



⑫ **FASCICULE DE BREVET EUROPEEN**

④⑤ Date de publication du fascicule du brevet :
20.07.94 Bulletin 94/29

⑤① Int. Cl.⁵ : **H04H 3/00**

②① Numéro de dépôt : **91400528.5**

②② Date de dépôt : **27.02.91**

⑤④ **Procédé de synchronisation d'émetteurs dans un réseau de diffusion radiophonique.**

③⑩ Priorité : **02.03.90 FR 9002629**

⑦③ Titulaire : **Etablissement Public Télédiffusion
de France**
10, rue d'Oradour-sur-Glane
F-75015 Paris (FR)

④③ Date de publication de la demande :
04.09.91 Bulletin 91/36

⑦② Inventeur : **Bourcet, Patrice**
5 Allée Charles Gounod
F-95680 Montignon (FR)
Inventeur : **Komly, Alain**
6/8 rue Copreaux
F-75015 Paris (FR)
Inventeur : **Seguin, Michel**
16 allée Gobert
F-78530 Buc (FR)

④⑤ Mention de la délivrance du brevet :
20.07.94 Bulletin 94/29

⑧④ Etats contractants désignés :
DE ES GB

⑦④ Mandataire : **Rodhain, Claude et al**
Cabinet Claude Rodhain
30, rue la Boétie
F-75008 Paris (FR)

⑤⑥ Documents cités :
EP-A- 0 040 731
GB-A- 2 001 230
US-A- 4 317 220
US-A- 4 608 699

EP 0 445 027 B1

Il est rappelé que : Dans un délai de neuf mois à compter de la date de publication de la mention de la délivrance du brevet européen toute personne peut faire opposition au brevet européen délivré, auprès de l'Office européen des brevets. L'opposition doit être formée par écrit et motivée. Elle n'est réputée formée qu'après paiement de la taxe d'opposition (Art. 99(1) Convention sur le brevet européen).

Description

Le domaine de l'invention est celui des procédés de synchronisation des émetteurs d'un réseau de diffusion, notamment de radiodiffusion, en modulation de fréquence. La synchronisation de deux émetteurs permet notamment de garantir l'identité des signaux délivrés par chaque émetteur à un niveau et à un retard constants prêts.

Plus particulièrement, l'invention concerne un procédé de synchronisation d'une pluralité d'émetteurs dans un réseau de diffusion comprenant un site de production d'un programme relié par des liaisons de transmission auxdits émetteurs éloignés du site de production, le site de production transmettant à chaque émetteur un signal source bande de base correspondant au programme et chaque émetteur diffusant un signal final en modulation de fréquence issu d'une pluralité d'étapes de traitement du signal source.

Dans un réseau d'émetteurs en modulation de fréquence de la même porteuse sinusoïdale, affecté à la diffusion d'un même programme radiophonique par exemple, on rencontre des problèmes de brouillage mutuel des différents émetteurs, notamment dans les zones de recouvrement d'émission présentant des niveaux de champ peu différents qui constituent des zones critiques du fait que la réception finale du programme par les auditeurs est de très mauvaise qualité. Ce problème est essentiellement dû au fait que les émetteurs, suivant leur éloignement par rapport au site de production, ne reçoivent pas le même signal source à un instant donné compte tenu de la nature analogique du signal transmis et du temps de propagation nécessaire à sa transmission du site de production vers chaque site émetteur, et par conséquent n'émettent pas le même signal final à un instant donné. Ce problème est en outre amplifié du fait que les zones critiques suivant leur éloignement par rapport à des émetteurs adjacents, ne reçoivent pas les mêmes signaux aux mêmes instants compte tenu du temps de propagation nécessaire pour la diffusion du signal à émettre depuis un émetteur jusqu'à la zone critique. Une solution à ce problème consiste à utiliser au niveau de chaque émetteur des fréquences différentes d'émission pour assurer la couverture des zones critiques. Cependant, cette solution implique une forte consommation de fréquences et l'obligation, pour un auditeur en déplacement, de réaccorder périodiquement son récepteur sur la fréquence de l'émetteur le mieux reçu pour suivre le même programme.

On connaît aussi un réseau de radiodiffusion expérimental développé par la "RAI" en Italie comportant un réseau d'émetteurs synchrones. Le site de production est relié à chaque émetteur par une fibre optique monomode pour transmettre un signal modulé à la fréquence finale d'émission, le signal modulé

étant issu d'un codeur modulateur unique disposé au niveau du site de production. Les émetteurs recevant le même signal modulé, l'amplifient pour sa diffusion. De cette façon, les signaux délivrés par les émetteurs sont synchrones, chacun d'eux recevant en entrée, le même signal avec un retard de transmission qui compense sensiblement le retard de diffusion à condition que le sens privilégié de diffusion soit identique au sens de la transmission. Cependant, cette solution présente de nombreux inconvénients :

- elle est incompatible avec la structure des réseaux de radiodiffusion actuelle,
- elle exige le recours à une fibre optique monomode, ce qui constitue une infrastructure lourde et coûteuse à mettre en place,
- elle n'utilise qu'une part négligeable de la capacité de transmission du support de transmission.
- elle impose un sens de diffusion identique au sens de transmission.

L'objectif de l'invention est de palier aux différents inconvénients de l'état de la technique et notamment de réaliser un réseau d'émetteurs en modulation de fréquence synchrones qui respecte la structure habituelle d'un réseau de diffusion, qui permet un réglage simple et précis de la mise en phase des signaux synchrones aux points critiques des zones desservies, qui utilise des équipements compatibles avec les matériels actuels autorisant indifféremment l'équipement et le fonctionnement du réseau de diffusion en mode synchrone ou non synchrone, et dans lequel les émetteurs diffusent simultanément un signal final sur la même fréquence porteuse.

L'invention concerne à cet effet un procédé de synchronisation d'une pluralité d'émetteurs dans un réseau de diffusion, notamment un réseau de diffusion radiophonique, tel que décrit ci-dessus caractérisé en ce que :

- on convertit le signal source sous forme numérique par échantillonnage à une fréquence d'échantillonnage prédéterminée pour transmettre un signal source numérisé auxdits émetteurs,
- lesdites étapes de traitement du signal source numérisé sont synchronisées sur ladite fréquence d'échantillonnage et
- dans une des étapes de traitement du signal source numérisé, on applique un retard prédéterminé dans la diffusion du signal final.

Grâce au fait que le signal est transmis sous forme numérique, on garantit l'identité des signaux reçus par les émetteurs à un retard de transmission près. Grâce au fait que l'on applique un retard prédéterminé dans la diffusion du signal final au niveau de chaque émetteur, on peut mettre en phase les signaux émis au niveau des zones critiques.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront plus clairement à la lecture de la

description qui va suivre et des dessins annexés dans lesquels :

- la figure 1 représente de façon schématique un réseau de radiodiffusion comprenant un site de production et une pluralité d'émetteurs,
- la figure 2 représente de façon schématique, sous forme de blocs fonctionnels, les éléments constitutifs du site de production,
- la figure 3 représente de façon schématique, sous forme de blocs fonctionnels, les éléments constitutifs d'une liaison de transmission numérique entre le site de production et un émetteur,
- la figure 4 représente de façon schématique, sous forme de blocs fonctionnels, les éléments constitutifs d'un émetteur comportant un codeur modulateur selon l'invention,
- la figure 5 représente de façon schématique, sous forme de blocs fonctionnels, les détails de la partie numérique du codeur modulateur représenté en figure 4,
- la figure 6 représente de façon schématique, sous forme de blocs fonctionnels, les détails de la partie analogique du codeur modulateur représenté en figure 4,
- la figure 7 est un chronogramme schématique du rythme des calculs effectués dans les différentes étapes de traitement numérique effectuées dans la partie numérique du codeur-modulateur selon l'invention,
- la figure 8 représente un diagramme des temps de propagation d'un signal depuis le site de production jusqu'aux zones critiques.

Comme visible en figure 1, la structure d'un réseau de diffusion traditionnel, par exemple un réseau de radiodiffusion, comprend essentiellement un site de production 10 relié par un réseau de transmission 20 à une pluralité d'émetteurs 30 éloignés du site de production, dont quatre émetteurs ont été représentés sur cette figure. Le réseau de transmission 20 établit les liaisons nécessaires à la distribution d'un signal source bande de base à émettre correspondant à un programme, depuis le site de production 10 de ce signal vers chaque site d'émission 30 d'un signal final destiné à des auditeurs. Chaque émetteur 30 couvre une zone d'émission respective non représentée définie par le diagramme de directivité de son antenne associée. Les zones d'émission se recouvrent partiellement en des zones critiques 35 où les champs présentent des niveaux moyens très peu différents.

