

(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
30 juillet 2009 (30.07.2009)

PCT

(10) Numéro de publication internationale
WO 2009/092963 A1

(51) Classification internationale des brevets :
H04L 27/36 (2006.01) **H04B 7/005** (2006.01)
H03M 3/02 (2006.01) **H04Q 7/32** (2006.01)

(21) Numéro de la demande internationale :
PCT/FR2009/050050

(22) Date de dépôt international :
14 janvier 2009 (14.01.2009)

(25) Langue de dépôt : français

(26) Langue de publication : français

(30) Données relatives à la priorité :
0850233 15 janvier 2008 (15.01.2008) FR

(71) Déposant (pour tous les États désignés sauf US) : **COM-
MISSARIAT A L'ENERGIE ATOMIQUE** [FR/FR]; 25
Rue Leblanc, Bâtiment "Le Ponant D", F-75015 Paris (FR).

(72) Inventeurs; et

(75) Inventeurs/Déposants (pour US seulement) : **WURM,
Patrick** [FR/FR]; 581F Impasse Charles de Foucauld,
F-38340 Voreppe (FR). **SHIRAKAWA, Alexandre**
[US/US]; 190, Ryland St., Ap. 302, San Jose, California
95110 (US).

(74) Mandataire : **VUILLERMOZ, Bruno**; Cabinet Laurent
& Charras, Le Contemporain, 50 Chemin de la Bruyère,
F-69574 DARDILLY Cédex (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,
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, PG, PH, PL, PT,

[Suite sur la page suivante]

(54) Title: RADIOFREQUENCY TRANSMISSION SYSTEM

(54) Titre : SYSTEME D'EMISSION RADIOFREQUENCE

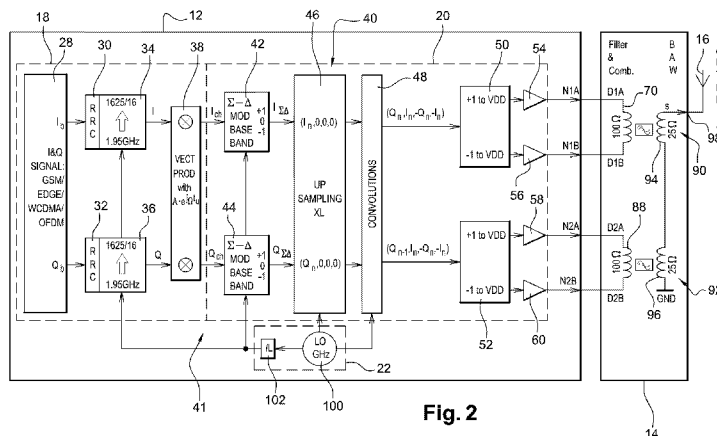


Fig. 2

(57) Abstract: The invention relates to a radiofrequency transmission system that comprises: a means (18) for producing at least one digital signal quantified on N bits; for each of said at least one digital signal, digital processing means (20, 22) including: sigma-delta filters (42, 44) capable of producing, on the basis of a digital input signal quantified on N bits, a digital output signal quantified on M bits, where M is lower than N; downstream from the sigma-delta filters (42, 44), a means (46) for repetition over-sampling; and downstream from the means (46) for repetition over-sampling, a convolution means (48); digital-analog conversion means (50, 52) capable of converting a digital output signal into an analog signal; and an analog filtration means (14) capable of filtering said analog signal so as to select a narrow frequency band including the second frequency.

(57) Abrégé : L'invention concerne un système d'émission radiofréquence comportant : des moyens (18) de production d'au moins un signal numérique quantifié sur N bits; pour chacun desdits au moins un signal numérique, des moyens numériques de traitement (20, 22) comportant : des filtre sigma-delta (42, 44) aptes à produire, en fonction d'un signal d'entrée numérique quantifié sur N bits,

[Suite sur la page suivante]



RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

MT, NL, NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

(84) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre de protection régionale disponible) : ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasién (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), européen (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK,

Publiée :

- avec rapport de recherche internationale
- avant l'expiration du délai prévu pour la modification des revendications, sera republiée si des modifications sont reçues

un signal de sortie numérique quantifié sur M bits, où M est inférieur à N; en aval des filtres sigma-delta (42, 44), des moyens (46) de sur-échantillonnage par répétition; et en aval des moyens (46) de sur-échantillonnage, des moyens (48) de convolution; des moyens (50, 52) de conversion numérique/analogique aptes à convertir un signal de sortie numérique en un signal analogique; et des moyens (14) analogiques de filtrage aptes à filtrer ledit signal analogique de manière à sélectionner une bande étroite de fréquences comprenant la seconde fréquence.

SYSTEME D'EMISSION RADIOFREQUENCE**DOMAINE DE L'INVENTION**

5 La présente invention concerne le domaine des émetteurs radiofréquence, notamment ceux utilisés dans les terminaux de communication sans fil tels que les téléphones portables par exemple.

10 L'invention concerne plus particulièrement des émetteurs radiofréquences reconfigurables capables d'émettre dans un large spectre de fréquences radio et selon plusieurs formats d'émission.

ETAT ANTERIEUR DE LA TECHNIQUE

15 Dans le domaine de la communication radio sans fil, il existe de nombreux formats de communication, comme par exemple les normes UHF, GSM, EDGE, WCDMA, 3G, etc..., chacune de ces normes étant associée à une bande de fréquences d'émission particulière (on parle par exemple de bande UHF, bande GSM, bande 3G, etc...).

20 A l'heure de la dérégulation des émissions radiofréquence, il est envisagé d'utiliser le concept d'occupation opportuniste du spectre de fréquences radio. La norme 4G par exemple reprend ce concept. Selon ce concept opportuniste, il est réalisé le balayage d'un large spectre de fréquences radio (de la centaine de kHz à plusieurs
25 dizaines de MHz) et les bandes inoccupées de fréquences sont détectées. Une émission radio est alors réalisée dans une bande inoccupée de fréquences selon une norme de communication correspondante.

30 Ce type de communication opportuniste suppose donc que l'émetteur du terminal de communication sans fil présente un haut degré de reconfigurabilité afin d'émettre selon plusieurs formats d'émission et dans plusieurs bandes de fréquences. L'émetteur doit également basculer rapidement d'un type d'émission à un autre. En effet, dans le cas contraire, la bande de fréquence détectée comme inoccupée risque de ne plus l'être si le basculement prend trop de temps.

35

Toutefois, un émetteur radio adapté pour l'émission selon une norme particulière n'est généralement pas adapté pour l'émission selon une autre norme. Par exemple, l'architecture d'un émetteur radio selon la norme GMSK se fonde sur une modulation directe et comprend à cet effet un modulateur analogique suivi d'un amplificateur de puissance. En revanche, les architectures à boucle polaire sont particulièrement bien adaptées pour transmettre des signaux à enveloppe non constante comme par exemple la modulation 8PSK choisie par la norme EDGE. Mais la boucle polaire ne peut transmettre des signaux à large bande plus large que les signaux EDGE. D'un autre côté, pour les émissions à large bande comme les émissions selon les normes 3G et OFMD, usuellement seule une architecture à modulation directe et un amplificateur linéaire est concevable.

Des documents US 6 339 621 et EP 1 662 665, on connaît des émetteurs radio à modulation numérique. Dans ces émetteurs, des signaux numériques en quadrature sont dans un premier temps chacun modulé par un filtre sigma-delta puis les signaux en sortie des filtres sont combinés au moyen d'une modulation quadratique. Un signal numérique radiofréquence modulé est ainsi obtenu.

Dans les émetteurs proposés dans ces documents, la fréquence de fonctionnement, qui est la fréquence d'émission est fixée pour répondre à une application particulière. Il n'est pas possible à l'aide de tels systèmes de viser une communication opportuniste. Quand bien même les signaux numériques en quadrature en entrée des filtres sigma-delta étaient programmés pour répondre à une norme de communication choisie en fonction d'une bande de fréquences libre, il se pose alors des problèmes pour obtenir un signal numérique radiofréquence modulé à la bonne fréquence d'émission. En effet, pour certaines communications, la fréquence d'émission est de l'ordre du gigahertz. Les composants des émetteurs atteignent alors leur limite de fonctionnement.

Pour contourner les incompatibilités entre les architectures d'émission radiofréquence, il existe des terminaux équipés de plusieurs émetteurs, chacun dédié à une norme particulière. Pour couvrir l'ensemble du spectre radio, il est donc nécessaire de prévoir un nombre important d'émetteurs dédiés aux normes associées aux différentes bandes de fréquences du spectre radio. Le terminal est ainsi encombrant et mal optimisé. En outre, la rapidité de basculement d'un type d'émission à un autre type d'émission est limitée de sorte qu'une utilisation de ce type de terminal à une occupation opportuniste du spectre radio semble difficilement envisageable.

EXPOSE DE L'INVENTION

Le but de la présente invention est de proposer un système d'émission radiofréquence qui soit capable d'émettre sur un large spectre de fréquences et selon
5 plusieurs normes de communication, tout en étant capable de se reconfigurer rapidement en fonction de son environnement de communication, ou en fonction de l'apparition de nouvelles normes de communication.

A cet effet, l'invention a pour objet un système d'émission radiofréquence
10 comportant :

- des moyens de production d'au moins un signal numérique quantifié sur N bits ;
- pour chacun desdits au moins un signal numérique, des moyens numériques de traitement comportant :
 - des moyens de filtrage du type sigma-delta aptes à produire, en fonction
15 d'un signal d'entrée numérique quantifié sur N bits, un signal de sortie numérique quantifié sur M bits, où M est inférieur à N ;
 - en aval des moyens de filtrage du type sigma-delta, des moyens de sur-échantillonnage par répétition aptes à produire, en fonction d'un signal d'entrée numérique quantifié sur M bits et échantillonné à la seconde
20 fréquence, un signal de sortie quantifié sur M bits et échantillonné à L fois la seconde fréquence en insérant L-1 zéros entre chaque échantillon du signal d'entrée numérique ; et
 - en aval des moyens de sur-échantillonnage par répétition, des moyens de convolution aptes à convoluer un signal numérique d'entrée quantifié sur M
25 bits et échantillonné à L fois la seconde fréquence par une séquence de longueur égale à L ou 2L échantillons, quantifiée sur M bits et tournant à la seconde fréquence,
- des moyens de conversion numérique/analogique aptes à convertir un signal de sortie numérique en un signal analogique ; et
- 30 ▪ des moyens analogiques de filtrage aptes à filtrer ledit signal analogique de manière à sélectionner une bande étroite de fréquences comprenant la seconde fréquence.

En d'autres termes, la modulation du signal est réalisée uniquement en numérique.
35 De fait, l'émetteur est reconfigurable à loisir, et cela de manière rapide puisqu'il s'agit uniquement de changer de mode de programmation des signaux.

Les moyens de génération de signal produisent ainsi un signal modulé que les moyens de traitement élèvent à la fréquence radio d'émission.

5 Toutefois, on notera que pour réaliser une conversion numérique/analogique à une fréquence d'échantillonnage élevée (pouvant aller à plusieurs GHz), il est nécessaire de réduire le nombre de bits de quantification. Dans le cas contraire, l'utilisation de convertisseurs rapides induit une consommation d'énergie importante qui n'est pas compatible avec certaines applications visées, notamment dans les téléphones cellulaires sans fil. En outre, la conversion numérique/analogique à 8 ou 10 bits est
10 encore limitée à quelques dizaines de MHz.

Or, une réduction grossière du nombre de bits de quantification s'accompagne d'une forte erreur de quantification qui s'étale de façon uniforme sur tout le spectre fréquentiel, rendant ainsi le signal de sortie impropre à la communication
15 radiofréquence.

