

(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
20 septembre 2001 (20.09.2001)

PCT

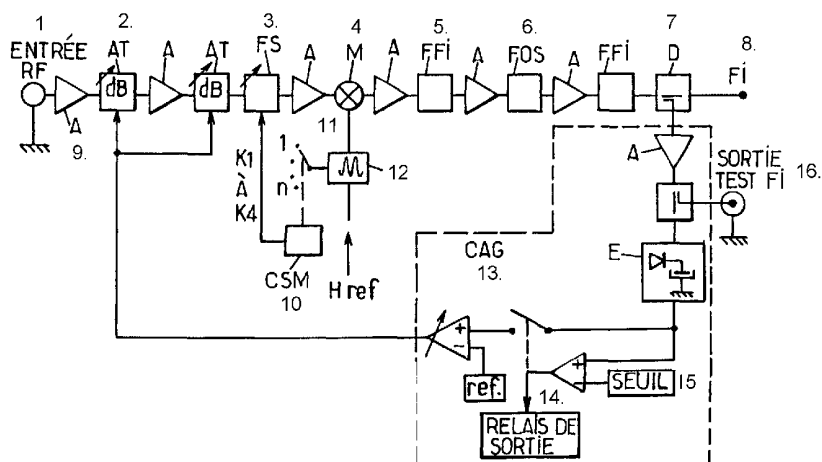
(10) Numéro de publication internationale
WO 01/69783 A1

- (51) Classification internationale des brevets⁷ : **H03J 1/00** (72) Inventeurs: **KORAHNKE, Gérard**; 6, rue des Chardonnerets, F-57365 Ennery (FR). **DEPRIESTER, Jean-Jacques**; 12, rue des Aigrettes, F-57150 Creutzwald (FR). **NOIROT, François**; 12, rue des Ortolans, F-57150 Creutzwald (FR).
- (21) Numéro de la demande internationale : PCT/FR01/00728
- (22) Date de dépôt international : 12 mars 2001 (12.03.2001)
- (74) Mandataires : **FRECHÉDE, Michel** etc.; Cabinet Plasseraud, 84, rue d'Amsterdam, F-75440 Paris Cedex 09 (FR).
- (25) Langue de dépôt : français
- (26) Langue de publication : français
- (81) États désignés (national) : CA, CZ, SK.
- (30) Données relatives à la priorité : 00/03310 15 mars 2000 (15.03.2000) FR
- (84) États désignés (régional) : brevet européen (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR).
- (71) Déposant : **TELEDIFFUSION DE FRANCE [FR/FR]**; 10, rue d'Oradour-sur-Glane, F-75015 Paris (FR).
- Publiée : — avec rapport de recherche internationale

[Suite sur la page suivante]

(54) Title: FREQUENCY CONVERTER

(54) Titre : CONVERTISSEUR DE FREQUENCE



- 1... RF INPUT
2... ATTENUATING STAGE
3... TRACKING FILTER
4... MIXER
5... INTERMEDIATE FREQUENCY FILTER
6... SURFACE WAVE FILTER
7... GAIN CONTROL
8... IF SIGNAL
9... AMPLIFYING STAGE
10... SWITCHED OSCILLATOR SIGNAL GENERATOR
11... FREQUENCY CHANGING SIGNAL
12... LOCAL OSCILLATOR
13... AUTOMATIC GAIN CONTROL
14... OUTPUT RELAY
15... THRESHOLD
16... IF TEST OUTPUT

(57) Abstract: The invention concerns a device for RF/IF or IF/RF frequency agility translation. Provided with a circuit (A, M) and a local oscillator (OL), said local oscillator consists of a plurality of n switched oscillators (1 to n). A module (CSM) generating signals controlling the switched oscillators is provided, thereby enabling to a reduce by a factor n the sensitivity of the switched oscillators to noise affecting the frequency changing signal.

[Suite sur la page suivante]

WO 01/69783 A1



En ce qui concerne les codes à deux lettres et autres abréviations, se référer aux "Notes explicatives relatives aux codes et abréviations" figurant au début de chaque numéro ordinaire de la Gazette du PCT.

(57) Abrégé : L'invention concerne un dispositif de transposition à agilité de fréquence RF/FI ou FI/RF. Muni d'un circuit (A, M) et d'un oscillateur local (OL), cet oscillateur local est constitué par une pluralité de n oscillateurs commutés (1 à n). Un module CSM générateur de signaux de commande des oscillateurs commutés est prévu, ce qui permet de réduire d'un facteur n la sensibilité des oscillateurs commutés au bruit affectant le signal de changement de fréquence.

CONVERTISSEUR DE FREQUENCE

5 L'invention concerne un dispositif de transposition à agilité de fréquence d'un signal radiofréquence en un signal à fréquence intermédiaire ou d'un signal à fréquence intermédiaire en un signal radiofréquence.

10 Dans le cadre de la mise en œuvre d'équipements d'émission de télévision, par l'intermédiaire d'un réseau câblé ou hertzien, l'agilité en fréquence de ces équipements constitue un avantage, tant du point de vue de la production que de l'exploitation.

15 En effet, en raison de l'introduction de la télédiffusion de la télévision numérique par réseau hertzien terrestre, les plans de fréquence d'émission ou de réémission attribués au réseau complémentaire analogique sont tels qu'il est nécessaire d'utiliser tous
20 les sites concernés pour assurer une zone de couverture identique en émission ou réémission numérique.

 De manière plus spécifique, on procède, ainsi que représenté en figure 1a, à un couplage d'un canal numérique DVB-T en canal adjacent inférieur et/ou
25 supérieur à un canal analogique L-SECAM existant. Pour un canal analogique d'onde porteuse de fréquence centrale F_0 donnée et de largeur de bande égale à 8 MHz, constituant le canal analogique N, le canal numérique N+1 occupe une fréquence centrale $F_0 + 8$ MHz et une bande de fréquences
30 de largeur ≤ 8 MHz, typiquement égale à 7,6 MHz. Le canal numérique inférieur, N-1, occupe une fréquence centrale

Fo - 8 MHz et une bande de fréquences de même largeur de bande. Sur la figure 1 précitée, PS désigne la porteuse son et Pi la porteuse image du canal analogique.

Pour assurer une versatilité des équipements
5 nécessaire à la mise en œuvre de ces voies de réémission multicanaux numériques, des développements récents ont proposé des systèmes apériodiques modulaires de réémission multicanaux numériques comportant au moins, ainsi qu'illustré en figure 1b, un circuit répartiteur
10 multivoies (1) à large bande, au moins une voie (2) de traitement de canal numérique, l'entrée de chacune de ces voies étant connectée à une voie de sortie du répartiteur multivoies (1), un circuit sommateur multivoies (3) à large bande, une des voies d'entrée du circuit sommateur
15 multivoies étant connectée à la sortie d'une des voies de traitement de canal numérique. Un circuit amplificateur de puissance (4) et un coupleur directionnel (5) à une entrée de transmission, une entrée de couplage et une sortie permettent d'assurer le couplage à l'antenne de réémission
20 ACRE.

Le caractère de versatilité de ces équipements résulte de la modularité de chaque voie de traitement numérique.

Pour une description plus détaillée du système
25 modulaire précité, on pourra utilement se reporter à la demande de brevet français 98 12298 déposée au nom de TELEDIFFUSION DE FRANCE.

Pour la mise en œuvre de voies modulaires
spécifiques, il a été en outre proposé, ainsi que
30 représenté en figure 1c, une voie modulaire de réémission radiofréquence d'un signal de télévision analogique et

numérique, ce signal consistant en un signal émis sur un canal numérique adjacent inférieur N-1 ou supérieur N+1, l'amplitude nominale du signal numérique étant inférieure à celle du signal analogique.

5 Chaque voie comporte un premier module de transposition en fréquence (1,2,3) du signal radiofréquence en signal à fréquence intermédiaire f_i représentatif du signal transmis sur le canal analogique N et sur l'un des canaux numériques inférieur N-1 respectivement supérieur N+1, un
10 module de filtrage (4) passe-bande permettant la transmission sélective d'une bande de filtrage de fréquence centrale et de largeur de bande correspondant à celles du canal analogique N et du canal numérique inférieur N-1 ou supérieur N+1, un deuxième module de
15 transposition en fréquence (7,8,9) recevant le signal à fréquence intermédiaire f_i et délivrant un signal radiofréquence pour réémission comprenant un signal émis sur la canal analogique N et un signal émis sur l'un des canaux numériques inférieur N-1 respectivement supérieur
20 N+1. Un module de commande (10) délivre des signaux de commande au premier, au deuxième module de transposition en fréquence, le caractère d'agilité en fréquence, c'est-à-dire de commutation, de l'un à l'autre des canaux inférieur ou supérieur en fonction des nécessités
25 d'exploitation ou de production étant ainsi obtenu.

Pour une description plus détaillée d'une telle voie modulaire, on pourra utilement se reporter à la demande de brevet français 99 06789 déposée au nom de TELEDIFFUSION DE FRANCE.

