

①②

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②② Date de dépôt : 7 septembre 1983.

③① Priorité US, 7 septembre 1982, n° 415,028.

④③ Date de la mise à disposition du public de la
demande : BOPI « Brevets » n° 10 du 9 mars 1984.

⑥① Références à d'autres documents nationaux appa-
rentés :

⑦① Demandeur(s) : Société dite : DOLBY LABORATORIES
LICENSING CORPORATION. — US.

⑦② Inventeur(s) : Kenneth James Gundry.

⑦③ Titulaire(s) :

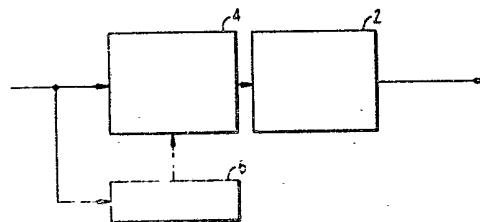
⑦④ Mandataire(s) : Lavoix.

⑤④ Appareil de conversion de signaux analogiques et numériques.

⑤⑦ L'invention concerne un appareil de conversion de si-
gnaux analogiques et numériques.

La partie de l'appareil destinée à la conversion analogique-
numérique comporte essentiellement un dispositif 4 à réponse
variable en fonction de la fréquence, un convertisseur analogi-
que-numérique 2 différentiel adaptatif et un circuit de traite-
ment 6 qui produit un signal de commande de la caractéris-
tique en fréquence. La partie de l'appareil destinée à la conver-
sion numérique-analogique comporte un convertisseur numéri-
que-analogique différentiel adaptatif et un dispositif à réponse
variable en fonction de la fréquence. Dans la partie de conver-
sion analogique-numérique, les signaux de basse fréquence
sont amplifiés en présence de signaux dominants à fréquence
haute qui déterminent la hauteur du pas de quantification.

L'invention a pour objet de réduire la modulation de bruit de
quantification non masquée en codage numérique différentiel
adaptatif.



La présente invention se rapporte d'une façon générale à la réduction des bruits dans des appareils sonores numériques, et plus particulièrement, un appareil sonore numérique mettant en oeuvre des techniques de codage différentiel adaptatif.

Dans cette application, les termes "fréquence basse" et "fréquence haute" se rapportent à la plage audible et sont utilisés de façon interchangeable avec les termes "partie inférieure du spectre audible" et "partie supérieure du spectre audible" respectivement. Dans un but de compréhension, les fréquences basses peuvent être considérées comme étant au-dessous d'environ 1 kHz et les fréquences hautes au-dessus d'environ 2 kHz. Dans des modes pratiques de réalisation, différentes limites peuvent être appliquées suivant par exemple les limites de fréquence supérieure et inférieure de l'appareil, la nature des signaux de son traités par l'appareil (par exemple musique, paroles), etc.

Diverses techniques de codage numérique, principalement la modulation différentielle par impulsions codées (MIC) utilisant un ou plusieurs bits pour représenter un changement par rapport à un ou plusieurs niveaux précédents de quantification (plutôt qu'une valeur absolue par rapport à un niveau de référence) sont connues. Des systèmes MIC différentiels à un bit sont généralement modulation delta. Toutes les formes de modulation MIC différentielle, y compris la modulation delta, mettant en oeuvre des pas de quantification de hauteur fixe soulèvent le problème que si la forme d'onde du signal appliqué au codeur change trop rapidement, le quantificateur ne peut plus suivre. Voir à cet égard PCM and Digital Transmission Systems, par Frank F.E. Owen, McGraw-Hill Book Company, San Francisco, 1982 pages 87-90.

Une solution connue consiste à utiliser des hauteurs de pas de quantification variables plutôt que

fixes, de manière que la hauteur des pas de quantification varie avec la différentielle du temps (pente) du signal d'entrée, permettant ainsi à l'appareil de suivre plus étroitement un signal d'entrée à variation rapide.

5 Ces systèmes sont appelés des systèmes de codage numérique différentiel adaptatif comprenant la modulation MIC différentielle adaptative (ADPCM) et la modulation delta adaptative (ADM). Des exemples d'un type de système de modulation delta adaptative appelé modulation delta à
10 pente variable continuellement (CVSD) sont décrits dans les brevets des Etats-Unis d'Amérique n° 4 190 801 et 4 305 050.

Une conséquence du fait que dans le codage numérique différentiel adaptatif, la hauteur des pas de
15 quantification varie avec la pente du signal d'entrée est que l'erreur ou le bruit de quantification dépend du signal d'entrée, étant inférieure pour les signaux de faible pente et augmentant avec les signaux de pente plus élevée. Le spectre du bruit de quantification
20 s'étend sur toute la largeur de bande audible et il a généralement une densité spectrale de puissance à peu près uniforme (c'est-à-dire qu'il ressemble à un bruit blanc).

Une propriété de l'oreille humaine est qu'un
25 bruit de bas niveau dans la même région du spectre qu'un son de niveau élevé ne peut être perçu, effet connu sous le nom de masquage. Mais un bruit dans des parties du spectre éloignées d'un signal de niveau élevé ou dominant reste audible. Le masquage permet de réaliser des dispositifs de réduction de bruit complémentaires (compresseur-
30 expenseur) avec lesquels la modulation du bruit de base par le programme est imperceptible. Etant donné que les niveaux des bruits sont beaucoup plus variables que constants, l'absence de modulation de bruit audible est
35 une propriété essentielle des appareils sonores de haute qualité pour la reproduction musicale.

Dans les compresseurs-expandeurs fonctionnant dans des appareils sonores analogiques, les effets audibles de modulation de bruit peuvent être réduits par des techniques de séparation de bande ou de bande glissante dans lesquelles la dégradation du rapport signal-bruit accompagnant un signal particulier est limitée dans la même région du spectre que le signal, laissant les niveaux de bruit dans d'autres parties du spectre non affectées. Par conséquent, une modulation de bruit ne se produit que dans des régions du spectre où le bruit est masqué par le signal dominant qui commande le compresseur-expandeur et elle n'est pas perçue par l'auditeur. Des exemples de compresseurs-expandeurs analogiques à séparation de bande sont décrits dans les brevets des Etats-Unis d'Amérique n° 3 846 719 et 3 903 485 et dans "Journal of the Audio Engineering Society" Vol. 15, n° 4, Octobre 1967, pages 383-388. Des compresseurs-expandeurs analogiques mettant en oeuvre des techniques de bande glissante sont décrits dans les brevets des Etats-Unis d'Amérique Re 28 426, 3 257 754, 4 072 914, 3 934 190 et dans la demande de brevet japonais 555 29/71.

La fonction d'adaptation dans le codage numérique différentiel adaptatif se présente sous la forme d'une compression-expansion ou d'une réduction de bruit, donnant lieu par sa nature à une modulation du bruit de quantification à large bande par le signal. La pente d'un signal d'entrée est proportionnelle au produit de sa fréquence par son amplitude. Lorsque le signal d'entrée contient surtout des fréquences hautes, sa pente est élevée et le bruit de quantification augmente. Les composantes de bruit à fréquence élevée sont masquées par le signal mais les changements non masqués des composantes de bruit à fréquence basse sont souvent audibles. Si un dispositif de réduction de bruit analogique à large bande est utilisé conjointement avec un dispositif numérique

différentiel adaptatif, le bruit à fréquence basse est accru même par l'opération d'expansion. Il y a donc lieu de réduire ces variations non masquées des composantes de bruit à fréquence basse audible, particulièrement dans
5 des appareils sonores de haute qualité pour la reproduction musicale, mais ces variations non masquées des composantes de bruit à fréquence basse ne peuvent être réduits par la compression-expansion de réduction de bruit.

10 Quand le signal d'entrée contient surtout des fréquences basses, sa pente est faible et le bruit de quantification reste bas. Une variation dans les composantes de fréquence basse du bruit de quantification est masquée par les signaux de fréquence basse et les variations des composantes de fréquence haute, qui ne peuvent
15 être masquées, sont négligeables en raison du faible niveau du bruit ou, si elles ne sont pas négligeables, il y a également lieu de réduire ces composantes de fréquence haute audible afin d'obtenir la réduction du bruit dans
20 tout le spectre audible. Dans certaines dispositions, le bruit à fréquence haute peut être notable en raison de la mise en oeuvre de techniques pour décaler le spectre de bruit.

 L'invention est orientée sur la suppression des effets de modulation de bruit à fréquence basse dans des
25 appareils sonores mettant en oeuvre des techniques de codage numérique différentiel adaptatif et, en variante, la réduction des effets de modulation de bruit à fréquence basse et à fréquence haute dans ces appareils.

30 Dans le codage numérique différentiel adaptatif, la hauteur du pas de quantification détermine la pente du signal d'entrée qui peut être accepté par le quantificateur sans surcharge de pente (dite également écrêtage de pente). L'invention, appliquée aux fréquences basses,
35 repose sur le fait que si un codeur numérique différentiel

adaptatif reçoit un signal de fréquences principalement élevées et a une hauteur de pas suffisante pour accepter ce signal sans surcharge de pente, les signaux de fréquences plus basses qui sont présents simultanément peuvent être amplifiés sans augmentation notable de la pente de l'entrée totale. Par exemple, une hauteur de pas de quantification qui accepte une entrée de x volts à 10 kHz peut accepter en variante 10 x volts à 1 kHz. Si une coupure de fréquence basse complémentaire est appliquée pendant la reproduction (après la conversion numérique-analogique) les composantes de fréquence basse du bruit de quantification sont réduites.

En pratique, lorsque l'invention est appliquée au bruit aux fréquences basses, elle nécessite avant le convertisseur analogique-numérique, un circuit dont le gain aux fréquences basses augmente avec l'amplitude des composantes du signal à fréquence haute dans le signal d'entrée et, après la conversion numérique-analogique, un circuit complémentaire dont le gain aux fréquences basses décroît quand l'amplitude des composantes du signal à fréquence haute augmente dans le signal de sortie. Il faut noter que ces opérations ressemblent à une expansion dans l'étage de codage et une compression dans l'étage de décodage et sont par conséquent contraires aux opérations dynamiques normalement associées avec les dispositifs de réduction de bruit. De plus, le dispositif courant de réduction de bruit fonctionne principalement et plus efficacement quand l'amplitude d'entrée est réduite tandis que l'invention apporte une réduction de bruit quand l'entrée contient des signaux de fréquence haute de grande amplitude. De plus, cet aspect de l'invention diffère des dispositifs courants de réduction de bruit en ce que la commande des niveaux des signaux aux fréquences basses ne dépend pas du contenu en fréquence basse du signal.