Une réduction du nombre de bits de quantification par l'utilisation d'un filtrage sigma-delta a pour effet de mettre en forme le spectre de puissance du bruit de quantification. Ainsi, les paramètres du filtrage définissent une bande de fréquences
20 sur laquelle le signal de sortie présente un bon rapport signal sur bruit.

Par ailleurs, les moyens de sur-échantillonnages par répétition placés en aval des filtres sigma-delta ont pour effet d'augmenter la fréquence radiofréquence d'émission, par exemple au delà de celles auxquelles les moyens de filtrage du type
25 sigma-delta peuvent fonctionner. Ces moyens de sur-échantillonnage offrent ainsi un degré de liberté au système, ce qui permet d'utiliser les filtres sigma-delta de manière optimale sans que ceux-ci soient limités dans leur fonctionnement par des fréquences d'émission trop élevées.

30 Une fois la conversion en analogique effectuée, un filtrage sélectif du signal dans cette bande de fréquences permet d'avoir un bruit très limité hors de cette bande, voire éliminé. Il est ainsi obtenu un signal radiofréquence propre à la communication radiofréquence.

35 Enfin un réglage de la fréquence de l'horloge commandant les moyens de production et les moyens de filtrage du type sigma-delta permet de parcourir un large spectre de fréquences. Il est envisageable de faire fonctionner les filtres sigma-delta jusqu'à des fréquences d'échantillonnage de quelques GHz. Ainsi, à l'aide

d'un système d'émission selon l'invention qui se limiterait aux seuls éléments énoncés ci-dessus, il est possible d'établir une communication radiofréquence dans les bandes UHF, GSM, WCDMA ou ISM par exemple.

- 5 Selon un mode de réalisation particulier de l'invention, les moyens de production comprennent des moyens de génération d'au moins un signal numérique quantifié sur N bits et échantillonné à une première fréquence prédéterminée, et des moyens de sur-échantillonnage du signal numérique échantillonné à la première fréquence à une seconde fréquence prédéterminée. Notamment, les moyens de sur-
10 échantillonnage réalisent à un sur-échantillonnage par décimation et interpolation.

En d'autres termes, le signal numérique complexe est modulé dans la bande de base puis sur-échantillonné.

- 15 Selon un mode de réalisation de l'invention, les moyens de génération de signal sont aptes à produire deux signaux numériques en quadrature, et en ce que les moyens de traitement associés aux deux signaux numériques en quadrature sont aptes à fonctionner en parallèle. Notamment, le système comprend en aval ou dans les moyens analogiques de filtrage, des moyens de recombinaison de signaux
20 analogiques produits par les moyens de conversion numérique.

- En d'autres termes, les moyens de génération de signal peuvent produire des signaux numériques en quadrature qui sont ensuite élevées à la fréquence d'émission de manière indépendante puis recombinaison dans la partie analogique du
25 système d'émission. Par exemple, les séquences utilisées dans la convolution sont respectivement des sinus et des cosinus. De fait la recombinaison par une simple addition est possible.

- Selon un mode de réalisation de l'invention, les moyens de filtrage du type sigma-delta sont aptes à appliquer un filtrage du type passe-bande, et les moyens de
30 génération de signal sont aptes à produire deux signaux numériques en quadrature.

- En d'autres termes, les moyens de génération du signal produisent un signal réel déjà transposé, par exemple par un produit vectoriel, dans la bande de fréquence du
35 modulateur sigma-delta passe-bande. Le modulateur atténue le bruit de quantification dans sa bande de fréquence et le rejette au-delà, garantissant un bon rapport signal bruit dans sa bande passante.

Selon un mode de réalisation de l'invention, les moyens du type sigma-delta sont aptes à fonctionner en bande de base.

5 En d'autres termes, les moyens de génération du signal produisent un signal complexe en quadrature en bande de base. Le modulateur sigma-delta est un filtre de type passe-bas. Il atténue le bruit de quantification aux basses fréquences et les rejettent au-delà, garantissant un bon rapport signal bruit en bande de base jusqu'à sa fréquence de coupure.

10 Le mode utilisant un filtre sigma-delta de type passe-bas permet de dégager une bande de fréquence plus large que le mode utilisant un filtre sigma-delta de type passe-bande. En revanche, le mode basé sur le filtre passe-bande est plus économe, plus simple (un seul modulateur) et n'est pas sensible aux problèmes de fréquences images que rencontre le mode basé sur le filtre passe-bas.

15 En variante, les filtres sigma-delta sont de type passe-bande.

20 Selon un mode de réalisation particulier de l'invention, les moyens de traitement comprennent des moyens de sélection de canal. De préférence, ces moyens de sélection sont agencés en aval de moyens de sur-échantillonnage par décimation et interpolation lorsque ceux-ci sont prévus.

25 Selon un mode de réalisation particulier de l'invention, les moyens de production comportent des moyens aptes à réaliser un produit vectoriel entre un signal numérique complexe reçu en entrée et un vecteur tournant d'amplitude constante prédéterminée.

30 En d'autres termes, cette opération de produit vectoriel permet de transposer un signal numérique complexe en bande de base vers un signal numérique complexe à plus haute fréquence, celle-ci étant inférieure ou égale à la moitié de la fréquence d'échantillonnage. Le résultat de ce produit est signal en nombre complexe dont le spectre ne contient que des composantes fréquentielles positives. Le choix de l'amplitude du vecteur tournant permet d'ajuster l'amplitude du signal sortant.

35 En d'autres termes, à l'aide des moyens de sélection il est possible de choisir un canal de fréquence dans une bande de fréquence dont les moyens de sur-échantillonnage par décimation et interpolation, éventuellement associés aux moyens de sur-échantillonnage par répétition, définissent le canal central. Un degré

de flexibilité supplémentaire dans le choix de la fréquence radio d'émission est ainsi obtenu.

5 Selon un mode de réalisation particulier de l'invention, les moyens de traitement comprennent des moyens de filtrage du type RRC (acronyme de l'expression anglo-saxonne « *Root Raised Cosine* »). De préférence, ces moyens de filtrage du type PPC sont agencés en amont de moyens de sur-échantillonnage par décimation et interpolation lorsque ces derniers sont prévus.

10 En d'autres termes, le système comprend des moyens de mise en forme du signal numérique en sortie des moyens de génération, cette mise en forme du signal limitant la bande passante dudit signal. Ce type de mise en forme du signal est notamment utile pour une communication selon la norme WCDMA.

15 Selon un mode de réalisation particulier de l'invention, les moyens analogiques de filtrage comprennent au moins un filtre BAW-CRF (pour l'expression anglo-saxonne « *Bulk Acoustic Wave – Coupled Resonator Filter* »).

20 En d'autres termes, il est utilisé un filtre très sélectif, capable de sélectionner une bande de fréquences de plusieurs dizaines de mégahertz et peu encombrant. Ce filtre permet d'éliminer le bruit de quantification généré par le filtre sigma-delta

25 Selon un mode de réalisation particulier de l'invention, le système comprend un tampon de sortie agencé en aval ou dans les moyens de conversion, le tampon de sortie présentant une impédance de sortie adaptée à l'impédance d'entrée des moyens analogique de filtrage

30 En d'autres termes, une adaptation d'impédance en entrée des moyens analogiques de puissance permet d'optimiser l'émission de puissance. Si le circuit numérique le permet, un arrangement avec des courants de sorties élevés et une faible impédance d'entrée des filtres analogiques permet d'émettre des signaux de puissances assez fortes (environ +20dBm).

35 Selon un mode de réalisation particulier de l'invention, le système comprend des moyens d'amplification linéaire de puissance agencés en sortie des moyens analogiques de filtrage.

En d'autres termes, la façon préférentielle d'obtenir une plus forte émission de puissance est d'ajouter un dispositif d'amplification de puissance à la sortie des moyens analogiques de filtrage.

5 BREVE DESCRIPTION DES FIGURES

- La présente invention sera mieux comprise à la lecture de la description qui va suivre, donnée uniquement à titre d'exemple, et faite en relation avec les dessins annexés, dans lesquels des références identiques désignent des éléments identiques ou analogues, et dans lesquels :
- 10 – la figure 1 est une vue schématique d'une architecture générale du système d'émission selon l'invention ;
 - la figure 2 est une vue schématique plus en détail d'un premier mode de réalisation du système d'émission selon l'invention ;
 - 15 – la figure 3 est une vue schématique d'un convertisseur numérique/analogique connecté au résonateur d'entrée d'un filtre BAW-CRF entrant dans la constitution du système selon l'invention ;
 - la figure 4 est une vue schématique plus en détail d'un deuxième mode de réalisation selon l'invention ;
 - 20 – la figure 5 est une vue schématique plus en détail d'un troisième mode de réalisation selon l'invention ;
 - la figure 6 une vue schématique plus en détail d'un second mode de réalisation d'un circuit de filtrage et de recombinaison entrant dans la constitution du système de la figure 1 ;
 - 25 – les figures 7 et 8 sont des vues en coupe schématiques d'un filtre BAW-CRF entrant dans la constitution du circuit de filtrage et de recombinaison du système selon l'invention ;
 - la figure 9 est un schéma illustrant une première variante de réalisation de du circuit de filtrage et de recombinaison de la figure 2 ; et
 - 30 – les figures 10, 11 et 12 sont des vues analogues illustrant d'autres variantes de réalisation.

DESCRIPTION DETAILLEE DE L'INVENTION

- 35 Sur la figure 1, l'architecture d'un système d'émission radiofréquence selon l'invention est désignée sous la référence générale **10**.

Le système d'émission **10** comprend un modulateur radiofréquence numérique **12**, un circuit analogique de filtrage et de recombinaison **14** du ou des signaux produits par le modulateur numérique **12**, et une antenne **16** émettant le signal produit par le circuit analogique **14**.

5

Le modulateur radiofréquence numérique **12** comprend un module **18** produisant un ou plusieurs signaux numériques modulés en bande de base selon le format requis d'émission, ainsi qu'un circuit de traitement numérique **20** qui élève la fréquence du ou des signaux produits par le générateur **18** à la fréquence d'émission radiofréquence et applique ensuite une conversion numérique/analogique du ou des signaux élevés à la fréquence d'émission.

Un générateur d'horloge **22** est par ailleurs prévu pour commander la fréquence d'échantillonnage des signaux transitant dans le modulateur **20** ainsi que la fréquence de fonctionnement des organes constitutifs de celui-ci.

Selon un premier mode de réalisation du système **10** illustré à la figure 2, le module de production **18** comprend un générateur **28** produisant un signal numérique complexe $S_b = I_b + jQ_b$, de partie réelle I_b et de partie imaginaire Q_b , selon un format prédéterminé d'émission radiofréquence, comme par exemple la norme GSM, la norme EDGE, la norme WCDMA ou la norme OFDM. Comme cela est connu en soi, le signal numérique complexe $S_b = I_b + jQ_b$ est modulé notamment en amplitude et n'a donc pas une enveloppe constante.

Les signaux numériques en quadrature I_b et Q_b sont quantifiés sur N bits, par exemple sur six, huit ou dix bits, et échantillonnés à une fréquence f_1 de bande de base. L'information utile des signaux I_b et Q_b occupe donc une bande de fréquence centrée autour de la fréquence zéro.

Le module **18** de production comporte également comporte optionnellement deux filtres RRC (acronyme de l'expression anglo-saxonne « *Root Raised Cosine* ») **30**, **32** connectés au générateur **28** et recevant respectivement les signaux I_b et Q_b . Les filtres RRC **30**, **32** permettent de limiter l'étalement spectral du signal à la largeur du canal envisagé, par exemple pour se conformer à la norme WCDMA.

35

Le module **18** de production comporte en outre des sur-échantillonneurs **34**, **36** connectés aux filtres RRC **30**, **32**. Chaque sur-échantillonneur **34**, **36** élève le signal de sortie du filtre RRC **30**, **32** auquel il est connecté à une deuxième fréquence

d'échantillonnage f_2 par interpolation et décimation. L'information utile des signaux I et Q ainsi produits occupe toujours la même bande de fréquence autour de la fréquence zéro. Un tel sur-échantillonneur est bien connu de l'état de la technique.