30 La mise en œuvre de telles voies modulaires donne satisfaction.

Toutefois, le caractère d'agilité en fréquence précédemment décrit implique que les oscillateurs utilisés pour la mise en œuvre des fonctions de conversion de fréquence soient réalisés à partir d'oscillateurs
5 commandés en tension et de boucles à verrouillage de phase, confer en particulier modules 2 et 3 de la figure 1c et oscillateurs commandés en tension 3c et 7c correspondants.

Ce type de circuit, synthétiseur de fréquence, présente
10 toutefois l'inconvénient d'une pureté spectrale inférieure à celles des oscillateurs fixes à quartz. Cet inconvénient est susceptible d'être préjudiciable au bon fonctionnement de voies de traitement dédiées à des modulations numériques de canal telles que les modulations 64 QAM,
15 256 QAM, COFDM par exemple.

En particulier, le défaut de pureté spectrale peut être issu de différentes contributions au bruit de phase dans un synthétiseur de fréquences à boucle PLL, à savoir en référence à la figure 1c :

- 20 - le bruit de la source de référence 2c, 8c ;
- le bruit engendré par les diviseurs de fréquence 2a, 8a ;
- le bruit du comparateur de phase 2b, 8b ;
- le bruit de la boucle, engendré par l'amplificateur de
25 tension d'erreur 2b, 8b ;
- le bruit propre de l'oscillateur commandé en tension 3c, 7c.

La présente invention a pour objet de remédier à l'inconvénient précité par la mise en œuvre d'un
30 dispositif de transposition à agilité de fréquence d'un signal radiofréquence en un signal à fréquence

intermédiaire, respectivement d'un dispositif de transposition à agilité de fréquence d'un signal à fréquence intermédiaire en un signal radiofréquence dans lesquels le défaut de pureté spectrale est sensiblement
5 réduit, sinon supprimé.

Un autre objet de la présente invention est en particulier la réduction, sinon la suppression, du bruit affectant le signal de changement de fréquence des dispositifs de transposition de fréquence à agilité de
10 fréquence objets de la présente invention.

Un autre objet de la présente invention est enfin, la réduction, sinon la suppression, du bruit introduit par les filtres de sortie des dispositifs classiques, grâce à la mise en œuvre de filtres suiveurs spécifiques
15 susceptibles d'autoriser la suppression des filtres de sortie précités et du bruit introduit par ces derniers.

Le dispositif de transposition à agilité de fréquence d'un signal radiofréquence en un signal à fréquence intermédiaire, objet de la présente invention,
20 comprend au moins une voie de transposition à fréquence intermédiaire comportant, d'une part, un circuit de changement de fréquence et un oscillateur local, cette voie recevant ce signal radiofréquence et délivrant le signal à fréquence intermédiaire à partir d'un signal de
25 changement de fréquence délivré par cet oscillateur local, et, d'autre part, une boucle de commande automatique de gain permettant d'ajuster le niveau relatif du signal radiofréquence vis-à-vis du signal de changement de fréquence.

30 Il est remarquable en ce que cet oscillateur local est constitué par une pluralité de n oscillateurs commutés et

en ce que ce dispositif comporte en outre un module
générateur de signaux de commande des oscillateurs
commutés. Ceci permet de réduire d'un facteur n la
sensibilité des oscillateurs commutés au bruit affectant
5 le signal de changement de fréquence.

Le dispositif de transposition à agilité de
fréquence intermédiaire en un signal radiofréquence, objet
de la présente invention, comprend au moins une voie de
transposition radiofréquence comportant un circuit de
10 changement de fréquence et un oscillateur local, cette
voie recevant ce signal à fréquence intermédiaire et
délivrant ce signal radiofréquence à partir d'un signal de
changement de fréquence délivré par cet oscillateur local.
Il est remarquable en ce que cet oscillateur local est
15 constitué par une pluralité de n oscillateurs commutés et
en ce que ce dispositif comporte en outre un module
générateur d'un signal de commande de ces oscillateurs
commutés. Ceci permet de réduire d'un facteur n la
sensibilité des oscillateurs commutés au bruit affectant
20 le signal de changement de fréquence.

Les dispositifs objets de l'invention précédemment
cités trouvent application à la mise en œuvre de
composants modulaires de changement de fréquence
utilisables, notamment, dans les circuits de réémission de
25 signaux de télévision télédiffusés.

Les dispositifs de transposition à agilité de
fréquence objets de la présente invention seront mieux
compris à la lecture de la description et à l'observation
des dessins dans lesquels, outre les figures 1a, 1b et 1c
30 relatives à l'art antérieur :

- la figure 2a représente un schéma synoptique fonctionnel d'un dispositif de transposition à agilité de fréquence d'un signal radiofréquence en un signal à fréquence intermédiaire, conforme à l'objet de la présente invention ;
- la figure 2b représente un schéma synoptique fonctionnel d'un dispositif de transposition à agilité de fréquence d'un signal à fréquence intermédiaire en un signal radiofréquence, conforme à l'objet de la présente invention ;
- la figure 3a représente, à titre illustratif, un oscillateur local comportant une pluralité d'oscillateurs commutés permettant la mise en œuvre d'un dispositif conforme à l'objet de la présente invention tel que représenté en figure 2a ou 2b ;
- la figure 3b représente, à titre illustratif, un détail de mise en œuvre de la figure 3a ;
- la figure 3c représente, à titre illustratif, un module de commande permettant de délivrer des signaux de commande de l'oscillateur local représenté en figures 3a et 3b, mis en œuvre dans le dispositif objet de l'invention représenté en figures 2a et 2b ;
- la figure 4a représente, à titre illustratif, un mode de réalisation spécifique d'un module de filtre suiveur spécifique permettant, en raison de ses qualités intrinsèques, la suppression des filtres de sortie à fréquence intermédiaire ou radiofréquence ;
- la figure 4b représente, à titre illustratif, un mode de réalisation préférentiel d'un filtre suiveur spécifique tel qu'illustré en figure 4a.

Une description plus détaillée d'un dispositif de transposition à agilité de fréquence d'un signal radiofréquence en un signal à fréquence intermédiaire conforme à l'objet de la présente invention sera maintenant donnée en liaison avec la figure 2a.

En référence à la figure précitée, on indique que le dispositif de transposition à agilité de fréquence RF/FI comporte une entrée radiofréquence, notée entrée RF, suivie d'un étage amplificateur A, d'un étage atténuateur AT, d'un étage amplificateur A et d'un deuxième étage atténuateur AT. Ce deuxième étage atténuateur AT est lui-même suivi d'un filtre suiveur FS, puis d'un circuit A,M de changement de fréquence constitué par un amplificateur A de type séparateur et d'un mélangeur M. Le mélangeur M reçoit un signal de changement de fréquence FC délivré par un oscillateur local OL. Le circuit mélangeur M est lui-même suivi d'un amplificateur A et d'un filtre à fréquence intermédiaire FFI. Le filtre à fréquence intermédiaire FFI est lui-même suivi d'un amplificateur A et d'un filtre à onde de surface FOS. Un étage constitué par un amplificateur A et un filtre à fréquence intermédiaire FFI est connecté au filtre à onde de surface FOS pour délivrer le signal à fréquence intermédiaire FI. En outre, un dérivateur D est prévu en sortie du filtre à fréquence intermédiaire FFI pour réaliser une boucle de contrôle automatique de gain permettant d'ajuster le niveau relatif du signal radiofréquence RF vis-à-vis du signal de changement de fréquence FC délivré par l'oscillateur local OL.

L'ensemble des éléments précités connectés en cascade, à l'exception de la boucle de contrôle

automatique de gain, constitue une voie de transposition en fréquence délivrant le signal à fréquence intermédiaire FI.

La boucle de contrôle automatique de gain CAG
5 comporte, à partir de la prise de dérivation D, des circuits de type classique tels qu'un amplificateur A, un circuit de sortie de test à fréquence intermédiaire FI, un circuit détecteur E et un circuit de commande de gain régulé, respectivement non régulé, symbolisés par des
10 interrupteurs. Un signal amplificateur différentiel par rapport à une tension de référence, notée réf., délivre à partir du signal délivré par la prise de contrôle automatique de gain, un signal de commande des atténuateurs AT décrits précédemment dans la voie de
15 transposition à fréquence intermédiaire précédemment citée.

Selon une caractéristique remarquable du dispositif de transposition à agilité de fréquence RF/FI tel que représenté en figure 2a, celui-ci comporte un
20 oscillateur local OL constitué par une pluralité de n oscillateurs commutés. Sur la figure 2a et afin de ne pas surcharger le dessin, on indique que l'oscillateur local constitué par les n oscillateurs commutés est représenté symboliquement par un générateur d'une onde sinusoïdale
25 auquel est associé un interrupteur à n positions, de 1 à n, la position de cet interrupteur étant représentative du choix de l'un des oscillateurs commutés dont la fréquence centrale est choisie pour engendrer le signal de changement de fréquence FC précédemment mentionné.

30 Ainsi que représenté sur la figure 2a, le dispositif de transposition à agilité de fréquence RF/FI

comporte en outre un module, noté CSM, générateur de signaux de commande des oscillateurs commutés. Sur la figure 2a, le module générateur de signaux de commande est réputé positionner l'interrupteur à n positions par l'intermédiaire d'une commande spécifique, représentée en pointillés, et donc d'assurer le choix de l'oscillateur commuté permettant d'engendrer le signal FC de changement de fréquence.

