence est moins importante que celles des images 5 du signal de référence dans le même ordre de

fréquence. Plus le nombre de fréquences est élevé, plus il sera difficile de trouver des rapports premiers à « basse » fréquence.

Les Figures 3 et 4 montrent différents choix de fréquences d'échantillonnage pour le saut de fréquence. En particulier, les Figures 3 et 4 montrent respectivement le spectre du signal issu d'un dispositif de saut de fréquence. Typiquement il est possible de prendre des écarts entre les fréquences d'échantillonnage qui sont des multiples de la largeur de bande du signal utile. Dans de nombreux cas c'est une bonne condition pour avoir une dispersion correcte des images et pour éviter des recouvrements partiels des images. Néanmoins, l'écartement entre fréquences peut jouer directement sur la contrainte de rapport premier entre celles-ci.

La Figure 3 montre une première image 110 due à la première fréquence d'échantillonnage fs_1 ayant une largeur de bande 112 correspondant à une largeur de bande Bw du signal en bande de base ou du fondamental 102. La première image 110 due à la première fréquence fs_1 se situe autour de 3 de la fréquence normalisée. La deuxième image 114 due à la première fréquence d'échantillonnage fs_1 se trouve autour de 6 de la fréquence normalisée. La seconde image 114 due à la première fréquence d'échantillonnage fs_1 a une largeur de bande 116 correspondant à la largeur de bande Bw .

La seconde fréquence d'échantillonnage est choisie selon la relation suivante : $fs_2 = fs_1 + Bw$, où Bw est la largeur de bande du signal de base ou du fondamental 102.

La première image 120 due à la deuxième fréquence d'échantillonnage et qui a une largeur de bande 122 correspondant à la largeur de bande Bw , est située autour de 4 fois la fréquence normalisée. Il y a en plus une deuxième image 124 due à la deuxième fréquence d'échantillonnage ayant une largeur de bande 126.

Dans la Figure 4, la deuxième fréquence fs_2 est choisie selon la relation suivante : fs_2 est égal à $fs_1 + Bw/2$, où Bw est la largeur de bande du signal de référence en bande de base 102 ou du fondamental.

On voit que l'écartement entre les fréquences joue directement sur la contrainte du rapport premier entre eux. Par exemple dans un mode de réalisation, il peut être intéressant d'utiliser le fait que la réponse en sinus cardinal de l'échantillonnage génère des « zéros » (notch) au milieu de la bande passante du signal. On peut par exemple choisir des fréquences de sorte que le maximum d'images soit dans le pire des cas, là où il y a une superposition des images, décalé de $Bw/2$. Il est visible dans la Figure 4, qu'un recouvrement partiel peut être obtenu sans détériorer le rapport signal sur bruit. Cela permet donc d'avoir des fréquences séparées par des multiples de la moitié de la largeur de bande de signal utile et donc de lâcher les contraintes sur les fréquences

d'échantillonnage, car même aux premiers rapports, la fréquence la plus élevée sera deux fois moindre que dans le cas d'un écartement multiple de la largeur de bande.

La Figure 5 montre un transmetteur ou émetteur radiofréquence 200 comprenant un dispositif de conversion d'un signal d'entrée numérique en un signal analogique 210.

Le transmetteur radiofréquence est basé sur une architecture polaire. Un signal d'origine est traité dans un processeur de signal numérique (DSP) 220 pour séparer le signal d'origine numérique entre une composante d'enveloppe ou d'amplitude numérique et une composante de phase numérique. La composante d'amplitude est transmise par une connexion numérique d'amplitude 230, à un dispositif de saut de fréquence 240. Par ailleurs, la composante de phase numérique est transmise par une connexion numérique de phase 250, à un oscillateur contrôlé 260. L'information du signal d'origine est alors transmise en bande de base dans la connexion numérique d'amplitude 230 et la connexion numérique de phase 250. L'information de la phase est directement modulée dans l'oscillateur 260 autour d'une fréquence f_c d'une porteuse. Le signal d'amplitude est changé cycliquement en fréquence dans le dispositif de saut de fréquence 240. En sortie, le dispositif de saut de fréquence 240 délivre un signal d'amplitude intermédiaire numérique qui comporte alors l'information d'amplitude du signal d'origine numérique dans plusieurs fréquences d'échantillonnages qui changent cycliquement. Ce signal d'amplitude intermédiaire numérique est transmis par une connexion de signal intermédiaire numérique 270, à un amplificateur de puissance 280 dans lequel la porteuse modulée en phase en sortie de l'oscillateur 260, est alors modulée en amplitude par l'enveloppe ou l'amplitude du signal d'origine. Dans un mode de réalisation, l'amplificateur de puissance est un amplificateur d'amplitude contrôlé numériquement. A sa sortie 282, on obtient alors un signal de la porteuse modulée en phase et en amplitude.

La Figure 6 montre schématiquement l'amplificateur de puissance 280 en détail. La connexion 265 transporte la porteuse modulée par l'information de phase tandis que la connexion 270 véhicule le signal d'amplitude en bandes de base. Dans un mode de réalisation, l'amplificateur de puissance peut comprendre un convertisseur numérique-analogique 284 et un multiplieur ou modulateur 286 qui est relié au sortie du convertisseur numérique-analogique 284. Le signal d'amplitude intermédiaire numérique est converti par ledit convertisseur numérique-analogique 284 en un signal d'amplitude analogique. Le convertisseur numérique-analogique 284 supporte, dans ce mode de réalisation, plusieurs fréquences d'échantillonnage. Le signal d'amplitude intermédiaire analogique est ensuite modulé avec la porteuse modulée en phase dans le modulateur 286.

La fréquence d'échantillonnage du signal d'amplitude intermédiaire numérique est changée cycliquement dans le dispositif de saut de fréquence 240. Par exemple, les

fréquences peuvent être changées régulièrement. Ce cas est illustré dans la Figure 7. Dans un premier laps de temps T_1 , une première fréquence d'échantillonnage fs_1 est appliquée au signal numérique d'amplitude, entré par la connexion numérique d'amplitude 230 et dans un deuxième laps de temps T_2 consécutif, une deuxième fréquence d'échantillonnage fs_2 est appliquée pour générer ledit signal d'amplitude intermédiaire numérique. En haut de la Figure 7, on voit schématiquement le signal d'amplitude intermédiaire dans l'espace du temps et son spectre en-dessous. On voit dans la Figure 7, que les puissances des images produites par les deux fréquences d'échantillonnage différentes sont approximativement égales car les laps de temps de T_1 et de T_2 sont sensiblement égaux.

Néanmoins, les amplitudes ou puissances des images produites par les différentes fréquences d'échantillonnage ne sont pas forcément identiques. Dans l'exemple de la Figure 8, le signal d'amplitude ou le signal idéal est échantillonné dans un premier laps de temps T_1 avec une première fréquence fs_1 et dans un deuxième laps de temps T_2 avec une deuxième fréquence d'échantillonnage fs_2 . Le premier laps de temps T_1 est plus long que le deuxième laps de temps T_2 . De plus, la première fréquence d'échantillonnage fs_1 est supérieure à la deuxième fréquence d'échantillonnage fs_2 . Comme on peut le voir dans le spectre, l'image située autour de la première fréquence d'échantillonnage a une plus grande amplitude que l'image du signal généré par la deuxième fréquence d'échantillonnage fs_2 . Si les deux fréquences d'échantillonnage fs_1 , fs_2 ne sont pas appliquées durant le même laps de temps, dans un cas simple à deux fréquences d'échantillonnage, le spectre de l'amplitude sera composé de deux spectres ne possédant pas la même puissance spectrale. Ceci se traduit par une diminution du rapport signal sur bruit. Dans ce mode de réalisation, un contrôle précis du laps de temps durant lequel chaque fréquence est appliquée peut assurer un bon rapport signal sur bruit. Dans ce mode de réalisation avec un changement cyclique des fréquences d'échantillonnage, on peut contrôler le changement de la fréquence d'échantillonnage au bon échantillon afin d'éviter l'introduction de glitches et d'autres distorsions spectrales.

La Figure 9 montre un autre mode de réalisation dans lequel le dispositif de saut de fréquence 240 change cycliquement la fréquence d'échantillonnage. Les mêmes numéros de référence désignent les mêmes éléments que dans les Figures 5 et 6. Dans ce mode de réalisation, le convertisseur numérique-analogique 284 du signal d'amplitude intermédiaire numérique, l'oscillateur contrôlé 260 pour générer un signal de phase modulée par une porteuse f_c et le mélangeur 286, sont intégrés dans la même unité 290, par exemple la même puce.

La Figure 10 montre schématiquement un émetteur 300 comprenant un dispositif de conversion d'un signal d'entrée numérique en un signal analogique 310 d'un autre mode de réalisation. Dans le mode de réalisation de la Figure 10, un dispositif de saut de fréquence 340 fait une conversion de fréquence en parallèle. Les mêmes numéros de référence désignent les mêmes éléments que dans les Figures 5 et 6 avec un rajout de 100. Le dispositif de saut de fréquence 340 crée en parallèle quatre signaux d'amplitude intermédiaires numériques, chacun représentant l'amplitude ou l'enveloppe du signal d'origine mais en ayant une fréquence d'échantillonnage différente entre eux. Par exemple, le premier signal d'amplitude intermédiaire numérique peut avoir une première fréquence d'échantillonnage fs_1 , le deuxième signal d'amplitude intermédiaire numérique peut avoir une deuxième fréquence d'échantillonnage fs_2 , le troisième signal d'amplitude intermédiaire numérique peut avoir une troisième fréquence d'échantillonnage fs_3 et le quatrième signal d'amplitude numérique intermédiaire peut avoir une quatrième fréquence d'échantillonnage fs_4 . Pour les signaux d'amplitude intermédiaire numériques ayant une fréquence supérieure au signal d'entrée du dispositif de saut de fréquence, ce dernier fait une interpolation pour générer des valeurs intermédiaires. On a donc recours à plusieurs interpolations au lieu d'une comme dans un émetteur classique. Chaque signal d'amplitude intermédiaire numérique sort du dispositif de saut de fréquence par une voie ou connexion de signal d'amplitude intermédiaire numérique 370a, 370b, 370c, 370d différente. L'émetteur ou transmetteur 300 dispose de quatre amplificateurs de puissance numérique 380a, 380b, 380c, 380d, dont l'amplitude est contrôlée numériquement et dont chacun est connecté à l'une des connexions 370a, 370b, 370c, 370d portant un signal d'amplitude intermédiaire numérique.

Le signal de la porteuse f_c modulée en phase par l'oscillateur contrôlé 360 est délivré à chaque amplificateur de puissance 380a, 380b, 380c, 380d, par des connexions 365a, 365b, 365c, 365d respectives. Les signaux de porteuse modulée en phase sont modulés en amplitude par les signaux d'amplitude intermédiaire numériques dans les amplificateurs de puissance numériques (DPA) 380a, 380b, 380c, 380d. Aux sorties des amplificateurs de puissance numériques (DPA) 380a, 380b, 380c, 380d, quatre signaux intermédiaires analogiques sont mis à disposition et sont recomposés dans un seul signal de sortie par un dispositif d'addition de signaux 390. Le signal de sortie généré par le dispositif d'addition 390 peut alors être envoyé par une antenne. Les amplificateurs de puissance numérique 380a-d peuvent être conçus comme l'amplificateur 280 montré dans la Fig. 6.