- 5 Enfin, le module **18** de production comporte un sélectionneur de canal **38**. Le sélectionneur **38** réalise, à la demande, le produit vectoriel du nombre numérique complexe $S_{ch} = I_{ch} + jQ_{ch}$, produit en sortie des sur-échantillonneur **34, 36**, par un vecteur d'amplitude programmable tournant à une fréquence f_U égale à $(f_{CH} - f_C)$, où f_{CH} est la fréquence du canal d'émission souhaitée f_{CH} , et f_C la fréquence du canal central de la bande d'émission.

10 L'information utile est ainsi comprise essentiellement dans une bande de fréquences centrée sur la fréquence $(f_{CH} - f_C)$. L'amplitude du vecteur tournant est choisie pour ajuster l'amplitude des signaux en entrée de filtres sigma-delta **42, 44** fonctionnant en passe-bas, décrits ci-après.

Le sélectionneur de canal **38** permet notamment de décaler les signaux en bande de base en fréquence pour placer ceux-ci dans une bande de fréquence appropriée pour les filtres sigma-delta **42, 44** lorsque ceux-ci fonctionnent en passe-bande, et cela sans changer la fréquence du générateur d'horloge **22**.

Les signaux numérique en quadrature I_{ch} et Q_{ch} sont traités séparément dans le circuit **20** dans deux voies de traitement numérique **40, 41**, comprenant chacune un agencement série d'un filtre sigma-delta **42, 44**, d'un sur-échantillonneur par répétition **46**, d'un filtre de convolution **48**, d'un convertisseur numérique/analogique **50, 52**, suivis d'adaptateurs d'impédance de sortie **54, 56, 58, 60**.

30 Le filtre sigma-delta **42, 44** quantifie le signal I_{ch} , Q_{ch} qu'il reçoit du sélectionneur **38** sur un nombre inférieur M de bits, par exemple sur 1 ou 1,5 bit, c'est-à-dire sur deux niveaux logiques (0 et 1) ou trois niveaux logiques (-1, 0, 1), tout en mettant en forme le spectre de puissance du bruit de quantification. Il est ainsi obtenu en sortie des filtres sigma-delta **42, 44** un nombre numérique complexe $S_{\Sigma A} = I_{\Sigma A} + jQ_{\Sigma A}$, de composante réelle $I_{\Sigma A}$ et de composante imaginaire $Q_{\Sigma A}$.

35

Les paramètres du filtre sigma-delta **42, 44** sont sélectionnés en fonction du format d'émission choisi et donc de la bande de fréquences correspondant à ce format, de manière à ce que le signal requantifié sur M bits présente un bon rapport signal sur bruit dans cette bande.

5

De préférence, les paramètres des filtres sigma-delta sont choisis pour que cette bande de fréquences représente en largeur un faible pourcentage de la fréquence d'échantillonnage du signal que le filtre sigma-delta reçoit. Par exemple, pour une émission à la norme WCDMA, le filtre sigma-delta met en forme le spectre du bruit de quantification pour que le rapport signal sur bruit soit bon sur une bande de fréquence de 100 MHz, tandis que le filtre opère avec une fréquence d'échantillonnage de 1.95 GHz. Il en résultera, après sur-échantillonnage par répétition, un bon rapport signal sur bruit dans la bande de 1,90 GHz – 2,00 GHz, qui couvre la bande WCDMA (1,92 GHz – 1,98 GHz).

15

Les filtres sigma-delta **42, 44** produisent de préférence des signaux sur trois niveaux logiques (-1, 0, +1), la valeur logique « 0 » permettant de réduire la consommation, d'obtenir un modulateur plus stable et un meilleur rapport signal sur bruit dans la bande d'émission. En outre les filtres **42, 44** sigma-delta reposent préférentiellement sur la topologie dite CRFB (pour « *complex resonant feedback* ») qui permet d'homogénéiser le niveau de bruit dans la bande d'émission. Le déplacement des zéros des filtres **42, 44** permet d'accentuer de manière accrue le filtrage hors bande, notamment dans la bande de réception. La position des zéros et des pôles est entièrement programmable, ce qui confère à l'émetteur selon l'invention une grande souplesse d'adaptation aux différentes bandes de fréquences sur lesquelles il doit émettre.

25

Les filtres sigma-delta sont classiques et ne seront pas expliqués plus en détail pour des raisons de concision. Pour plus de détails sur l'agencement et le fonctionnement d'un tel filtre, on pourra se reporter par exemple au document « *An Overview of sigma delta converters* » de PERVEZ M.AZIZ, HENRIK V.SORENSEN & JAN VAN DER SPIEGEL, IEEE signal processing magazine, Janvier 1996.

30

Le sur-échantillonneur par répétition **46** augmente quant à lui la fréquence d'échantillonnage des signaux numériques $I_{\Sigma\Delta}$, $Q_{\Sigma\Delta}$ reçus des filtres sigma-delta **42, 44** d'un facteur L prédéterminé.

35

Le facteur de sur-échantillonnage L est sélectionné en fonction de la bande de fréquences choisie pour l'émission radiofréquence. Le sur-échantillonneur par répétition **80** a la double fonction d'élever la fréquence d'échantillonnage (par exemple dans le cas où les filtres sigma-delta **42, 44** ne seraient pas en mesure de
 5 fonctionner à la fréquence requise d'émission radiofréquence) et de répéter L fois le spectre de son signal d'entrée. Ainsi le signal utile contenu en bande de base, se trouvera également répété à la fréquence radio du canal d'émission. Le facteur L est préférentiellement choisi égal à 2 ou 4.

10 Pour ce faire, les échantillons consécutifs des signaux numériques $I_{\Sigma\Delta}$, $Q_{\Sigma\Delta}$ sont séparés de $L-1$ zéros. Par exemple, pour chaque échantillon $I_{\Sigma\Delta}(n)$ du signal $I_{\Sigma\Delta}$, où n est le $n^{\text{ième}}$ instant d'échantillonnage, une séquence $[I_{\Sigma\Delta}(n) \ 0 \ 0 \ 0]$ est produite. Les suites numériques $I_{\Sigma\Delta}^L$, $Q_{\Sigma\Delta}^L$ sont ainsi L fois plus longues et cadencées L fois plus vite que les signaux numériques $I_{\Sigma\Delta}$, $Q_{\Sigma\Delta}$ reçus des filtres sigma-delta **42, 44**.

15 Les suites numériques $I_{\Sigma\Delta}^L$, $Q_{\Sigma\Delta}^L$ sont alors convoluées par le filtre de convolution **48** avec des séquences tournantes unitaires de longueur L ou $2L$ afin d'obtenir deux suites numériques S_1 et S_2 d'échantillons respectivement égaux par exemple à
 $S_1(n)=[Q_{\Sigma\Delta}(n-1) \ I_{\Sigma\Delta}(n) \ -Q_{\Sigma\Delta}(n) \ -I_{\Sigma\Delta}(n)]$ et $S_2(n)=[Q_{\Sigma\Delta}(n) \ I_{\Sigma\Delta}(n) \ -Q_{\Sigma\Delta}(n) \ -I_{\Sigma\Delta}(n)]$.
 20

On notera ainsi que le sur-échantillonneur par répétition **46** et le filtre de convolution **48** réalisent la fonction de modulation sur la porteuse radiofréquence à laquelle le signal est émis, la fréquence de fonctionnement utilisée en amont du sur-échantillonneur **46** étant celle de la bande de base ou une fréquence intermédiaire.
 25 On notera également que cette modulation est flexible et non pas limitée à une modulation quadratique.

En outre, les séquences tournantes unitaires, par exemple les séquences $[1 \ 0 \ -1 \ 0]$, $[1 \ -1 \ -1 \ 1]$, $[1 \ -1 \ 1 \ -1]$, $[0 \ 1 \ -1 \ 0]$ et leur permutation, ont chacune une réponse fréquentielle spécifique et présentent notamment des effets de filtrages sur le bruit. La séquence tournante est ainsi choisie en fonction du type d'émission sélectionnée.

Les suites S_1 et S_2 sont respectivement fournies aux convertisseurs numérique/analogique **50, 52**. Ces deux convertisseurs sont identiques et la figure 3 illustre une vue schématique de l'un d'entre eux, par exemple le convertisseur **50**, en association avec le résonateur d'entrée **70** d'un filtre BAW-CRF du circuit

analogique de filtrage et de recombinaison **14** dont une description plus en détail suivra ci-après.

Chaque convertisseur numérique/analogique **50** comprend deux ensembles **72, 74**
5 d'un premier transistor NMOS **76, 80** et d'un second transistor PMOS **78, 82**,
recevant sur leur grille la série numérique S_1 au travers d'un inverseur **84, 86**. Par
ailleurs, la source du premier transistor **76, 80** est connectée à une tension VDD, le
drain du second transistor **78, 82** est connecté à la masse GND, et le drain du
premier transistor **76, 80** est connecté à la source du second transistor **78, 82** au
10 niveau d'un nœud N1A, N1B.

Ainsi, la valeur « 0 » pour la série numérique conduit à un potentiel nul sur les
nœuds N1A et N1B, la valeur « +1 » conduit à porter le nœud N1A au potentiel
VDD et le nœud N1B au potentiel nul, et la valeur « -1 » conduit à porter le nœud
15 N1B au potentiel VDD et le nœud N1A au potentiel nul.

On notera que cette conversion numérique/analogique est avantageuse dans la
mesure où elle n'utilise pas de niveaux de sortie intermédiaires (comme VDD/2 par
exemple) qui sont des sources d'imprécision et de difficulté sur le plan de la
20 réalisation technique. En utilisant qu'un seul niveau, la tension VDD, issue
préférentiellement d'une source unique, est homogène sur toutes les sorties, ce qui
minimise les distorsions d'amplitude.

On notera également, que le convertisseur analogique/numérique venant d'être
25 décrit fonctionne également si les filtres sigma-delta **42, 44** réalisent une
quantification sur deux niveaux (-1, +1). Toutefois, utiliser le niveau intermédiaire
« 0 » permet de ne consommer aucun courant lors des intervalles de temps pendant
lesquels le signal à émettre est nul.

En se référant de nouveau à la figure 2, les nœuds de sortie N1A, N1B, N2A, N2B
30 de chaque convertisseur numérique/analogique **50, 52** sont connectés aux nœuds
d'entrées D1A, D1B, D2A, D2B du résonateur d'entrée **70** d'un filtre BAW-CRF
90, 92. Les résonateurs de sortie **94, 96** des filtres BAW-CRF **90, 92** sont
avantageusement connectés en série entre la masse GND et un nœud 98 de sortie
35 directement relié à l'antenne **16**.

La puissance P_s produite au nœud **98** de sortie correspond alors à la somme puissances P_{D1} et P_{D2} délivrées aux filtres BAW-CRF **90, 92** moins les pertes des filtres « Loos » et moins la puissance du bruit filtrée P_{NOISE} , c'est-à-dire une puissance

5

$$P_s \approx P_{D1} + P_{D2} - Loss - P_{NOISE}$$

Au bruit résiduel près, le signal de sortie peut ainsi s'écrire $s(t) = (I_b(t) + jQ_b(t))e^{j\omega_{RF}t}$, où t est le temps, $I_b(t)$ et $Q_b(t)$ sont les conversions analogiques des signaux I et Q produits par le générateur de signaux **28**, et ω_{RF} est la pulsation de la porteuse radiofréquence égale à $2\pi.L.f_C$, ou bien $2\pi.L.f_{CH}$ si un canal non central de fréquence f_{CH} a été sélectionné via le sélectionneur de canal **38**.