De préférence, l'oscillateur local OL peut être synchronisé par une horloge de référence, noté H Ref, laquelle délivre un signal d'horloge de référence calibré, ainsi qu'il sera décrit ultérieurement dans la description. Le signal d'horloge de référence peut avantageusement être asservi par une horloge externe.

En fonctionnement, la commande des atténuateurs AT est réalisée par la partie commande automatique de gain CAG. Les atténuateurs AT ajustent le gain d'amplification. Le commutateur de la position réglée à non réglée permet de sélectionner le mode de fonctionnement automatique ou manuel. Le détecteur de présence de signal d'entrée, constitué par le circuit détecteur E, permet de commuter un relais haute fréquence de sortie du circuit de changement de fréquence et du mélangeur M pour réaliser un changement de fréquence à fréquence intermédiaire en mode automatique.

La sortie de test à fréquence intermédiaire FI permet de mesurer le gain d'entrée et facilite ainsi l'ajustage en mode manuel.

La présence des n oscillateurs commutés permet de réduire d'un facteur n la sensibilité de ces oscillateurs commutés au bruit affectant le signal de changement de

fréquence FC. En d'autres termes, le fait de prévoir n oscillateurs commutés permet de réduire la contribution de chacun de ces derniers au bruit véhiculé par le signal de changement de fréquence FC.

5 De préférence, on indique que la voie de transposition à fréquence intermédiaire décrite en liaison avec la figure 2a comporte, en amont du circuit de changement de fréquence A,M, le filtre suiveur FS, lequel permet de centrer la bande passante du filtre suiveur sur
10 la fréquence centrale du signal radiofréquence RF présent à l'entrée radiofréquence.

Un dispositif de transposition à agilité de fréquence d'un signal à fréquence intermédiaire FI en un signal radiofréquence RF, dispositif de transposition à
15 agilité de fréquence FI/RF conforme à l'objet de la présente invention, sera maintenant décrit en liaison avec la figure 2b.

Ainsi que représenté sur la figure 2b précitée, le dispositif de transposition à agilité de fréquence FI/RF
20 objet de l'invention comprend au moins une voie de transposition radiofréquence comprenant, outre un circuit d'entrée du signal à fréquence intermédiaire FI, un circuit de changement de fréquence, noté M,A, où M désigne un circuit mélangeur et A un circuit amplificateur. Un
25 oscillateur local OL est prévu, lequel délivre un signal de changement de fréquence FC au mélangeur M pour assurer le changement de fréquence du signal à fréquence intermédiaire FI en signal radiofréquence RF. L'amplificateur A du circuit de changement de fréquence
30 est suivi de préférence par un filtre suiveur FS. Le filtre suiveur FS est complété par une chaîne constituée

par un atténuateur AT, un amplificateur A, un deuxième filtre suiveur FS et un amplificateur A pour délivrer le signal radiofréquence RF. Ainsi, les deux filtres suiveurs, les amplificateurs A et l'atténuateur électronique AT permettent de disposer d'un signal de sortie radiofréquence RF répondant aux caractéristiques souhaitées. Un commutateur électronique de sortie CE permet d'inhiber le signal radiofréquence RF en assurant un bouclage sur une résistance de charge de valeur normalisée à 75 ohms par exemple.

Ainsi, la voie de transposition en radiofréquence telle que représentée en figure 2b permet de délivrer le signal radiofréquence RF à partir d'un signal de changement de fréquence FC délivré par l'oscillateur local OL.

De même que dans le cas de la figure 2a, l'oscillateur local OL peut recevoir un signal d'horloge de référence, noté H Réf, ainsi que représenté sur la figure 2b.

Selon une caractéristique remarquable du dispositif objet de l'invention représenté en figure 2b, on indique que l'oscillateur local OL est également constitué par une pluralité de n oscillateurs commutés. Pour la même raison que dans le cas de la figure 2a, l'oscillateur local OL est représenté associé à un commutateur à n positions 1 à n, le choix de la position permettant de sélectionner l'un des oscillateurs commutés constitutif de l'oscillateur local OL, ainsi que déjà mentionné précédemment en liaison avec la figure 2a.

La mise en œuvre de n oscillateurs commutés permet de réduire d'un facteur n la sensibilité des

oscillateurs commutés au bruit affectant le signal de changement de fréquence FC délivré au mélangeur M.

De même que dans le cas de la figure 2a, le dispositif de transposition à agilité de fréquence FI/RF représenté en figure 2b comporte un module CSM générateur d'un signal de commande des oscillateurs commutés. Sur la figure 2b, on a représenté le module de commande CSM comme permettant la commutation de l'interrupteur à n positions par une commande en ligne pointillée, de manière non limitative.

Enfin, la voie de transposition en radiofréquence représentée en figure 2b comporte au moins, en aval du circuit de changement de fréquence, et donc en aval du mélangeur M, les filtres suiveurs FS précédemment cités, lesquels permettent de centrer la bande passante du filtre suiveur correspondant sur la fréquence centrale du signal radiofréquence RF.

Ainsi, le module générateur CSM permet de commander non seulement les oscillateurs commutés constitutifs de l'oscillateur local OL des dispositifs représentés en figures 2a et 2b, mais également des filtres suiveurs FS de ces mêmes dispositifs dans des conditions qui seront spécifiées de manière plus détaillée ultérieurement dans la description.

Une description plus détaillée d'un oscillateur local OL constitué par une pluralité de n oscillateurs commutés, sera maintenant donnée en liaison avec les figures 3a à 3c.

Sur la figure 3a, on a représenté un oscillateur local OL composé par $n = 4$ oscillateurs commutés, notés OC_1 à OC_n , connectés en parallèle. Chaque oscillateur

commuté reçoit de préférence un signal d'horloge de référence, noté H Ref., afin de permettre une bonne synchronisation de chaque oscillateur commuté précité. Chaque oscillateur commuté est relié par un circuit de diodes de commutation, notées D_1 à D_n respectivement, à un circuit de commande constitué par une self-inductance L_1 à L_n , ce circuit de commande recevant un signal de commande K_1 à K_n délivré par le module CSM générateur d'un signal de commande précédemment mentionné dans la description.

Chaque circuit de diodes de commutation est constitué par deux diodes connectées en série entre l'entrée de commande de l'oscillateur commuté correspondant et le circuit de commande L_1 à L_n précédemment mentionné. Le point milieu des deux diodes connectées en série constitutives de chaque circuit de commutation est connecté par l'intermédiaire d'une capacité de liaison Cl_1 à Cl_n aux circuits de synthèse de fréquence, ces circuits de synthèse de fréquence pouvant consister en des circuits de type classique à boucle à verrouillage de phase, de type PLL, permettant de délivrer le signal de changement de fréquence FC à partir de l'un des signaux délivrés par l'un des oscillateurs commutés OC_1 à OC_n .

On comprend en particulier qu'en fonction de la valeur du signal logique appliqué à chaque oscillateur commuté OC_1 à OC_n , par l'intermédiaire du circuit de diodes de commutation D_1 à D_n et du circuit de commande L_1 à L_n , l'un des oscillateurs commutés précités est sélectionné pour la valeur du signal de commande K_1 à K_n correspondant à la valeur 1, les autres signaux ayant la valeur logique zéro.

En ce qui concerne la mise en œuvre des circuits synthétiseurs de fréquence recevant le signal délivré par l'un des oscillateurs commutés OC_1 à OC_n , on indique que ces circuits synthétiseurs peuvent être des circuits synthétiseurs de fréquence classiques ou spécifiques, au pas de 166,67 kHz. Ainsi, ces circuits, à partir du signal délivré par l'oscillateur commuté correspondant après sélection de ce dernier, met en œuvre une synthèse dite N-fractionnée et permettent d'assurer la fonction de comparaison de phase à une fréquence de 1,33 MHz en réduisant ainsi la contribution au niveau de bruit des diviseurs de la boucle à verrouillage de phase précitée.

Enfin, on indique que la subdivision de l'oscillateur local OL en n oscillateurs commutés permet de minimiser l'incidence du bruit engendré par le comparateur de phase et par l'amplificateur de la boucle d'asservissement de la PLL. En effet, cette solution présente l'avantage de pouvoir réduire d'un facteur n, c'est-à-dire 4 dans le mode de réalisation effectivement représenté soit 12 dB en valeur théorique, la sensibilité des oscillateurs au bruit superposé à la tension de commande en fréquence et finalement au signal de changement de fréquence FC.

En outre, on indique que la subdivision de l'oscillateur local OL en n oscillateurs commutés permet également de mieux maîtriser la pente des oscillateurs commandés en tension permettant de réaliser le changement de fréquence en fonction de la commande en tension, ce qui présente l'avantage de pouvoir optimiser la boucle d'asservissement dans toute la plage couverte.

En ce qui concerne les signaux de commande K_1 à K_n , on indique que ces signaux sont issus d'un microprocesseur équipant le module CSM générateur d'un signal de commande, ces signaux étant véhiculés par le BUS I₂C de ce dernier.