Par exemple, un tel émetteur 300 peut également n'avoir que deux voies entre le dispositif de saut de fréquence 340 et les amplificateurs de puissance respectifs ou, dans

un autre mode de réalisation, plus de quatre voies pour quatre fréquences d'échantillonnage différentes.

Les contributions en termes d'images seront identiques si chacune des voies 370a, 370b, 370c, 370d est caractérisée par la même amplitude du fondamental.

La Figure 11 montre le spectre en bande de base des signaux intermédiaires analogiques en sortie des différents amplificateurs de puissance 380a, 380b, 380c, 380d, dans le cas où $fs_1=2*fs$ (voie 1), $fs_2=3*fs$ (voie 2), $fs_3=5*fs$ (voie 3) et $fs_4=7*fs$ (voie 4) avec $fs=4*Bw$. Les axes fréquentiels dans la Figure 11 sont normalisés par rapport à fs . La Figure 12 montre le spectre obtenu après la recombinaison des quatre voies montrées dans la Figure 11, par exemple à la sortie du dispositif d'addition 390. Pour une comparaison, la Figure 12 représente une courbe d'un spectre obtenu avec une seule fréquence d'échantillonnage ce qui correspond à une configuration standard d'un émetteur.

Dans la Figure 13, un deuxième jeu de fréquences a été utilisé. La Figure 13 montre le spectre obtenu après la recombinaison des quatre voies. Les fréquences d'échantillonnage sont choisies de manière suivante : $fs_1 = fs$, $fs_2=1,125*fs$, $fs_3 = 1,5*fs$, et $fs_4 = 1,625*fs$ avec $fs= 4*Bw$. L'axe fréquentiel est normalisé par rapport à fs . Pour comparaison, la Figure 13 représente une courbe d'un spectre obtenu avec une seule fréquence d'échantillonnage ce qui correspond à une configuration standard d'un émetteur. Une atténuation de 6dB peut être observée entre le signal de référence qui a seulement une fréquence d'échantillonnage et celui obtenu dans le cas d'une architecture à plusieurs cadences. L'atténuation est d'environ 1dB lorsque les images de trois et de quatre voies tombent à la même fréquence $9*fs= fs_1*9 = fs_2*8 = fs_3*6$. La première fréquence où les images des quatre voies tombent au même endroit se situe au plus petit commun multiple (PPCM) des quatre fréquences d'échantillonnage, c'est-à-dire PPCM (fs_1, fs_2, fs_3, fs_4) égal à $23.4*fs$. Ainsi, si l'on se place dans le cas d'un signal de largeur de bande $Bw = 20$ MHz échantillonné à fs égal à 80 MHz, la première image non atténuée se situe à 1,872 GHz en utilisant quatre fréquences d'échantillonnage inférieures à 150 MHz. On voit clairement que les images ne se situent pas aux mêmes fréquences, ce qui permet de ne pas avoir de superposition de celles-ci et d'avoir un spectre certes plus chargé mais dont les images indésirables restent inférieures au cas où une seule fréquence d'échantillonnage est utilisée.

La comparaison des Figures 12 et 13 démontre la possibilité de contrôler des émissions spectrales du système en jouant sur les fréquences des voies fs_1, fs_2, fs_3, fs_4 . Il est possible de contrôler les émissions selon les deux critères : la fréquence de la première image non atténuée, et/ou la présence de plages fréquentielles sans image.

L'architecture du mode de réalisation montré dans la Figure 10 permet en outre de corriger les problèmes de saut de fréquence cyclique du mode de réalisation de la Figure 5 qui sont la sensibilité au rapport cyclique de fréquences et la complexité du bloc de saut de fréquences devant être capable de changer cycliquement le rapport de transformation entre la fréquence de sortie et la fréquence d'entrée. De plus une fois les voies configurées pour fonctionner aux fréquences désirées, celles-ci n'ont plus à être modifiées, ce qui simplifie grandement la conception du circuit logique.

La Figure 14 montre schématiquement un autre mode de réalisation d'un émetteur. Les mêmes numéros de référence désignent les mêmes éléments que dans la Figure 10 avec un rajout de 100. Dans le mode de réalisation de la Figure 14, chaque signal d'amplitude intermédiaire numérique est converti dans un signal d'amplitude intermédiaire continu par des convertisseurs numériques-analogiques 484a, 484b, 484c, 484d respectifs. Les signaux d'amplitude intermédiaires continus sont ensuite recomposés par un dispositif d'addition 490. Le signal de sortie du dispositif d'addition 490 est ensuite modulé avec le signal de la porteuse modulée en phase dans le mixeur 486.

La Figure 15a montre schématiquement un autre mode de réalisation d'un émetteur. Les mêmes numéros de référence désignent les mêmes éléments que dans la Figure 10 avec un rajout de 400. Cet mode de réalisation comprend deux connexions 770a, 770b pour les signaux intermédiaires numériques. Sur les connexions pour les signaux intermédiaires numériques respectivement un dispositif 775a, 775b pour amplifier numériquement les signaux est agencé. Or, il est possible d'ajuster numériquement le gain sur les connexions 770a, 770b indépendamment. Dans un autre mode de réalisation, les dispositifs 775a, 775b sont intégrés dans l'amplificateur de puissance numérique 780a, 780b ou dans le dispositif de saut de fréquence 740. Dans le dernier cas, les signaux intermédiaires numériques sortent du dispositif de saut de fréquence avec le gain numérique voulu. Le dispositif d'amplification 775a amplifie numériquement le signal sur la connexion 770a avec un gain A_1 et le dispositif d'amplification 775b amplifie numériquement le signal sur la connexion 770b avec un gain A_2 . La Figure 15b montre schématiquement le spectre du signal de sortie, si le gain A_1 est égal au gain A_2 et la Figure 15c montre schématiquement le spectre du signal de sortie, si le gain A_1 est supérieur au gain A_2 . Or, la puissance des images se situant sur les multiples de la première fréquence d'échantillonnage f_{s1} est supérieure de la puissance des images se situant sur les multiples de la deuxième fréquence d'échantillonnage. Or, en comparant les spectres on peut voir qu'en réglant les gains, la puissance des images du signal de sortie ayant un rapport différent entre eux peuvent être contrôlées.

La Figure 16a montre schématiquement un autre mode de réalisation d'un émetteur. Les mêmes numéros de référence désignent les mêmes éléments que dans la Figure 10 avec un rajout de 500. Par rapport aux Figures 15a à 15b un amplificateur analogique respectif 885a, 885b est agencé après les amplificateurs de puissance numériques 880a, 880b pour amplifier les signaux intermédiaires analogiques. L'amplificateur analogique 885a a un premier gain A_1 et le l'amplificateur analogique 885b a un deuxième gain A_2 . L'amplificateur analogique 885a, 885b peut aussi être intégré dans l'amplificateur de puissance numérique 880a, 880b. Comme dans les Figures 15b et 15c, la Figure 16b montre schématiquement le spectre du signal de sortie, si le gain A_1 est égal au gain A_2 et la Figure 16c montre schématiquement le spectre du signal de sortie, si le gain A_1 est supérieur au gain A_2 . Analogiquement au mode de réalisation montré dans les Figures 15a à 15c, les amplificateurs analogiques sont utilisés pour régler la puissance des images des fréquences d'échantillonnage des différentes voies. Dans les modes de réalisation de la Fig. 15a et 16a l'amplification des différents voies est ajustée pour encore réduire l'impact des images. Or, la puissance des images contribuant au bruit peuvent être optimisées pour obtenir un rapport signal sur bruit supérieure au mode de réalisation sans ajustement de puissances ou du poids des différentes voies.

La Figure 17 montre schématiquement un convertisseur numérique-analogique 500 selon un mode de réalisation de l'invention. Un signal d'entrée numérique dans une connexion 530 est entré dans un dispositif de saut de fréquence 540, qui génère à partir du signal d'entrée numérique quatre signaux intermédiaires numériques en parallèle avec quatre fréquences d'échantillonnage fs_1 , fs_2 , fs_3 , fs_4 différentes. Par exemple, dans le dispositif de saut de fréquence 540, le signal d'entrée est interpolé pour obtenir les signaux intermédiaires numériques avec les fréquences d'échantillonnage fs_1 , fs_2 , fs_3 , fs_4 respectives. Chaque signal intermédiaire numérique est ensuite transmis par une connexion 570a, 570b, 570c, 570d pour être converti respectivement par un convertisseur numérique-analogique 584a, 584b, 584c, 584d, pour obtenir un signal intermédiaire continu. Les signaux intermédiaires continus sont ensuite combinés par un dispositif d'addition 590 pour obtenir un seul signal de sortie continu. De cette manière également dans un simple convertisseur numérique-analogique, le problème d'images peut être réduit. Par exemple, un tel convertisseur ne nécessite plus un filtre passe-bas et demande moins de puissance de calcul.

La Figure 18 montre un convertisseur analogique-numérique 600 selon un autre mode de réalisation de l'invention. Un signal d'entrée délivré sur une connexion 630 est échantillonné par des convertisseurs analogiques-numériques 684a, 684b, 684c, 684d ayant respectivement quatre fréquences d'échantillonnage fs_1 , fs_2 , fs_3 , fs_4 différentes.

Les convertisseurs analogique-numérique peuvent ensemble constituer un dispositif de saut de fréquence 640. Les signaux intermédiaires numériques créés par les convertisseurs analogiques-numériques 684a, 684b, 684c, 684d, sont transmis par une connexion respective 670a, 670b, 670c, 670d à un dispositif de recombinaison 690, qui fait une conversion des quatre signaux numériques intermédiaires en un seul signal numérique recombinaisonné avec une fréquence d'échantillonnage f_{s5} . Le signal recombinaisonné est ensuite transmis à un dispositif de traitement numérique 695. Typiquement les dispositifs de traitement numérique comme le dispositif de recombinaison 690 et le dispositif de traitement numérique 695 ne coûtent pas chers contrairement aux convertisseurs analogiques-numériques fonctionnant à de hautes fréquences.

De cette manière on peut utiliser des convertisseurs analogiques-numériques fonctionnant à des cadences faibles ou des fréquences d'échantillonnage faibles par rapport aux bandes passantes. Par exemple, les fréquences f_{s1} , f_{s2} , f_{s3} , f_{s4} peuvent être sous le seuil de deux fois la bande passante du signal d'entrée.

De plus, des convertisseurs analogiques-numériques fonctionnant à faible fréquence d'échantillonnage consomment moins d'énergie que des convertisseurs analogiques-numériques travaillant à de hautes fréquences. Il peut être nécessaire d'avoir dans la configuration du convertisseur 600, des filtres mais avec des exigences moins importantes que dans le convertisseur utilisant seulement une fréquence d'échantillonnage.

Bien entendu d'autres modes de réalisation peuvent être envisagés.