Enfin le générateur d'horloge **22** comprend une horloge pilotable **100** qui fonctionne à la fréquence d'émission $L.f_2$ et commande indirectement la fréquence de fonctionnement du sur-échantillonneur par répétition **46** et directement celle du filtre de convolution **48**. Un diviseur de fréquence **102** est par ailleurs prévu. Le diviseur de fréquence **102** divise la fréquence de l'horloge **100** par le facteur L et commande la fréquence de fonctionnement des sur-échantillonneurs **34, 36** et des filtres sigma-delta **38, 40**.

Ainsi la commande de la fréquence de l'horloge **100** et/ou du facteur L permet de régler la fréquence d'émission radio dans un large spectre de fréquences radio.

25

Comme par ailleurs, le format des données est réglé dans la bande de base par une programmation appropriée du générateur de signal **18**, il n'est donc pas besoin de prévoir des circuits spécifiques pour chaque norme d'émission et sa bande de fréquence associée.

30

Les filtres sigma-delta peuvent usuellement fonctionner selon plusieurs modes, notamment en bande de base ou en passe-bande.

Dans le mode de réalisation venant d'être décrit, les filtres sigma-delta **42, 44** fonctionnent en bande de base, c'est-à-dire une mode passe-bas, ce qui permet d'obtenir une bande passante plus large que dans le cas des filtres sigma-delta passe-bande qui sont davantage limités en bande passante.

35

Dans le cas où des fréquences d'émission compatibles avec la fréquence de fonctionnement maximale des filtres sigma-delta sont choisies, typiquement des fréquences inférieures à 2 GHz, le sur-échantillonneur par répétition **46** et le circuit de convolution **48** peuvent être omis, les sorties des filtres sigma-delta étant
5 directement connectées aux convertisseurs numérique/analogique **50**, **52**. Dans un tel cas, les filtres sigma-delta fonctionnent préférentiellement en passe-bande.

Dans un second mode de réalisation illustré à la figure 4, seule la partie réelle R des signaux produits par le module **18** de production est conservée. Le module **18**
10 comporte un sélectionneur de canal **122** recevant les signaux numérique I et Q des sur-échantillonneur **34**, **36**, multipliant le signal $S=I+jQ$ par le vecteur tournant et réalisant en outre la sélection de la partie réelle R du signal résultant. La partie réelle R subit alors le traitement numérique décrit ci-dessus en relation avec le traitement du signal I ou du signal Q. Un seul convertisseur analogique/numérique **50** et un
15 seul filtre BAW-CRF **90** sont alors nécessaires.

Dans le deuxième mode de réalisation, le filtre sigma-delta **42** fonctionne en passe-bande. Le sélectionneur **122** multiplie alors le nombre complexe $S = I+jQ$ par un vecteur tournant d'amplitude programmable dont la fréquence est égale à la
20 différence entre la fréquence du canal d'émission souhaitée f_{CH} et la fréquence du canal central f_C à laquelle s'ajoute encore la fréquence centrale f_{BP} du filtre sigma-delta **42** fonctionnant en mode passe-bande.

Certaines normes de communication sans fil demandent que l'émetteur soit capable
25 de commander sa puissance moyenne d'émission sur une large plage de puissance. Par exemple, la norme EDGE requiert des signaux de 0 dBm à +27 dBm en puissance moyenne et la norme WCDMA requière des signaux entre -50 dBm et +24 dBm en puissance moyenne. La commande de la puissance d'émission est usuellement réalisée au moyen d'un amplificateur de puissance placé en entrée de
30 l'antenne.

Dans les systèmes d'émission décrits ci-dessus, des puissances moyennes jusqu'à 15 dBm peuvent être obtenues.

35 Selon un aspect de l'invention, des puissances supérieures sont obtenues en adaptant l'impédance de sortie du modulateur radiofréquence numérique **12** avec l'impédance d'entrée des filtres BAW-CRF, par exemple au moyen de tampons réalisant une telle adaptation placés en sortie des convertisseurs. De cette façon, un

courant plus fort peut circuler dans les résonateurs d'entrée des filtres BAW-CRF et un signal de puissance moyenne plus élevée est ainsi obtenu.

On notera par ailleurs, que les filtres BAW-CRF **90, 92** du mode de réalisation illustré à la figure 2 réalisent l'addition des quatre sorties des convertisseurs numérique/analogique **50, 52**, ce qui maximise la puissance émise par l'antenne.

On notera également que les filtres BAW-CRF peuvent fonctionner à des puissances élevées et ne présentent donc pas une limitation en termes de puissance.

10

En variante, un plus grand nombre de sorties numériques du modulateur radiofréquence **12** est ainsi prévu. A cet effet, un signal numérique produit par le circuit de convolution (ou par un filtre sigma-delta si le circuit de convolution est omis) attaque plusieurs convertisseurs numérique/analogique. Par exemple une modification du mode de réalisation illustré à la figure 4 est illustrée à la figure 5. Dans le mode de réalisation de la figure 5, la même série numérique produit par le circuit de convolution **48** attaque deux convertisseurs analogique/numérique **50, 132**. Ces convertisseurs **50, 132** sont connectés à des résonateurs d'entrées de filtres BAW-CRF **90, 138** dont les résonateurs de sortie sont connectés en série.

20

La puissance émise moyenne est ainsi multipliée par deux par rapport au mode de réalisation de la figure 4. En outre, associer plusieurs filtres BAW-CRF permet d'obtenir un meilleur rejet du bruit de quantification hors de la bande de fréquence choisi pour l'émission radio.

25

Toutefois, il est préférable d'adapter l'impédance d'entrée de l'antenne **16** à l'impédance de sortie du circuit de filtrage et de recombinaison **14**, c'est-à-dire à l'impédance des résonateurs de sortie des filtres BAW-CRF. Or, multiplier le nombre de sorties numériques du modulateur **12**, et donc le nombre de filtres BAW-CRF, peut dans certains cas rendre difficile l'adaptation d'impédance entre ceux-ci et l'antenne.

30

Sur la figure 6, un autre mode de réalisation du circuit de filtrage et de recombinaison **14** est décrit en relation avec le module radiofréquence numérique **12** de la figure 2.

35

Dans ce mode de réalisation du circuit de filtrage et de recombinaison **14**, les filtres BAW-CRF **150, 152** ont leurs résonateurs d'entrée **154, 156** connectés aux sorties des convertisseurs numérique/analogique de manière analogue au mode de réalisation de la figure 2. A la différence de ce dernier, les résonateurs de sortie **158, 160** des filtres BAW-CRF **150, 152** sont indépendants l'un de l'autre, chacun étant connecté entre la masse GND et un nœud de sortie EA, EB.

Le circuit de filtrage et de recombinaison **14** comporte également un module de puissance **162**. Le module de puissance **162** comprend deux amplificateurs de puissance **164, 166** respectivement connectés aux nœuds de sortie EA, EB des filtres BAW-CRF **150, 152** et fonctionnant en mode linéaire.

Le gain des amplificateurs de puissance **164, 166** est par ailleurs régulé, par un bloc de commande **168** du circuit **14**, sur une valeur de consigne G délivrée par un module de consigne **170** intégré préférentiellement dans le module radiofréquence numérique.

Le module de puissance **162** comprend enfin des interrupteurs **172, 174** connectés en parallèle des amplificateurs de puissance **164, 166** et permettant de court-circuiter ceux-ci lorsque aucune amplification de puissance des signaux délivrés par les filtres BAW-CRF **150, 152** n'est souhaitée.

Le circuit de filtrage et de recombinaison **14** comprend enfin un module de recombinaison **176** recombinaison, par exemple par addition, les sorties du module de puissance **162** pour produire un signal de commande de l'antenne **16**.

Grâce à ce mode réalisation, il est ainsi obtenu des puissances moyennes du signal émis plus importante, seulement limitées par la puissance de saturation de l'amplificateur de puissance.

Lorsqu'on utilise un amplificateur de puissance à gain variable, on n'a plus besoin d'opérer avec deux chaînes parallèles. Une seule chaîne (1 filtre + 1 amplificateur) suffit. En revanche, s'il n'y a pas d'amplificateur de puissance à gain variable, alors le nombre d'ensembles convertisseurs/tampons de sortie activés détermine grossièrement le niveau de puissance à l'antenne et le niveau des signaux à l'entrée des filtres sigma-delta le détermine finement.

Il va maintenant être décrit plus en détail la structure d'un filtre BAW-CRF en relation avec les figures 7 à 11.

5 Les filtres BAW-CRF sont constitués par un empilement de plusieurs résonateurs à ondes acoustiques de volume, qui sont couplés par un ensemble de couches acoustiquement passives. Chaque résonateur comporte une couche piézo-électrique, qui est prise en sandwich entre deux électrodes.

10 De tels filtres fonctionnent de manière simplifiée selon des structures représentées de façon schématique à la figure 7.

Une telle structure de filtre comprend deux résonateurs **1010**, **1011**. Chaque résonateur comprend une couche centrale en matériau piézo-électrique **1012** qui est prise en sandwich entre deux électrodes **1013**, **1014**. Le second résonateur **1011**
15 comprend une structure analogue avec une couche centrale **1015** prise en sandwich entre deux électrodes **1016**, **1017**.

Les deux résonateurs **1010**, **1011** sont séparés par un ensemble de couches. Cet ensemble de couches **1020** inclut des couches de faible impédance acoustique **1021**,
20 **1022** entre lesquelles sont interposées des couches **1023** de haute impédance acoustique.

Dans l'exemple illustré, le nombre de couches représentées est de trois, mais il peut être plus élevé en fonctions des applications. Ces matériaux utilisés sont, de façon
25 classique, des matériaux diélectriques pour les couches de faible impédance acoustique, ou métalliques pour les couches de forte impédance acoustique. Ainsi, un signal électrique appliqué entre les deux électrodes **1013**, **1014** du premier résonateur provoque la génération d'un champ acoustique. Ce champ acoustique traverse l'ensemble de couches de couplage **1021-1023** dans la gamme de fréquence
30 définie par les propriétés acoustiques de cet empilement de couches.

Le champ acoustique agissant ainsi sur la couche centrale **1015** du second résonateur provoque la création d'un signal électrique aux bornes des électrodes **1016**, **1017** du second résonateur.

Dans une forme de réalisation particulière, illustrée à la figure 8, les deux résonateurs d'entrée **1030** et de sortie **1031** peuvent être couplés non pas directement comme dans le cas de la figure 7, mais par l'intermédiaire d'un ensemble de résonateurs complémentaires **1032, 1033**. Ces résonateurs intermédiaires **1032, 1033** respectivement reçoivent et transmettent les champs acoustiques reçus respectivement depuis le résonateur d'entrée **1030**, et à destination du résonateur de sortie **1031**.

Comme illustré à la figure 9, deux signaux s'_1 et s'_2 , correspondant par exemple aux tensions analogiques entre les nœuds d'entrée D1A et D1B et les nœuds d'entrée D2A et D2B de la figure 2, sont appliqués respectivement à des résonateurs d'entrée **1050, 1051**. Les champs acoustiques générés par chacun de ces résonateurs d'entrée **1050, 1051** se transmettent au niveau du résonateur de sortie **1052** par l'intermédiaire des empilements de couches acoustiques **1053, 1054**. Dans ce cas, le couplage entre le résonateur d'entrée et le résonateur de sortie est uniquement acoustique. Les champs acoustiques se somment donc au niveau du résonateur de sortie qui délivre un signal de sortie s_3 correspondant, aux pertes acoustiques près, à la somme des deux signaux s'_1 et s'_2 .

Dans ce cas de figure, les résonateurs d'entrée **1050** et de sortie **1051**, par exemple du circuit de filtrage et de recombinaison **14** de la figure 2, doivent être réalisés en étant empilés les uns sur les autres dans l'axe de propagation de l'énergie acoustique.