5 Les signaux de commande précités permettent de rendre conductrices les diodes constitutives des circuits de diodes de commutation et permettent ainsi d'alimenter ou non l'oscillateur commuté correspondant, ce qui confère à chaque signal de commande K_1 à K_n une valeur de signal

10 logique zéro ou un précédemment mentionnée dans la description.

Ainsi, la conversion de fréquence peut être programmée par le choix de l'oscillateur commuté correspondant dont la fréquence centrale est choisie de

15 façon à couvrir des bandes de fréquences espacées de 100 MHz et par la programmation du circuit de synthèse de fréquence à boucle à verrouillage de phase précédemment mentionné, de façon à engendrer le signal de changement de fréquence FC compte tenu de la valeur du signal délivré

20 par l'oscillateur commuté OC_1 à OC_n correspondant.

Ainsi que représenté en figure 3b, on indique que chaque oscillateur local OL est de préférence synchronisé par rapport à un signal d'horloge de référence, le signal H Réf. Le signal d'horloge de référence est engendré à

25 partir d'un oscillateur contrôlé en tension piloté par un oscillateur à quartz et noté VCXO, lequel est asservi par une horloge externe à l'aide d'un comparateur de phase CP et d'un diviseur, dans le rapport n , diviseur noté DI ainsi que représenté à la figure 3b. Bien entendu, tant

30 dans le cas du dispositif représenté en figure 2a que dans celui représenté en figure 2b, chaque oscillateur local OL

est de préférence synchronisé sur le signal d'horloge de référence précité.

Une description plus détaillée d'un mode de réalisation préférentiel d'un module générateur de signaux de commande CSM, tant pour ce qui concerne les signaux de commande K_1 à K_n des oscillateurs commutés précédemment mentionnés que de signaux de commande nécessaires à la commande des filtres suiveurs FS, sera maintenant donnée en liaison avec la figure 4a.

Ainsi que représenté sur la figure précitée, le module CSM peut comprendre avantageusement un microprocesseur 1 auquel est associée une mémoire réprogrammable électriquement, portant la référence 2, de type EEPROM. La mémoire 2 et le microprocesseur 1 permettent de délivrer les signaux de commande K_1 à K_4 de valeur logique 0 ou 1, ainsi que mentionné précédemment dans la description, par l'intermédiaire du BUS I_2C du microprocesseur.

En outre, et pour engendrer les signaux de commande des filtres suiveurs, un module convertisseur numérique analogique 3 est prévu, lequel reçoit des signaux numériques de la part du microprocesseur 1 et délivre des tensions analogiques à différents circuits de commande analogique constitués essentiellement par des circuits à résistance. Ces derniers circuits permettent de délivrer des signaux de commande notés Commande 1, Commande 2, Commande 3 et Commande 4 destinés à la commande des filtres suiveurs FS, ainsi qu'il sera décrit ultérieurement dans la description.

D'une manière générale, on indique que la mémoire 2 de type EEPROM comprend des séquences de valeurs

numériques comprises entre 0 et 5, ces séquences numériques étant lues par le microprocesseur 1 et délivrées au convertisseur numérique analogique 3 de façon à engendrer des valeurs de tension analogique comprises
5 entre 0 et 5 volts en fonction du circuit de commande considéré. La forme des signaux de commande sera décrite ultérieurement dans la description en liaison avec la commande des filtres suiveurs FS, une description des filtres suiveurs étant maintenant donnée avec la figure 4a
10 et la figure 4b.

Sur la figure 4a, on a représenté un filtre suiveur FS. Ce dernier comporte au moins un circuit d'entrée du signal radiofréquence RF, les filtres suiveurs FS situés en amont, respectivement en aval du circuit de
15 changement de fréquence, c'est-à-dire du mélangeur M d'une part dans le dispositif représenté en figure 2a et, d'autre part, dans le dispositif représenté en figure 2b, reçoivent bien entendu le signal radiofréquence dans tous les cas.

20 Le circuit d'entrée est constitué par une capacité de liaison couplée à une ligne imprimée directement connectée entre la tension de référence et un circuit à diodes à capacité variable, dont la valeur de capacité en fonction de la tension appliquée aux bornes de celle-ci,
25 permet de modifier l'accord du circuit résonant constitué par la ligne imprimée et la capacité représentée par les diodes à capacité variable précitées. Le circuit à diodes à capacité variable est connecté entre la ligne imprimée, équivalente à une self inductance, et la tension de
30 référence. Le circuit à diodes à capacité variable est constitué par une diode à capacité variable connectée en

tête-bêche entre la ligne et la tension de référence respectivement, le point milieu de connexion des diodes à capacité variable étant relié à une tension d'alimentation continue délivrée par le convertisseur numérique analogique 3. Cette tension peut être prise égale à une
5 valeur fixe, la valeur 5 volts par exemple.

En outre, le filtre suiveur FS représenté en figure 4a comporte quatre modules de filtres suiveurs constitués de manière analogue au circuit d'entrée
10 précédemment décrit. Chaque module de filtre suiveur, noté MFS_1 à MFS_4 , comporte ainsi une ligne imprimée connectée à la tension de référence et un circuit à diodes à capacité variable connecté entre la ligne imprimée correspondante et la tension de référence. Le point milieu de chaque
15 circuit de diodes à capacité variable, les diodes à capacité variable étant dans chaque circuit montées en tête-bêche de la même manière que dans le cas du circuit d'entrée, sont reliés à un circuit de commande recevant chacun l'un des signaux de commande, notés Commande 1,
20 Commande 2, Commande 3, Commande 4, délivrés par le module CSM générateur d'un signal de commande précédemment décrit en liaison avec la figure 3c.

Enfin, le filtre suiveur FS comporte un circuit de sortie comprenant les mêmes éléments que le circuit
25 d'entrée, à savoir un circuit de diodes à capacité variable connecté à une ligne imprimée et à la tension de référence, le point milieu des diodes à capacité variable de ce circuit de diodes à capacité variable étant lui-même connecté à la tension délivrée par le convertisseur
30 numérique analogique CNA sensiblement égale à 5 volts.

Bien entendu, l'ensemble des lignes imprimées équivalentes à des self inductances est agencé de façon que les self inductances précitées soient couplées entre elles électromagnétiquement.

5 En référence à la figure 4a, on indique que chaque module de filtre suiveur MFS_1 à MFS_4 constitue en fait un circuit de résonance décalée en fréquence pour couvrir une bande de fréquences déterminée.

10 L'application de tensions analogiques aux bornes des circuits à diodes à capacité variable, tensions analogiques délivrées par des signaux Commande 1, Commande 2, Commande 3 et Commande 4 permet alors de modifier la valeur de l'accord en fréquence du circuit constitué par chaque module de filtrage suiveur pour
15 finalement obtenir une bande passante de 8 MHz au centre de la bande passante du filtre.

 Ainsi, en référence aux figures 3c et 4a, on indique que l'utilisation de quatre tensions de commande différentes, tensions analogiques comprises entre 0 et
20 5 volts en fonction de la valeur de la capacité des diodes à capacité variable choisie, permet, d'une part, de compenser les dispersions des caractéristiques de ces diodes et, d'autre part, d'affiner le gabarit de transmission du filtre suiveur considéré.

25 La génération des quatre tensions de commande précitées est réalisée à partir d'un seul convertisseur numérique/ analogique, ce qui facilite la procédure de programmation des filtres, une seule valeur à mémoriser étant nécessaire et aucun processus itératif n'étant non
30 plus nécessaire dans la procédure de programmation.

Enfin, toutes les données de programmation sont contenues dans la mémoire EEPROM 2, laquelle peut être placée dans le module du filtre suiveur FS.

Le mode de réalisation décrit en liaison avec la figure 4a du filtre suiveur FS donne satisfaction avec un taux de réjection supérieur à 40 dB à 70 MHz de la fréquence centrale du canal de transmission. Enfin, l'association des diodes à capacité variable en tête-bêche permet d'obtenir de faibles non-linéarités, les filtres suiveurs étant commutés afin d'optimiser la plage d'utilisation des diodes à capacité variable précitées.

Enfin, pour la réalisation de chaque filtre suiveur FS, un mode de réalisation avantageux sera maintenant décrit en liaison avec la figure 4b.

Le mode de réalisation précité consiste à subdiviser le signal radiofréquence entrant dans chaque filtre suiveur en deux sous-bandes délimitées par un premier filtre suiveur FS_a et un deuxième filtre suiveur FS_b connectés en parallèle.

Sur la figure 4b, on indique que chaque filtre suiveur FS_a , respectivement FS_b , est identique au filtre suiveur FS représenté en figure 4a. Toutefois, les valeurs des composants constitués par les lignes constitutives de self-inductance et de capacité sont différentes afin, bien entendu, de prévoir l'un des filtres suiveurs FS_a accordé sur une première sous-bande et l'autre des filtres suiveurs FS_b accordé sur la deuxième sous-bande.

Ainsi que représenté sur la figure 4b, le premier et le deuxième filtre suiveur FS_a et FS_b sont connectés en parallèle par l'intermédiaire de circuits à pont de diodes et d'un circuit de commande constitué par une ligne à

circuit imprimé constitutive d'une self inductance, chaque circuit de commande recevant un signal de commande, noté $Cda(+v, -v)$. Ainsi, chaque filtre suiveur FS_a , FS_b couvre une demi-bande de fréquences telle que la bande de fréquences UHF, c'est-à-dire 470 MHz - 670 MHz, respectivement 670 MHz - 870 MHz.