18
REVENDICATIONS

1.- Procédé de traitement d'un signal d'entrée pour augmenter le rapport signal sur bruit, caractérisé en ce qu'il comporte les étapes suivantes :

- la génération, en parallèle, d'au moins deux signaux intermédiaires numériques (370a-d, 470a-d, 570a-d, 670a-d) en parallèle ayant au moins deux fréquences d'échantillonnage (fs_1 , fs_2 , fs_3 , fs_4) différentes à partir du signal d'entrée (330, 430, 530, 630) ; et

- la recombinaison (380a-d, 390 ; 484a-d, 490 ; 584a-d, 590 ; 690) d'au moins deux des signaux intermédiaires numériques pour obtenir un signal de sortie.

2.- Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que l'étape de la recombinaison comporte les étapes suivantes :

- la création d'un premier signal intermédiaire analogique respectif basé sur chacun des signaux intermédiaires numériques ; et

- la recombinaison (390, 490, 590) d'au moins deux des premiers signaux intermédiaires analogiques.

3.- Procédé selon la revendication 2, caractérisé en ce que la création d'un premier signal intermédiaire analogique comprend en outre une conversion numérique-analogique (484a-d, 584a-d) du signal intermédiaire numérique respectif.

4.- Procédé selon la revendication 2 ou 3, caractérisé en ce que l'amplitude de chaque premier signal intermédiaire analogique est basée sur l'amplitude respective du signal intermédiaire numérique.

5.- Procédé selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que les fréquences d'échantillonnage des signaux intermédiaires numériques sont inférieures à 20 fois la bande passante (B_w) du signal d'entrée.

6.- Procédé selon la revendication 5, caractérisé en ce que les fréquences d'échantillonnage des signaux intermédiaires numériques sont inférieures à 10 fois la bande passante (B_w) du signal d'entrée.

7.- Procédé selon la revendication 6, caractérisé en ce que les fréquences d'échantillonnage des signaux intermédiaires numériques sont inférieures à 5 fois la bande passante (B_w) du signal d'entrée.

8.- Procédé selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que toutes les fréquences d'échantillonnage (fs_1 , fs_2 , fs_3 , fs_4) des signaux intermédiaires numériques sont différentes entre eux.

9.- Procédé selon l'une des revendications précédentes, comprenant en outre l'étape suivante :

l'ajustement du poids relatif entre les signaux intermédiaires numériques dans le signal de sortie.

10- Procédé selon la revendication 9, caractérisé en ce que l'étape d'ajustement comprend amplification ou atténuation d'au moins l'un des signaux intermédiaires analogiques et/ou amplification ou atténuation numériquement d'au moins l'une des signaux intermédiaires numériques.

11.- Procédé selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que le signal de sortie est analogique et le signal d'entrée est numérique ayant une fréquence d'échantillonnage de base (fs_1).

12.- Procédé selon la revendication 11, caractérisé en ce que la génération (340, 440, 540) d'au moins une des signaux intermédiaires numériques (370a-d, 470a-d, 570a-d) comprend respectivement une interpolation.

13.- Procédé selon l'une des revendications 11 ou 12, caractérisé en ce qu'au moins l'une des fréquences d'échantillonnage (fs_2 , fs_3 , fs_4) des signaux intermédiaires numériques (370a-d, 470a-d, 570a-d) est différente d'un multiple de la fréquence d'échantillonnage de base (fs_1).

14.- Procédé selon la revendication 13, caractérisé en ce que toutes les fréquences d'échantillonnage (fs_2 , fs_3 , fs_4) des signaux intermédiaires numériques (370a-d, 470a-d, 570a-d) sauf une (fs_1) sont différentes d'un multiple de la fréquence d'échantillonnage de base (fs_1).

15.- Procédé selon l'une des revendications 11 à 14, caractérisé en ce que la fréquence d'échantillonnage (fs_1) d'un signal intermédiaire numérique (370a, 470a, 570a)

parmi les au moins deux signaux intermédiaires numériques correspond à la fréquence d'échantillonnage de base (f_{s1}).

16.- Procédé selon l'une des revendications 2 à 15, comprenant en outre l'étape de modulation (380a-d, 486) de chaque signal intermédiaire numérique converti en analogique ou du signal de sortie analogique avec un deuxième signal intermédiaire (365a-d, 465) analogique comprenant une porteuse (f_c).

17.- Procédé selon la revendication 16, caractérisé en ce que le deuxième signal intermédiaire analogique (365a-d, 465) est un signal modulé en phase et/ou en fréquence.

18.- Procédé selon l'une des revendications précédentes prise avec la revendication 11, caractérisé en ce que le signal d'entrée numérique représente une amplitude et/ou une enveloppe d'un signal d'origine discret.

19.- Procédé selon l'une des revendications 1 à 10, caractérisé en ce que le signal de sortie est numérique et signal d'entrée est analogique.

20.- Procédé selon la revendication 19, caractérisé en ce que la génération (640, 684a-d) d'au moins deux signaux intermédiaires numériques (670a-670d) comprend une conversion analogique-numérique (684a-d).

21.- Dispositif (300, 400, 500, 600) de traitement d'un signal d'entrée pour augmenter le rapport signal sur bruit comprenant un dispositif de saut de fréquence (340, 440, 540, 640) générant en parallèle au moins deux signaux intermédiaires numériques à partir du signal d'entrée, au moins deux des signaux intermédiaires numériques ayant au moins deux fréquences d'échantillonnage (f_{s1} , f_{s2} , f_{s3} , f_{s4}) différentes ; et un dispositif de recombinaison (380a-d, 390 ; 484a-d, 490 ; 584a-d, 590 ; 690) adapté pour combiner au moins deux des premiers signaux intermédiaires numériques.

22.- Dispositif selon la revendication 21, caractérisé en ce que le dispositif de recombinaison comprend

- un générateur d'un signal analogique (380a-d, 484a-484d, 584a-584d) associé à chaque signal intermédiaire numérique pour générer un premier signal intermédiaire analogique respectif basé sur chacun des signaux intermédiaires numériques ; et

- un combineur (390, 490, 590, 690) susceptible de combiner au moins deux des signaux intermédiaires analogiques.

23.- Dispositif selon la revendication 22, caractérisé en ce que les générateurs d'un signal analogique comprend un convertisseur numérique-analogique (484a-484d, 584a-584d) pour convertir le signal intermédiaire numérique respectif

24.- Dispositif selon l'une des revendications 21 à 23, caractérisé par un mélangeur (380a-d, 486) pour chaque signal intermédiaire numérique converti en analogique pour moduler ledit signal respectif avec un deuxième signal intermédiaire analogique comprenant une porteuse, les mélangeurs étant agencés dans le dispositif de recombinaison.

25.- Dispositif selon l'une des revendications 21 à 23, caractérisé par un mélangeur (486) pour moduler le signal de sortie avec un deuxième signal intermédiaire analogique comprenant une porteuse.

26.- Dispositif selon l'une des revendications 21 à 25, caractérisé en ce que le dispositif est adapté d'effectuer un procédé selon l'une des revendications 1 à 20.

27.- Convertisseur analogique-numérique (600), convertisseur numérique-analogique (500) ou transmetteur radiofréquence (300, 400) comprenant un dispositif selon l'une des revendications 21 à 26.