Dans certains convertisseurs analogiques-numériques adaptatifs comme celui décrit dans les brevets précités 4 190 801 et 4 305 050, la hauteur de pas de quantification est continuellement variable et, au-dessus d'un seuil de pente d'entrée, il s'adapte à une valeur juste suffisante pour correspondre à la pente; autrement dit, au-dessus du seuil, la hauteur du pas est directement proportionnelle à la pente d'entrée et par conséquent, le bruit de quantification est également directement proportionnel à cette pente. Cette relation est respectée non seulement dans la totalité du spectre du bruit de quantification mais également pour les composantes à fréquence basse. Ainsi, si un signal d'entrée a une pente prédominante à fréquence haute, le bruit de fréquence basse provenant de la conversion numérique-analogique est directement proportionnel à l'amplitude de la fréquence haute. C'est une caractéristique indésirable des dispositifs numériques adaptatifs car le bruit à fréquence basse variable n'est pas masqué par le signal de fréquence haute. Si, selon l'invention, l'amplification de fréquence basse avant la conversion analogique-numérique et la coupure après la conversion numérique-analogique sont rendues directement proportionnelles à la pente du signal à fréquence haute, les variations de bruit à fréquence basse sont accompagnées par des variations égales et opposées du gain en fréquence basse de sorte que le bruit en fréquence basse reste constant et indépendant du contenu en fréquence haute du signal d'entrée.

En pratique, il n'est fréquemment pas possible ni souhaitable de contrôler l'amplification et la coupure en fréquence basse dans une large plage et l'invention n'élimine donc pas, mais réduit simplement la variation de bruit en fréquence basse accompagnant les signaux en fréquence haute.

Selon un autre aspect de l'invention, un appareil assurant l'amplification et la coupure en fréquence

basse en présence de signaux de fréquence haute de niveau élevé est combiné avec un dispositif de réduction de bruit fonctionnant sélectivement sur les bruits à fréquence haute de manière à supprimer efficacement le
5 bruit dans un codage numérique différentiel adaptatif dans tout le spectre audible. Certains aspects de ce dispositif de réduction de bruit à fréquence haute sont décrits dans la demande de brevet des Etats-Unis d'Amérique n° 375 037 déposé le 5 mai 1982 au nom de la
10 demanderesse.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront au cours de la description qui va suivre.

Aux dessins annexés, donnés uniquement à titre
15 d'exemples nullement limitatifs :

la Fig. 1 est un schéma général simplifié d'un codeur numérique selon l'invention,

la Fig. 2 est un schéma général simplifié d'un décodeur numérique selon l'invention,

20 la Fig. 3 est un ensemble de courbes de réponse qui permettent de mieux comprendre l'invention,

la Fig. 4 est un schéma général simplifié d'une variante du mode de réalisation de la Fig. 1,

la Fig. 5 est un schéma général simplifié d'une
25 variante du mode de réalisation de la Fig. 2,

la Fig. 6 est un schéma général simplifié d'un autre mode de réalisation d'un codeur numérique selon l'invention,

la Fig. 7 est un schéma général simplifié d'un
30 autre mode de réalisation d'un décodeur numérique selon l'invention,

la Fig. 10 est un schéma simplifié d'une variante du mode de réalisation de la Fig. 6,

la Fig. 9 est un schéma général simplifié d'une
35 variante du mode de réalisation de la Fig. 7,

la Fig. 10 est un schéma simplifié d'un mode de réalisation d'un codeur numérique selon l'invention,

la Fig. 11 est un schéma simplifié d'un mode de réalisation d'un décodeur numérique selon l'invention,

la Fig. 12 est un schéma simplifié d'une variante d'une partie du mode de réalisation de la Fig. 10,

la Fig. 13 est un schéma simplifié d'une variante d'une partie du mode de réalisation de la Fig. 11,

la Fig. 14 est un exemple de courbes de réponses en fréquence d'un réseau utilisé dans les modes de réalisation de codeur selon l'invention,

la Fig. 15 est un schéma d'une partie d'un codeur selon l'invention,

la Fig. 16 est un schéma d'une partie d'un décodeur selon l'invention, et

la Fig. 17 est un groupe de courbes de réponse permettant de comprendre le fonctionnement du circuit de la Fig. 15.

La Fig. 1 est donc un schéma simplifié d'un mode de réalisation de l'invention. Avant la conversion dans un convertisseur analogique-numérique différentiel adaptatif 2 de type courant (par exemple ADM ou ADPCM), le signal d'entrée est traité par un circuit 4 à réponse variable en fonction de la fréquence fonctionnant aux fréquences basses. En pratique, le circuit 4 comporte au moins un circuit d'amplification variable des fréquences basses et peut également comporter un circuit de détermination de seuil. Le degré d'amplification est contrôlé par un signal de commande qui est extrait du signal d'entrée par un circuit de traitement 6. Le signal de commande est fonction des composantes à fréquence haute du signal d'entrée, de manière que lorsqu'il est appliqué au circuit à réponse variable 4, il augmente l'amplification en fréquence basse (au-dessus d'un seuil s'il y a lieu) quand les composantes de fréquences hautes augmentent. En pratique, le circuit de traitement 4 comporte un filtre passe-haut et de pondération suivi par un redresseur et un

circuit de filtrage. Le circuit de traitement 4 peut également comprendre un circuit de détermination de seuil. L'entrée du circuit de traitement 6 peut en variante être extraite de la sortie du circuit à réponse variable 4.

La Fig. 2 est un schéma simplifié du dispositif de décodage complémentaire. Le circuit de traitement correspond à celui du mode de réalisation de la Fig. 1 et produit pratiquement le même signal de commande qui, dans le décodeur, représente l'amplitude du contenu en fréquence haute du signal d'entrée. Il peut extraire sa sortie avant ou après le circuit 10. Le circuit 10 de réponse variable en fonction de la fréquence fonctionnant aux fréquences basses produit, quand le signal de commande est appliqué, une réponse complémentaire à celle du circuit 4 du décodeur. En pratique, il comporte au moins un circuit à coupure à fréquence basse variable et peut comporter un circuit de détermination de seuil. Le signal de commande modifie la coupure à fréquence basse du circuit de coupure à fréquence basse variable de sorte que l'effet global de l'amplification dans le codeur et de la coupure dans le décodeur est une réponse plate. Si les composantes à fréquence basse du bruit de quantification provenant du convertisseur numérique-analogique augmentent de niveau en raison de l'augmentation de la hauteur des pas nécessaire pour accepter un signal de fréquence haute et d'amplitude élevée, la réponse du circuit 10 de réponse variable change par rapport à une réponse plate afin de produire une coupure à fréquence basse, atténuant ainsi le bruit accru en fréquence basse.

Dans des dispositifs courants, le bruit à fréquence basse est inaudible pour des hauteurs de pas de quantification au-dessous d'une certaine valeur liée à l'amplitude des composantes du signal à fréquence haute. Il n'est donc pas nécessaire d'effectuer une amplification et une coupure à fréquence basse quand le bruit à

fréquence basse est inaudible. Ainsi, dans la plupart des modes pratiques de réalisation, un niveau seuil est prévu dans le circuit de traitement 6 ou dans les circuits à réponse variable 4 et 10 de manière que l'amplification et la coupure de fréquence basse ne commencent que lorsqu'un niveau particulier du signal de commande est atteint, par exemple juste avant que le bruit à fréquence basse devienne audible.

La Fig. 3 montre un exemple d'une famille de courbes d'amplification et de coupure variables. Comme cela a été indiqué ci-dessus, dans un but de compréhension, les fréquences basses sont considérées comme celles inférieures à 1 kHz alors que dans des modes pratiques de réalisation, une limite différente puisse être appliquée. Par conséquent, la famille des courbes de la Fig. 3 présente une fréquence de coupure de 1 kHz. Les courbes a et a' sont simplement une réponse plate pour le cas où il n'y a pas d'amplification dans le circuit 4 à réponse variable de la Fig. 1 et pas de coupure dans le circuit 10 à réponse variable de la Fig. 2. Quand le signal de commande augmente avec l'amplitude croissante des composantes à fréquence haute dans le signal d'entrée, le circuit d'amplification variable produit une amplification croissante des fréquences basses comme les courbes b, c et d tandis que le même signal de commande appliqué au circuit à coupure variable produit une réponse de coupure de fréquence basse complémentaire, comme les courbes b', c' et d' respectivement pour des valeurs particulières du signal de commande. Il y a bien entendu une suite continue de courbes en fonction des valeurs continues du signal de commande. L'amplification maximale et la coupure maximale dans cet exemple sont 10 dB. Dans des modes pratiques de réalisation, il peut être possible d'effectuer une réduction des bruits avec moins d'amplification et de coupure. De plus, comme cela sera expliqué par la suite, l'amplification et la coupure maximale sont généralement limitées par

des effets latéraux indésirables.

Des courbes comme celles de la Fig. 3 peuvent être obtenues par des circuits courants à gradins variables, à bande fixe. Dans certaines applications, un
5 circuit à gradins à bande glissante ayant une fréquence de coupure variable peut permettre une adaptation plus efficace au spectre de bruit de fréquence basse pour les différents niveaux de pas de quantification. La forme de
10 courbe la plus efficace dépend dans des applications particulières du spectre de bruit de fréquence basse. Bien qu'une réponse en gradins soit généralement satisfaisante, des caractéristiques de réponse plus élaborées peuvent être souhaitables dans des applications critiques. De même, dans certaines applications, des caractéristiques
15 de réponse plus simples peuvent être acceptables.

Dans les modes de réalisation des Figs. 1 et 2, le gain en fréquence basse est contrôlé par un signal extrait des signaux analogiques de son. Dans certains types de dispositifs numériques de son, des signaux sont
20 présents dans les convertisseurs analogiques-numériques et les convertisseurs numériques-analogiques, à partir desquels des signaux de commande peuvent être produits, et qui conviennent pour commander le gain aux fréquences basses. Par exemple, dans certaines réalisations de modulation delta adaptatives, par exemple la modulation delta
25 à pente variable continue, connue comme CVSD, la hauteur de pas est déterminée par une tension de commande dont la valeur est directement proportionnelle à la pente du signal d'entrée. Cela s'applique aux dispositifs CVSD
30 décrits dans les brevets des Etats-Unis d'Amérique n° 4 190 801 et 4 305 050 précités.

Dans ces dispositifs CVSD, si un niveau maximal arbitraire du signal d'entrée est défini, la valeur de cette tension de commande porte une information selon
35 laquelle le signal d'entrée contient ou non des signaux à fréquence haute et de forte amplitude. Par exemple, si

le niveau maximal à 1 kHz produit 0,2 volts, le niveau maximal à 10 kHz produit 2 volts et par une approximation grossière, il apparaît qu'un signal produisant plus que 0,3 volts par exemple contient des signaux de forte
5 pente aux fréquences hautes. Cette tension de commande peut donc être utilisée pour commander les circuits d'amplification et de coupure variables aux fréquences basses plutôt qu'un signal de commande produit séparément comme dans les modes de réalisation des Figs. 1 et
10 2. D'autres types de codeurs et décodeurs numériques différentiels adaptatifs peuvent également produire des signaux à partir desquels des signaux de commande peuvent être extraits.