Dans un second mode de réalisation illustrée à la figure 10, les deux résonateurs d'entrée **1060, 1061** sont individuellement reliés à deux résonateurs de sortie **1062, 1063**. Chaque résonateur de sortie **1062, 1063** élabore donc un signal s_3 électrique correspondant respectivement aux signaux amplifiés s'_1, s'_2 .

Les résonateurs de sortie **1062, 1063** sont reliés électriquement en série, de telle sorte que le signal de sortie correspond à la somme des tensions générées par chacun des résonateurs de sortie **1062, 1063**. La sommation des deux signaux amplifiés se fait donc par la mise en série des deux résonateurs de sortie.

Dans une forme de réalisation alternative, illustrée à la figure 11, les résonateurs d'entrée **1070, 1071** ne sont pas directement acoustiquement reliés aux résonateurs de sortie **1072, 1073**. En revanche, l'ensemble des résonateurs complémentaires **1075, 1076, 1077, 1078** assurent la transmission du champ acoustique entre les résonateurs d'entrée et les résonateurs de sortie.

Ceci permet comme dans la forme de réalisation illustrée à la figure 8, de réaliser des résonateurs de sortie et d'entrée qui sont situés dans le même plan. La structure de filtrage peut ainsi être considérée comme une structure à deux étages.

- 5 Selon une autre caractéristique de l'invention, il est possible de réaliser une combinaison de filtres BAW-CRF de telle sorte à assurer une adaptation d'impédance à l'impédance de sortie, généralement fixée par l'antenne d'émission.

10 Ainsi, comme illustrée à la figure 12, le signal d'entrée s_1 , alimente deux résonateurs d'entrée **1080**, **1081**, dont les électrodes sont en parallèle. L'impédance vue au niveau de l'entrée correspond donc à la moitié de l'impédance de chacun des résonateurs.

15 Ces résonateurs d'entrée **1080**, **1081** sont reliés avec des résonateurs de sortie **1082**, **1083**, dans la forme illustrée par l'intermédiaire d'un étage de résonateur **1085**. Il en va de même pour le traitement du second signal amplifié qui alimente deux résonateurs d'entrée **1086**, **1087**, acoustiquement couplés avec des résonateurs de sortie **1088**, **1089**. Les quatre résonateurs de sortie **1082**, **1083**, **1088**, **1089** sont également reliés en série, de telle sorte que l'impédance de sortie correspond
20 sensiblement à quatre fois l'impédance unitaire d'un résonateur de sortie.

Ce montage permet d'assurer une conversion d'impédance entre l'entrée et la sortie de l'étage, en vue de son adaptation à la valeur d'impédance demandée.

- 25 Ainsi, on peut atteindre le niveau de puissance requis par les normes d'émission des applications mobiles, en cohérence avec les niveaux de tension de polarisation faible généralement pratiqués sur ce type de structure filtrante.

30 Bien entendu, des montages plus complexes incluant un nombre de résonateurs différents peuvent être réalisés en fonction des valeurs recherchées.

Par ailleurs, les pertes d'insertion des filtres BAW-CRF sont très réduites, de l'ordre de 2 à 3 décibels, ce qui permet de réduire la dissipation de l'énergie au niveau de du circuit de filtrage et de recombinaison.

De plus, grâce à la sélectivité importante des filtres BAW-CRF, il est possible de réduire très fortement la génération de parasites ou du bruit de quantification induit par les filtres sigma-delta du module radiofréquence numérique en dehors de la bande de fréquence d'émission choisie.

5

En outre, les filtres BAW-CRF venant d'être décrits sont particulièrement avantageux en termes d'encombrement et en termes de coût, puisqu'ils peuvent intégrer des composants montés sur les techniques de flip-chip.

- 10 Bien qu'il ait été décrit un système selon l'invention dont le circuit de filtrage et de recombinaison utilise des filtres BAW-CRF, d'autres types de filtres sont envisageables dès lors qu'ils réalisent un filtrage sélectif du bruit de quantification généré par les filtres sigma-delta en dehors de la bande de fréquences d'intérêt. Par exemple, en variante des filtres passe-bande à onde acoustique de surface, plus
15 connus sous l'expression filtres « SAW » sont utilisés.

Grâce à l'invention, il est ainsi obtenu les avantages suivants :

- cet émetteur n'est pas limité en bande passante : on peut transmettre de l'EDGE, du WCDMA, de l'OFDM.
- 20 - on peut aussi transmettre deux signaux différents, par exemple EDGE et WCDMA, en même temps sur la même bande de fréquence à des fréquences F_{CH1} et F_{CH2} différentes. Il suffit pour cela d'avoir deux sous systèmes qui produisent (I_{ch1}, Q_{ch1}) et (I_{ch2}, Q_{ch2}) . Ainsi $I_{ch} = I_{ch1} + I_{ch2}$ et $Q_{ch} = Q_{ch1} + Q_{ch2}$.
- 25 - l'émission radiofréquence n'est pas limitée en bande passante. Il est ainsi possible d'émettre à l'aide d'un système selon l'invention des signaux selon les normes EDGE, WCDMA ou OFDM par exemple ;
- un élargissement du périmètre de fonctionnement d'un modulateur radiofréquence numérique jusqu'aux fréquences radio. Ainsi, par rapport aux
30 circuits analogiques de modulation radiofréquence de l'état de la technique, il est obtenu une plus forte intégration des composants fonctionnels sur une surface réduite, une plus faible consommation énergétique, une reconfigurabilité élevée permettant de basculer rapidement d'un type de communication à un autre, notamment en termes de format de données et de bande de fréquences
- 35 d'émission, une plus grande insensibilité aux variations de température et de fréquence, une élimination des phénomènes de couplage parasite entre les signaux générés par le système, et un taux de défaillance moindre en raison de

l'utilisation de composants fonctionnels numériques en lieu et place de composants fonctionnels analogiques ;

- 5 - une reconfigurabilité, une flexibilité et une rapidité élevée. En effet, les systèmes d'émission multi-standard requièrent une architecture d'émission radio qui s'adapte à son environnement. Par exemple, il peut être souhaité une communication selon la norme WIFI à l'intérieur d'un bâtiment et une communication selon la norme WCDMA à l'extérieur. Les systèmes d'émission selon l'invention sont capables de fournir différentes solution à leur utilisateur et de commuter d'un standard de communication à un autre sans cesser la
- 10 communication. Le système d'émission selon l'invention est ainsi particulièrement adapté à la communication opportuniste dans un environnement de communication dérégulé puisqu'il est capable de se reconfigurer rapidement et ainsi profiter d'opportunités temporelles, géographiques ou spectrales limitées dans le temps ;
- 15 - une réduction du niveau d'interférence hors bande. En effet, grâce à un filtrage très sélectif appliqué par le circuit de filtrage et de recombinaison, le bruit de quantification, les interférences et les signaux parasites, situés hors de la bande de fréquences en cours d'utilisation par un système selon l'invention, sont sensiblement éliminés. Ainsi, la communication dans des bandes de fréquences
- 20 voisines n'est pas perturbée par le fonctionnement d'un système selon l'invention ;
- une réduction de l'encombrement. En effet, le passage à un modulateur radiofréquence tout numérique (par exemple réalisé en technologie CMOS sous la forme de circuits ASICS ou FPGA) améliore l'intégration du modulateur
- 25 radiofréquence dans des circuits situés en amont de celui-ci, comme un circuit de bande de base par exemple. De même, le modulateur selon l'invention peut être associé à un calculateur dédié au traitement du signal. En outre, les filtres sélectifs BAW-CRF sont d'encombrement réduit en comparaison des filtres SAW de l'état de la technique. Ainsi, l'utilisation des filtres analogiques BAW-
- 30 CRF n'est pas limitative en termes d'encombrement ;
- l'architecture tout numérique du modulateur de fréquence permet également transmettre simultanément deux signaux différents, par exemple selon les normes EDGE et WCDMA, sur la même bande de fréquence à des fréquences F_{CH1} et F_{CH2} différentes. Il suffit pour cela d'avoir deux sous module de
- 35 production de signal qui produisent respectivement les signaux numériques complexes $S_{CH1}=I_{CH1}+jQ_{CH1}$ et $S_{CH2}=I_{CH2}+jQ_{CH2}$ associé à un sommateur. On a alors $I_{CH}=I_{CH1}+I_{CH2}$ et $Q_{CH}=Q_{CH1}+Q_{CH2}$.