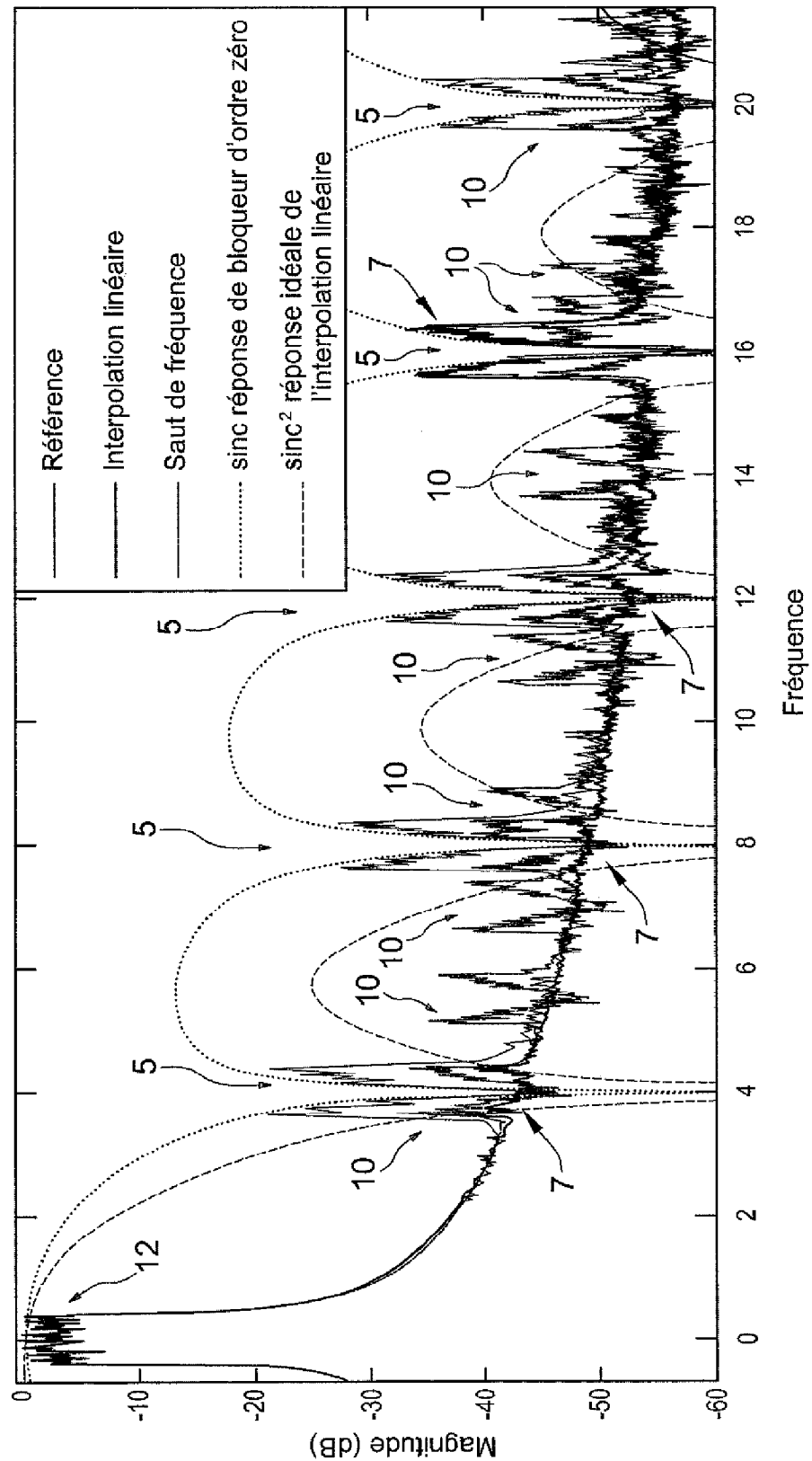
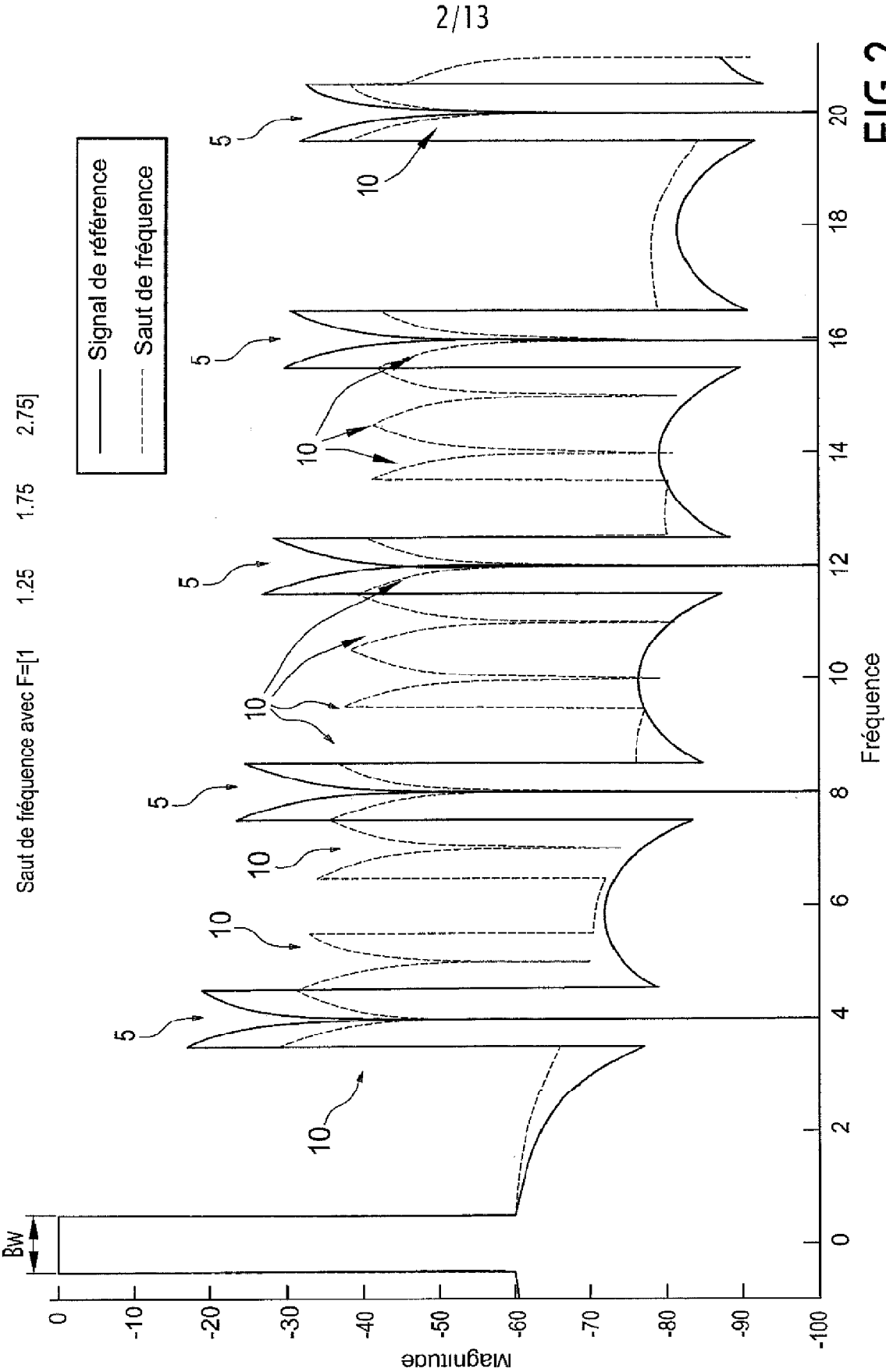
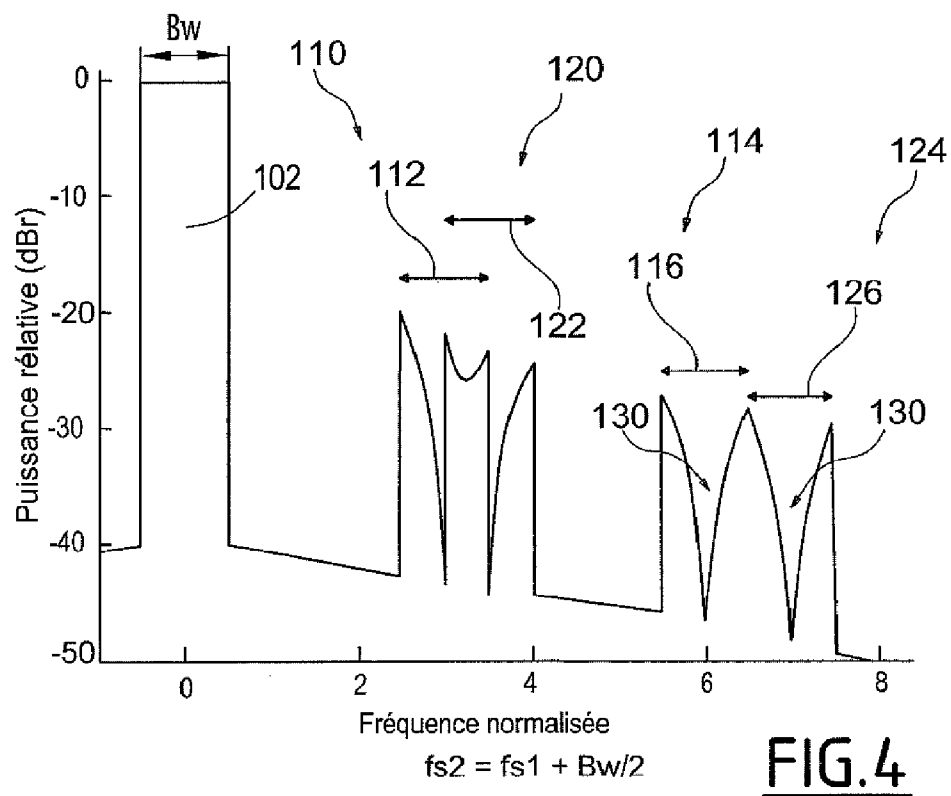
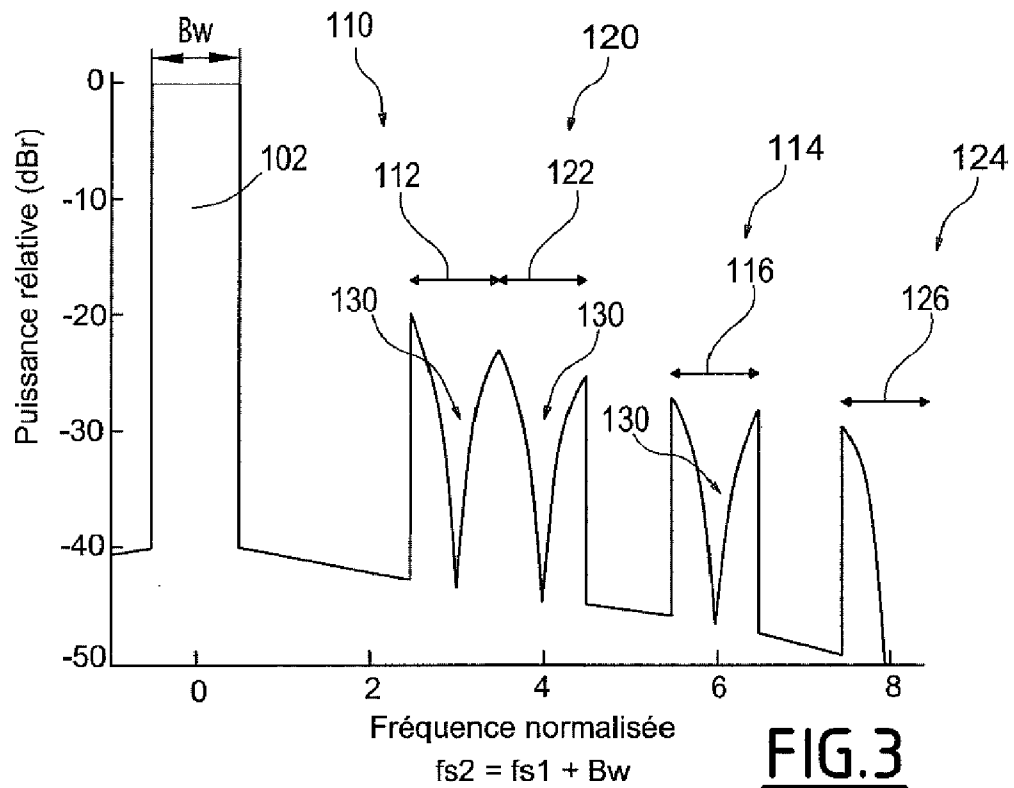