En se référant maintenant à la figure 2, le site de production 10 comporte principalement un convertisseur analogique numérique 15 pour numériser le signal source bande de base disponible par exemple sous forme analogique sur un support d'enregistrement 11 et correspondant au programme à émettre. La numérisation du signal source bande de base se

fait par échantillonnage à une fréquence d'échantillonnage F_e déterminée, par exemple à une fréquence d'échantillonnage de 32 kHz. Comme cela apparaît sur la figure 2, le signal source bande de base est un signal stéréophonique constitué d'une voix gauche et d'une voix droite, la conversion analogique numérique 15 délivrant deux séries de valeurs binaires, respectivement voix gauche et voix droite, chaque série comportant F_e valeurs de 16 éléments binaires par seconde. Les séries numériques obtenues en sortie de la conversion analogique numérique 15 sont mises en trames en alternant la voix gauche et la voix droite par exemple conformément à la norme "UER/AES". L'étape de mise en trame 17 réalisée après l'étape de conversion analogique numérique 15 du signal bande de base permet de constituer un signal série numérique à émettre SNE conforme à la norme "UER/AES". On prévoit pour le cas d'un signal source stéréophonique d'inclure dans le signal SNE un signal de synchronisation sous-porteuse SSP. Par ailleurs, le signal SNE inclut aussi des signaux ou données de service 12 propres au réseau de transmission, ceci étant rendu possible grâce au format de la trame. Le signal SSP constitue un top de synchronisation à la cadence de 1 kHz, transmis au moyen de l'élément binaire "utilisateur" prévu dans le format de la norme "UER/AES". Ce signal SSP est engendré par un générateur de signal de synchronisation sous-porteuse 16. Comme visible sur la figure 2, le convertisseur analogique-numérique 15, le dispositif de mise en trame 17 et le générateur de signal de synchronisation 16 sont rythmés à la même fréquence et en synchronisme par une horloge 18 engendrant un signal de fréquence F_e , appelé ci-après fréquence d'échantillonnage F_e .

Le réseau de radiodiffusion se construit à l'aide de liaisons de transmission numérique 20 comme représenté en figure 3. Ces liaisons de transmission numérique ont pour but d'acheminer le signal SNE depuis le site de production 10 vers chacun des émetteurs 30 et de garantir la réception d'un même signal numérique. A cet effet, on peut utiliser tout type de support de transmission numérique connu, à savoir une fibre optique, un câble électrique, le faisceau Hertzien ou la liaison satellite. Dans le cas de l'utilisation du faisceau Hertzien, il suffit d'utiliser une mise en trame, dans le contexte d'une transmission connue de l'homme de l'art, du signal série numérique SNE en tête du réseau de transmission pour attaquer directement un tel faisceau via un émetteur 22 et une antenne 23. Le signal diffusé est reçu du côté réception de la liaison de transmission numérique par une antenne 24 couplée à un récepteur 25. Dans le cas où le site de production 10 est relié à chaque site d'émission 30 via une liaison de transmission numérique 20, on obtient un réseau en étoile tel que représenté en figure 1. Dans le cas où le signal à émettre est transmis par bonds successifs du site de produc-

tion 10 vers le premier site d'émission puis de ce site vers le deuxième site d'émission, et ainsi de suite, on obtient un réseau en ligne. Dans le cas d'une transmission en ligne, on prévoit un régénérateur 27 relié à un réémetteur 28 associé une antenne 29 de manière à pouvoir effectuer autant de bonds successifs que nécessaires sans dégradation du signal à émettre. En pratique, un réseau de radiodiffusion peut présenter un mélange des deux configurations citées précédemment, mais, dans tous les cas de figure, le réseau de radiodiffusion selon l'invention ne comporte qu'un seul site de production 10 ou est numérisé une seule fois le signal source bande de base.

Les appareils utilisés pour établir la liaison de transmission numérique 20 sont répartis entre le site de production 10 et les sites émetteurs 30. Comme visible en figure 3, un émetteur 30 peut recevoir l'appareillage 27, 28, 29 nécessaire pour la réémission du signal SNE dans le cas d'une transmission en ligne.

En se reportant maintenant à la figure 4, outre les appareils destinés aux opérations citées ci-dessus, chaque émetteur 30 comprend selon l'invention un codeur modulateur synchronisable 40, recevant en entrée le signal SNE. Le codeur modulateur synchronisable 40 délivre à la suite d'une pluralité d'étapes de traitement du signal SNE, un signal analogique final en modulation de fréquence, à une fréquence finale d'émission identique pour chaque émetteur et située par exemple entre 88 et 108 MHz. Le signal analogique final est amplifié enfin par un amplificateur de puissance 50 délivrant la puissance nécessaire à une antenne d'émission 60 conformément aux spécifications du site d'émission considéré. On comprendra que la synchronisation ne s'applique que dans le cas ou plusieurs émetteurs fonctionnent simultanément sur une même fréquence d'émission.

Après transmission par le site de production 10 du signal source bande de base numérisé SNE, chaque émetteur 30 reçoit nominalelement le même signal SNE. La différence de temps de transmission d'un site émetteur à l'autre est susceptible d'affecter la réception du signal SNE par chaque émetteur d'un retard différent. Cependant, à un retard près, les signaux SNE reçus par les émetteurs 30 sont identiques du fait de la transmission numérique. Par ailleurs, dans le cas d'un signal source bande de base stéréophonique, la phase du signal de synchronisation sous-porteuse SSP introduit dans le signal SNE, est identique d'un site d'émission à l'autre lors de la réception du signal SNE.

Nous nous intéresserons par la suite uniquement à un signal source bande de base stéréophonique.

Le signal SNE reçu par l'émetteur 30 est transmis au codeur modulateur synchronisable 40. La synchronisation du codeur-modulateur 40 consiste à pouvoir programmer un "retard d'émission" du signal final, ce "retard d'émission" compensant le "retard de récep-

tion" du signal SNE au niveau de chaque site émetteur 30 et le "retard de réception" du signal émis au niveau de la zone critique. Le codeur modulateur 40 comprend une partie numérique 40A où sont réalisées des étapes de traitement numérique sur le signal SNE pour fournir un signal d'asservissement et un signal modulation de fréquence analogique d'une porteuse de fréquence intermédiaire F_i par exemple de 10,7 MHz, et une partie analogique 40B recevant ledit signal modulation de fréquence analogique et ledit signal d'asservissement où sont réalisées des étapes de traitement analogique sur ledit signal analogique pour fournir le signal analogique final à diffuser en modulation de fréquence sur la porteuse finale accordée sur la fréquence finale.

La figure 5 représente de façon schématique les différentes étapes de traitement numérique tandis que la figure 6 représente de façon schématique les différentes étapes de traitement analogique.

En se reportant à la figure 5, le signal numérique SNE sous forme d'une transmission série d'éléments binaires est reçu par un récepteur de trame 400 conforme à la norme "UER/AES". Le récepteur de trame 400 sépare chaque voix droite et gauche, dans le signal SNE, pour délivrer en parallèle deux séries de valeurs numériques VDN, VGN correspondant respectivement à la voix droite et à la voix gauche, chaque valeur étant codée sur 16 bits. Le récepteur de trame 400 délivre aussi le signal de synchronisation sous-porteuse SSP. Un signal de cadencement représentatif de la fréquence d'échantillonnage F_e est récupéré à la réception du signal SNE par le récepteur de trame, par comptage et détection des éléments binaires reçus. Le signal SSP constitue comme cela a déjà été mentionné ci-dessus à un top de synchronisation à la cadence de 1 kHz.