La Fig. 4 est un schéma simplifié d'une telle
15 disposition dans laquelle la tension de commande de hauteur de pas provenant d'un convertisseur analogique-numérique 14 différentiel adaptatif, comme un convertisseur analogique-numérique CVSD, est appliquée au circuit 4 à réponse variable en fonction de la fréquence par
20 l'intermédiaire du circuit de traitement 16. La réalisation du circuit 4 est la même que celle décrite ci-dessus en regard de la Fig. 1. Le circuit de traitement 16 peut comporter un circuit de détermination de seuil et éventuellement un circuit pour mettre en forme le signal
25 analogique provenant du convertisseur analogique-numérique 14. Si le signal de commande de hauteur de pas provenant du convertisseur analogique-numérique 14 est numérique, le circuit de traitement 16 peut comporter un convertisseur numérique-analogique. Comme dans le cas du mode de
30 réalisation de la Fig. 1, le décalage, s'il est appliqué, est tel que l'amplification des fréquences basses n'est pas appliquée tant que la tension de commande est suffisamment élevée pour indiquer la présence d'un signal de
35 de pente élevée aux fréquences hautes. L'amplification augmente ensuite progressivement avec l'augmentation de la pented'entrée comme l'indique la Fig. 3.

La Fig. 5 montre la disposition complémentaire de démodulation dans laquelle le signal de commande de hauteur de pas provenant d'un convertisseur numérique-analogique 18 différentiel adaptatif, comme un convertisseur numérique-analogique CVSD, est appliqué au circuit à réponse variable en fonction de la fréquence par le circuit de traitement 16.

Dans le mode de réalisation de la Fig. 4, une boucle de réaction positive est prévue par le fait que le signal de commande provenant du convertisseur analogique-numérique commande le niveau de fréquence basse du signal appliqué à ce même convertisseur. Par conséquent, le gain de la boucle doit être tel qu'elle ne soit pas instable. De plus, l'amplification et la plage de fréquence dans laquelle elle est appliquée doivent être limitées afin que la disposition n'entraîne pas que le signal de commande atteigne le seuil ou aille à l'encontre du but du dispositif en augmentant la hauteur de pas (et par conséquent le bruit).

Dans les modes de réalisation qui seront décrits ci-après, des dispositions sont prises pour réduire le bruit en fréquence haute en plus du bruit en fréquence basse. Les modes de réalisation des Figs. 6 et 7 correspondent de façon générale aux modes de réalisation des Figs. 1 et 2 mais comportent un dispositif pour réduire le bruit à fréquence haute. Les modes de réalisation des Figs. 8 et 9 correspondent de la même manière, respectivement aux modes de réalisation des Figs. 3 et 4.

Les Figs. 6 et 7 représentent donc respectivement des modes de réalisation de codage et de décodage dans lesquels des circuits complémentaires à fréquence variable 20 et 22 en fonction de la fréquence fonctionnent dans la partie à fréquence haute du spectre audible. Des détails sur les circuits à réponse variable complémentaire 20 et 22 seront donnés après la description générale des Figs. 6 à 9. Dans le codeur de la Fig. 6 et

le décodeur de la Fig. 7, des signaux uniques de commande pour les circuits à réponse variable de fréquence haute et de fréquence basse 4, 10, 20, 22 sont extraits des signaux respectifs d'entrée et de sortie par le circuit de traitement 6. Comme dans le cas des Figs. 1 et 2, chaque circuit de traitement 6 comporte généralement un filtre passe-haut et de pondération afin que le signal de commande ne réagisse qu'aux composantes du signal à fréquence haute, et ils comportent aussi généralement chacun un redresseur et un circuit de filtrage ayant une constante de temps appropriée afin qu'une tension de commande continue soit développée, suivant pratiquement l'enveloppe des composantes de fréquence haute. L'entrée du circuit de traitement 6 peut également être prélevée à la sortie du circuit 20 ou à l'entrée du circuit 22.

En variante, au lieu d'extraire un seul signal de commande pour les circuits 4 et 20, des signaux de commande séparés peuvent être produits en utilisant des circuits de traitement indépendants. Cela peut être souhaitable dans des applications critiques pour optimiser l'effet des circuits à réponse variable à fréquence haute et à fréquence basse.

Les Figs. 8 et 9 représentent respectivement d'autres modes de réalisation d'un codeur et d'un décodeur qui sont généralement les mêmes que ceux des Figs. 6 et 7 à l'exception que le signal de commande (ou les signaux de commande si des circuits de traitement indépendants sont utilisés) pour les différents circuits à réponse variable à fréquence haute et à fréquence basse est extrait des convertisseurs 2 et 12 par le circuit de traitement 16 de la même manière que dans les modes de réalisation des Figs. 3 et 4.

Dans les modes de réalisation des Figs. 6 à 9, la séquence suivant laquelle les circuits à réponse variable de fréquence haute et de fréquence basse fonctionnent sur les signaux analogiques peut être inversée

par rapport à la séquence décrite sans modifier le fonctionnement de l'ensemble, car le dispositif fonctionne dans des parties indépendantes et sans recouvrement du spectre audible. Il est également possible
5 détraiter le signal avec les circuits à fréquence haute et à fréquence basse essentiellement aux mêmes points du trajet du signal comme cela sera expliqué ci-après en regard d'un mode pratique de réalisation.

Le circuit à réponse variable dépendant de la
10 fréquence fonctionnant aux fréquences élevées (case 20 des Figs. 6 et 8) et le circuit complémentaire (case 22 des Figs. 7 et 9) produisent de préférence une pré-
accentuation variable dans les modes de réalisation de codeur (Figs. 6 et 8) et une désaccentuation variable
15 complémentaire dans les modes de réalisation de décodeur (Figs. 7 et 9).

Une solution courante dans les dispositifs numériques adaptatifs qui, comme cela a été indiqué ci-dessus, sont en fait des compresseurs-expandeurs numériques, consiste à prévoir des réseaux de mise en forme
20 à réponse fixe (pré et désaccentuation) afin de modifier le spectre du bruit de quantification, dans l'idée que le bruit dans la plage la plus audible du spectre (généralement les fréquences hautes) reste inaudible même lorsqu'il a augmenté jusqu'à son niveau le plus élevé, en
25 raison de l'adaptation en réponse à un signal dans une fréquence qui ne masque pas ce bruit le plus audible. Malheureusement, il n'en est pas souvent ainsi et les compresseurs expandeurs numériques à pré-
accentuation produisent généralement une modulation de bruit audible
30 dans des parties musicales critiques.

La réponse permise d'un réseau de mise en forme est un compromis entre deux conditions incompatibles. A la sortie du convertisseur numérique-analogique, il est
35 souhaitable d'introduire une forte perte des fréquences dans lesquelles un bruit ou une erreur est le plus

audible; l'entrée du convertisseur analogique-numérique nécessite alors le réseau inverse, donnant un gain important à ces fréquences. Mais ce gain augmente la probabilité d'une surcharge et par conséquent réduit la
5 la plage dynamique effective de l'ensemble pour les signaux à large bande. Autrement dit, une pré-accentuation et une désaccentuation fixes n'augmentent pas nécessairement la plage dynamique.

Les circuits 20 et 22 à réponse variable en
10 fonction de la fréquence; avec ou sans gain associé, changent la forme de leurs caractéristiques de réponse en fonction du signal de commande. Ils peuvent être considérés comme une pré-accentuation et une désaccentuation en combinaison avec le convertisseur analogique-numérique et
15 le convertisseur numérique-analogique, de sorte que le bruit de fréquence haute le plus audible est réduit par le réseau de mise en forme de réponse quand les amplitudes du signal d'entrée ne conduisent pas à une surcharge, mais si une surcharge se produisait, les réseaux s'adapteraient pour éviter l'amplification des composantes
20 spectrales prédominantes tout en maintenant la réduction de bruit lorsque ce dernier peut être audible en présence de ces composantes spectrales. Cette disposition permet beaucoup plus d'amplification et de coupure en présence
25 de signaux prédominants à des fréquences dans lesquelles le bruit n'est pas un problème et elle permet donc de rendre inaudible la modulation de bruit.

Bien entendu, les compresseurs-expandeurs analogiques à séparation de bande et à bande glissante qui
30 ont été mentionnés ci-dessus sont des exemples de pré-accentuation et de désaccentuation adaptatives; en plus des réseaux à réponse variable en fonction de la fréquence (c'est-à-dire à réponse adaptative) ils comportent normalement leurs propres circuits pour mesurer l'amplitude et le
35 spectre des signaux de son pour commander la réponse

variable ou l'adaptation. Les circuits de traitement 6 (Figs. 6 et 7) et 16 (Figs. 8 et 9) peuvent comporter ces circuits, avec des changements appropriés de réponse en fréquence si cela est nécessaire.

5 Dans les dispositifs numériques adaptatifs utilisant un échelonnement variable, le convertisseur analogique-numérique reçoit un signal de commande ou un facteur d'échelonnement, en général produit numériquement, qui doit être reconstitué dans le convertisseur numérique-
10 analogique (par exemple les modes de réalisation des Figs. 8 et 9). Le signal de commande peut être utilisé pour fonctionner sur les réseaux à réponse adaptative; le signal de commande peut être considéré comme une mesure produite numériquement du signal de son qui est initiale-
15 ment produit dans le convertisseur analogique-numérique et qui peut être reconstitué à tout degré voulu de précision dans le convertisseur numérique-analogique. Par conséquent, l'un des problèmes majeurs dans un compresseur-expandeur analogique, qui est d'effectuer une mesure iden-
20 tique du signal aux extrémités d'émission et de réception, est éliminé et une poursuite précise entre la pré-accélération et la désaccélération variables est facile à obtenir.

En pratique, les réseaux 20 et 22 à réponse
25 variable en fonction de la fréquence peuvent prendre la forme de dispositifs à gain variable en fonction de la fréquence, comme des compresseurs et des expandeurs à bande fixe ou à bande glissante fonctionnant aux fréquences hautes, comme ceux mentionnés ci-dessus.

30 Dans les compresseurs-expandeurs analogiques courants, l'audibilité de modulation de bruit dépend du rapport de compression; plus le rapport est élevé, plus l'amplitude de signal est grande avant que le niveau de bruit s'élève suffisamment pour devenir audible. Malheu-
35 reusement, des rapports élevés de compression et par conséquent d'expansion conduisent à des erreurs de poursuite en raison des différences entre les mesures du signal faites au compresseur et à l'expandeur et les

compresseurs-expandeurs analogiques pratiques ont généralement des rapports dans la plage de 1,5 à 3. La précision avec laquelle le signal de commande produit numériquement peut être reconstitué permet d'utiliser des rapports nettement plus élevés dans les modes de réalisation des Figs. 8 et 9. La combinaison d'une pré-accentuation adaptative et de la production d'un facteur d'échelonnement dans le convertisseur analogique-numérique peuvent être considérées comme un compresseur à commande de sortie dont le rapport de compression dépend des caractéristiques de commande du réseau variable et des caractéristiques d'entrée/sortie de la mesure numérique. Connaissant cette dernière, il est possible de déterminer les caractéristiques nécessaires pour obtenir un rapport de compression voulu.