FIG.1



3/13



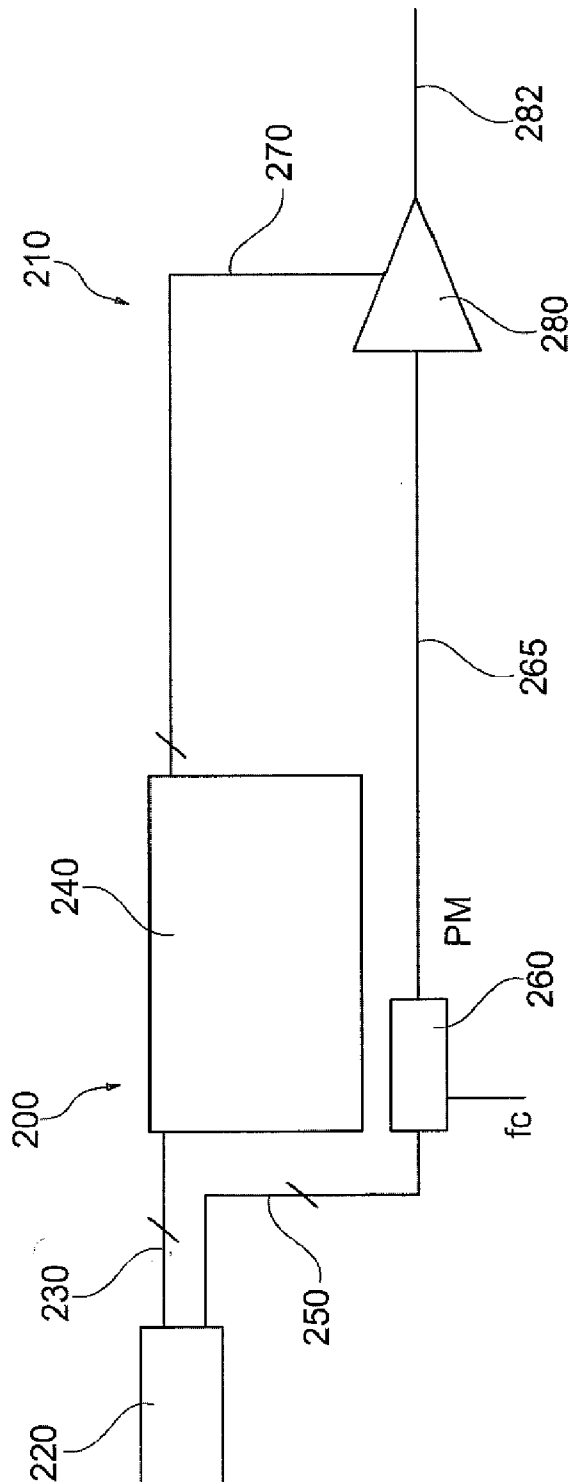


FIG. 5

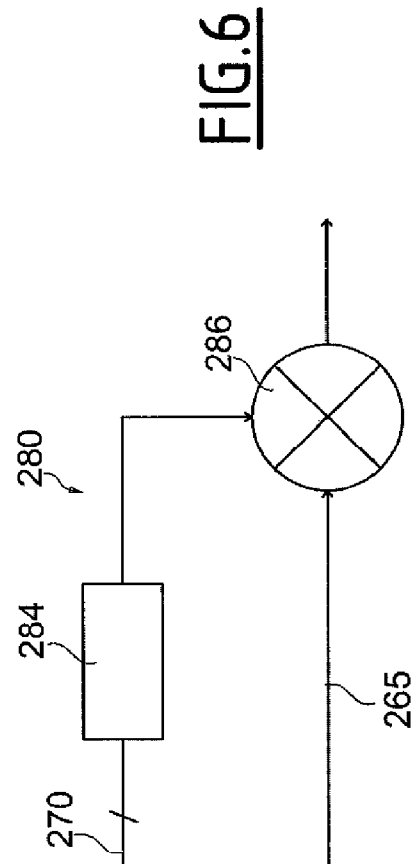


FIG. 6

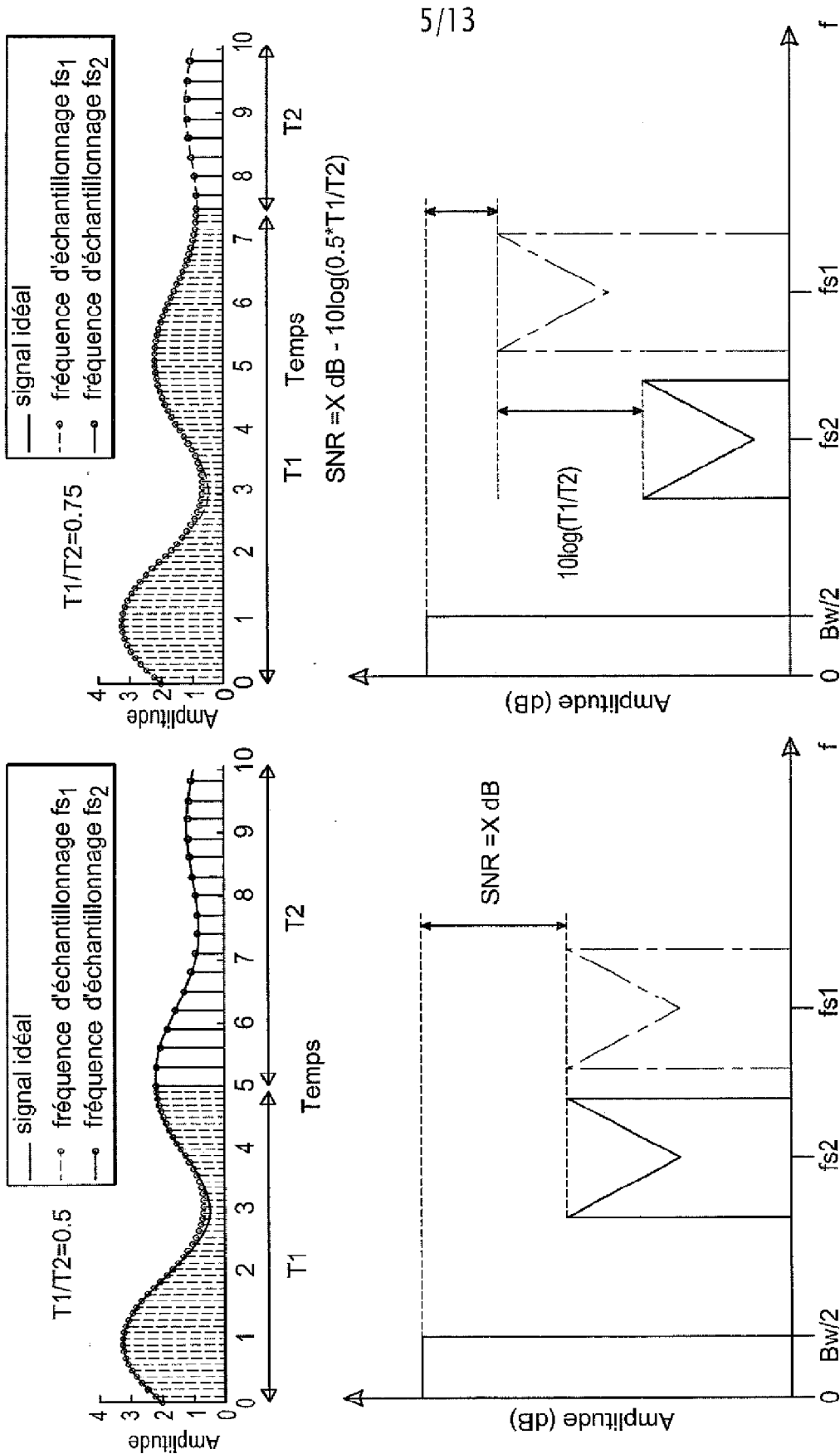


FIG.8

FIG.7