Le récepteur de trame 400 étant prévu pour fonctionner à une fréquence F_e dont la valeur nominale est fixée à 32 kHz par exemple, on utilise une boucle à verrouillage de phase commandée par le signal de cadencement pour fournir au récepteur de trame un signal de cadencement représentant la fréquence d'échantillonnage F_e lissée présentant une stabilité à court terme plus grande que la fréquence récupérée F_e et pour synchroniser l'ensemble des traitements sur cette fréquence lissée F_e . La boucle à verrouillage de phase est constituée d'un comparateur de phase 431 recevant à une première entrée le signal de cadencement, un filtre de boucle 432 relié en entrée à la sortie du comparateur de phase et destiné à assurer la stabilité de la boucle, un oscillateur compensé en température 433 oscillant à une fréquence de référence de 40,96 MHz et relié en entrée à la sortie du filtre de boucle et un diviseur de la fréquence de référence 440 relié en entrée à la sortie de l'oscillateur compensé en température. Le diviseur 440 est relié au récepteur de trame 400 ainsi qu'à une seconde entrée du comparateur de phase 431, la fré-

quence lissée Fe délivrée par le diviseur 440 correspondant à la division par 1280 de la fréquence de référence fournie par l'oscillateur commandé. La fréquence lissée Fe a donc une valeur nominale de 32 kHz correspondant à la valeur nominale de la fréquence d'échantillonnage Fe du signal bande de base.

Les séries numériques VGN, VDN issues du récepteur de trame 400 doivent être représentés selon l'invention sous la forme d'un multiplex numérique stéréo autorisant la conversion tension/fréquence. Par ailleurs, les séries numériques VGN, VDN issus du récepteur de trame 400 représentent des signaux numérisés à la fréquence Fe de 32 kHz. Échantillonnés dans le temps, ces signaux sont du type périodique en fréquence et occupent par conséquent tout le spectre des fréquences sous forme de répliques autour des multiples de la fréquence d'échantillonnage Fe (64 kHz, 96 kHz, 128 kHz, etc...). Pour libérer de la place dans le spectre des fréquences, afin de constituer le multiplex numérique stéréo, on réalise sur les séries numériques VGN, VDN, une série d'étapes de suréchantillonnage 401, 403. Chaque étape de suréchantillonnage permet de rejeter les répliques indésirables hors de la partie utile du spectre des fréquences réservées à la constitution du multiplex.

Le suréchantillonnage des séries numériques VGN, VDN consiste à reconstruire les échantillons manquants entre les échantillons connus pour chacune des voix droite et gauche. Pour réaliser le suréchantillonnage, on utilise un filtre passe bas transversal (FIR) dont la fréquence de coupure est la limite de spectre de fréquence utile. Cette opération se fait sans gain en précision puisque la description originale du signal bande de base est suffisante pour qu'un convertisseur numérique/analogique puisse reconstruire parfaitement ce signal. On notera toutefois que pour une puissance de calcul constante, il est nécessaire de faire un compromis entre la qualité du suréchantillonnage effectué, c'est à dire le nombre de coefficients du filtre transversal utilisé, et le facteur de suréchantillonnage. Une solution consiste à considérer que le filtre transversal de suréchantillonnage travaille à la fréquence qu'il doit restituer en sortie. Dans ce cas, les échantillons manquants à l'entrée du filtre sont supposés nuls. Ainsi, chaque échantillon en sortie du filtre est calculé par convolution des échantillons d'entrée non nuls avec 1/n des coefficients du filtre transversal, n étant le facteur multiplicatif de suréchantillonnage. Les coefficients des filtres transversaux utilisés ont été calculés à l'aide d'un ordinateur suivant l'algorithme de REMETZ publié dans "la Collection Technique et Scientifique de Télécommunications - Traitement numérique du signal" de Mr. BELLANGER - 3ème édition MASSON.

Une première étape de suréchantillonnage 401 est déclenchée dès la réception d'un signal d'interruption IRQA correspondant au signal de cadence

des échantillons du signal source SNE, délivré par le récepteur de trame 400. L'étape de suréchantillonnage 401 permet de calculer à partir des deux séries numériques initiales VGN, VDN, deux nouvelles séries numériques représentant toujours les voix droite et gauche mais possédant P₁ Fe échantillons par seconde. Ce premier traitement est effectué par un circuit à microprocesseur spécialisé en traitement du signal du type XSP 56001 de chez Motorola et programmé pour effectuer un suréchantillonnage par 2. On applique aussi une préaccentuation 402 normalisée de 50 microsecondes sur les séries numériques issus de la première étape de suréchantillonnage 401. Ces deux étapes 401, 402 de traitement sont réalisées par un programme réalisant les fonctions suivantes qui sont connues de l'homme de l'art :

- suréchantillonnage par deux du flot stéréo arrivant à la cadence de 32 kHz par filtrage transversal à 176 coefficients.
- désaccentuation "J 17" et préaccentuation 50 microsecondes par filtrage récursif du premier ordre à 64 kHz et

Après l'étape 402, on réalise une seconde étape de suréchantillonnage 403 par un facteur P₂ sur chacune des deux séries numériques comme représenté sur la figure 5. Ce traitement 403 est effectué par un second circuit à microprocesseur spécialisé en traitement du signal identique au précédent et programmé pour effectuer un suréchantillonnage par un facteur P₂ égal cette fois à 4.

À la fin de la seconde étape de suréchantillonnage 403 on obtient deux séries numériques VGN', VDN' correspondant aux voix gauche et droite respectives et possédant chacune P₁ P₂ Fe valeurs par seconde. On constitue à la suite de la seconde étape de suréchantillonnage un multiplex numérique stéréo 404 consistant à effectuer l'opération :

$$(VGN' + VDN')/2 + \{(VGN' - VDN')/2\} \times P + Q$$

où P représente une fréquence porteuse à 38 kHz et Q une fréquence pilote à 19 kHz. Cette opération est effectuée sur chaque échantillon des séries VGN', VDN' à la cadence de P₁ x P₂ x Fe, soit 256 kHz.

La synchronisation entre ces différentes étapes de traitement est réalisée par le fait que dans chaque étape on effectue le calcul correspondant en un temps inférieur au temps alloué pour faire ce calcul, de manière à ce qu'au niveau de la dernière étape on puisse disposer en permanence du bon nombre d'échantillons à délivrer par unité de temps.

Parallèlement à la synchronisation du flot de données numériques dans les différentes étapes mentionnées ci-dessus et afin d'assurer une parfaite identité de déviation due aux fréquences pilote et sous porteuse, il est nécessaire de synchroniser les signaux sous-porteuse P (38 kHz) et pilote Q (19 kHz). Ces signaux sous-porteuse et pilote P, Q

n'étant pas transmis dans le signal SNE, une solution consiste à les synthétiser au niveau de l'émetteur 30. La création des signaux sous-porteuse et pilote P, Q est obtenue par synthèse numérique directe. La synthèse numérique directe des signaux P, Q consiste à utiliser une mémoire du type mémoire PROM, contenant par exemple 256 valeurs résultant d'un échantillonnage à pas constant d'une sinusoïde. Par lecture d'une adresse sur 19 ou d'une adresse sur 38 de la mémoire PROM, on synthétise une fréquence de 19 kHz ou de 38 kHz comme cela est connu de l'homme de l'art. Le signal SSP dont la récurrence de 1 kHz permet de contrôler périodiquement, à chaque passage complet de la PROM, pour les deux incréments de lecture, que la synthèse numérique commence à la même adresse de la mémoire PROM et au même instant pour chaque émetteur. Par exemple, toutes les milliseconde, sur réception de signal SSP, on impose l'adresse zéro de la mémoire PROM comme référence de synthèse.

Le second circuit à microprocesseur est programmé pour synthétiser les signaux sous-porteuse P et pilote Q grâce à sa mémoire PROM interne.

De cette manière, le multiplex numérique obtenu à la sortie de l'étape de multiplexage 404 est identique d'un site émetteur 30 à l'autre.

L'insertion d'un programme ou de signaux supplémentaires dans le multiplex peut être effectué de la même manière par synthèse 412 d'une sous-porteuse additionnelle. Cependant, l'addition d'une sous-porteuse supplémentaire devra être prévue dans l'ensemble du traitement numérique synchrone du fait de la spécificité de chaque programme chargé dans les différents circuits à microprocesseur. Les étapes 403, 404 sont effectuées par un programme réalisant les fonctions suivantes qui sont connues de l'homme de l'art :

- suréchantillonnage par quatre du flot stéréo multiplexé par filtrage transversal 44 coefficients,
- création de sous-porteuses nécessaires à la fabrication des multiplex 19 kHz, 38 kHz par synthèse numérique directe, et
- contrôle de la phase obtenue des sous-porteuses par synchronisation de la synthèse numérique sur le signal pilote externe SSP et constitution du multiplex dit "bande de base".