Les Figs. 10 et 11 représentent respectivement des modes plus spécifiques de réalisation des circuits 8 et 9. Ces modes de réalisation constituent un dispositif sonore à codage/décodage numérique relativement simple, de prix peu élevé et de haute performance; les avantages connus de la modulation delta adaptative sont maintenus y compris sa simplicité de circuit, tout en augmentant la plage dynamique de l'ensemble sans introduire d'effets latéraux ennuyeux comme la modulation de bruit. Le dispositif qui en résulte convient particulièrement pour l'utilisation dans des dispositifs bon marché, à débit de données limité lorsqu'une large plage dynamique et un rapport signal-bruit élevé sont souhaités.

Diverses dispositions de modulation delta sont décrites dans l'article "Delta Modulation" par H.R. Schindler, IEEE Spectrum, Vol. 7, pages 69-78, octobre 1970. L'article contient une discussion de la modulation delta adaptative et également une large bibliographie. Un système de modulation delta adaptative est également décrit dans "High Performance Digital Audio Systems" par Robert I. Masta, Electronic Products, page 66, 20 avril

1982. Des systèmes de modulation delta adaptative sont également décrits dans les brevets des Etats-Unis d'Amérique n° 4 190 801, 4 254 502, 4 305 050 et 4 213 204. Les convertisseurs analogiques-numériques et numériques-analogiques 24 et 26 sont du type à modulation delta à pente variable continuellement (CVSD). Ces dispositifs sont bien connus. Dans le but de réduire davantage le bruit audible, une réaction d'erreur est utilisée dans le convertisseur analogique-numérique 24. Cette technique est également connue. Voir par exemple les brevets des Etats-Unis d'Amérique n° 2 924 962 et 4 313 204 ainsi que l'article "Reduction of Quantizing Noise by Use of Feedback" par Spang et Schultheiss, IRE Trans. Commun. Syst., Vol. CS-10 pages 373-380, Décembre 1962.

15 Un compresseur 28 à bande glissante à fréquence haute et un expanseur complémentaire à bande glissante, commandés chacun par le convertisseur associé, assurent la réduction de bruit à fréquence haute.

L'importance de la réduction de bruit prévue par la bande glissante et le spectre de fréquence dans laquelle elle est effective peuvent être choisies pour répondre au spectre de bruit qui subsiste même avec l'utilisation de la réaction d'erreur. Par exemple, à moins que la fréquence d'horloge ne soit suffisamment élevée, un bruit notable subsiste aux fréquences audibles très élevées quand la correction par réaction d'erreur est utilisée. La configuration du dispositif de réduction de bruit à bande glissante pour fonctionner dans cette région du spectre audible conduit à la combinaison des deux résultats dans une réduction de bruit dans le spectre audible des fréquences hautes tout en fonctionnant à des fréquences d'horloge qui seraient autrement inacceptables pour un son de haute qualité. La combinaison de cette disposition avec un amplificateur 32 à fréquence basse variable et une coupure 34 à fréquence basse variable complémentaire configurée pour réduire un bruit qui subsiste à fréquence basse entraîne la réduction de pratiquement tout le bruit dans tout le spectre audible.

Les dispositifs à bande glissante peuvent prendre différentes formes comme l'indique la technique antérieure ci-dessus. Dans ce mode de réalisation, les dispositifs sont des modifications des dispositifs à bande glissante bien connus comme des compresseurs et

5 expanseurs du type B, dont une première forme est décrite dans le brevet des Etats-Unis d'Amérique Re 426. Dans cette application, aucun circuit de commande n'est nécessaire car le signal de commande est extrait des convertisseurs 24 et 26. En outre, les dispositifs

10 doivent fonctionner seulement aux fréquences élevées en raison de la réduction de bruit à fréquence basse obtenue par l'ensemble d'amplification et de coupure variable à fréquence basse et en raison de la nature prédominante de fréquence haute du spectre de bruit dans ce système de

15 modulation delta quand la correction par réaction d'erreur utilisée ne fait pas sortir entièrement le spectre de bruit de la bande audible utilisable par l'utilisation d'une fréquence d'horloge relativement basse. Comme cela a été mentionné ci-dessus, il est souhaitable que

20 l'ensemble de compresseur-expanseur n'agisse pas aux fréquences basses car une telle disposition augmenterait les variations non masquées de bruit à fréquence basse en présence de signaux à fréquence haute. Ainsi, les bandes de fréquence dans lesquelles la réduction de bruit

25 à fréquence haute et dans lesquelles fonctionnent l'amplification/coupure à fréquence basse sont mutuellement exclusives.

Selon la Fig. 10, à l'entrée de dispositif, un simple filtre passe-bas bipolaire 36 limite la bande

30 du signal d'entrée de son. Contrairement aux dispositifs MIC courants avec de faibles fréquences d'échantillonnage, des filtres anti-ambiguïté complexes ne sont pas nécessaires. Un filtre passe-bas similaire 38 est introduit après le convertisseur numérique-analogique 26 de la

35 Fig. 11. Le compresseur 28 à bande glissante est un dispositif de Type I à double circuit similaire à celui décrit

dans la demande de brevet britannique de 2 079 114 A.
Le circuit principal contient un conformateur de réponse fixe 40 indépendant du niveau selon la Fig. 14, permettant la transmission de signaux à fréquence haute et de haut niveau.

5 L'autre circuit comprend un filtre passe-haut 42 unipolaire, commandé par tension. A l'état de repos, sa fréquence de coupure est environ 10 kHz. L'effet du filtre variable est une compression dont le rapport
10 dépend de la forme de la caractéristique filtre/commande, cette compression se faisant au-dessus d'un niveau seuil en fonction du gain en boucle du dispositif de commande. Le gain avant sommation avec le circuit principal est 14 dB, donnant une pré-accentuation au repos qui monte
15 à 6 dB par octave de 2 kHz à environ 10 kHz. Au-dessus d'une valeur seuil du signal de commande, cette pré-accentuation se déplace en fréquence vers le haut en fonction croissante d'un signal de commande extrait du courant binaire. Le supprimeur de surmodulation 44
20 (décrit dans le brevet des Etats-Unis d'Amérique Re 28 426) évite toute distorsion transitoire dans le convertisseur analogique-numérique. Le circuit principal et l'autre circuit sont additionnés dans un combineur 46.

Le signal de son traité provenant du compresseur
25 28 à bande glissante est appliqué par un étage de sommation 28 à un comparateur 50. L'autre entrée du comparateur reçoit un signal de son qui a été reproduit à partir du flux binaire numérique de sortie. La sortie du comparateur est échantillonnée à la fréquence d'horloge
30 par un circuit bistable 52 pour devenir le flux binaire de sortie. Le flux binaire de sortie commande la polarité de l'intégration (case 54) afin que le signal de son reproduit suive le signal de son d'entrée. L'algorithme adaptatif 56 utilise le flux binaire pour produire une
35 tension analogique de commande qui est intégrée (case 54)

afin de restituer le son. Le signal de commande est également utilisé pour commander le dispositif de réduction de bruit analogique.

5 L'erreur qui a été faite dans cette conversion apparaît à l'entrée du comparateur. Le signal d'erreur est prélevé par une boucle 56 de réaction d'erreur comprenant un filtre passe-bas 58 et il est combiné avec le signal de son traité. Ce processus décale le spectre de l'erreur, vers les fréquences supérieures. Avec une
10 fréquence d'échantillonnage suffisamment élevée, il y a une place suffisante au-dessus de la limite supérieure de la plage des fréquences audibles et au-dessous de la fréquence d'horloge dans laquelle le spectre d'erreur peut être déplacé. Ainsi, la plus grande partie du bruit
15 de quantification peut être sortie de la plage audible, laissant beaucoup moins de bruit audible que celui habituellement associé avec un dispositif courant de modulation delta. Si une fréquence d'échantillonnage plus basse est utilisée, il reste un certain bruit résiduel aux
20 fréquences très élevées, comme décrit ci-dessus. Le circuit binaire de sortie de base est ensuite traité comme cela peut être uniquement nécessaire pour l'application au support de transmission.

La Fig. 11 montre des détails du décodeur
25 complémentaire du codeur de la Fig. 10. Le signal provenant du support de transmission est traité comme cela peut être nécessaire pour obtenir le flux binaire d'entrée de base. Le circuit de traitement comporte un circuit pour extraire un signal d'horloge. Ces techniques sont bien connues.
30

Le convertisseur numérique-analogique 26 est un démodulateur delta adaptatif identique à une partie du convertisseur analogique-numérique 24. Le comparateur 50 et la boucle 56 de réaction d'erreur ne sont pas
35 nécessaires pour le démodulateur. Les cases 54, 55 et 56 sont identiques dans les deux convertisseurs. La

sortie de son provenant de la sortie de l'intégrateur passe par un filtre passe-bas bipolaire, vers l'expandeur complémentaire 30 à bande glissante. Ce dernier a également une configuration à deux circuits, dans laquelle le circuit principal comporte un conformateur de réponse 40' indépendant du niveau (inverse de la Fig. 14) et l'autre circuit comporte une réaction négative de la sortie à un combineur de sommation 46 à l'entrée, par un filtre passe-haut variable 42 et un suppresseur de surmodulation 44. Le filtre 42 est commandé par le signal de commande extrait du flux binaire dans le convertisseur numérique-analogique et le résultat est une réponse complémentaire de celle du processeur de réduction de bruit au codage.

Les indications données ci-dessus en regard de la description des modes de réalisation des Figs. 6 à 9 et concernant les positions relatives des circuits à réponse variable à fréquence haute et à fréquence basse s'appliquent également au circuit d'amplification 32 à fréquence basse variable et au compresseur à bande glissante 28 de la Fig. 10 ainsi qu'au circuit de coupure 34 à fréquence variable et à l'expandeur à bande glissante de la Fig. 11. Autrement dit, l'ordre dans lequel les circuits fonctionnent sur les signaux analogiques n'affecte pas le résultat car les circuits fonctionnent dans des bandes de fréquence séparées, pratiquement sans chevauchement. Etant donné qu'il en est ainsi, la disposition peut être simplifiée de manière que les circuits d'amplification et de coupure de fréquence basse variables forment respectivement d'autres circuits latéraux dans le compresseur et l'expandeur à bande glissante comme le montre les Figs. 12 et 13. Le résultat équivaut à prévoir des circuits extérieurs au compresseur et à l'expandeur comme selon les Figs. 10 et 11.