Le choix de la subdivision en deux sous-bandes permet de minimiser les non-linéarités engendrées de manière intrinsèques par le filtre, non-linéarités dues aux composants semi-conducteurs tels que les diodes à capacité variable par exemple. En effet, les diodes à capacité variable sont utilisées dans une zone où la pente de variation de leur valeur en fonction de la tension de commande est faible, afin de pouvoir négliger l'impact de l'amplitude du signal radiofréquence sur la valeur de la capacité que présentent les diodes à capacité variable et, par conséquent, sur les fréquences d'accord du filtre.

L'application d'un signal de commande Cd_a de valeur $+V$, respectivement $-V$, la valeur $+V$ étant appliquée pour rendre le filtre suiveur correspondant actif et la valeur $-V$ étant appliquée pour rendre au contraire l'autre filtre suiveur inactif, est effectuée par l'intermédiaire des ponts de diodes PD_{a1} , PD_{a2} et PD_{b1} , PD_{b2} utilisés en interrupteurs. Les signaux de commande $Cd_a(+V, -V)$ peuvent bien entendu être délivrés de même par le microprocesseur 1 et le convertisseur numérique/ analogique 3 précédemment décrits en liaison avec la figure 3c.

REVENDICATIONS

1. Dispositif de transposition à agilité de fréquence d'un signal radiofréquence en un signal à fréquence intermédiaire comprenant au moins une voie de transposition à fréquence intermédiaire (FI) comportant, 5 d'une part, un circuit (A,M) de changement de fréquence et un oscillateur local (OL), cette voie de transposition à fréquence intermédiaire recevant le signal radiofréquence (RF) et délivrant le signal à fréquence intermédiaire (FI) 10 à partir d'un signal de changement de fréquence (FC) délivré par cet oscillateur local (OL), et, d'autre part, une boucle de commande automatique de gain (CAG) permettant d'ajuster le niveau relatif du signal radiofréquence (RF) vis-à-vis du signal de changement de fréquence (FI), caractérisé en ce que ledit oscillateur 15 local est constitué par une pluralité de n oscillateurs commutés, et en ce que ledit dispositif comporte en outre un module (CSM) générateur de signaux de commande desdits oscillateurs commutés, ce qui permet de réduire d'un 20 facteur n la sensibilité des oscillateurs commutés au bruit affectant le signal de changement de fréquence (FC).

2. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite voie de transposition à fréquence (A,M) intermédiaire comporte, en amont du 25 circuit de changement de fréquence, un filtre suiveur (FS) permettant de centrer la bande passante du filtre suiveur sur la fréquence centrale dudit signal radiofréquence.

3. Dispositif de transposition à agilité de fréquence d'un signal à fréquence intermédiaire (FI) en un 30 signal radiofréquence (RF), comprenant au moins une voie de transposition radiofréquence comportant un circuit de

changement de fréquence (M,A) et un oscillateur local (OL), cette voie de transposition en radiofréquence recevant ledit signal à fréquence intermédiaire (FI) et délivrant ledit signal radiofréquence à partir d'un signal de changement de fréquence (FC) délivré par cet oscillateur local, caractérisé en ce que ledit oscillateur local (OL) est constitué par une pluralité de n oscillateurs commutés, et en ce que ledit dispositif comporte en outre un module (CSM) générateur d'un signal de commande desdits oscillateurs commutés, ce qui permet de réduire d'un facteur n la sensibilité des oscillateurs commutés au bruit affectant le signal de changement de fréquence (FC).

4. Dispositif selon la revendication 3, caractérisé en ce que ladite voie de transposition en radiofréquence comporte au moins, en aval dudit circuit de changement de fréquence, au moins un filtre suiveur (FS) permettant de centrer la bande passante du filtre suiveur sur la fréquence centrale dudit signal radiofréquence (RF).

5. Dispositif selon l'une des revendications 2 ou 4, caractérisé en ce que ledit filtre suiveur comporte au moins :

- un circuit d'entrée du signal radiofréquence ;
- une pluralité de P filtres passe-bande commutés, chaque filtre commuté étant accordé sur la fréquence centrale d'une bande de fréquences du signal radiofréquence ;
- une pluralité de P circuits de commande, chaque circuit de commande étant relié à un filtre passe-bande commuté accordé sur la fréquence centrale d'une bande de fréquences du signal radiofréquence.

6. Dispositif selon l'une des revendications 1 à 5, caractérisé en ce que ladite pluralité de n oscillateurs commutés comporte au moins :

- 5 - une boucle à verrouillage de phase recevant un signal d'horloge externe et comportant au moins un oscillateur délivrant ledit signal de changement de fréquence ;
- une pluralité de n oscillateurs commutés connectés en parallèle commandés chacun par un desdits signaux de commande, l'un desdits n oscillateurs commutés
10 constituant ledit au moins un oscillateur délivrant ledit signal de changement de fréquence.

7. Dispositif selon l'une des revendications 1 à 6, caractérisé en ce que ledit module générateur de signaux de commande desdits oscillateurs commutés comporte
15 au moins un module numérique (1) permettant d'engendrer un signal de commande numérique pour chaque oscillateur, le signal de commande numérique consistant en un signal binaire de valeur un ou zéro permettant la mise en fonctionnement respectivement le blocage de l'oscillateur
20 commuté correspondant.

8. Dispositif selon l'une des revendications 1 à 7, caractérisé en ce qu'il comporte en outre un module générateur de signaux de commande des filtres suiveurs, ledit module générateur comportant au moins :

- 25 - un microprocesseur et une mémoire morte permettant d'engendrer un signal numérique pour chaque module de filtre suiveur ;
- un convertisseur numérique/ analogique permettant de délivrer un signal de commande analogique à chaque
30 module de filtre suiveur.