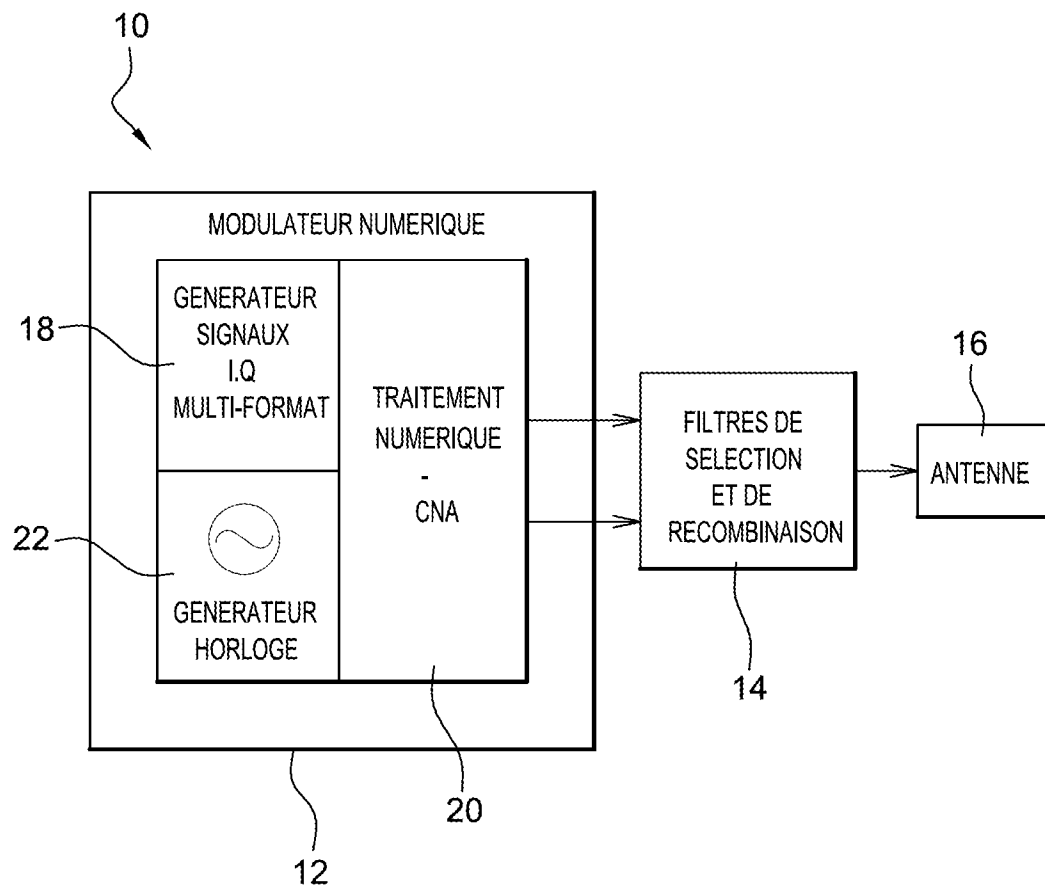
REVENDICATIONS

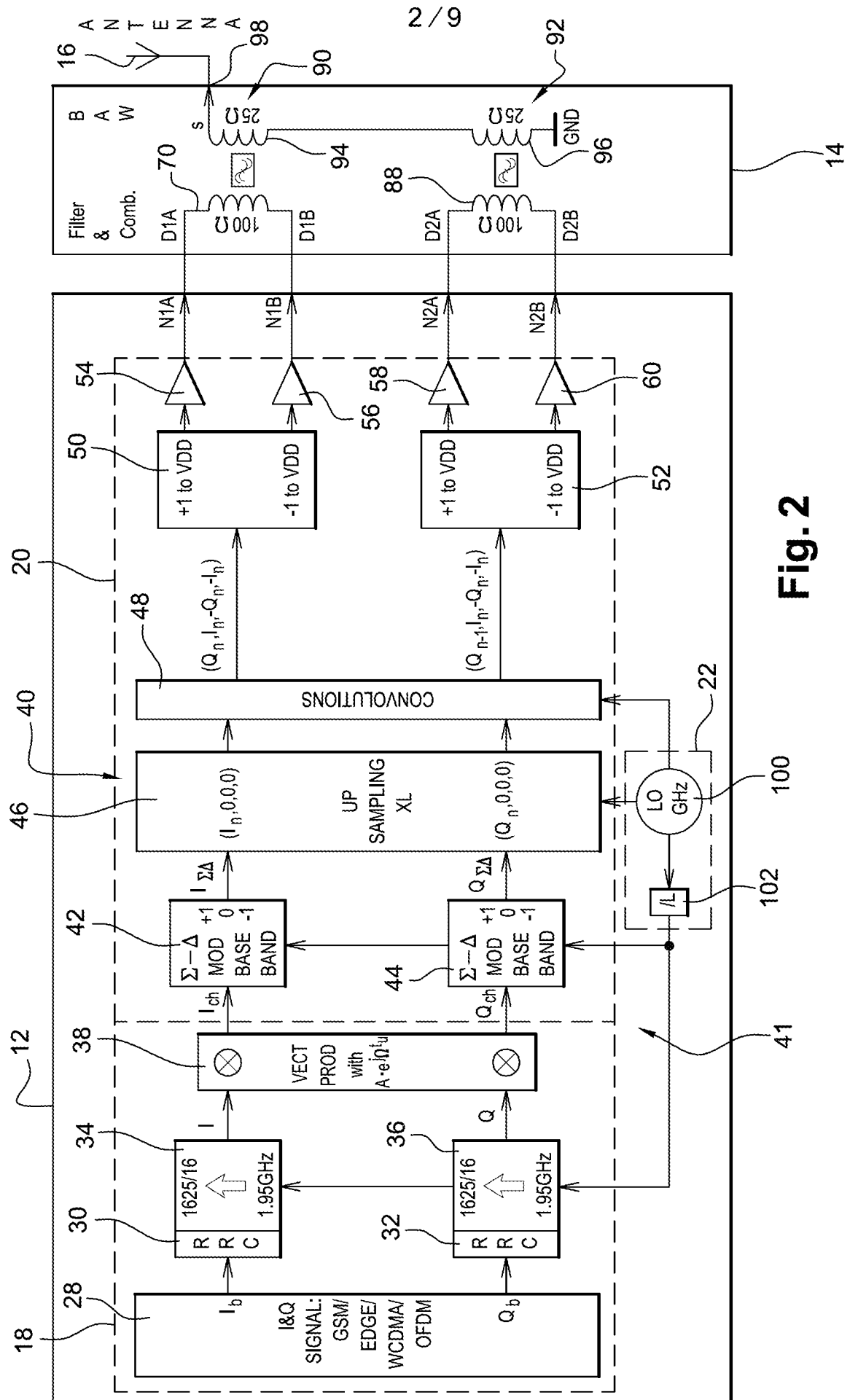
1. Système d'émission radiofréquence comportant :
- 5 ▪ des moyens (18) de production d'au moins un signal numérique quantifié sur N bits ;
 - pour chacun desdits au moins un signal numérique, des moyens numériques de traitement (20, 22) comportant :
 - 10 - des moyens (42, 44) de filtrage du type sigma-delta aptes à produire, en fonction d'un signal d'entrée numérique quantifié sur N bits, un signal de sortie numérique quantifié sur M bits, où M est inférieur à N ;
 - en aval des moyens (42, 44) de filtrage du type sigma-delta, des moyens (46) de sur-échantillonnage par répétition aptes à produire, en fonction d'un signal d'entrée numérique quantifié sur M bits et échantillonné à une seconde fréquence, un signal de sortie quantifié sur M bits et échantillonné à L fois la seconde fréquence en insérant L-1
 - 15 zéros entre chaque échantillon du signal d'entrée numérique ; et
 - en aval des moyens (46) de sur-échantillonnage par répétition, des moyens (48) de convolution aptes à convoluer un signal numérique d'entrée quantifié sur M bits et échantillonné à L fois la seconde
 - 20 fréquence par une séquence de longueur égale à L ou 2L échantillons, quantifiée sur M bits et tournant à la seconde fréquence.
 - des moyens (50, 52 ; 132) de conversion numérique/analogique aptes à convertir le ou chaque signal de sortie numérique convolué en un signal analogique ; et
 - 25 ▪ des moyens (14) analogiques de filtrage aptes à filtrer ledit signal analogique de manière à sélectionner une bande étroite de fréquences comprenant la seconde fréquence.
2. Système d'émission radiofréquence selon la revendication 1, *caractérisé* en ce
- 30 que les moyens de production comprennent des moyens de génération d'au moins un signal numérique quantifié sur N bits et échantillonné à une première fréquence prédéterminée, des moyens de sur-échantillonnage du signal numérique échantillonné à la première fréquence à une seconde fréquence prédéterminée, et des moyens (22) de réglage aptes à régler la valeur de la
- 35 seconde fréquence.

3. Système d'émission radiofréquence selon la revendication 1, *caractérisé* en ce que les moyens (18) de production sont aptes à produire deux signaux numériques en quadrature, et en ce que les moyens de traitement associés aux deux signaux numériques en quadrature sont aptes à fonctionner en parallèle.
- 5
4. Système d'émission radiofréquence selon la revendication 3, *caractérisé* en ce qu'il comprend, en aval ou dans les moyens analogiques de filtrage, des moyens (90, 92 ; 90 ; 138 ; 162) de recombinaison de signaux analogiques produits par les moyens de conversion numérique/analogique.
- 10
5. Système d'émission radiofréquence selon la revendication 1, 2 ou 3, *caractérisé* en ce que les moyens (42, 44) de filtrage du type sigma-delta sont aptes à appliquer un filtrage du type passe-bande, et en ce que les moyens (18) de génération de signal sont aptes à produire deux signaux numériques en quadrature.
- 15
6. Système d'émission radiofréquence selon revendication 1, 2 ou 3, *caractérisé* en ce que les moyens (42,44) de filtrage du type signa-delta sont aptes à fonctionner en passe-bande.
- 20
7. Système d'émission radiofréquence selon l'une quelconque des revendications précédentes, *caractérisé* en ce que les moyens de production comprennent des moyens (38, 40 ; 122) de sélection de canal.
- 25
8. Système d'émission radiofréquence selon les revendications 2 et 7, *caractérisé* en ce que les moyens (38, 40 ; 122) de sélection de canal sont agencés en aval des moyens de sur-échantillonnage par décimation et interpolation.
- 30
9. Système d'émission radiofréquence selon l'une quelconque des revendications précédentes, *caractérisé* en ce que les moyens de production comprennent des moyens (30, 32) de filtrage du type RRC.
- 35
10. Système d'émission radiofréquence selon l'une quelconque des revendications précédentes, *caractérisé* en ce que les moyens (14) analogiques de filtrage comprennent au moins un filtre BAW-CRF (90, 92 ; 138 ; 150, 152).

11. Système d'émission radiofréquence selon l'une quelconque des revendications précédentes, *caractérisé* en ce qu'il comprend un tampon (54-60 ; 134, 136) de sortie agencé en aval ou dans les moyens (50, 52 ; 138) de conversion, le tampon de sortie présentant une impédance de sortie adaptée à l'impédance d'entrée des moyens analogique de filtrage.
- 5
12. Système d'émission radiofréquence selon l'une quelconque des revendications précédentes, *caractérisé* en ce qu'il comprend des moyens (162) d'amplification linéaire de puissance agencé en sortie des moyens analogiques de filtrage.
- 10