Selon la Fig. 12, le circuit d'amplification de fréquence basse variable est constitué par une boucle

à réaction négative qui comprend un inverseur 60 et un circuit 62 avec un filtre passe-bas commandé et un amplificateur à gain fixe. Le signal de commande du filtre passe-bas commandé peut être le même signal de commande analogique provenant du convertisseur analogique-numérique 24 qui est appliqué au filtre passe-haut commandé 42.

Selon la Fig. 13, le circuit de coupure de fréquence basse est formé par une boucle de réaction positive qui comprend les mêmes éléments que le circuit 62 de la Fig. 12.

La Fig. 14 est un exemple d'une courbe de réponse en fréquence du circuit 40 conformateur de réponse utilisé dans les codeurs des Figs. 10 et 12. La réponse est fixe et indépendante du niveau. La réponse complémentaire est utilisée dans un réseau 40' des décodeurs des Figs. 11 et 13.

Les Figs. 15 et 16 sont des schémas de modes pratiques de réalisation des dispositifs des Figs. 12 et 13. Les circuits sont prévus pour une modulation delta de type CVSD comme décrite ci-dessus en regard des modes de réalisation des Figs. 10 et 11 (par exemple la case 24 de la Fig. 10 et la case 30 de la Fig. 11). La tension de commande provenant du modulateur delta est utilisée pour commander une simple résistance commandée par courant qui produit à la fois l'amplification de fréquence haute à bande glissante et une amplification à fréquence basse variable. Dans ce cas, et comme cela sera expliqué par la suite, l'amplification à fréquence basse consiste en fait à diminuer la coupure à fréquence basse et l'amplification à fréquence haute est superposée sur la désaccentuation de fréquence haute apportée par le réseau 40. La Fig. 17 est un jeu représentatif de courbes de réponse en fréquence pour augmenter progressivement la valeur de la tension de commande (qui est proportionnelle à l'augmentation de la pente du signal d'entrée). Les flèches

sur la Fig. 17 indiquent le sens d'augmentation de la tension du signal de commande. Sur la Fig. 16, le décodeur complémentaire est représenté avec la tension de commande provenant du démodulateur delta commandant également une simple résistance commandée par courant qui assure, dans le cas du décodeur, une coupure de fréquence haute à bande glissante et une coupure de fréquence basse variable. Les caractéristiques de réponse du décodeur sont complémentaires de celles de la Fig. 17. Dans le codeur et le décodeur, il est possible d'utiliser la même résistance commandée par courant à la fois pour la fonction de bande glissante à fréquence haute et la fonction de réponse en fréquence basse variable car les fonctions sont remplies dans des bandes de fréquence séparées comme cela sera expliqué par la suite. En ce qui concerne maintenant les détails de la Fig. 15, le signal d'entrée de son est appliqué à un filtre d'entrée passe-bas bipolaire ayant une fréquence de coupure d'environ 16 kHz. Le filtre est constitué par 1/2 IC101 (un amplificateur opérationnel) avec ses résistances et condensateurs associés (C101, C102, C103, R101, R102 et R103). La sortie du filtre est appliquée au circuit principal dans lequel est placé le réseau anti saturation constitué par R104, R106 et C104. Cette combinaison de composants forme un filtre passe-bas unipolaire ayant une fréquence de coude d'environ 6 kHz. La sortie du réseau anti saturation est appliquée à un additionneur/inverseur (amplificateur opérationnel 1/2 IC102). La sortie du filtre d'entrée est également appliquée au condensateur C109 qui, avec la résistance commandée par courant (1/2 IC103) forme un filtre passe-haut variable. La résistance commandée par courant est commandée par un signal traité provenant du modulateur delta CVSD appliqué à l'entrée de codage de commande. Le circuit de traitement comporte un circuit de maintien de crête et de seuil constitué par un amplificateur opérationnel 1/2 IC101,

des diodes D101, D102, des résistances R110 et R111 et la tension de référence appliquée par la résistance R111. Un filtre passe-bas ayant une fréquence de coude d'environ 700 Hz constituée par R120, R121 et C110 forme
5 un circuit de contre-réaction entre la sortie de l'additionneur/inverseur (1/2 IC102) et l'entrée de l'amplificateur opérationnel (1/2 IC102). Un condensateur C108 présente une impédance nulle aux fréquences audibles considérées. Par conséquent, le filtre passe-bas se
10 comporte comme une résistance commandée pour former un atténuateur variable par la commande du gain de l'amplificateur opérationnel 1/2 IC102. La sortie de l'amplificateur opérationnel 1/2 IC 102 est appliquée à l'entrée de l'additionneur/inverseur de manière à compléter une
15 boucle d'avance directe avec le filtre passe-haut variable et une bouche de contre/réaction avec un atténuateur variable. Les diodes D103, D104 assurent la suppression de surcharge.

L'action de l'atténuateur variable peut être
20 analysée de la manière suivante. Si la valeur de la résistance variable est infinie (quand son courant de commande est nul) au-dessus de la fréquence de coupure du filtre passe-bas, la boucle de contre-réaction peut être négligée tandis qu'au-dessous de la fréquence de coupure,
25 la boucle présente un gain fini. Avec les valeurs indiquées des composants, il résulte une atténuation d'environ 6 dB pour des signaux dans la bande passante du filtre passe-bas. Quand la valeur de la résistance commandée décroît (quand la tension du signal de commande augmente)
30 la contre-réaction est réduite, ce qui réduit l'atténuation et augmente le gain de la boucle. Aux valeurs très faibles de la résistance commandée, la réponse globale en fréquence basse du circuit principal et des circuits latéraux comprenant les boucles de réaction et de contre-
35 réaction approche d'une réponse plate. Cette disposition

équivalait à une amplification de fréquence basse variable en combinaison avec une coupure de réponse en fréquence basse fixe. Les courbes de réponse de la Fig. 17 montrent la diminution de coupure de fréquence basse quand le
5 signal de commande augmente. Le signal de réaction de fréquence haute ne contribue pas à la sortie du signal dans la bande de fréquence où intervient le circuit de contre-réaction. Le circuit de fréquence haute présente une réponse de bande glissante en fréquence haute dont
10 il résulte dans la réponse globale en fréquence haute des circuits principaux et des circuits latéraux une diminution d'amplification en fréquence haute quand le signal de commande augmente. La réponse globale passe au-dessous d'une réponse plate aux fréquences hautes en
15 raison de l'effet du circuit anti-saturation.

La Fig. 17 indique d'une façon générale la réponse globale combinée voulue de l'amplification de fréquence basse variable et de pré-accentuation de
fréquence haute variable nécessaires pour réduire au
20 minimum le bruit dans tout le spectre audible dans un dispositif numérique du type décrit. Quand le contenu de fréquence haute et de haut niveau du signal de son augmente, la pré-accentuation de fréquence haute est réduite alors qu'en même temps l'amplification de
25 fréquence basse est accrue.

La Fig. 16 représente un circuit destiné à un décodeur complémentaire du circuit de la Fig. 15. La disposition générale est basée sur celle de la Fig. 13, c'est-à-dire que le circuit de coupure de fréquence basse
30 variable complémentaire est constitué par une boucle de réaction positive tandis que la désaccentuation de fréquence haute variable complémentaire est assurée par une boucle de contre-réaction. Le fonctionnement du circuit est analogue à celui de la Fig. 15. La tension
35 de commande provenant du démodulateur delta est utilisée pour commander une résistance commandée par courant qui assure à la fois une coupure de fréquence haute à bande

glissante et une coupure de fréquence basse variable. Dans ce cas, et comme cela sera expliqué ci-après, la coupure de fréquence basse consiste en fait en une diminution d'amplification de fréquence basse et la
5 coupure de fréquence haute est superposée sur la pré-
accentuation de fréquence haute assurée par le réseau
40'.

En ce qui concerne maintenant les détails de la Fig. 16, le signal analogique d'entrée provenant du
10 démodulateur delta est appliqué au circuit principal à
l'entrée de 1/2 IC202 autour duquel est placé le
réseau anti-saturation constitué par R204, R206 et C204
comme une boucle de réaction afin d'obtenir la réponse
complémentaire au réseau de la Fig. 15. Cette combinai-
15 son d'une boucle de réaction autour de l'amplificateur
opérationnel forme une augmentation de pré-accentuation
de fréquence haute, à 6 dB par octave au-dessus d'envi-
ron 6 kHz. La sortie de l'additionneur/inverseur est
appliquée à un filtre passe-bas bipolaire ayant une
20 fréquence de coupure d'environ 16 kHz, c'est-à-dire
l'amplificateur opérationnel 1/2 IC201 et des résis-
tances et condensateurs associés C201, R202, R203, C202
et C203. La sortie de l'additionneur/inverseur est éga-
lement appliquée au condensateur C209 qui, avec la
25 résistance commandée par courant (1/2 IC203) forme un
filtre passe-haut variable dans une boucle de contre-
réaction. La résistance commandée par courant est
commandée par un signal traité provenant du démodulateur
delta CVSD appliqué à l'entrée de décodage de commande.
30 Le circuit de traitement comporte un circuit de maintien
de crête et de seuil qui comprend l'amplificateur
opérationnel 1/2 IC201, les diodes D201, D202, les
résistances R210 et R212 et la tension de référence
appliquée par la résistance R211. Un filtre passe-bas
35 ayant une fréquence de coude d'environ 700 Hz, constitué
par R220, R221 et C210 reçoit également le signal analo-
gique d'entrée et fait partie d'une boucle de réaction

vers l'entrée de l'amplificateur opérationnel 1/2 IC202. Le condensateur C208 présente une impédance nulle aux fréquences audibles considérées. Par conséquent, le filtre passe-bas avec la résistance commandée forme un atténuateur variable qui commande le gain de la boucle comprenant l'amplificateur opérationnel 1/2 IC202. Ainsi, la boucle de réaction agit comme une amplification variable. La sortie de l'amplificateur opérationnel 1/2 IC202 est appliquée à l'entrée de l'additionneur/inverseur afin de compléter la boucle de contre-réaction (désaccentuation variable) comprenant le filtre passe-haut variable et la boucle de réaction (amplification variable) comprenant un atténuateur variable. Les diodes D203, D204 assurent la suppression de surmodulation.