On effectue sur le multiplex numérique un suréchantillonnage numérique 405 pour obtenir le multiplex sous la forme d'une série d'échantillons augmentée comportant F_h échantillons/seconde, $F_h = Q \times P_1 \times P_2 \times F_e$. L'étape de suréchantillonnage 405 est effectuée par un troisième circuit à microprocesseur spécialisé en traitement du signal identique au premier circuit à microprocesseur et programmé pour effectuer un suréchantillonnage par un facteur $Q = 8$ sur le multiplex numérique. Ce dernier suréchantillonnage permet d'éliminer les répliques spectrales

autour des fréquences multiples de $P_1 \times P_2 \times F_e$. L'ensemble des opérations mentionnées ci-dessus correspond à un suréchantillonnage global de 64 fois la fréquence d'échantillonnage F_e , soit une fréquence finale F_h de 2,048 MHz. Cette étape de suréchantillonnage 405 est effectuée par un programme réalisant les fonctions suivantes :

- suréchantillonnage par quatre du flot stéréo entrant par filtrage transversal 20 coefficients,
- création d'un échantillon intermédiaire entre chaque valeur issue du suréchantillonnage précédent par interpolation linéaire.

Le multiplex obtenu en sortie de ces étapes de traitement se présente sous la forme d'une série de mots de seize bits délivrés à la cadence F_h .

La figure 7 représente sous forme d'un chronogramme les rythmes de calculs dans les différentes étapes de traitements. Comme représenté sur cette figure, le signal horloge échantillon ou signal d'interruption donne 32000 tops de synchronisation toutes les secondes, ce signal correspondant à la fréquence d'échantillonnage F_e . A chaque top de synchronisation, deux échantillons voix droite, voix gauche, représentés par la référence $n(g+d)$ sont pris en charge dans l'étape 401 de suréchantillonnage par deux. A la sortie de cette étape 401, deux échantillons voix droite, et deux échantillons voix gauche sont fabriqués correspondant aux références ng_1, ng_2, nd_1, nd_2 . Les échantillons ng_1 et nd_1 sont exploités ensuite dans la seconde étape de suréchantillonnage 403 et dans l'étape de constitution du multiplex 404 pour fournir les échantillons du multiplex représenté par la référence $ng_1 + nd_1$ d'indice 1, 2, 3, 4 correspondant aux quatre périodes de la transmission série du suréchantillonnage par quatre. Chaque échantillon $ng_1 + nd_1$ d'indice i de 1 à 4 est exploité dans l'étape du suréchantillonnage par huit 405 pour délivrer huit échantillons correspondants représentés par les blocs 8, 16, 24, 32. Les échantillons représentés par les blocs 40, 48, 56, 64 sont calculés de la même façon par suréchantillonnage par trente deux à partir des échantillons ng_2 et nd_2 .

Pour mettre en phase les signaux finaux émis par les émetteurs au niveau des zones critiques 35 où le rapport de protection entre des émetteurs voisins est proche de 0 dB, on prévoit de retarder d'une valeur de temps prédéterminée la diffusion du signal final pour chaque émetteur 30 comme décrit ci-après. En se reportant à la figure 8, on a représenté un diagramme des temps de propagation d'un signal source depuis le site de production jusqu'aux zones critiques. On considère dans l'exemple que le site de production est placé au niveau de l'émetteur 30₂ et le réseau de diffusion est constitué des trois émetteurs 30₁, 30₂, 30₃ de la figure 1. Cette configuration est donnée à titre d'exemple non limitatif.

Sur la figure 8 :

t_0 représente la référence de temps au moment de la production du signal source.

t_1 représente l'instant d'arrivée par rapport à l'instant t_0 des signaux au niveau de la zone 35₂.

t_2 représente l'instant d'arrivée par rapport à l'instant t_0 des signaux au niveau de la zone 35₁.

T_{11} représente le temps de propagation nécessaire pour la transmission du signal source depuis le site de production 10 (site émetteur 30₂) jusqu'au site émetteur 30₁.

T_{13} représente le temps de propagation nécessaire pour la transmission du signal source depuis le site de production 10 jusqu'au site émetteur 30₃.

On considère que le temps de propagation nécessaire pour la transmission du signal source depuis le site de production 10 vers le site émetteur 30₂ est négligeable par construction du réseau. Ces temps de propagation sont calculés à partir de la détermination des positions géographiques relatives des sites d'émission par rapport au site de production et en fonction de la vitesse de transmission du signal dans le support de transmission 20. Dans le cas d'un support de transmission tel que le faisceau Hertzien, le temps de transmission est sensiblement de 10/3 de microsecondes/kilomètre.

Toujours sur la figure 8 :

T_{d1} représente le temps de propagation nécessaire pour la diffusion du signal final en modulation de fréquence depuis le site émetteur 30₁ jusqu'à la zone critique 35₁.

T'_{d2} représente le temps de propagation nécessaire pour la diffusion du signal final modulation de fréquence depuis le site émetteur 30₂ jusqu'à la zone critique 35₁.

T_{d2} représente le temps de propagation nécessaire pour la diffusion du signal final modulation de fréquence depuis le site émetteur 30₂ jusqu'à la zone critique 35₂.

T_{d3} représente le temps de propagation nécessaire pour la diffusion du signal modulation de fréquence depuis le site émetteur 30₃ jusqu'à la zone critique 35₂.

Ces temps de propagation sont calculés expérimentalement à partir d'une recherche du lieu géographique correspondant à la zone critique où le brouillage mutuel de deux émetteurs est maximum quand le réseau n'est pas configuré en mode synchronisé. On peut aussi localiser chaque zone critique en fonction de la puissance de l'émetteur considéré, de la topographie du terrain et des diagrammes des antennes émettrices.

De façon préférentielle, on applique des retards spécifiques pour la diffusion du signal modulation de fréquence au niveau de chaque émetteur relié au site de production 10. L'application de ces retards spécifiques est réalisée de la façon suivante. On applique à un premier émetteur par exemple l'émetteur 30₃, un retard de diffusion correspondant à un retard de gar-

de R3 de manière que, tel que représenté en figure 8 en correspondance avec l'émetteur 30₃, le temps de propagation du signal source depuis le site de production 10 via l'émetteur 30₃ jusqu'à la zone critique 35₂ est égal à $T_{13} + R3 + T_{d3}$.

Selon l'invention, sensiblement au centre de la zone critique 35₂, les signaux émis par les émetteurs 30₂ et 30₃ doivent être en phase. La mise en phase de ces deux signaux s'obtient en introduisant un retard de diffusion R2 au niveau de l'émetteur 30₂ de manière que le temps de propagation du signal source depuis le site de production 10 via l'émetteur 30₂ jusqu'à la zone critique 35₂, c'est à dire $R2 + T_{d2}$ soit égal au temps de propagation du signal source depuis le site de production 10 via l'émetteur 30₃ jusqu'à la zone critique 35₂, c'est à dire $T_{13} + R3 + T_{d3} = t_1$ comme représenté en correspondance avec l'émetteur 30₂ sur la figure 8.

De même, les signaux émis par les émetteurs 30₁, 30₂ sont en phase sensiblement au centre de la zone critique 35₁. Si R1 est le retard à appliquer à la diffusion du signal au niveau de l'émetteur 30₁ on a la relation :

$$R2 + T'_{d2} = T_{11} + R1 + T_{d1} = t_2$$

De cette manière on détermine facilement les retards à appliquer à la diffusion du signal modulé en fréquence au niveau de chaque émetteur pour garantir la mise en phase des signaux émis sensiblement au centre des zones critiques considérées.

Un synchroniseur 420 recevant la série de mots binaires constituant le multiplex, les mémorise temporairement et les restitue dans leur ordre d'arrivée, à la fréquence Fh. La mémorisation temporaire de mots binaires dans le synchroniseur 420 revient à retarder au niveau d'un site émetteur 30 l'émission du signal final qui sera constitué à partir de cette série de mots binaires. Le synchroniseur 420 peut par exemple consister en une mémoire à double accès en lecture et écriture, le décalage temporel entre l'écriture d'une donnée en mémoire et sa lecture correspondant à un retard dont la précision est de 1/Fh. En fonction de la taille de la mémoire à double accès, il est facile de programmer un retard 430 pouvant aller jusqu'à une milliseconde par exemple si la taille de la mémoire à double accès utilisée permet la mémorisation de 2048 mots de 16 éléments binaires.