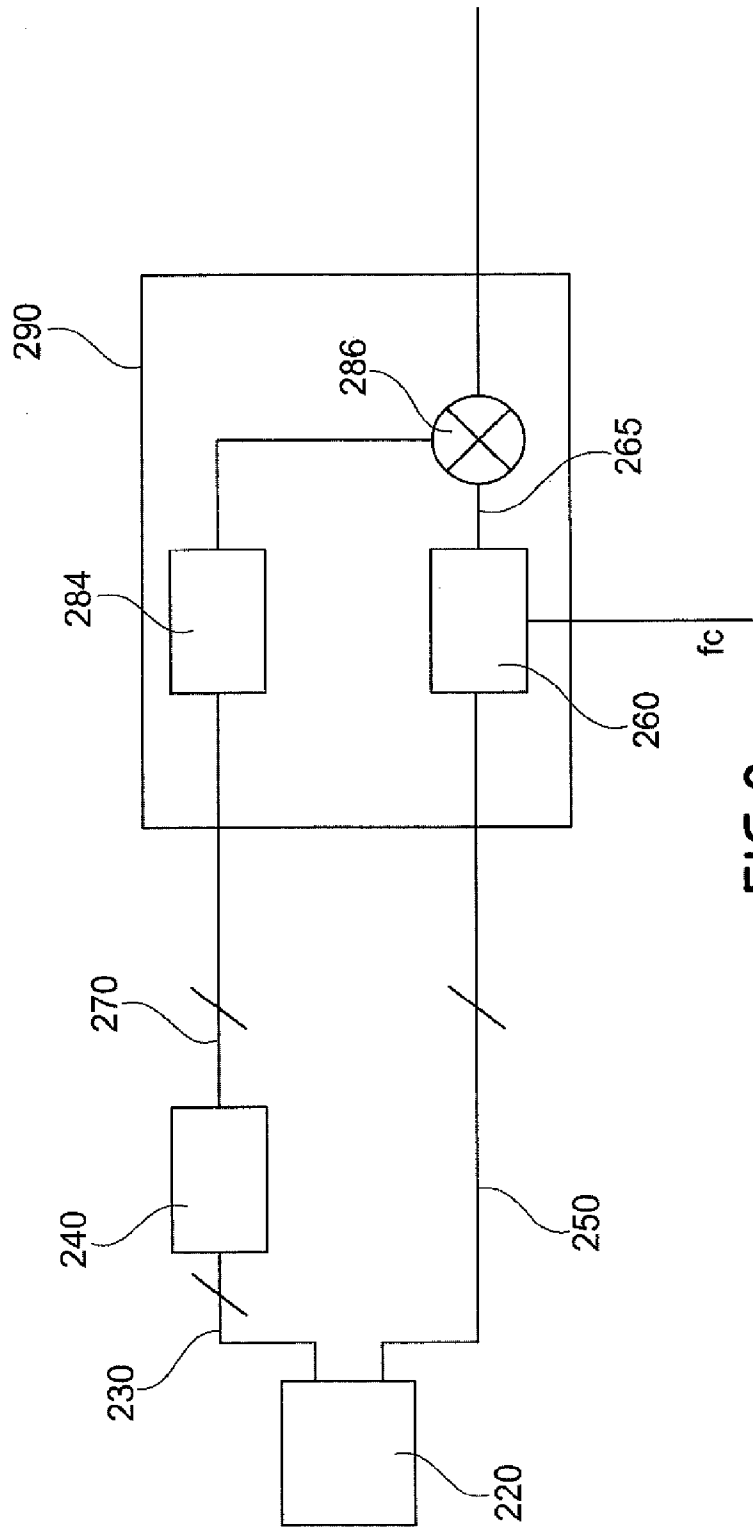


FIG. 9

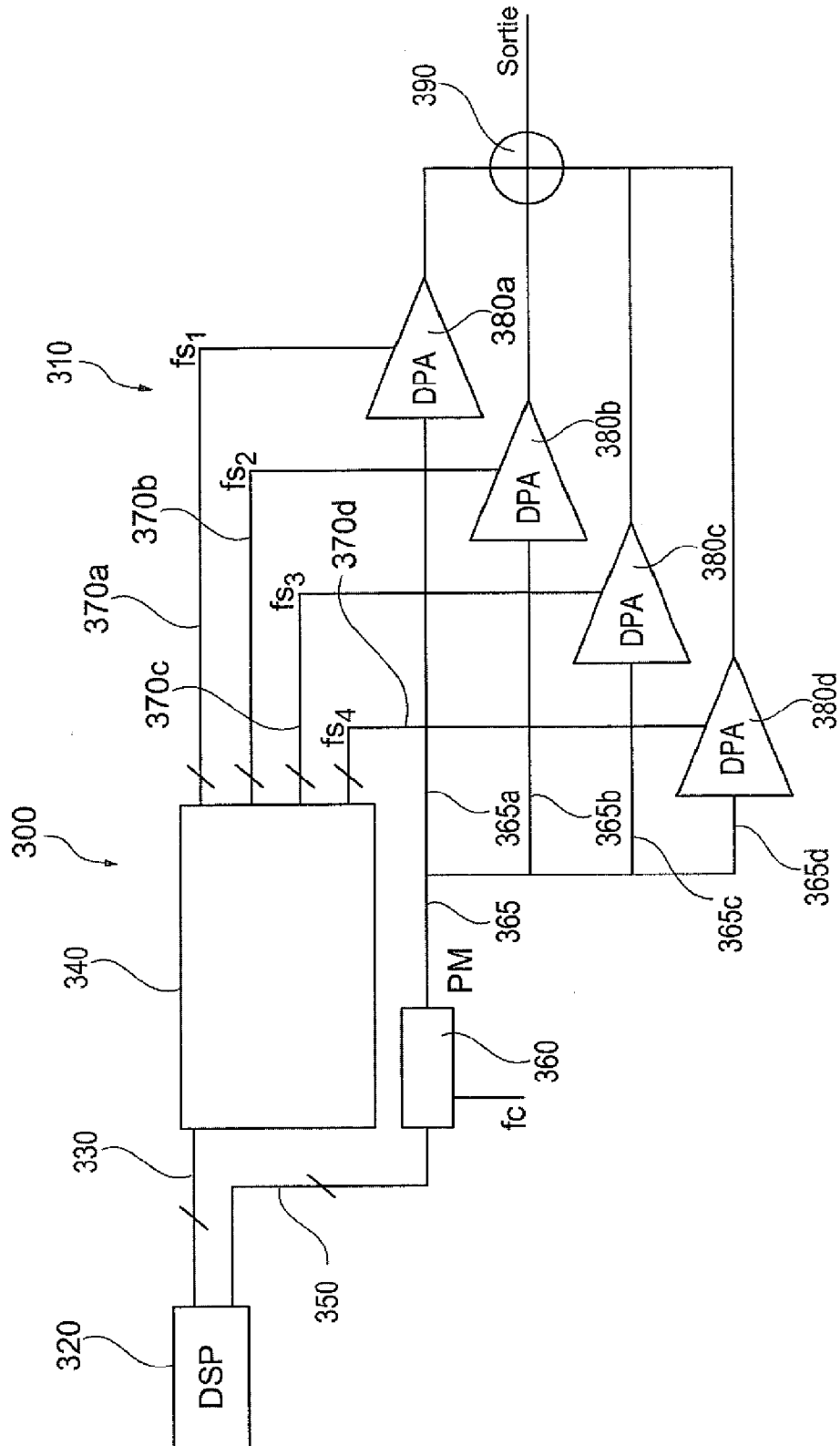
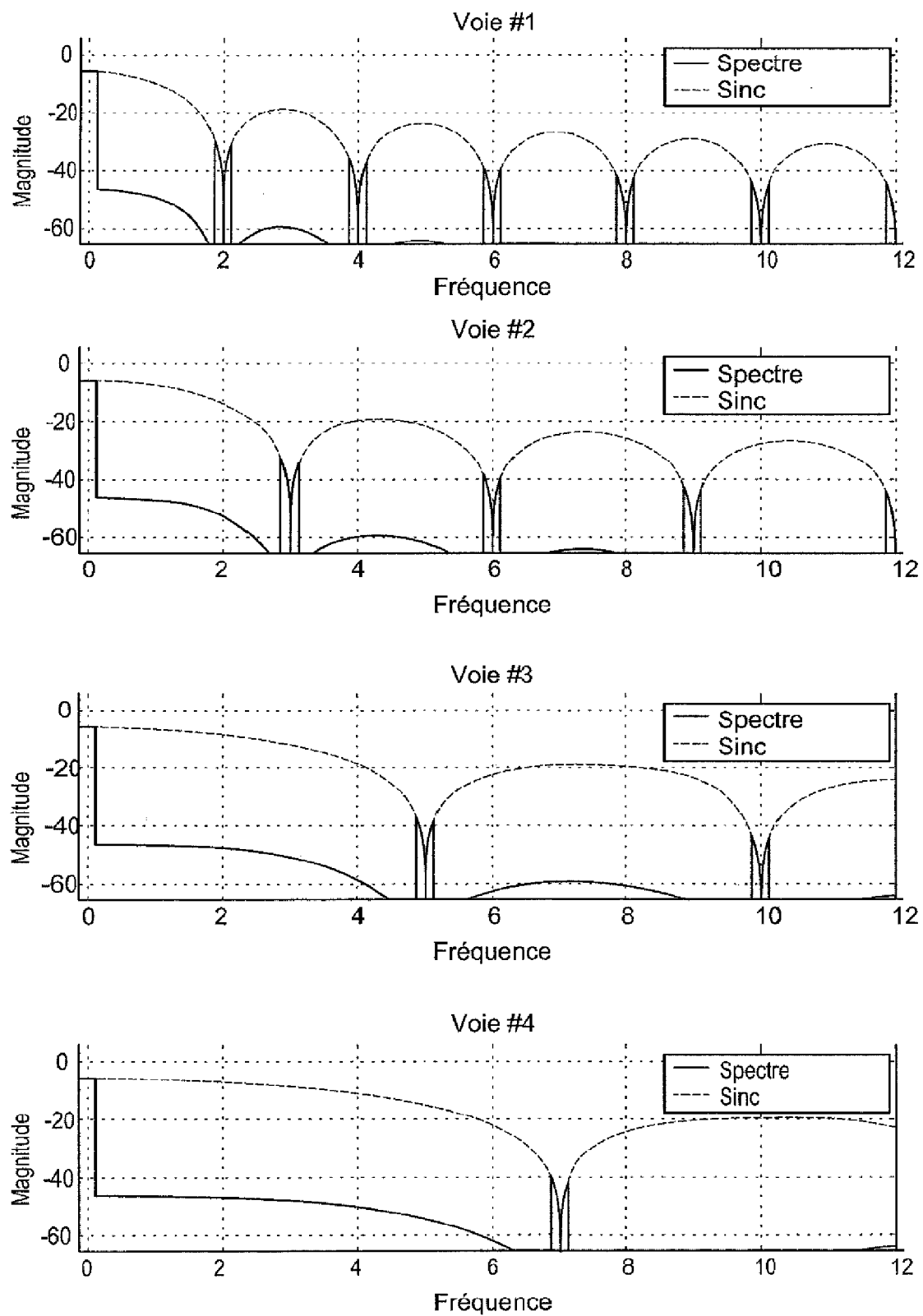
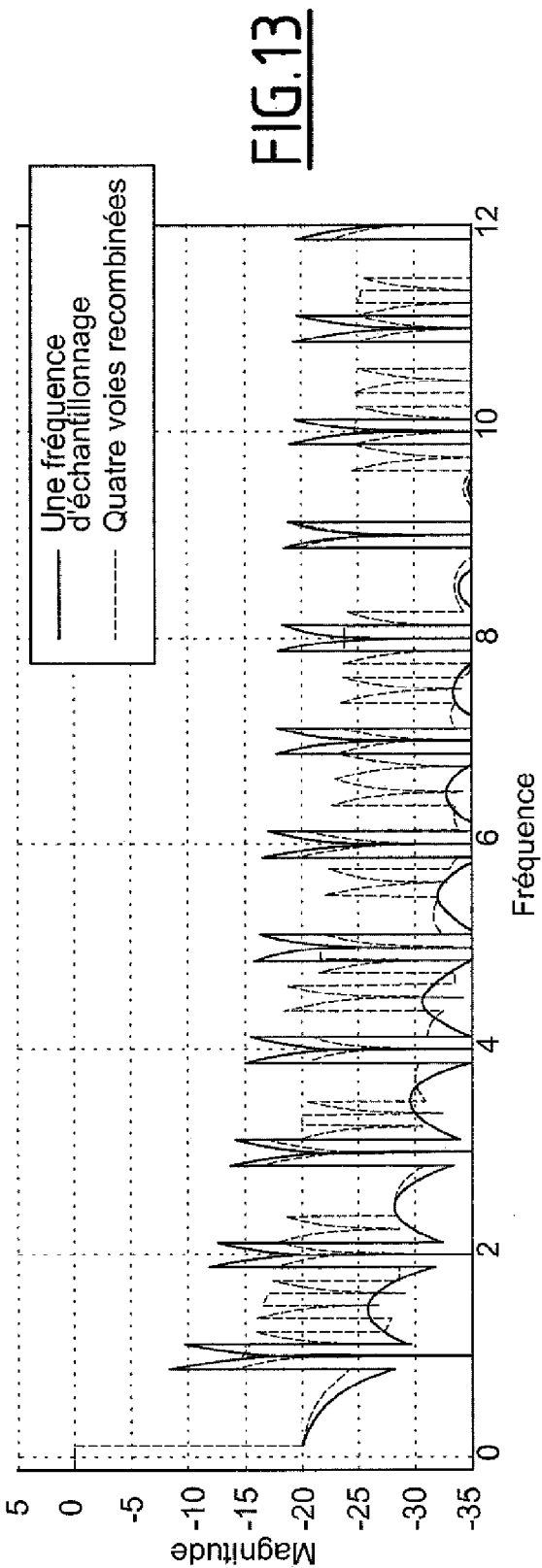
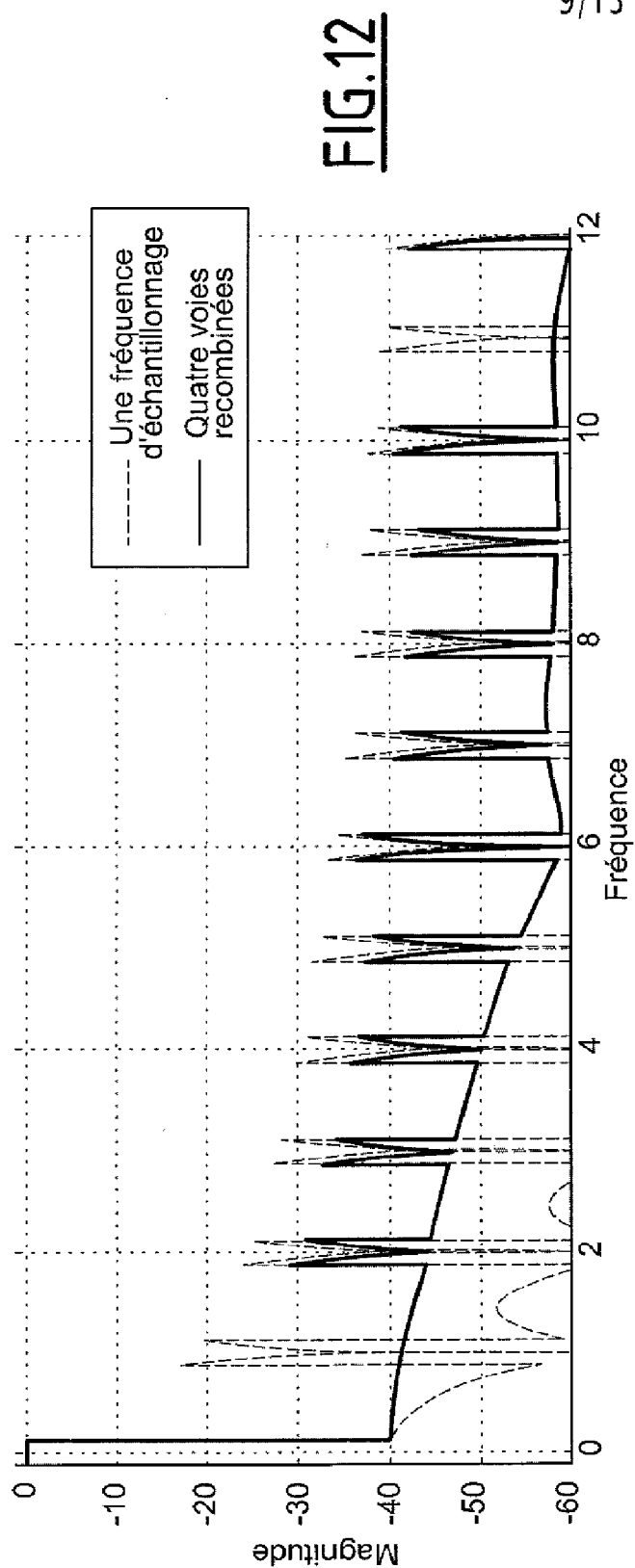