L'effet de la boucle d'amplification variable peut être analysé de la manière suivante. Quand la valeur de la résistance variable est infinie (quand son courant de commande est nul), au-dessus de la fréquence de coupure du filtre passe-bas, la boucle de réaction peut être ignorée tandis qu'au-dessous de la fréquence de coupure, la boucle présente un gain fini. Pour les valeurs indiquées des composants, le résultat est une amplification d'environ 6 dB pour des signaux dans la bande passante du filtre passe-bas. Quand la valeur de la résistance commandée décroît (quand le signal de commande augmente), la réaction est réduite ce qui augmente l'atténuation et diminue le gain de la boucle. Pour des valeurs très faibles de la résistance commandée, la réponse globale en fréquence basse du circuit principal et des circuits latéraux comprenant les boucles de réaction et de contre-réaction s'approche d'une réponse plate. Cette disposition équivaut à une coupure de fréquence basse variable en combinaison avec une amplification de réponse fixe à fréquence basse. Les courbes de réponse de la Fig. 17 montrent la diminution de la coupure de fréquence basse quand le signal de commande augmente pour le circuit de

la Fig. 15. Il en résulte dans ce cas une réponse complémentaire. Le circuit de contre-réaction en fréquence haute ne contribue pas au signal de sortie dans la bande des fréquences où intervient le circuit de réaction à fréquence basse. Le circuit de fréquence haute a une réponse courante de bande glissante à fréquence haute dont il résulte une réponse globale à fréquence haute du circuit principal et des circuits latéraux c'est-à-dire une diminution de désaccentuation de fréquence haute quand le signal de commande augmente. La réponse passe au-dessus d'une réponse plate aux fréquences hautes sous l'effet du réseau anti-saturation.

Dans les différents modes de réalisation décrits ci-dessus, les signaux numériques entre le codeur numérique et le décodeur numérique sont transmis par un support de transmission qui peut prendre de nombreuses formes. Par exemple, les signaux numériques peuvent être appliqués directement à un support d'enregistrement et de lecture (bande magnétique, disque, etc.) ou un ensemble d'émetteurs et de récepteurs pour la transmission par fil ou par l'espace, etc. En outre, une autre modulation ou un autre codage peut être utilisé avant l'enregistrement ou la transmission.

Bien que les divers modes de réalisation de codeurs et décodeurs sont utiles en eux-mêmes, ils peuvent être combinés par un support de transmission pour former un ensemble complet de codeur et décodeur.

REVENDEICATIONS

1. Dispositif de conversion analogique-numérique de signaux de son, recevant des signaux analogiques d'entrée de son, caractérisé en ce qu'il comporte un dispositif (2, 14) de conversion analogique-numérique à modulation différentielle adaptative, un dispositif (4) à réponse variable en fonction de la fréquence pour traiter lesdits signaux d'entrée de son avant leur application audit dispositif de conversion, ledit dispositif à réponse variable ayant pour caractéristique qu'il amplifie, par rapport aux autres parties du spectre audible, des signaux dans la partie inférieure du spectre audible, le degré d'amplification augmentant avec l'augmentation de l'amplitude des composantes du signal dans la partie supérieure du spectre audible.
2. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que le degré d'amplification est une fonction croissante de la pente des composantes du signal d'entrée de son dans la partie supérieure du spectre audible.
3. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que le degré d'amplification est directement proportionnel à la pente des amplitudes des composantes du signal d'entrée de son dans la partie supérieure du spectre audible.
4. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que le degré d'amplification est commandé par un signal de commande, ledit dispositif à réponse variable (4) comprenant un dispositif (6) qui produit un signal de commande formé à partir des signaux d'entrée de son.
5. Dispositif selon la revendication 4, caractérisé en ce que ledit dispositif (6) qui produit un signal de commande comporte un filtre passe-haut et de pondération et un redresseur.
6. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit dispositif de conversion (2, 14) comporte un dispositif qui produit un signal de hauteur

de pas, et dans lequel le degré d'amplification par ledit dispositif à réponse variable est commandé par un signal de commande produit à partir dudit signal de hauteur de pas.

5 7. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 1 à 6, caractérisé en ce qu'il comporte un dispositif pour produire un niveau seuil de manière qu'au-dessus d'un niveau seuil de l'amplitude des compo-
10 santes des signaux dans la partie supérieure du spectre audible, une amplification soit produite tandis qu'au-dessous dudit seuil, aucune amplification n'est produite.

 8. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 1 à 6, caractérisé en ce qu'il comporte un autre
15 dispositif (20) à réponse variable en fonction de la fréquence pour traiter lesdits signaux d'entrée de son avant leur application audit dispositif de conversion, ledit autre dispositif à réponse variable ayant pour caractéristique d'amplifier, par rapport aux autres
20 parties du spectre audible, des signaux dans la partie supérieure du spectre audible, le degré d'amplification diminuant avec l'augmentation de l'amplitude des composantes du signal dans la partie supérieure du spectre audible.

 9. Dispositif selon la revendication 8, caracté-
25 risé en ce que ledit autre dispositif (20) de réponse variable en fonction de la fréquence possède une caractéristique de bande glissante.

 10. Dispositif selon la revendication 8, caracté-
30 risé en ce que ledit autre dispositif (20) à réponse variable en fonction de la fréquence possède une caractéristique de bande fixe.

 11. Dispositif selon la revendication 1, caracté-
35 risé en ce que ledit dispositif (2, 14) de conversion analogique-numérique à modulation différentielle adaptative consiste en un dispositif de conversion à modulation delta différentiel adaptative.

12. Dispositif selon la revendication 11, caractérisé en ce que ledit dispositif (2, 14) de conversion à modulation delta différentielle adaptative comporte un codeur à modulation delta à pente variable continuellement.

13. Dispositif de conversion numérique-analogique de signaux de son recevant des signaux numériques d'entrée de son, caractérisé en ce qu'il comporte un dispositif (12, 18) de conversion numérique-analogique à modulation différentielle adaptative, un dispositif (10) à réponse variable dépendant de la fréquence pour traiter les signaux analogiques de son provenant dudit dispositif de conversion, le dispositif à réponse variable ayant pour caractéristique qu'il coupe, par rapport aux autres parties du spectre audible, des signaux dans la partie inférieure du spectre audible, le degré de coupure augmentant avec l'augmentation de l'amplitude des composantes des signaux dans la partie supérieure du spectre audible.

14. Dispositif selon la revendication 13, caractérisé en ce que le degré de coupure est une fonction croissante de la pente des amplitudes des composantes des signaux dans la partie supérieure du spectre audible.

15. Dispositif selon la revendication 13, caractérisé en ce que le degré de coupure est directement proportionnel à la pente des amplitudes des signaux dans la partie supérieure du spectre audible.

16. Dispositif selon la revendication 13, caractérisé en ce que le degré de coupure est commandé par un signal de commande, le dispositif (10) à réponse variable comprenant un dispositif (16) qui produit un signal de commande à partir des signaux analogiques de son.

17. Dispositif selon la revendication 16, caractérisé en ce que ledit dispositif (16) qui produit un signal de commande comporte un filtre passe-haut et de pondération et un redresseur.

18. Dispositif selon la revendication 13, caractérisé en ce que ledit dispositif de conversion (12, 18)

comporte un dispositif produisant un signal de hauteur depas, et dans lequel le degré de coupure par ledit dispositif à réponse variable est commandé par un signal de commande produit à partir dudit signal de hauteur de pas.

19. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 13 à 18, caractérisé en ce qu'il comporte un dispositif pour produire un niveau seuil de manière qu'au-dessus d'un niveau seuil d'amplitude des composantes des signaux dans la partie supérieure du spectre audible, une coupure se produit tandis qu'aucune coupure ne se produit au-dessous dudit seuil.

20. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 13 à 18, caractérisé en ce qu'il comporte un autre dispositif (22) à réponse variable en fonction de la fréquence pour traiter des signaux analogiques de son produit par ledit dispositif de conversion, ledit autre dispositif à réponse variable ayant pour caractéristique qu'il coupe, par rapport à d'autres parties du spectre audible, des signaux dans la partie supérieure du spectre audible, le degré de coupure diminuant avec l'augmentation d'amplitude des composantes des signaux dans la partie supérieure du spectre audible.

21. Dispositif selon la revendication 20, caractérisé en ce que ledit autre dispositif (22) à réponse variable en fonction de la fréquence possède une caractéristique de bande glissante.

22. Dispositif selon la revendication 20, caractérisé en ce que ledit autre dispositif (22) à réponse variable en fonction de la fréquence possède une caractéristique de bande fixe.

23. Dispositif selon la revendication 13, caractérisé en ce que ledit dispositif (12, 18) de conversion analogique-numérique à modulation différentielle adaptative comporte un dispositif de conversion à modulation delta différentielle adaptative.

24. Dispositif selon la revendication 23, caractérisé en ce ledit dispositif (12, 18) de conversion à modulation delta différentielle adaptative comporte un codeur à modulation delta à pente variable continuellement.

25. Dispositif de conversion analogique-numérique selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il est associé avec un dispositif de conversion numérique-analogique pour rétablir la forme analogique des signaux numérisés par ledit dispositif de conversion analogique-numérique et qui sont reçus par l'intermédiaire d'un support de transmission, ledit dispositif de conversion numérique-analogique comprenant un convertisseur (12, 18) numérique-analogique différentiel adaptatif qui reçoit lesdits signaux numérisés pour les convertir en forme analogique et un dispositif (10) à réponse variable en fonction de la fréquence complémentaire pour traiter lesdits signaux analogiques provenant dudit convertisseur numérique-analogique, la forme de la caractéristique de réponse dudit dispositif à réponse variable complémentaire variant de façon complémentaire de la caractéristique de réponse du dispositif à réponse variable dans ledit dispositif de conversion analogique-numérique.

26. Dispositif selon la revendication 25, caractérisé en ce que le dispositif (10) à réponse variable en fonction de la fréquence complémentaire varie en réponse au signal analogique.

27. Dispositif selon la revendication 25, caractérisé en ce que ledit convertisseur numérique-analogique (12, 18) comporte un dispositif pour produire un signal de hauteur de pas et dans lequel le dispositif à réponse variable en fonction de la fréquence complémentaire varie en réponse à un signal produit à partir dudit signal de hauteur de pas.

28. Dispositif de conversion analogique-numérique selon la revendication 8, caractérisé en ce qu'il est

associé avec un dispositif de conversion numérique-analogique pour rétablir la forme analogique des signaux numérisés par ledit dispositif de conversion analogique-numérique et qui sont reçus par un support de transmission, ledit dispositif de conversion numérique-analogique comportant un convertisseur (12, 18) numérique-analogique différentiel adaptatif qui reçoit lesdits signaux numérisés pour les convertir en forme analogique, un dispositif (10) à réponse variable en fonction de la fréquence

5

10 complémentaire pour traiter lesdits signaux analogiques provenant dudit convertisseur numérique-analogique, la forme de la caractéristique de réponse dudit dispositif à réponse variable complémentaire variant de façon complémentaire à la caractéristique de réponse du dispositif

15 à réponse variable à fréquence basse dans ledit dispositif de conversion analogique-numérique, et un autre dispositif (22) à réponse variable en fonction de la fréquence complémentaire pour traiter lesdits signaux analogiques provenant dudit convertisseur numérique-

20 analogique, la forme de la caractéristique de réponse dudit dispositif à réponse variable complémentaire variant de façon complémentaire à la caractéristique de réponse du dispositif à réponse variable à fréquence haute dans ledit dispositif de conversion analogique-

25 numérique.