Comme visible sur la figure 5, le synchroniseur 420 est commandé en sortie à la fréquence Fh engendré par la boucle à verrouillage de phase 431, 432, 433, 440. Cette fréquence correspond à la fréquence globale d'arrivée des mots binaires issus du suréchantillonnage 405.

Le multiplex numérique retardé dans l'étape 420 est transmis à la fréquence Fh a un modulateur numérique 421. Le modulateur numérique 421 est un synthétiseur utilisant une mémoire du type mémoire morte contenant N (65536) valeurs numériques correspondant aux échantillons d'une période

complète d'une sinusoïde, chaque valeur étant codée sur 16 éléments binaires.

La fréquence porteuse F_p engendrée par le synthétiseur de fréquences est directement dépendante de l'incrément d'adresse N_0 avec lequel la mémoire est lue. Selon l'invention, chaque valeur de la série de valeurs constituant le multiplex à la sortie du synchroniseur 420 est ajouté modulo N à l'incrément N_0 pour constituer un nouvel incrément. La valeur du nouvel incrément est ajoutée ensuite modulo N à l'adresse courante de la mémoire. De cette manière, on détermine la suite des adresses de la mémoire pour lire les valeurs numériques. Un facteur d'échelle de la conversion tension-fréquence est obtenu en reliant par exemple treize éléments binaires de poids fort de chaque mot binaire de la série de mots binaires constituant le multiplex aux treize éléments binaires de poids faible du mot d'adresse de lecture de la mémoire contenant les échantillons de la sinusoïde.

L'incrément de fréquence du synthétiseur étant déterminé par le rapport F_h/N , soit 31,25 Hz, il en résulte une déviation maximale de la fréquence porteuse F_p , avant écrêtage de 256 kHz ($31,25 \times 2^{13}$), soit encore 128 kHz de déviation de part et d'autre de cette fréquence porteuse. On obtient ainsi une marge de 4,6 dB environ par rapport à la déviation maximale normalisée de ± 75 kHz.

Grâce au fait que l'on réalise une modulation numérique du signal source numérisé, on garantit la même modulation de fréquence et la même fréquence porteuse au niveau de chaque site émetteur.

Le signal numérique représentant la fréquence porteuse F_p modulée en sortie du modulateur numérique 421 est ensuite multiplié avec une fréquence F_t pour obtenir une transposition en fréquence de la modulation.

Si on tient compte du gain de modulation apporté par la modulation de fréquence, la précision de quantification sur seize éléments binaires de chaque mot binaire issu du modulateur numérique 421 n'est plus utile et en conséquence la multiplication avec la fréquence F_t est limitée aux douze éléments binaires de poids fort de chacun de ces mots. A titre d'exemple, les valeurs choisies pour les fréquences F_p et F_t sont respectivement de 460 kHz et 10,24 MHz.

En sortie de la transposition numérique 422, les mots de douze éléments binaires résultant de la multiplication sont délivrés à la fréquence F_t et convertis à une fréquence double par un convertisseur numérique analogique 423 adapté pour convertir des mots de douze éléments binaires.

On choisit par exemple une fréquence de conversion exactement égale au double de la fréquence à convertir pour permettre un échange mutuel par repliement autour de la fréquence F_t des fréquences $\{F_t + F_p\}$ et $\{F_t - F_p\}$ qui résultent de la multiplication. Chacune des fréquences $\{F_t + F_p\}$ et $\{F_t - F_p\}$ étant respectivement supérieure et inférieure d'une même

valeur par rapport à la fréquence F_t , qui est la demi-fréquence d'échantillonnage pour le convertisseur numérique analogique 423, elles prennent respectivement chacune la position de l'autre, ce qui permet d'obtenir une conversion numérique analogique correcte, malgré une fréquence d'échantillonnage $2F_t$ inférieure au double de la fréquence $F_t + F_p$, c'est à dire la fréquence intermédiaire f_i de 10,7 MHz.

Comme visible sur la figure 5, les fréquences F_h , F_t et $2F_t$ sont obtenues en sortie du diviseur 440 de la boucle à verrouillage de phase synchronisée sur la fréquence F_e . Ainsi, toutes ces fréquences sont synchrones entre elles et avec F_e .

On obtient par ailleurs un signal d'asservissement selon le même principe par division au niveau de boucle de verrouillage de phase sur F_e , ce signal d'asservissement étant destiné à synchroniser la transposition analogique à la fréquence finale du signal à émettre.

Les fréquences $2F_t$, F_t , F_h , fréquence du signal d'asservissement et fréquence F_e lissée sont obtenues en divisant la fréquence de référence respectivement par 2, 4, 20, 1024 et 1280 ; d'où

$$2F_t = 20480 \text{ kHz,}$$

$$F_t = 10240 \text{ kHz,}$$

$$F_h = 2048 \text{ kHz,}$$

Fréquence du signal d'asservissement = 40 kHz,

$$F_e = 32 \text{ kHz.}$$

En se reportant maintenant à la figure 6, le signal analogique à la fréquence intermédiaire et le signal d'asservissement sont transmis à la partie analogique 40B du codeur modulateur synchronisable selon l'invention. Le signal analogique issu de la conversion numérique analogique est filtré 450 par un filtre passe bande centré sur la fréquence de 10,7 MHz de manière à éliminer toutes les fréquences images inutiles. Après programmation de la fréquence finale 453 de l'émetteur, on effectue la transposition 451 à la fréquence porteuse finale f de manière analogique classique. De façon à conserver le synchronisme par rapport à la fréquence lissée F_e , on met en oeuvre une boucle à verrouillage de phase 455, 456, 457, 458, asservissant un oscillateur commandé 457 qui est utilisé comme référence pour obtenir une fréquence locale de conversion 454. La boucle est verrouillée sur le signal d'asservissement issu du diviseur 440, ce signal d'asservissement étant lui-même verrouillé en phase sur le signal de fréquence d'échantillonnage F_e .

Le signal issu de la transposition à la fréquence finale est enfin filtré par un filtre passe bande centré sur la fréquence finale d'émission qui se situe entre 88 et 108 MHz.

Le procédé ci-dessus décrit peut s'appliquer sans changement d'infrastructure aux réseaux existants. En effet, il suffit d'utiliser une transmission numérique assurant une distribution synchrone du si-

gnal bande de base, un codeur numérique et un modulateur numérique synchrones réalisant les fonctions décrites ci-dessus. En utilisant un tel procédé de synchronisation, on apporte à un réseau non syn-

- absence de dérive des caractéristiques initiales sans réglage à effectuer en maintenance,
- linéarité de la conversion tension/fréquence et respect de la déviation maximale de fréquence.

Bien en tendu, l'invention n'est pas limitée à l'exemple de réalisation ci-dessus décrit et on pourra prévoir d'autres variantes sans pour cela sortir du cadre de l'invention.

Revendications

1. Dans un réseau de diffusion, notamment un réseau de radiodiffusion, comprenant un site de production (10) d'un programme relié par des liaisons de transmission (20, 25) à une pluralité d'émetteurs (30) éloignés dudit site de production, le site de production transmettant à chaque émetteur un signal source bande de base correspondant au programme et chaque émetteur diffusant un signal final en modulation de fréquence de la même porteuse sinusoïdale, ledit signal final étant issu d'une pluralité d'étapes de traitements du signal source, un procédé de synchronisation de dits émetteurs caractérisé en ce que :
 - on convertit le signal source sous forme numérique par échantillonnage à une fréquence d'échantillonnage prédéterminée pour transmettre un signal source numérisé auxdits émetteurs,
 - lesdites étapes de traitement du signal source numérisé sont synchronisées sur ladite fréquence d'échantillonnage et
 - dans une des étapes de traitement du signal source, on applique un retard prédéterminé dans la diffusion du signal final.
2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que lesdites étapes de traitement du signal source numérisé comprennent une étape de synchronisation (420) consistant à mémoriser temporairement le signal source numérisé pour retarder d'une valeur de temps prédéterminé la mise en oeuvre d'une étape de traitement du signal suivante et une étape de modulation numérique (421) du signal source numérisé pour fournir un signal modulation de fréquence synthétisé.
3. Procédé selon les revendications 1 ou 2, caractérisé en ce qu'on utilise une boucle à verrouillage de phase, commandée par la fréquence d'échantillonnage récupérée dans le signal sour-

ce numérisé transmis pour fournir une fréquence lissée sur laquelle se synchronisent lesdites étapes de traitement du signal source numérisé.