1/6

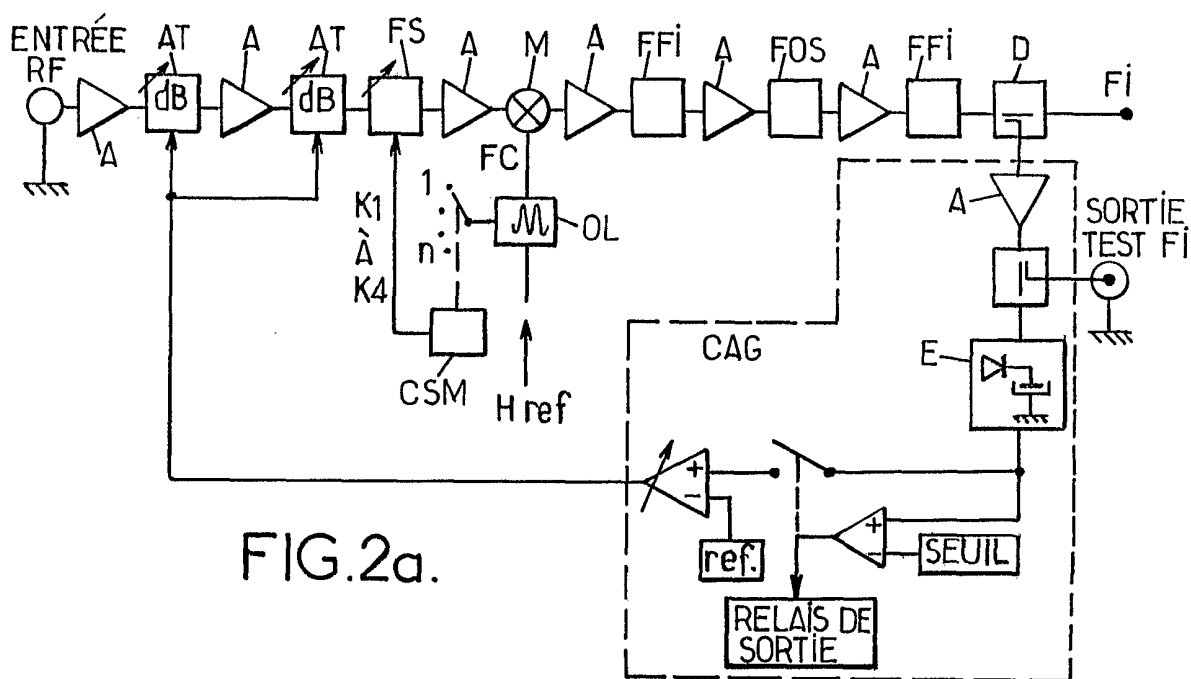
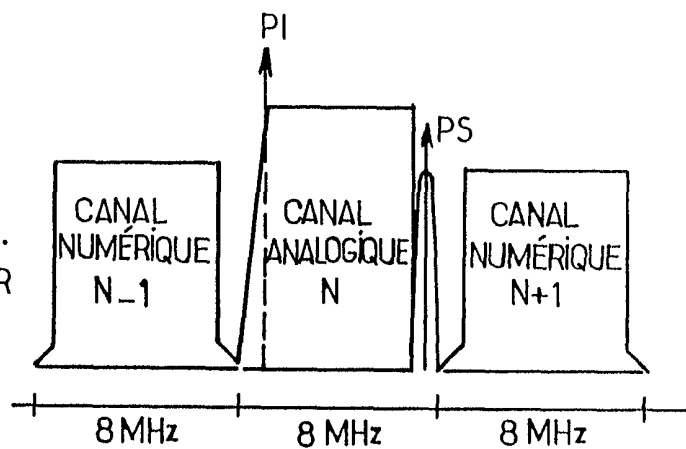
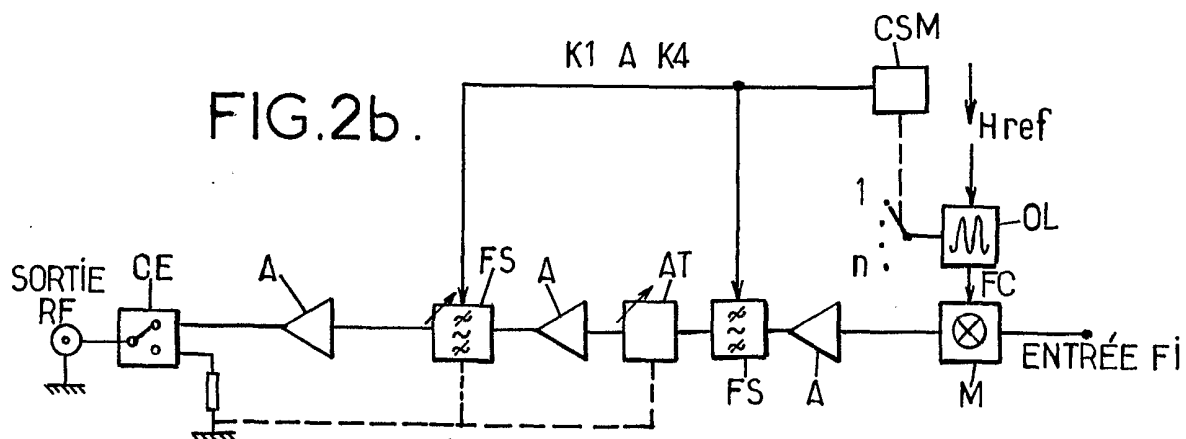
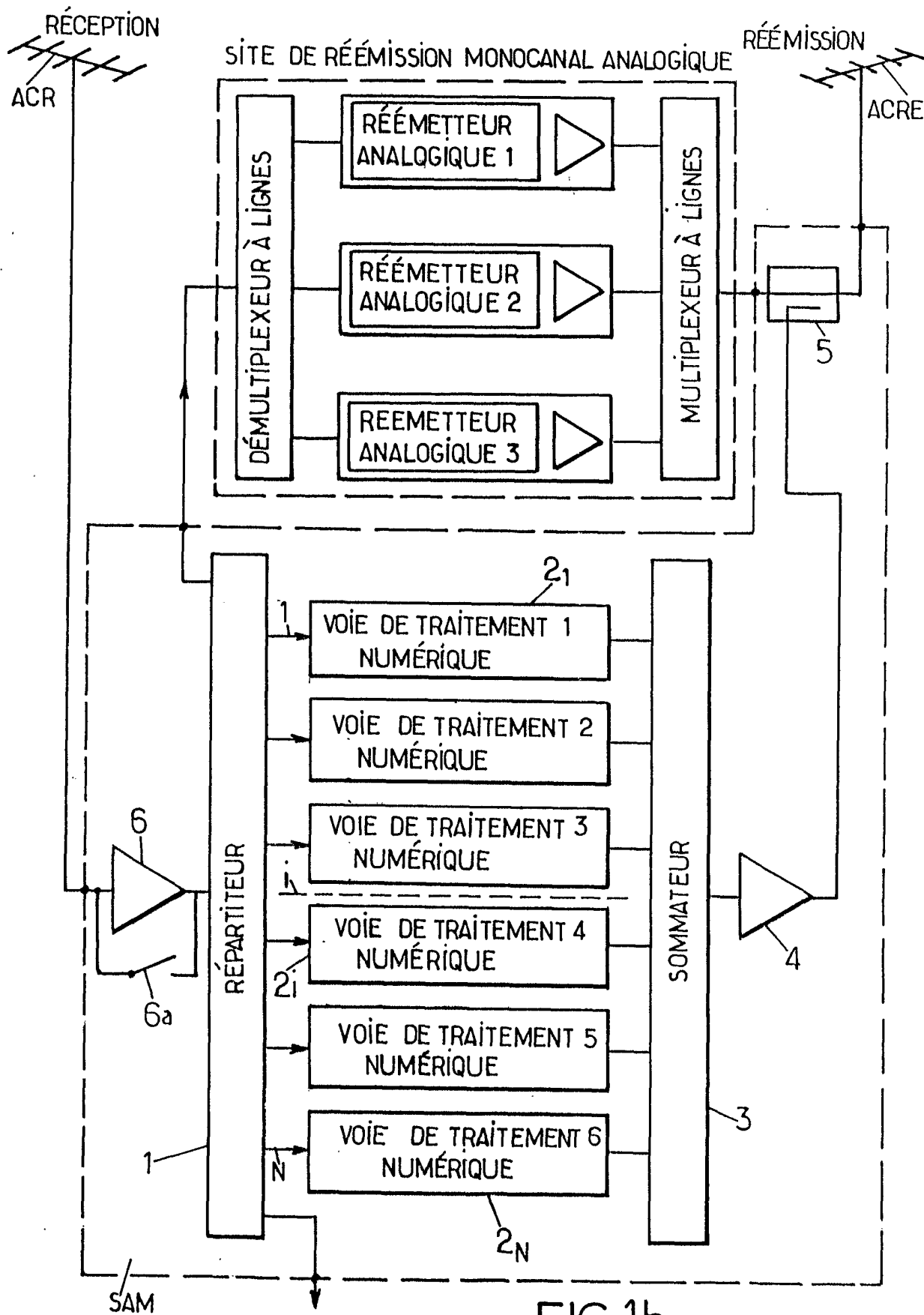
FIG.1a.
ART ANTÉRIEUR

FIG.2b.

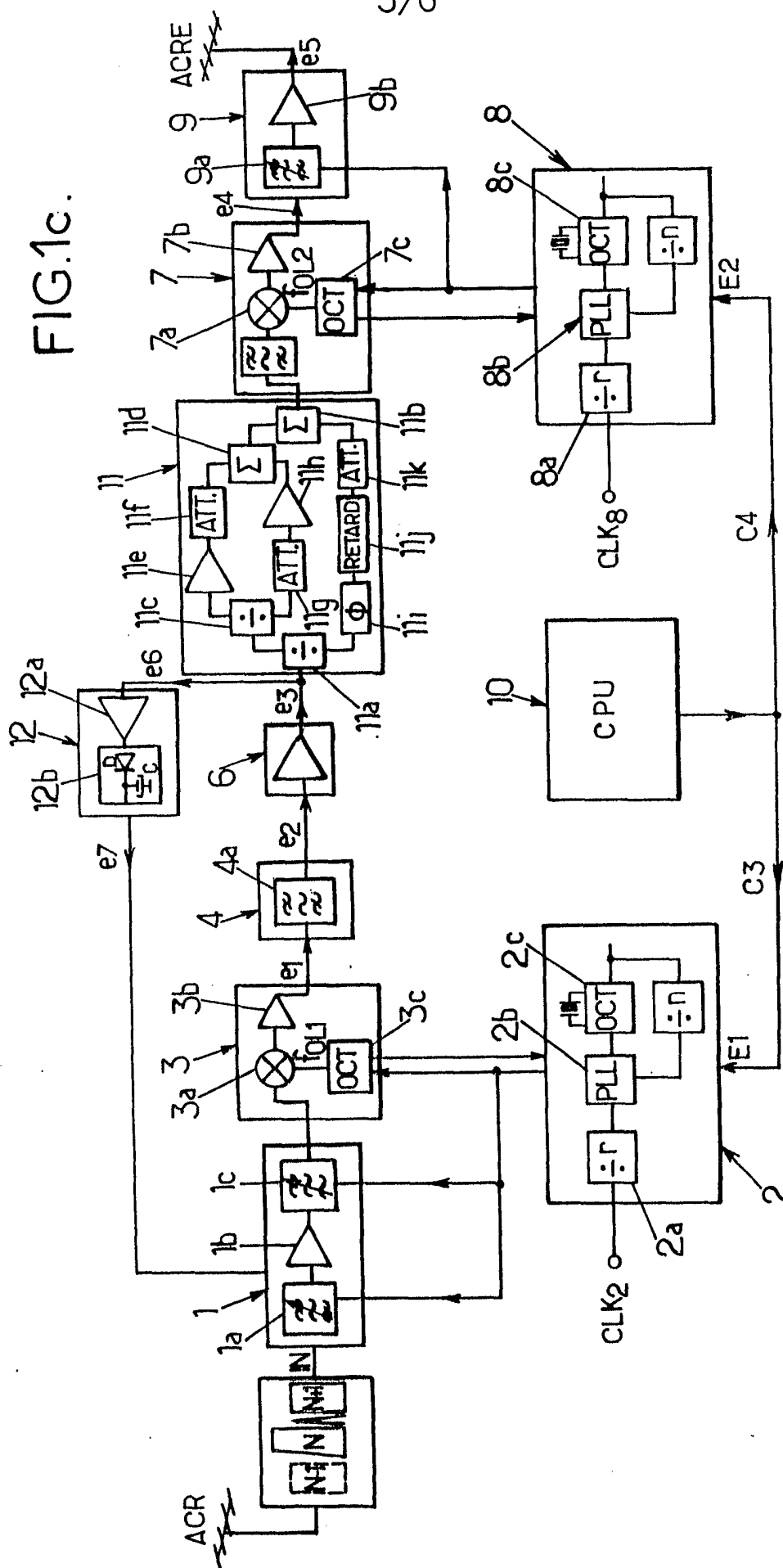


2/6



3/6

FIG.1c.