1/9

**Fig. 1**



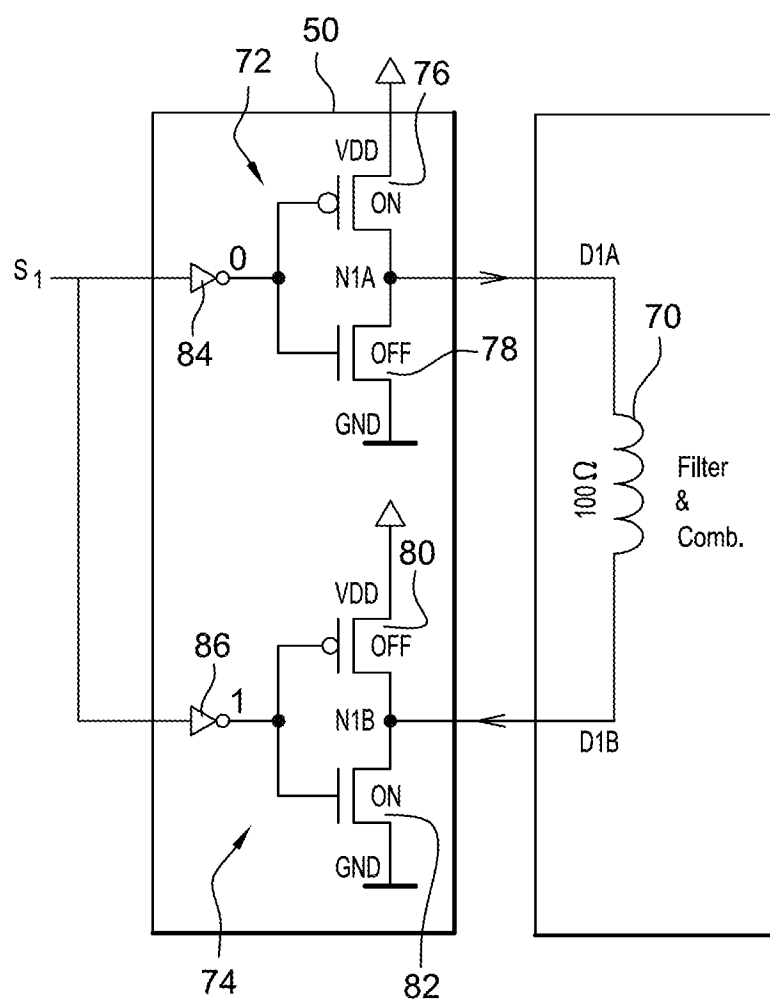


Fig. 3

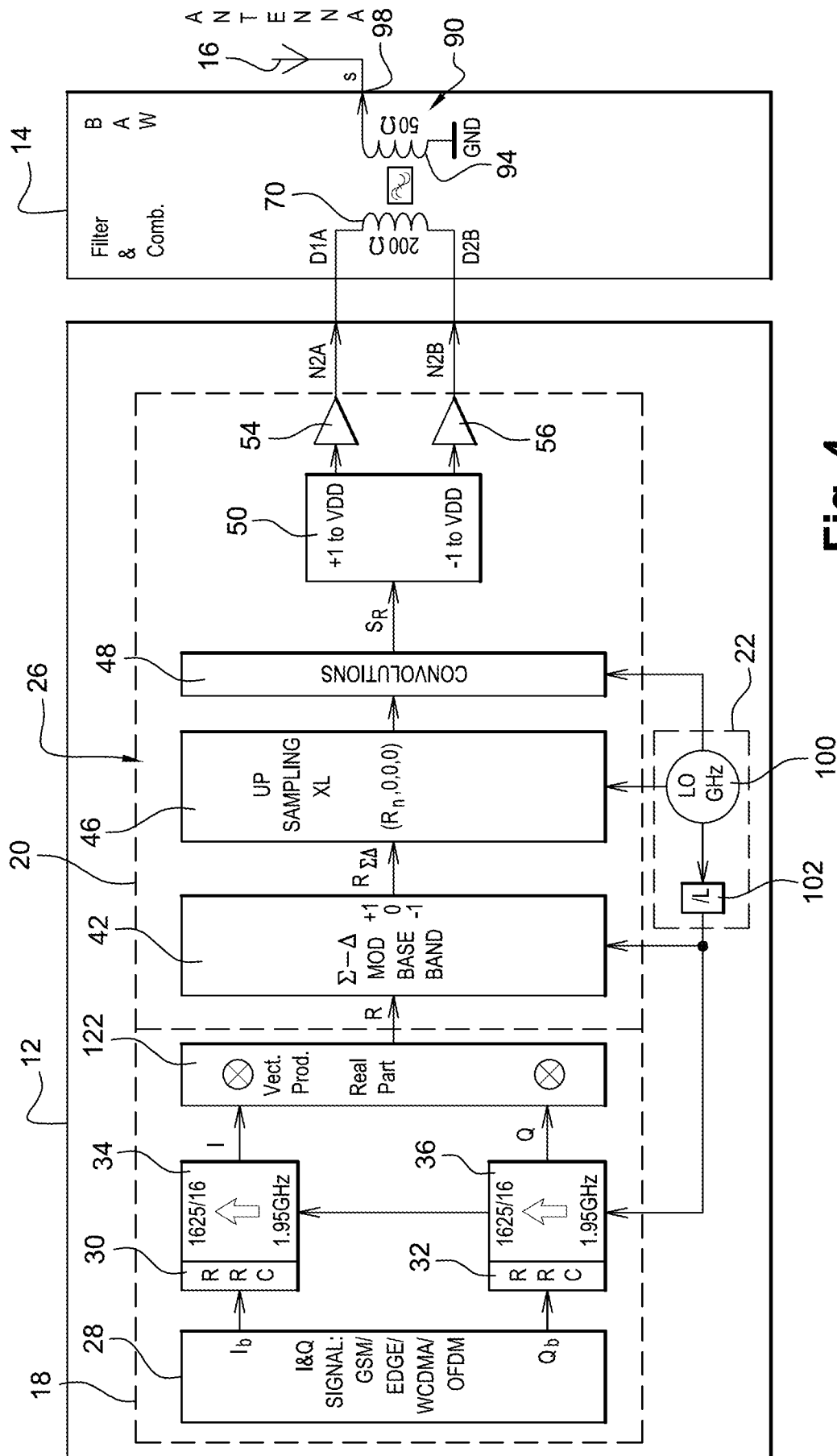


Fig. 4

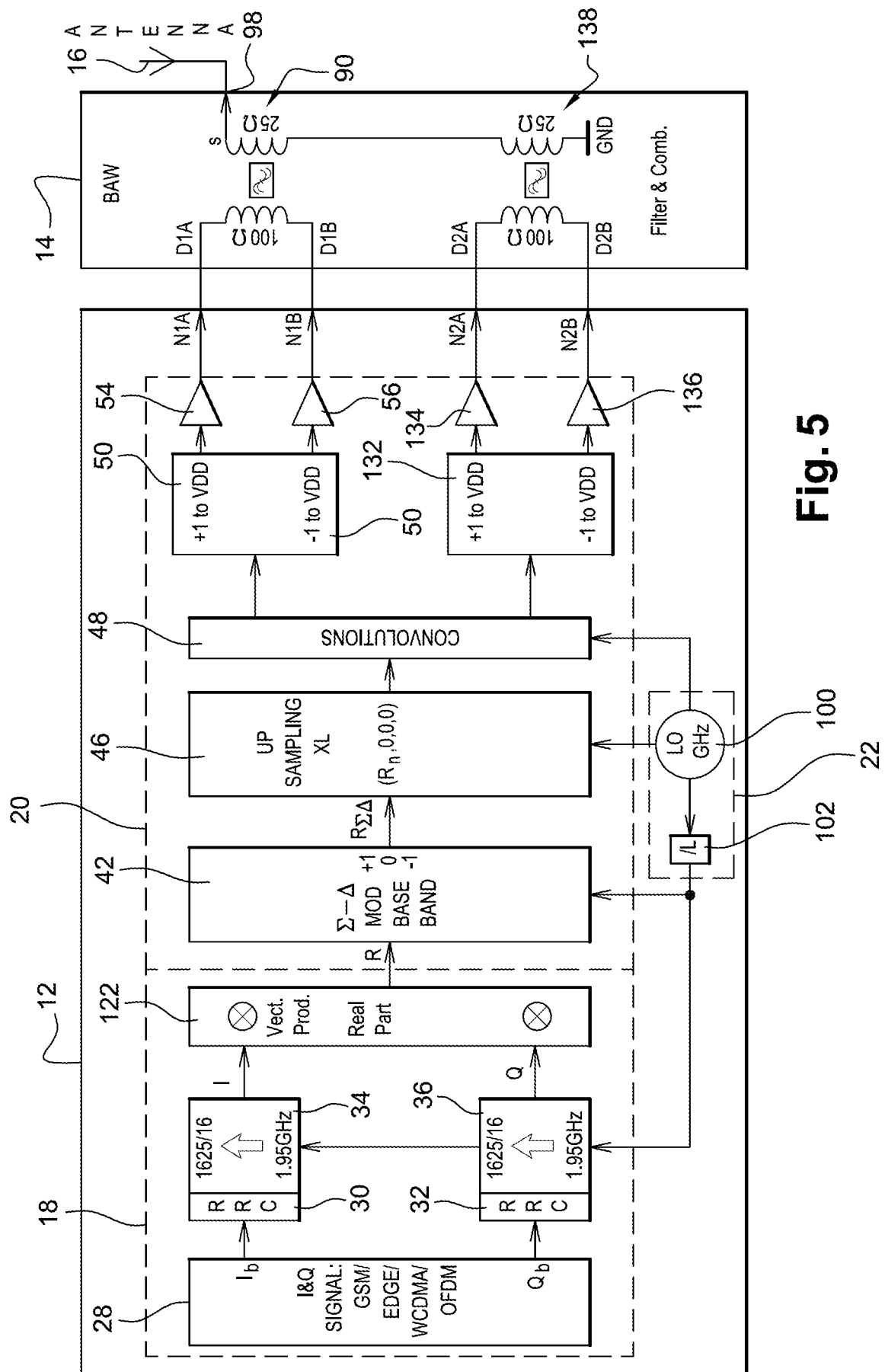


Fig. 5

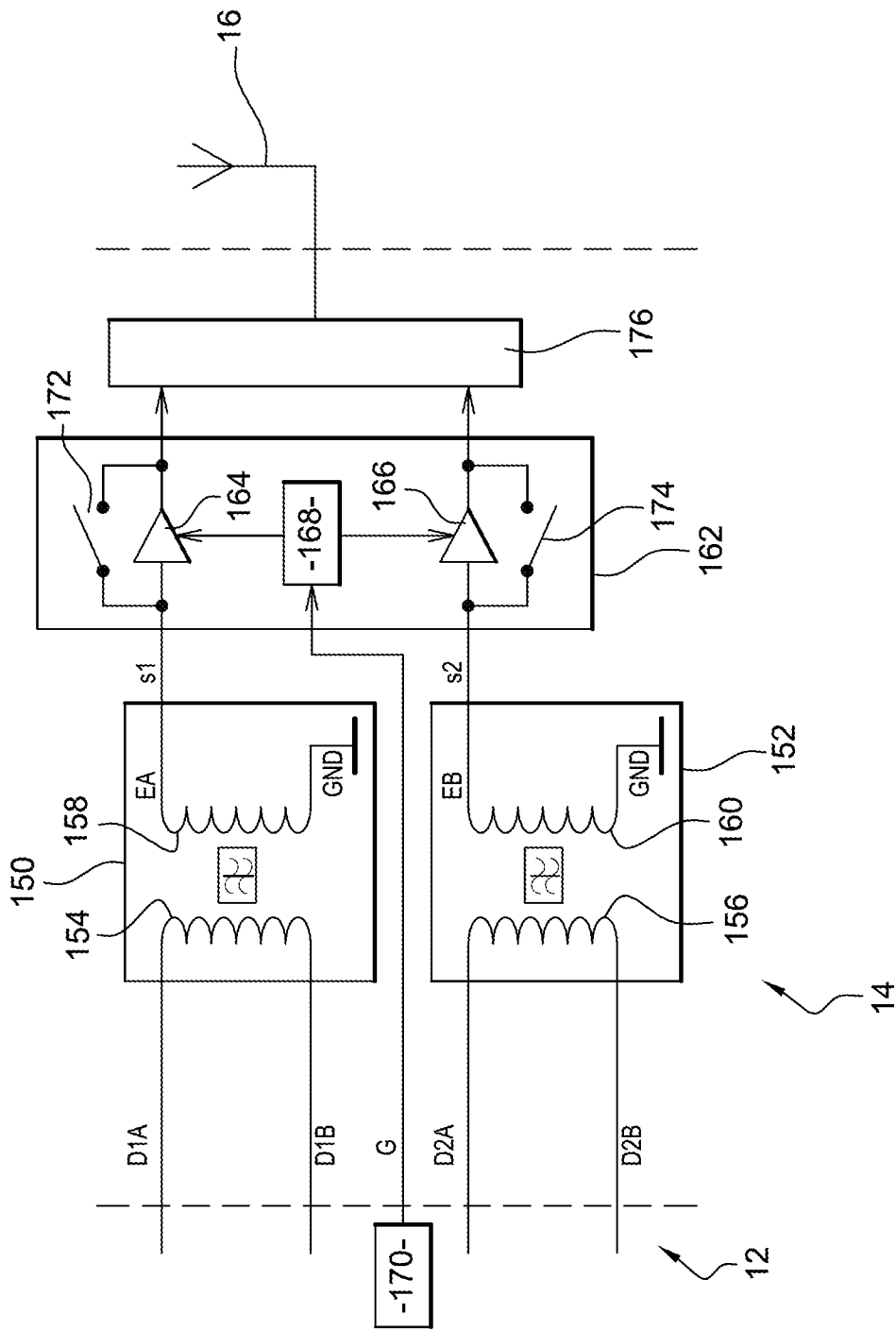


Fig. 6

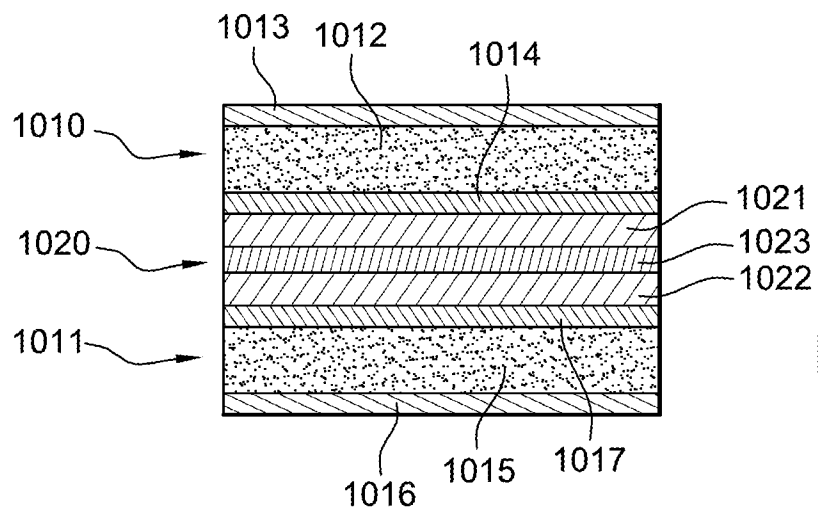


Fig. 7

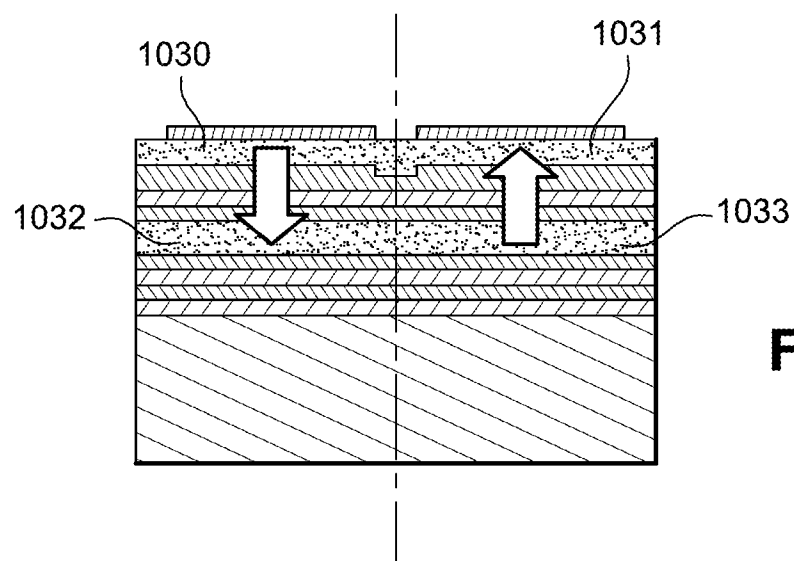


Fig. 8

8 / 9

Fig. 9

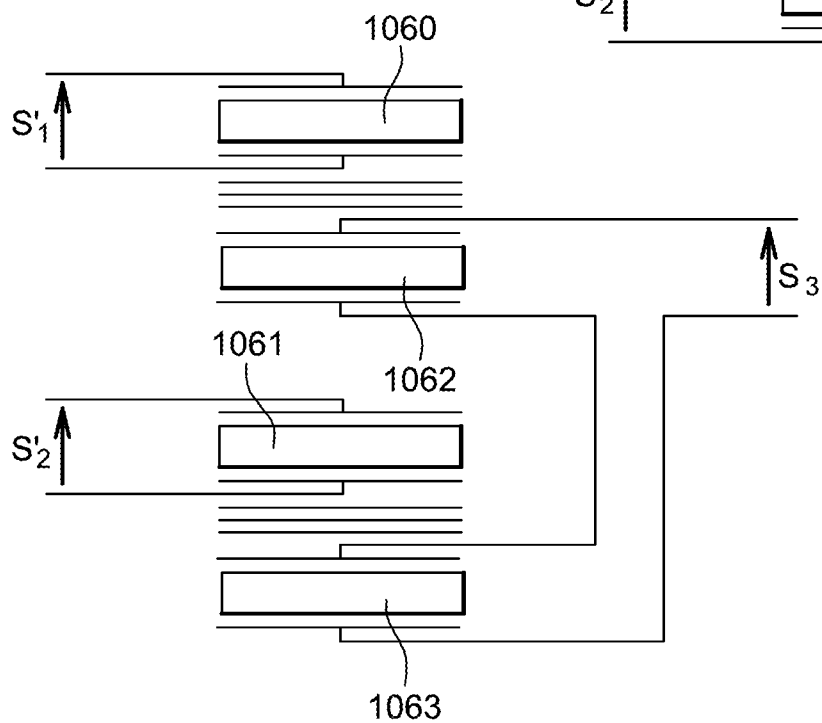
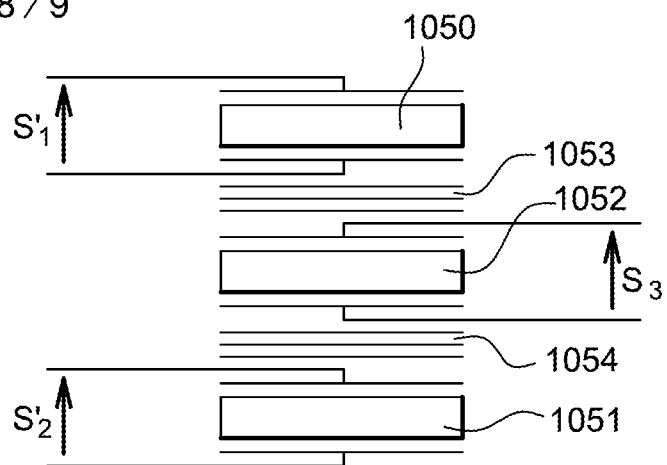


Fig. 10

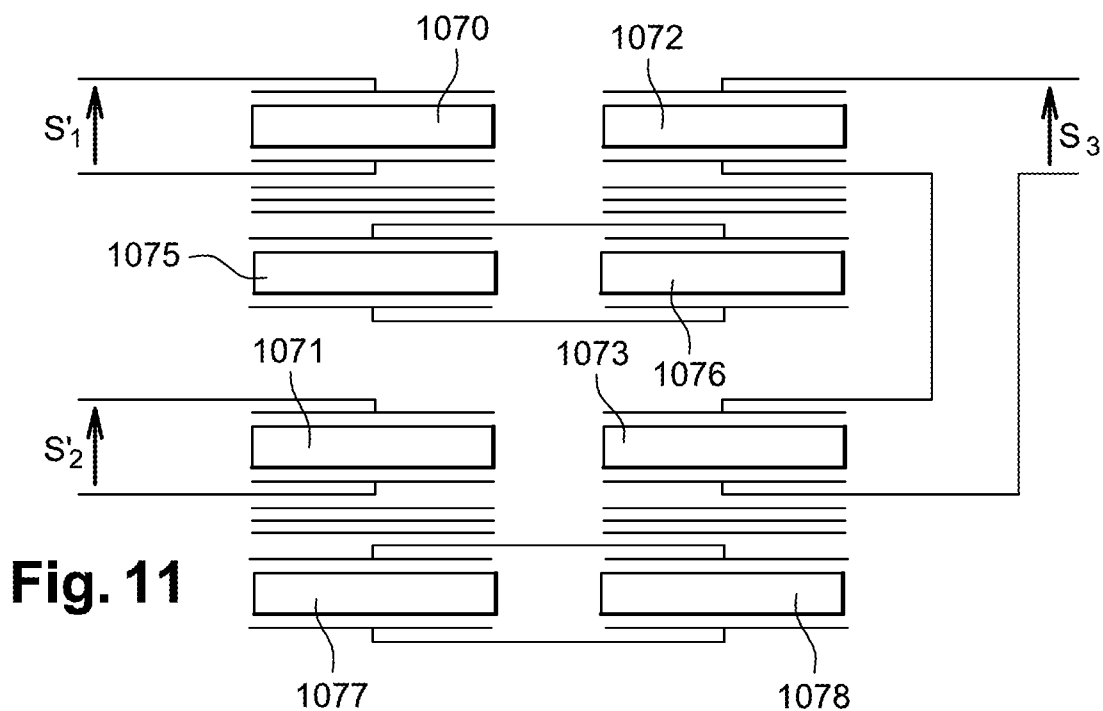
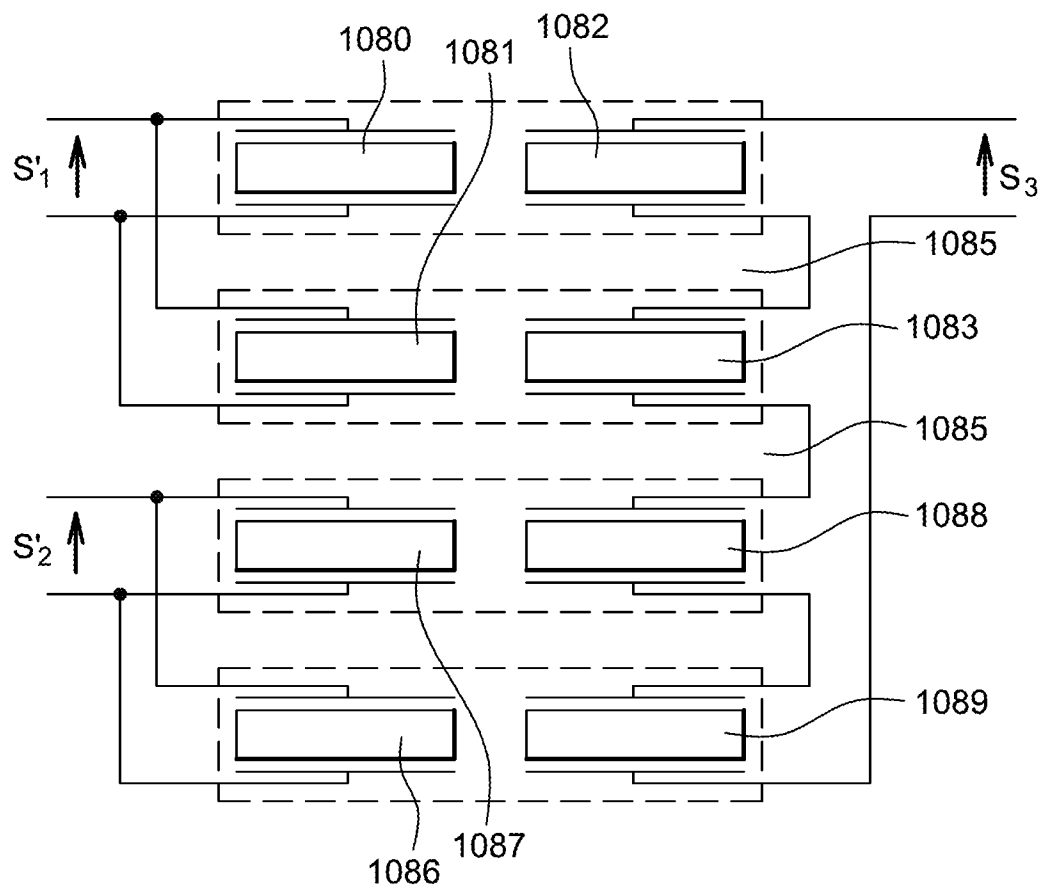


Fig. 11

**Fig. 12**

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/FR2009/050050

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
INV. H04L27/36

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)
H04L

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 practical, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data, INSPEC

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 6 339 621 B1 (COJOCARU CHRISTIAN [CA] ET AL) 15 January 2002 (2002-01-15) columns 5-9; figures 3-6,6a	1-12
X	EP 1 662 665 A (TECHNOCONCEPTS INC [US]) 31 May 2006 (2006-05-31) figure 6	1-12

☐ 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 document 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.
- *G* document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

8 June 2009

Date of mailing of the international search report

16/06/2009

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

Nicolaucig, Aldo

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/FR2009/050050

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 6339621	B1	15-01-2002 CA 2213156 A1	15-02-1999
EP 1662665	A	31-05-2006 KR 20060059155 A	01-06-2006
		US 2006115005 A1	01-06-2006
		WO 2006057649 A2	01-06-2006

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale n°

PCT/FR2009/050050

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE

INV. H04L27/36

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)

H04L

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, WPI Data, INSPEC

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 6 339 621 B1 (COJOCARU CHRISTIAN [CA] ET AL) 15 janvier 2002 (2002-01-15) colonnes 5-9; figures 3-6,6a	1-12
X	EP 1 662 665 A (TECHNOCONCEPTS INC [US]). 31 mai 2006 (2006-05-31) figure 6	1-12



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

G document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée

8 juin 2009

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

16/06/2009

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

Nicolaucig, Aldo

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux membres de familles de brevets

Demande internationale n°

PCT/FR2009/050050

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
US 6339621	B1	15-01-2002	CA 2213156 A1	15-02-1999
EP 1662665	A	31-05-2006	KR 20060059155 A	01-06-2006
			US 2006115005 A1	01-06-2006
			WO 2006057649 A2	01-06-2006