4. Procédé selon la revendication 1, dans lequel le signal source bande de base est un signal stéréophonique, caractérisé en ce que lesdites étapes de traitement du signal source numérisé comprennent des étapes de codage (401, 402, 403, 404) des deux voix du signal source numérisé pour fournir un multiplex numérique représenté sous une forme autorisant une conversion tension/fréquence.
5. Procédé selon la revendication 4, caractérisé en ce que le multiplex numérique est obtenu par combinaison des deux voix du signal source numérisé avec des signaux sous-porteuse et pilote engendrés par synthèse numérique directe (410, 411).
6. Procédé selon la revendication 5, caractérisé en ce que la synthèse numérique directe des signaux sous-porteuse et pilote est synchronisée sur un signal de synchronisation de sous-porteuse transmis avec le signal source bande de base numérisé.
7. Procédé selon la revendication 2, caractérisé en ce que lesdites étapes de traitement du signal comprennent en outre :
 - une étape de conversion numérique analogique (423) du signal modulation de fréquence synthétisé pour obtenir la même modulation de fréquence sous forme analogique, et
 - une étape de transposition analogique (451) du signal analogique précédent pour obtenir une modulation de fréquence identique pour tous les émetteurs à une fréquence finale d'émission.
8. Procédé selon la revendication 7, caractérisé en ce que ladite étape de transposition analogique (451) est synchronisée sur un signal d'asservissement engendré par ladite boucle à verrouillage de phase.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Synchronisierung von Sendern in einem Sendernetz, insbesondere einem Rundfunksendenetz, das einen Produktionsort (10) eines Programmes aufweist, der durch Übertragungsverbindungen (20, 25) mit einer Vielzahl von Sendern (30) verbunden ist, die vom Produktionsort entfernt sind, wobei der Produk-

- tionsort jedem Sender ein dem Programm entsprechendes Quellensignalbasisband übermittelt und jeder Sender ein Endsignal in Frequenzmodulation desselben Sinussträgers ausstrahlt, wobei das Endsignal aus einer Vielzahl von Schritten zur Verarbeitung des Quellensignals hervorgegangen ist, Verfahren, dadurch gekennzeichnet, daß
- das Quellensignal durch Abtastung mit einer vorbestimmten Abtastfrequenz digital konvertiert wird, um den Sendern ein digitales Quellensignal zu übermitteln,
 - die Schritte der Verarbeitung des digitalen Quellensignals mit der genannten Abtastfrequenz synchronisiert werden und
 - in einem der Schritte der Verarbeitung des Quellensignals eine vorbestimmte Verzögerung in der Ausstrahlung des Endsignals vorgenommen wird.
2. Verfahren nach Patentanspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Schritte der Verarbeitung des digitalen Quellensignals einen Synchronisierschritt (420) enthalten, die darin besteht, das digitale Quellensignal vorübergehend zu speichern, um die Ausführung eines folgenden Schrittes der Signalverarbeitung um eine vorbestimmte Zeitdauer zu verzögern, und einen Schritt zur digitalen Modulation (421) des digitalen Quellensignals, um ein synthetisiertes frequenzmoduliertes Signal zu liefern.
3. Verfahren nach Patentanspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß eine Phasenverriegelungsschleife verwendet wird, die durch die aus dem übermittelten digitalen Quellensignal rückgewonnene Abtastfrequenz gesteuert wird, um eine geglättete Frequenz zu liefern, durch die die Schritte der Verarbeitung des digitalen Quellensignals synchronisiert werden.
4. Verfahren nach Patentanspruch 1, in dem das Quellensignalbasisband ein Stereophoniesignal ist, dadurch gekennzeichnet, daß die Schritte der Verarbeitung des digitalen Quellensignals Schritte (401, 402, 403, 404) zur Kodierung der beiden Kanäle des digitalen Quellensignals zur Ausgabe eines digitalen Multiplexes enthalten, der in einer Form vorliegt, der eine Spannungs/Frequenz-Konvertierung ermöglicht.
5. Verfahren nach Patentanspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß der digitale Multiplex durch Kombination der beiden Kanäle des digitalen Quellensignals mit einem durch direkte digitale Synthese (410, 411) erzeugten Hilfsträgersignal und Pilotton erhalten wird.
6. Verfahren nach Patentanspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß die direkte digitale Synthese des Hilfsträgersignals und des Pilottons mit einem Hilfsträgersynchronisiersignal synchronisiert wird, das mit dem digitalen Quellensignalbasisband übertragen wird.
7. Verfahren nach Patentanspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Schritte der Signalverarbeitung außerdem enthalten:
- einen Schritt zur Digital-/Analog-Wandlung (423) des synthetisierten frequenzmodulierten Signals, um dieselbe Frequenzmodulation in analoger Form zu erhalten, und
 - einen Schritt zur analogen Umsetzung (451) des vorangehenden analogen Signals, um eine identische Frequenzmodulation bei allen Sendern bei einer Endsendefrequenz zu erreichen.
8. Verfahren nach Patentanspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß die Schritte zur analogen Umsetzung (451) durch ein Regelsignal synchronisiert wird, das durch die genannte Phasenverriegelungsschaltung erzeugt wird.

Claims

1. A method of synchronizing receiver/transmitter units in a broadcasting network, in particular a radio broadcasting network, comprising a site for the production (10) of a programme linked by transmission links (20, 25) to a plurality of transmitters (30) remote from the said production site, the production site transmitting to each transmitter a baseband source signal corresponding to the programme and each transmitter broadcasting a final frequency modulation signal of the same sinusoidal carrier, the said final signal coming from a plurality of processing stages of the source signal, distinguished by the fact that :
- the source signal is digitally converted by sampling at a preset sampling frequency to transmit a digitized source signal to the said transmitters,
 - the said digitized source signal processing stages are synchronized on the said sampling frequency and
 - in one of the source signalling processing stages, a preset time delay is applied in the broadcasting of the final signal.
2. A method in accordance with Claim 1, distinguished by the fact that the said digitized source signal processing stages include a synchronizing stage (420) consisting of temporarily storing the digitized source signal to delay by a preset time

value the implementation of a stage of processing of the following signal and a stage of digital modulation (421) of the digitized source signal to provide a synthesized frequency modulation signal. 5

3. A method in accordance with claims 1 or 2, distinguished by the fact that a phase-locked loop is used, controlled by the sampling frequency recovered in the digitized source signal transmitted to supply a smoothed frequency on which the said digitized source signal processing stages are synchronized. 10

4. A method in accordance with claim 1, in which the baseband source signal is a stereophonic signal, distinguished by the fact that the said digitized source signal processing stages comprise stages of encoding (401, 402, 403, 404) of the two digitized source signal channels to supply a digital multiplex shown in a form which allows voltage/frequency conversion. 15 20

5. A method in accordance with claim 4, distinguished by the fact that the digital multiplex is obtained by combining the two digitized source signal channels with subcarrier and pilot signals generated by direct digital synthesis (410, 411). 25 30

6. A method in accordance with claim 5, distinguished by the fact that the direct digital synthesis of the subcarrier and pilot signals is synchronized to a subcarrier synchronizing signal transmitted with the digitized baseband source signal. 35

7. A method in accordance with claim 2, distinguished by the fact that the said signal processing stages include in addition : 40
 - a stage of digital-to-analog conversion (423) of the synthesized frequency modulation signal to obtain the same frequency modulation in analog form, and
 - a stage of analog transposition (451) of the previous analog signal to obtain an identical frequency modulation for all the transmitters at a final transmission frequency. 45

8. A method in accordance with claim 7, distinguished by the fact that the said analog transposition stage (451) is synchronized on a control signal generated by the said phase-locked loop. 50