4/6

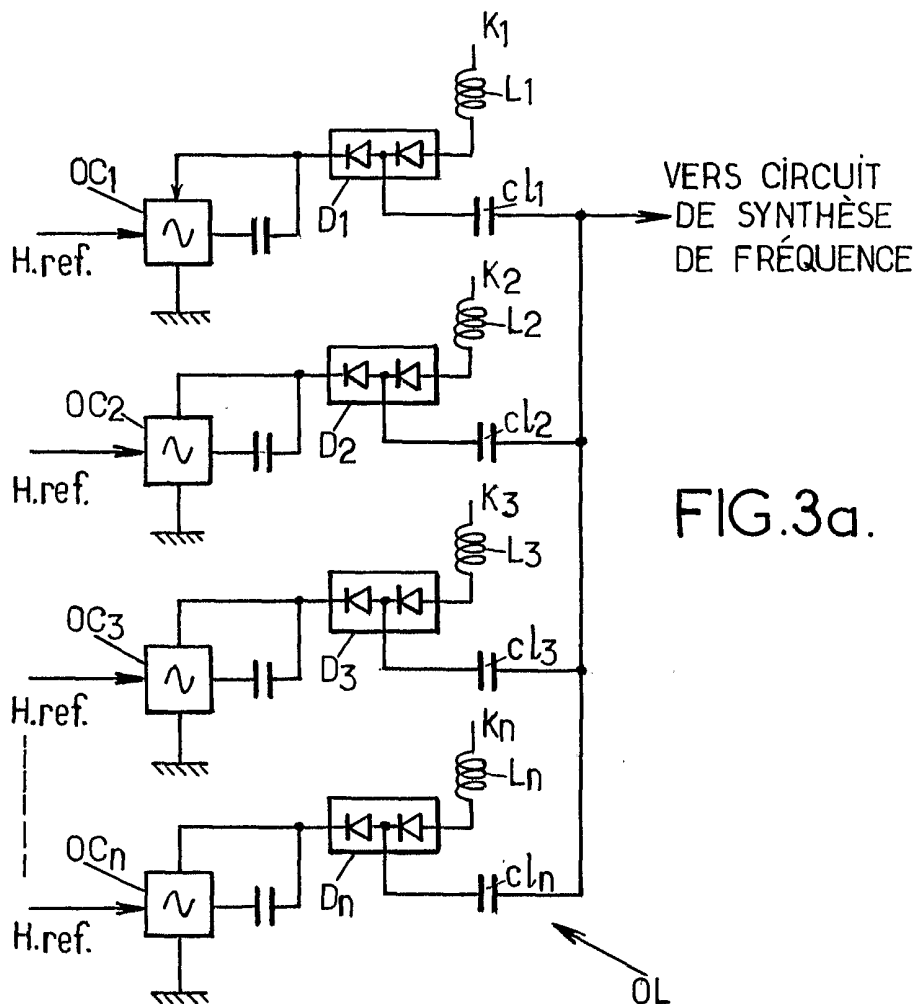
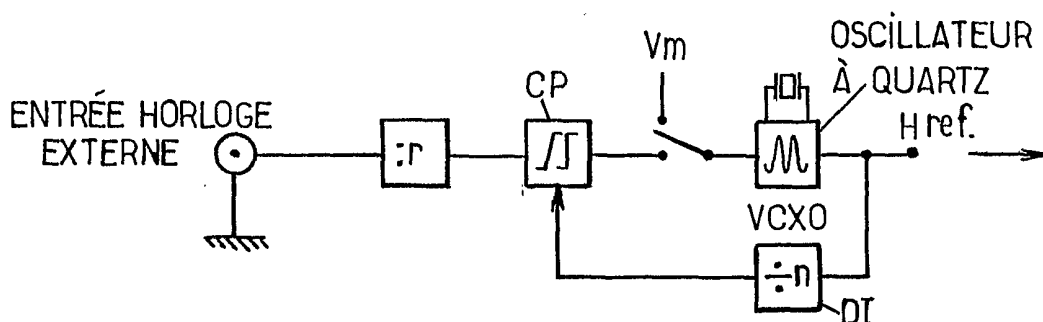


FIG. 3b.