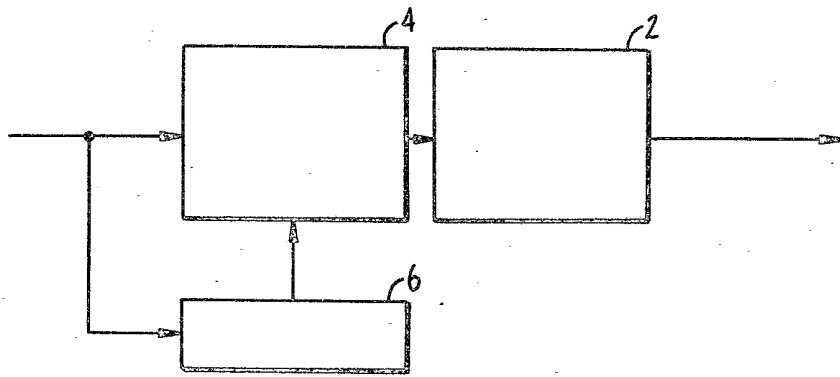


FIG. 1.

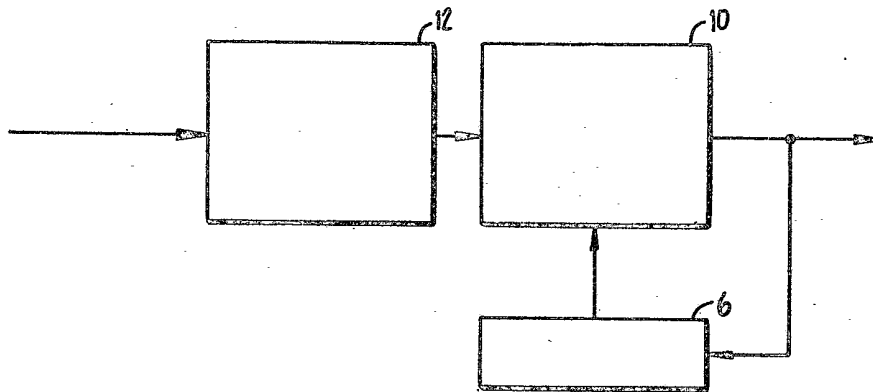


FIG. 2.

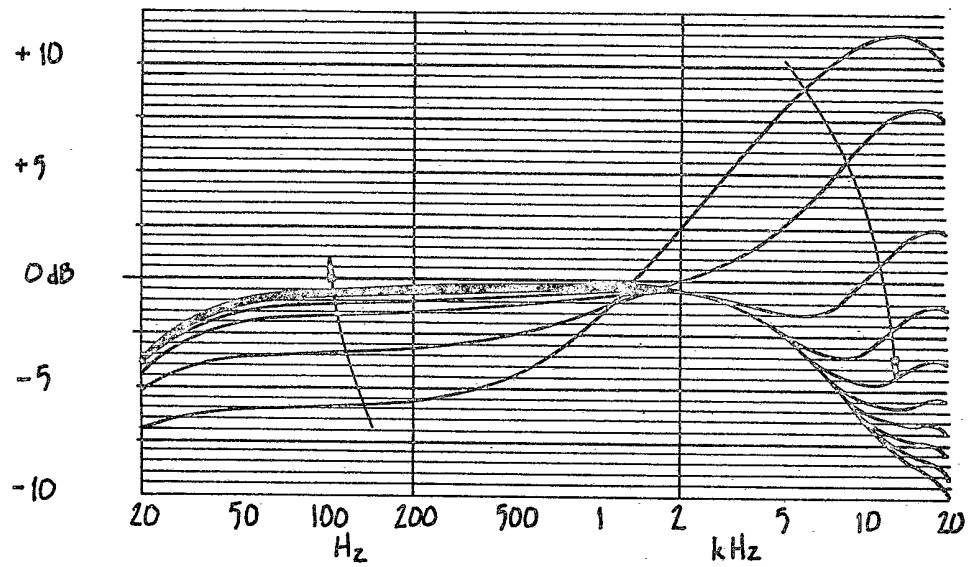


FIG. 17.

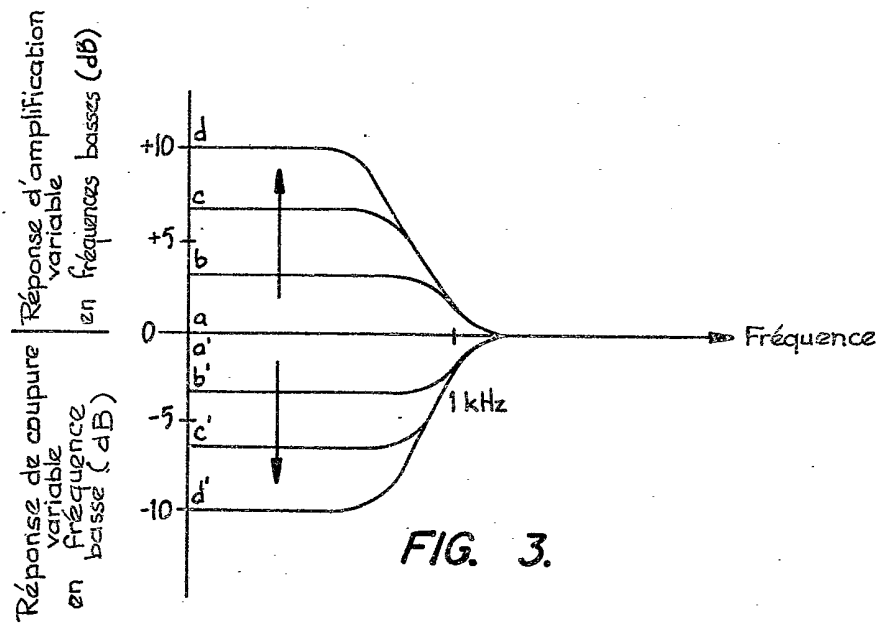


FIG. 3.

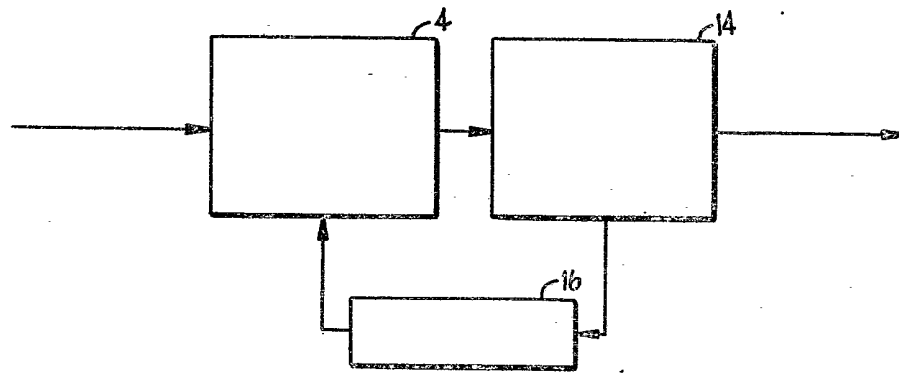


FIG. 4.

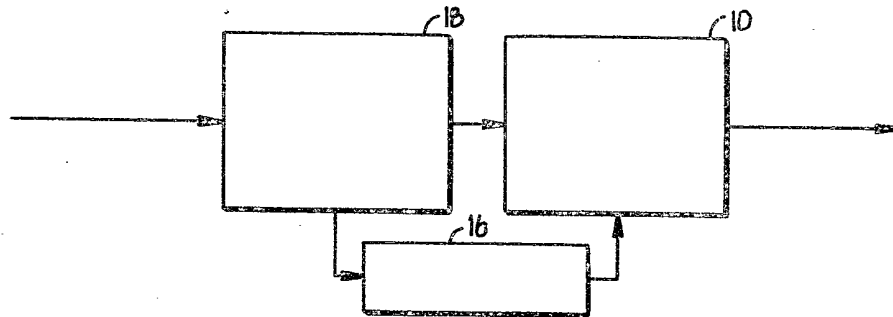


FIG. 5.

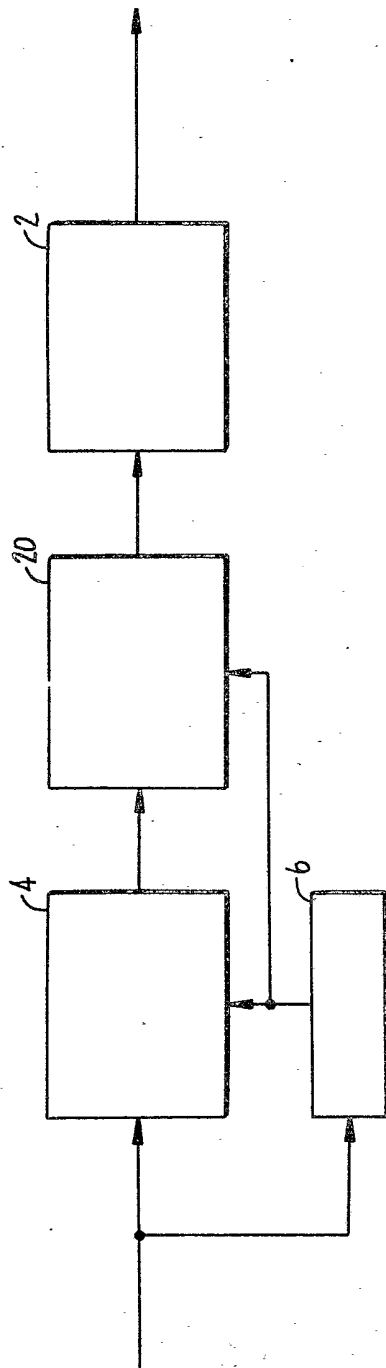


FIG. 6.