FIG. 10

8/13



9/13



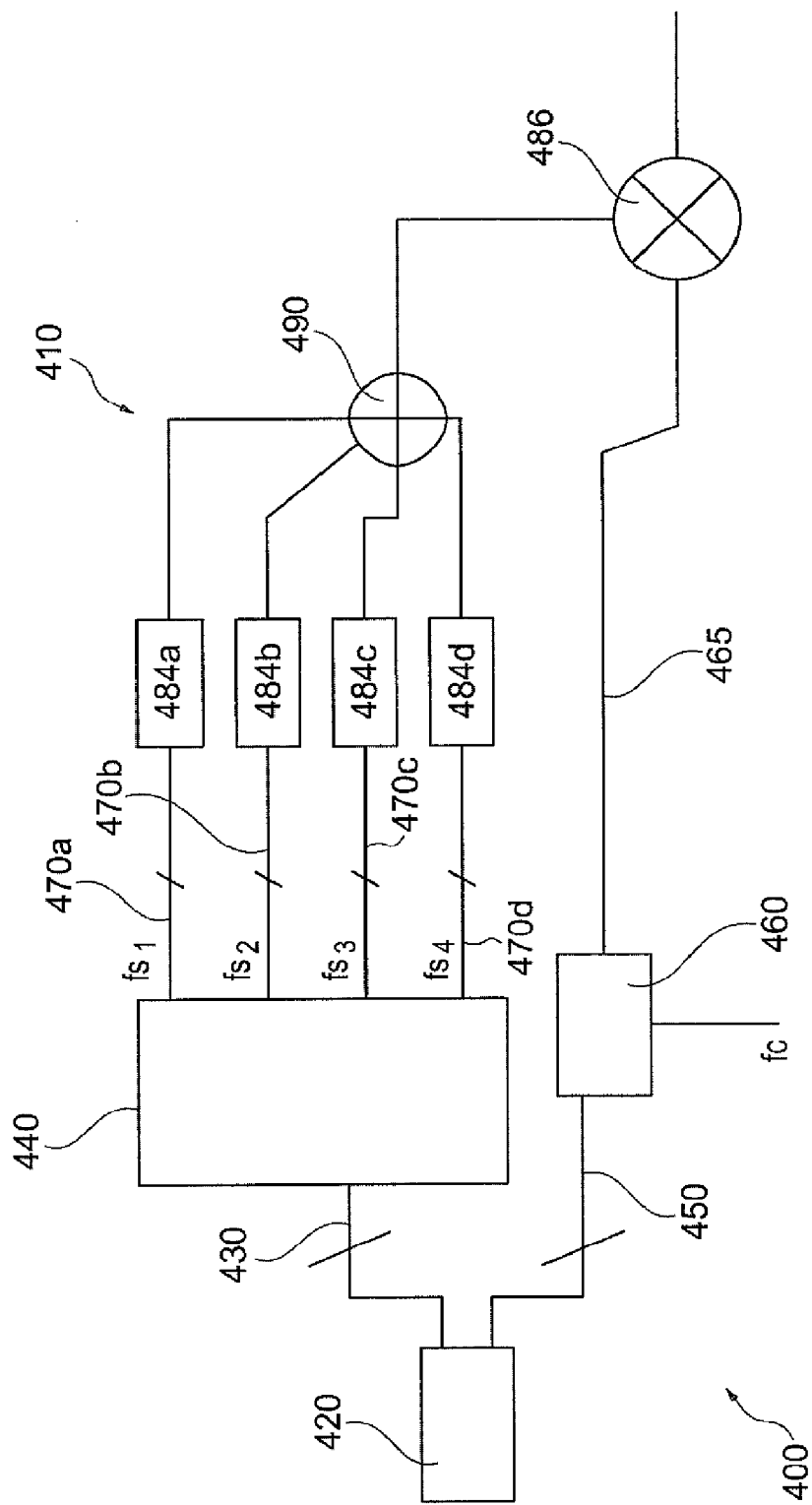
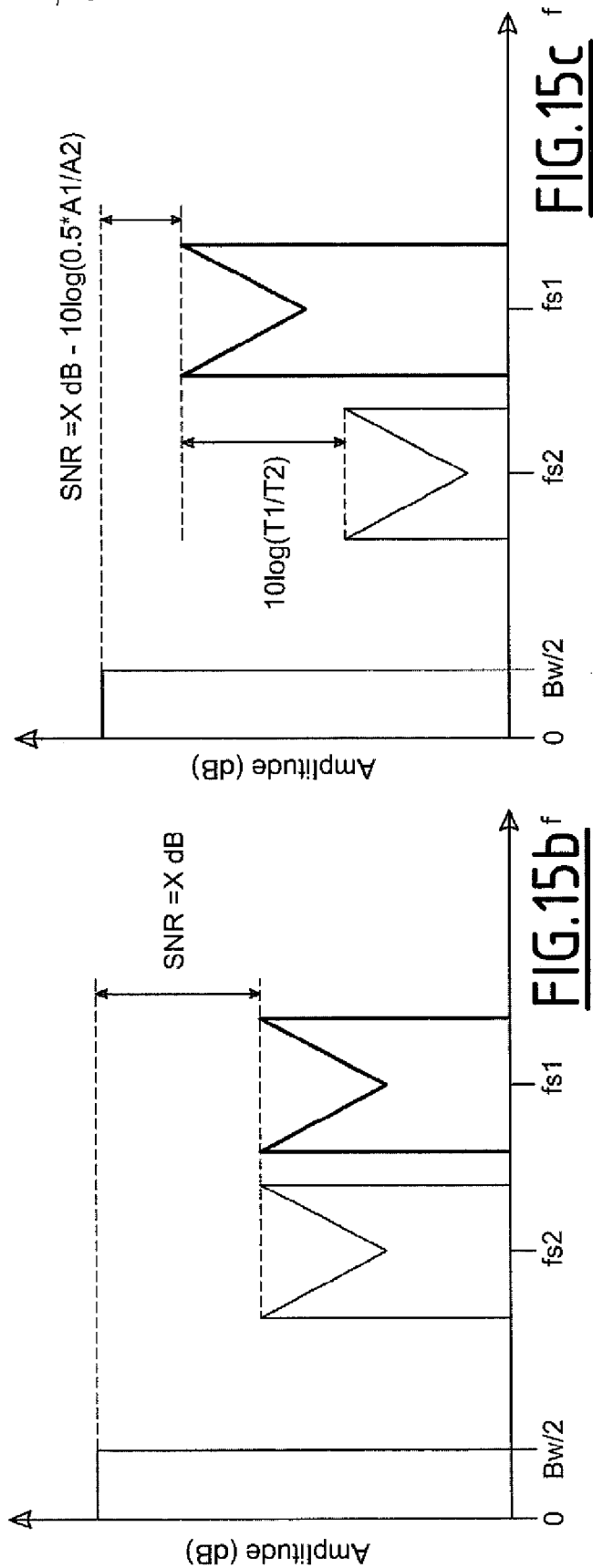
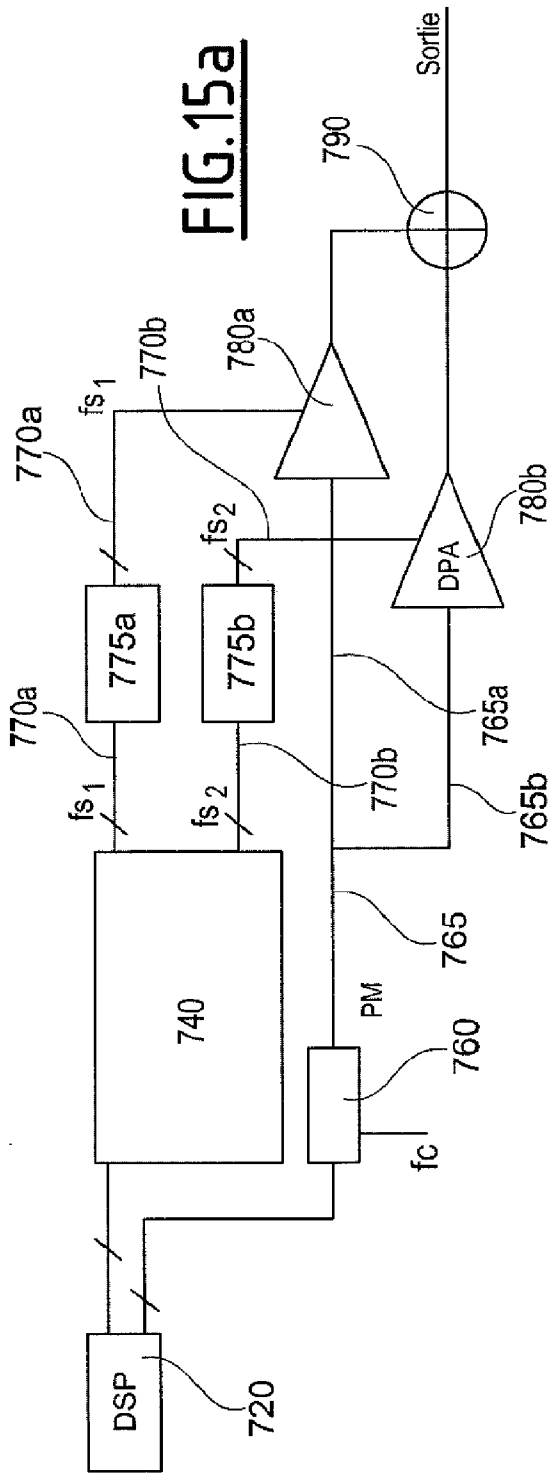
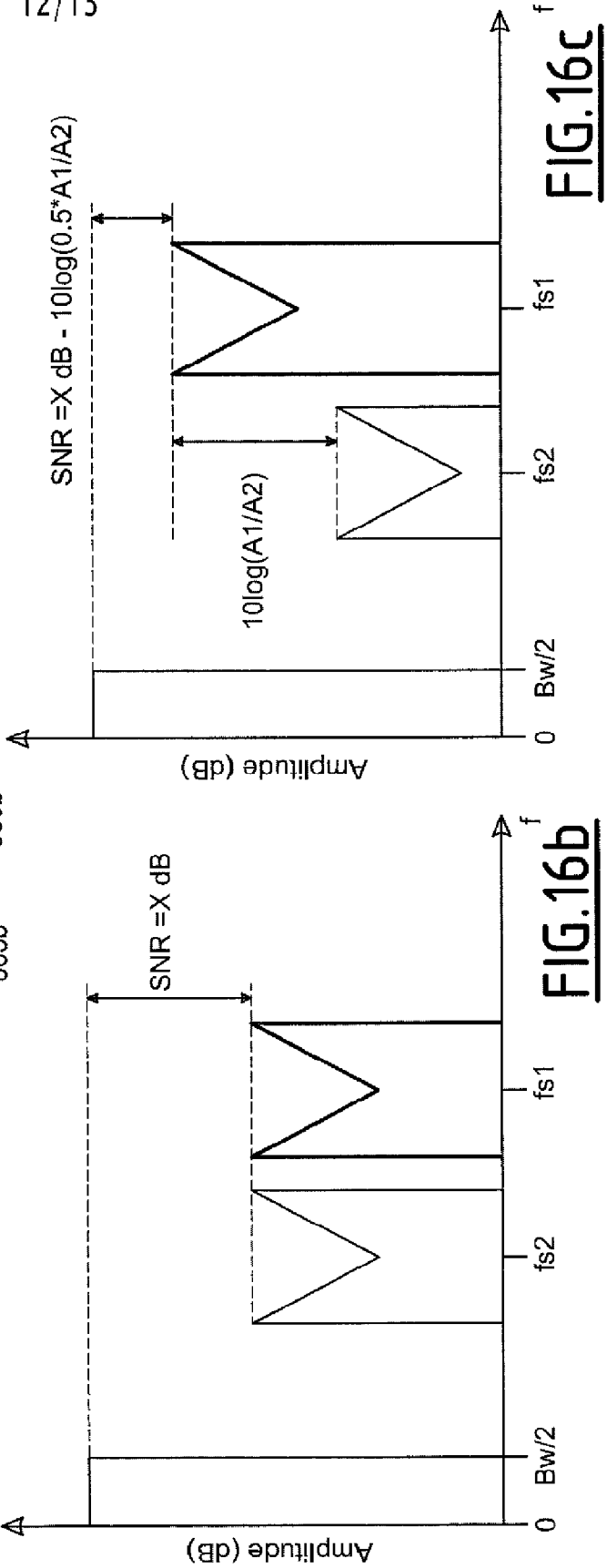
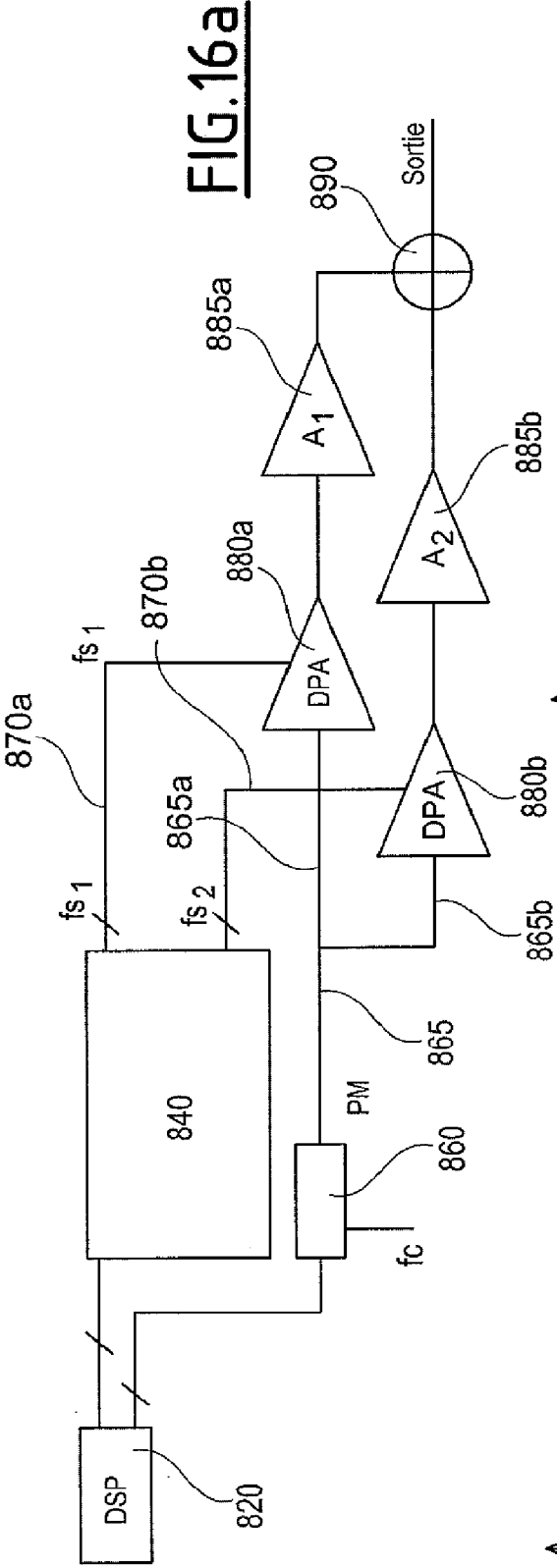
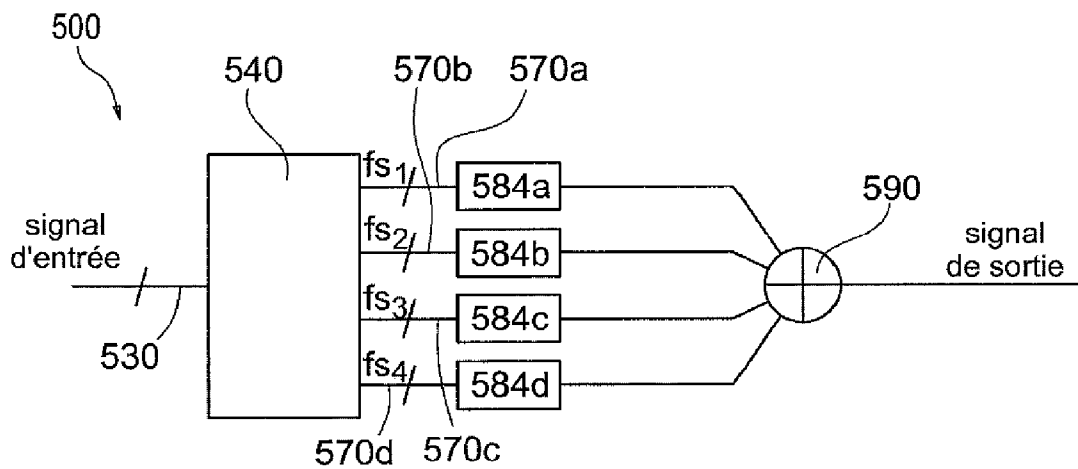
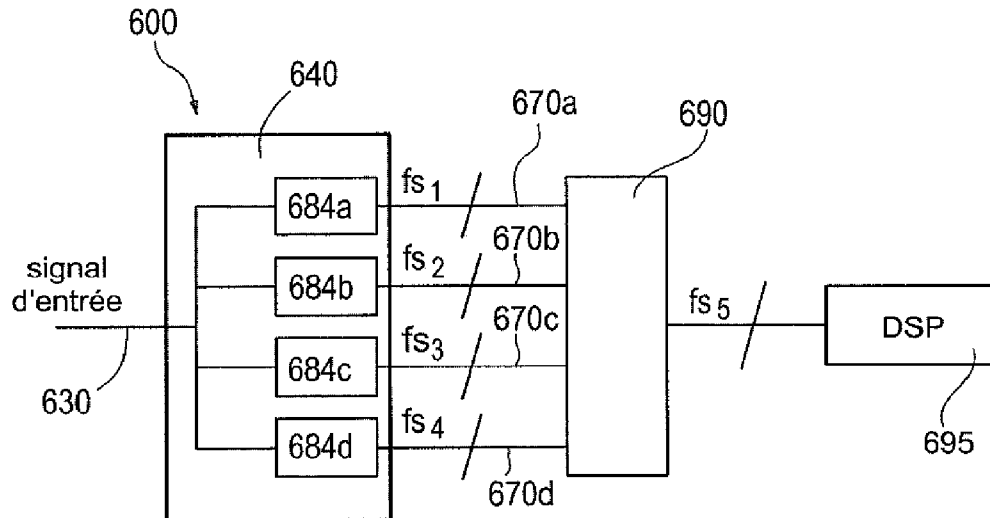