55

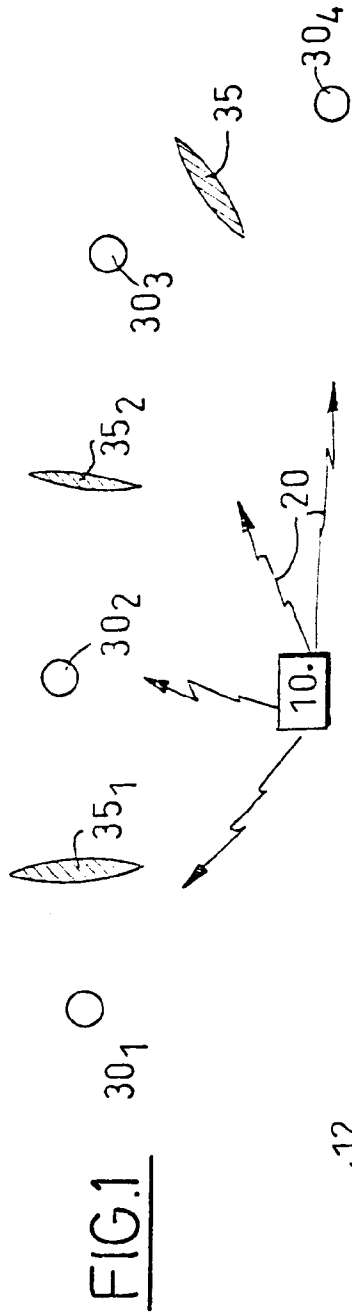


FIG.1

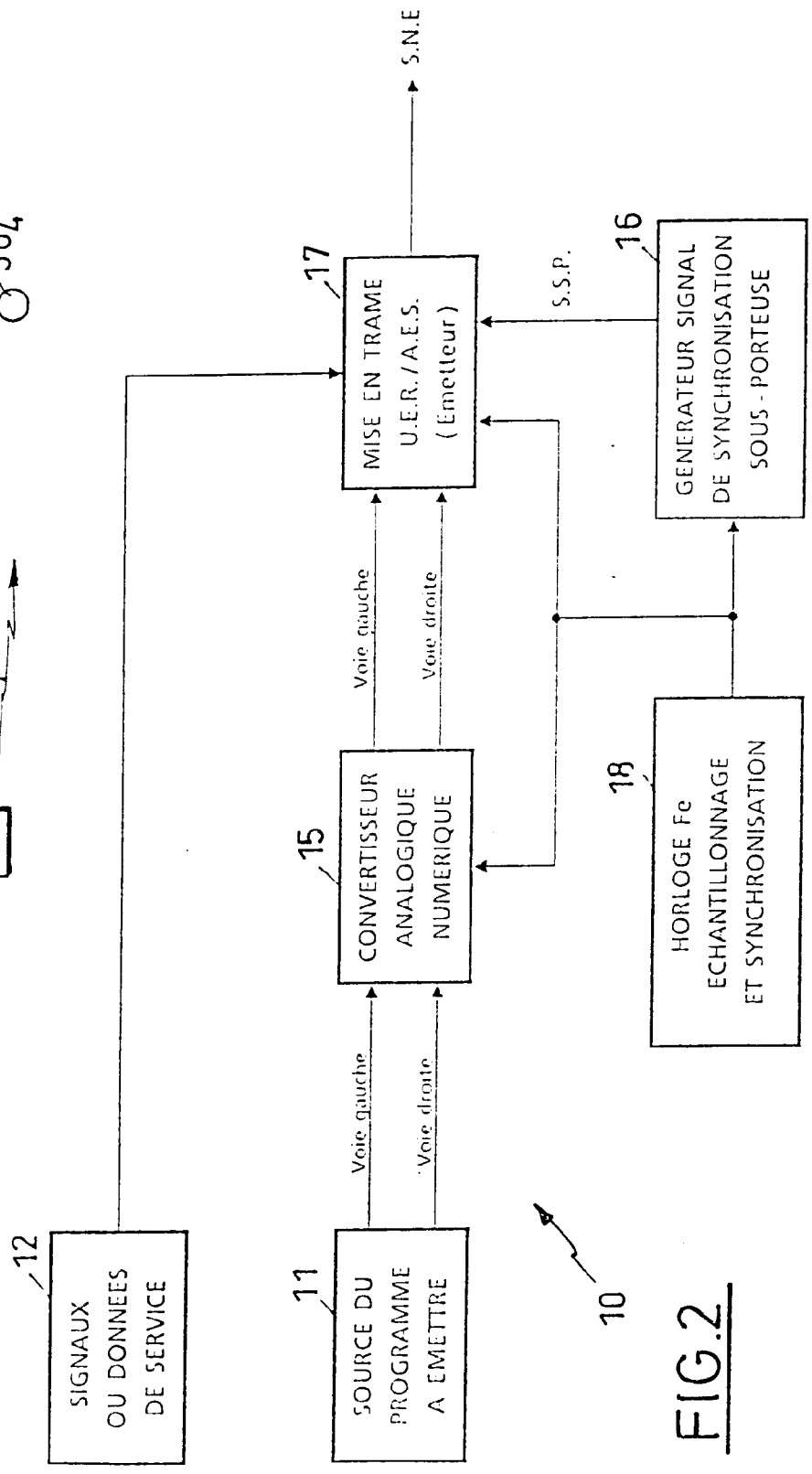


FIG.2

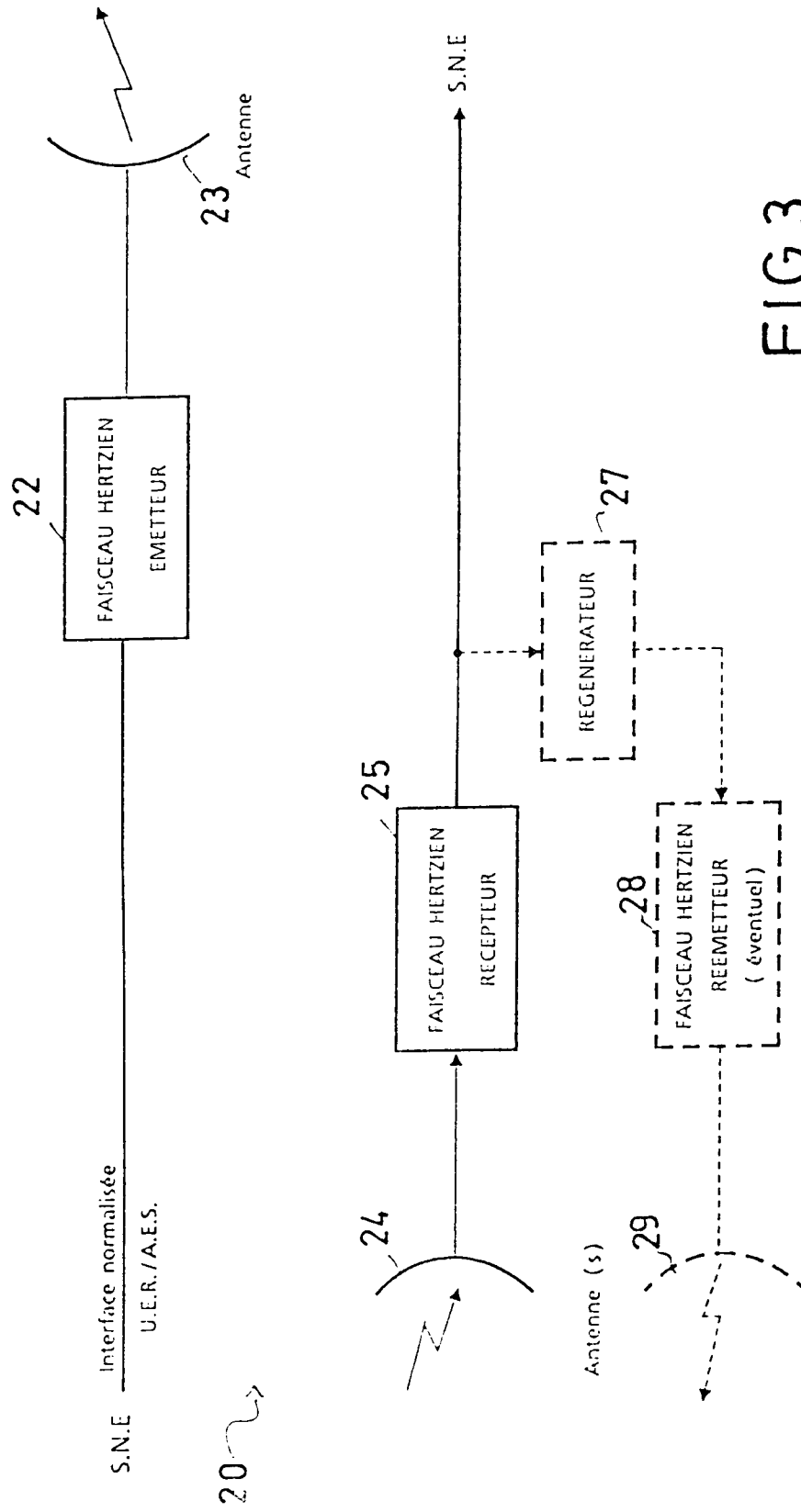


FIG.3