5/6

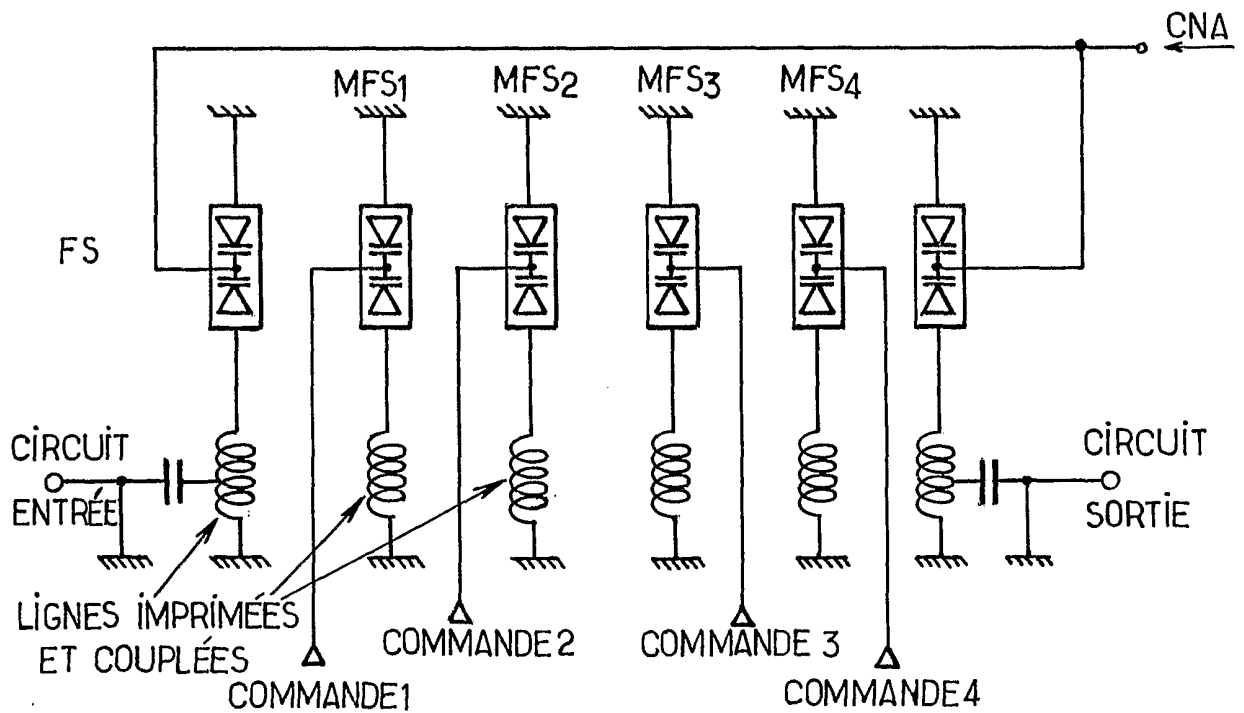
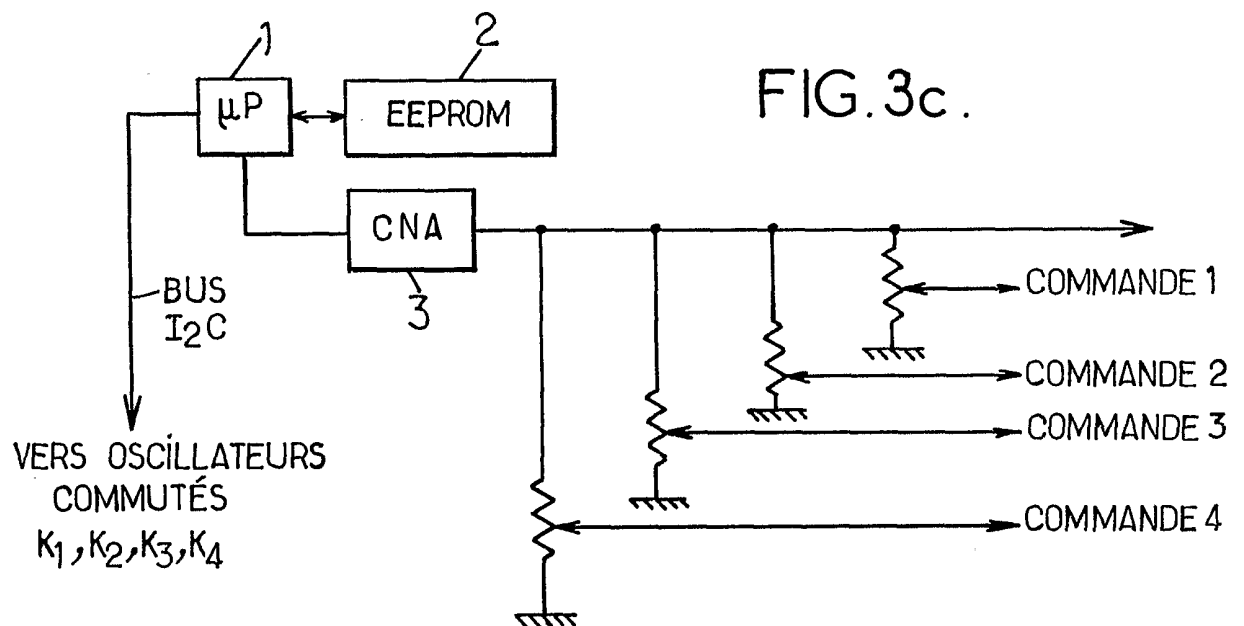
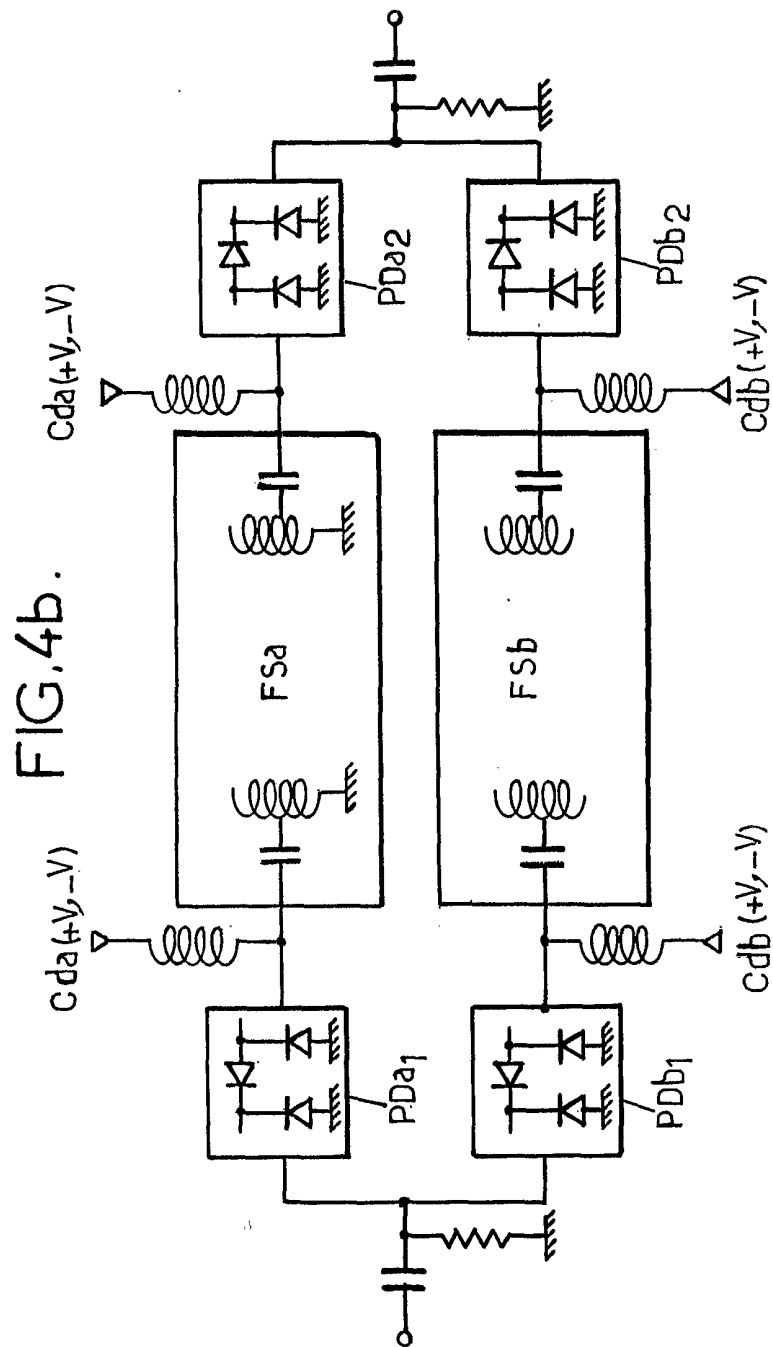


FIG. 4a.

6/6



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

tional Application No

.../FR 01/00728

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC 7 H03J1/00

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)

IPC 7 H03J H04B

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

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category °	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	EP 0 597 588 A (NIPPON TELEGRAPH AND TELEPHONE CORP.) 18 May 1994 (1994-05-18) column 3, line 29 - line 39 column 5, line 52 -column 8, line 43; figures 5,6	1-8
X	US 5 574 997 A (Y. HONG) 12 November 1996 (1996-11-12) column 3, line 1 - line 56; figure 1	1,3
A	GB 2 270 223 A (MOTOROLA) 2 March 1994 (1994-03-02) page 5, line 23 -page 7, line 32; figures 1,2	1-8
A	EP 0 369 465 A (FUJITSU LTD) 23 May 1990 (1990-05-23) column 7, line 8 -column 8, line 44	1-8



Further documents are listed in the continuation of box C.



Patent family members are listed in 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.

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

13 June 2001

Date of mailing of the international search report

29/06/2001

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Butler, N

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/FR 01/00728

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 597588	A	18-05-1994	JP 2848160 B	20-01-1999
			JP 6125282 A	06-05-1994
			JP 2848161 B	20-01-1999
			JP 6125283 A	06-05-1994
			CA 2107857 A,C	10-04-1994
			DE 69327569 D	17-02-2000
			DE 69327569 T	06-07-2000
			US 5479443 A	26-12-1995
US 5574997	A	12-11-1996	KR 129975 B	11-04-1998
			CN 1117242 A	21-02-1996
GB 2270223	A	02-03-1994	AT 167599 T	15-07-1998
			CN 1085365 A	13-04-1994
			DE 69319190 D	23-07-1998
			DE 69319190 T	10-12-1998
			DK 585693 T	06-04-1999
			EP 0585693 A	09-03-1994
			ES 2117684 T	16-08-1998
			JP 6188689 A	08-07-1994
			US 5475871 A	12-12-1995
EP 369465	A	23-05-1990	JP 2137552 A	25-05-1990
			CA 2003207 A,C	18-05-1990
			DE 68927287 D	07-11-1996
			US 5230098 A	20-07-1993

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

D de Internationale No
TUL/FR 01/00728

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE
CIB 7 H03J1/00

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)
CIB 7 H03J H04B

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 réalisable, termes de recherche utilisés)
EPO-Internal

C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie °	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
X	EP 0 597 588 A (NIPPON TELEGRAPH AND TELEPHONE CORP.) 18 mai 1994 (1994-05-18) colonne 3, ligne 29 - ligne 39 colonne 5, ligne 52 -colonne 8, ligne 43; figures 5,6 ---	1-8
X	US 5 574 997 A (Y. HONG) 12 novembre 1996 (1996-11-12) colonne 3, ligne 1 - ligne 56; figure 1 ---	1,3
A	GB 2 270 223 A (MOTOROLA) 2 mars 1994 (1994-03-02) page 5, ligne 23 -page 7, ligne 32; figures 1,2 ---	1-8
A	EP 0 369 465 A (FUJITSU LTD) 23 mai 1990 (1990-05-23) colonne 7, ligne 8 -colonne 8, ligne 44 -----	1-8

☐ 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

13 juin 2001

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

29/06/2001

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, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Fonctionnaire autorisé

Butler, N

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

ide Internationale No

PCI/FR 01/00728

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
EP 597588 A	18-05-1994	JP 2848160 B	20-01-1999
		JP 6125282 A	06-05-1994
		JP 2848161 B	20-01-1999
		JP 6125283 A	06-05-1994
		CA 2107857 A,C	10-04-1994
		DE 69327569 D	17-02-2000
		DE 69327569 T	06-07-2000
		US 5479443 A	26-12-1995
US 5574997 A	12-11-1996	KR 129975 B	11-04-1998
		CN 1117242 A	21-02-1996
GB 2270223 A	02-03-1994	AT 167599 T	15-07-1998
		CN 1085365 A	13-04-1994
		DE 69319190 D	23-07-1998
		DE 69319190 T	10-12-1998
		DK 585693 T	06-04-1999
		EP 0585693 A	09-03-1994
		ES 2117684 T	16-08-1998
		JP 6188689 A	08-07-1994
		US 5475871 A	12-12-1995
EP 369465 A	23-05-1990	JP 2137552 A	25-05-1990
		CA 2003207 A,C	18-05-1990
		DE 68927287 D	07-11-1996
		US 5230098 A	20-07-1993