FIG.14





13/13

FIG.17FIG.18

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/EP2012/056223

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER INV. H03M1/06 ADD. H03M1/66 H03M1/12		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) H03M		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) EPO-Internal, COMPENDEX, INSPEC, IBM-TDB, WPI Data		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 2008/007437 A1 (JUNGERMAN ROGER LEE [US] ET AL) 10 January 2008 (2008-01-10)	1,5-10, 18-20, 24,25
Y	figure 5 paragraphs [0002], [0017], [0032]	2-4, 11-17, 21-23, 26,27
Y	----- US 2005/270193 A1 (DIAS VICTOR [DE]) 8 December 2005 (2005-12-08) figure 5 paragraphs [0018], [0022], [0043] - [0045]	2-4, 11-17, 21-23, 26,27
A	----- US 2008/219331 A1 (LIANG PAUL CHENG-PO [US] ET AL) 11 September 2008 (2008-09-11) figure 13 -----	16-18
☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☒ See patent family annex.		
* Special categories of cited documents : "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier application or patent but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search		Date of mailing of the international search report
17 July 2012		24/07/2012
Name and mailing address of the ISA/ European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Fax: (+31-70) 340-3016		Authorized officer Galardi, Leonardo

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/EP2012/056223

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 2008007437	A1	10-01-2008	NONE
US 2005270193	A1	08-12-2005	DE 102004024645 A1 15-12-2005 US 2005270193 A1 08-12-2005
US 2008219331	A1	11-09-2008	NONE

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale n°

PCT/EP2012/056223

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE

INV. H03M1/06

ADD. H03M1/66 H03M1/12

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE

Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement)

H03M

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si cela est réalisable, termes de recherche utilisés)

EPO-Internal, COMPENDEX, INSPEC, IBM-TDB, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie*	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
X	US 2008/007437 A1 (JUNGERMAN ROGER LEE [US] ET AL) 10 janvier 2008 (2008-01-10)	1,5-10, 18-20, 24,25
Y	figure 5 alinéas [0002], [0017], [0032]	2-4, 11-17, 21-23, 26,27
Y	----- US 2005/270193 A1 (DIAS VICTOR [DE]) 8 décembre 2005 (2005-12-08)	2-4, 11-17, 21-23, 26,27
A	figure 5 alinéas [0018], [0022], [0043] - [0045] ----- US 2008/219331 A1 (LIANG PAUL CHENG-PO [US] ET AL) 11 septembre 2008 (2008-09-11) figure 13 -----	16-18



Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents



Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

* Catégories spéciales de documents cités:

"A" document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent

"E" document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date

"L" document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)

"O" document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens

"P" document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée

"T" document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention

"X" document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément

"Y" document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier

"&" document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée

17 juillet 2012

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

24/07/2012

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale

Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040,
Fax: (+31-70) 340-3016

Fonctionnaire autorisé

Galardi, Leonardo

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux membres de familles de brevets

Demande internationale n°

PCT/EP2012/056223

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
US 2008007437	A1	10-01-2008	AUCUN	
US 2005270193	A1	08-12-2005	DE 102004024645 A1 US 2005270193 A1	15-12-2005 08-12-2005
US 2008219331	A1	11-09-2008	AUCUN	