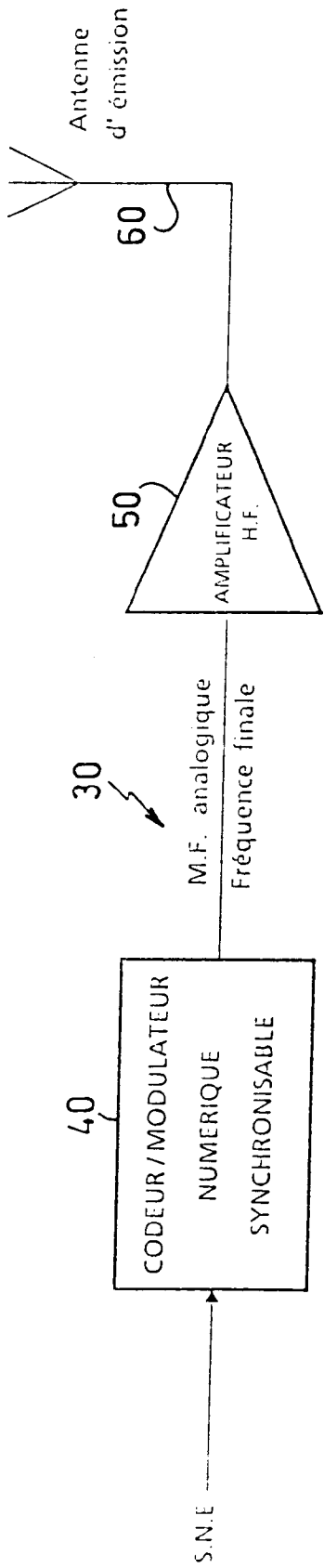


FIG. 4

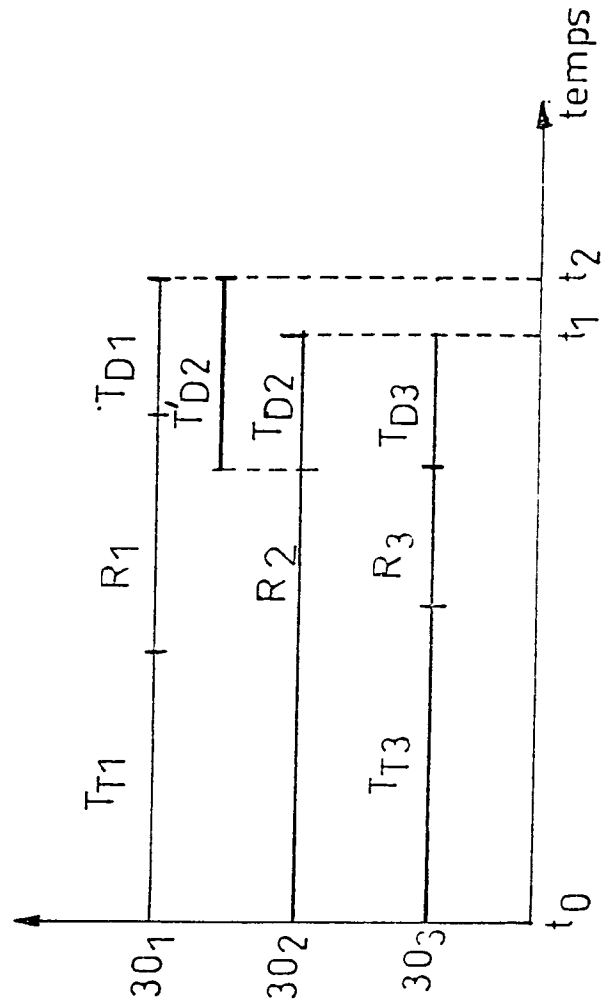


FIG. 8

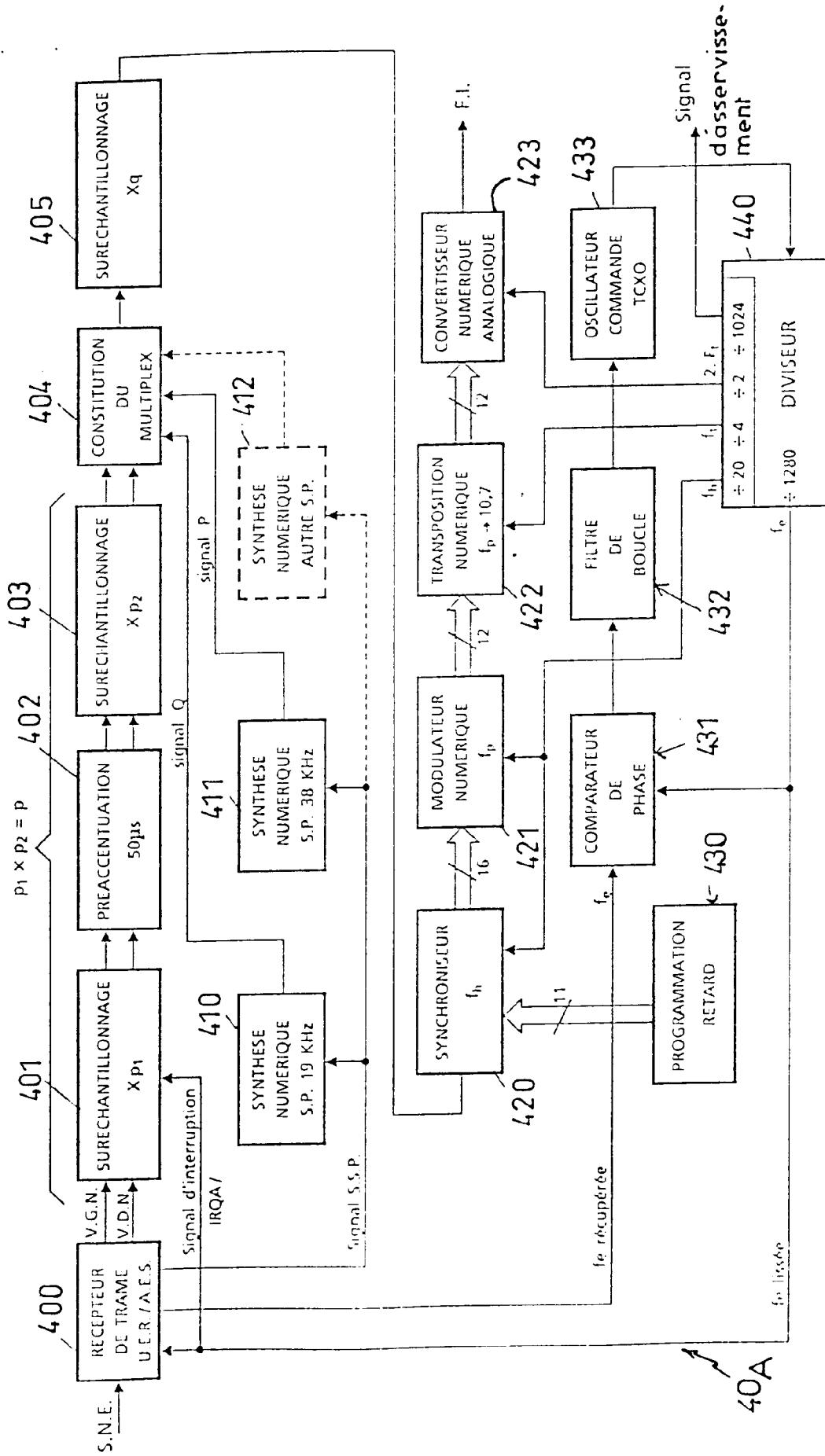


FIG. 5

FIG. 7