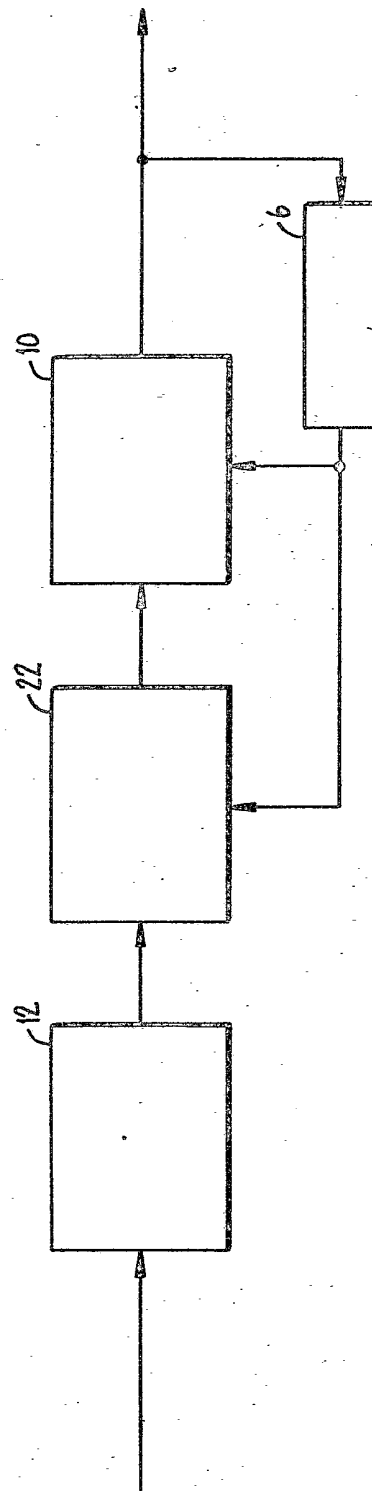


FIG. 7.

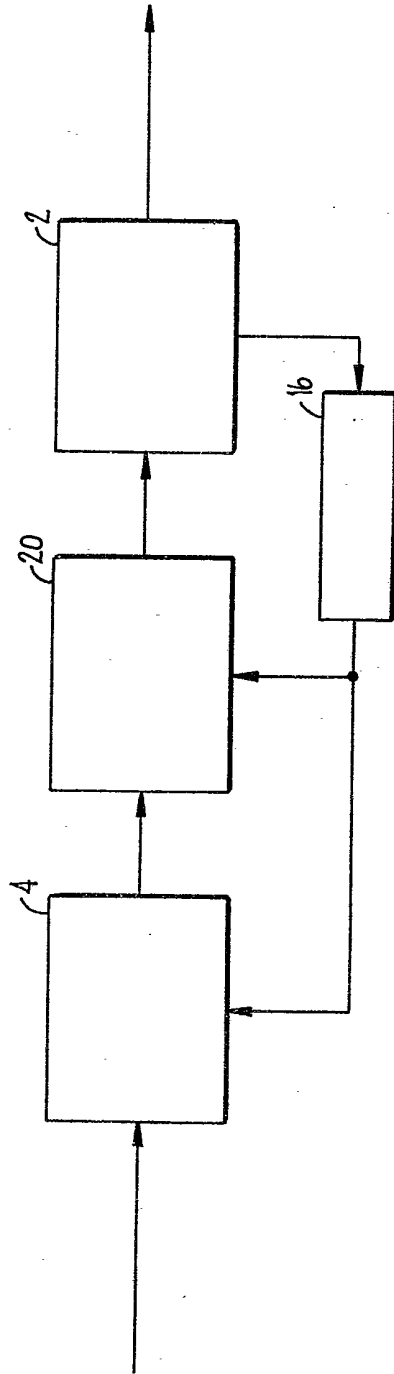


FIG. 8.

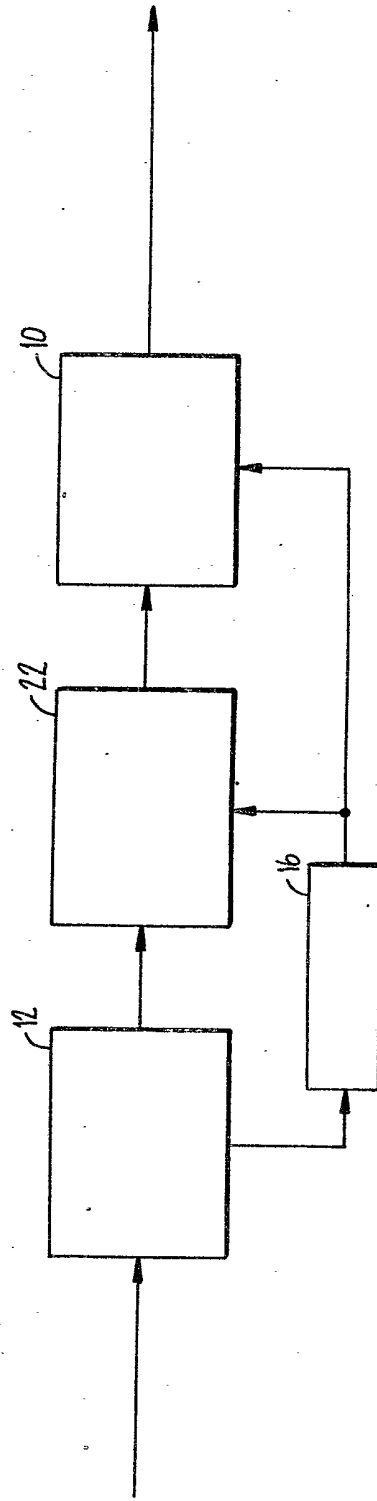


FIG. 9.

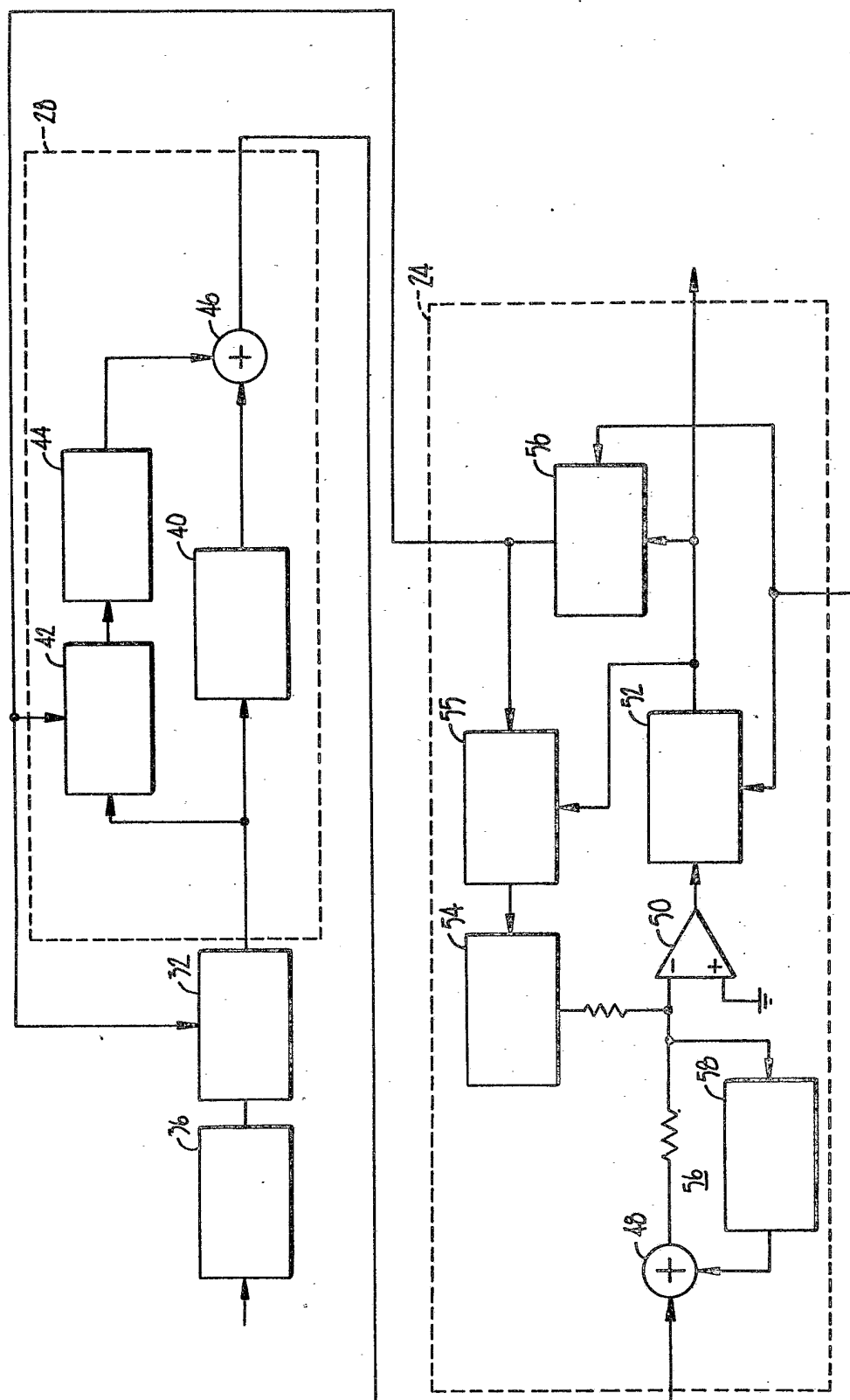


FIG. 10.

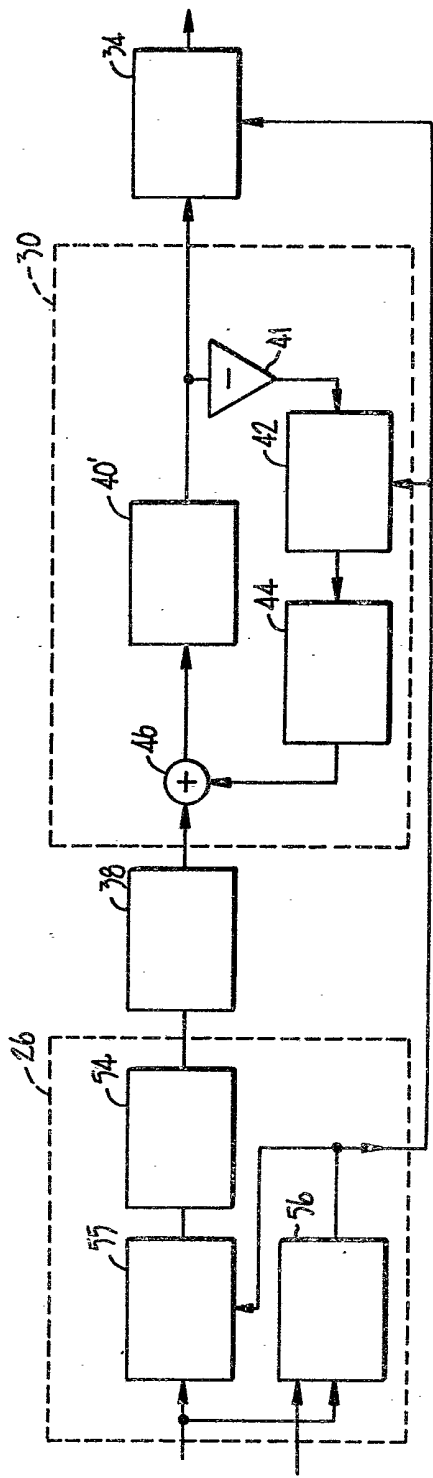


FIG. 11.

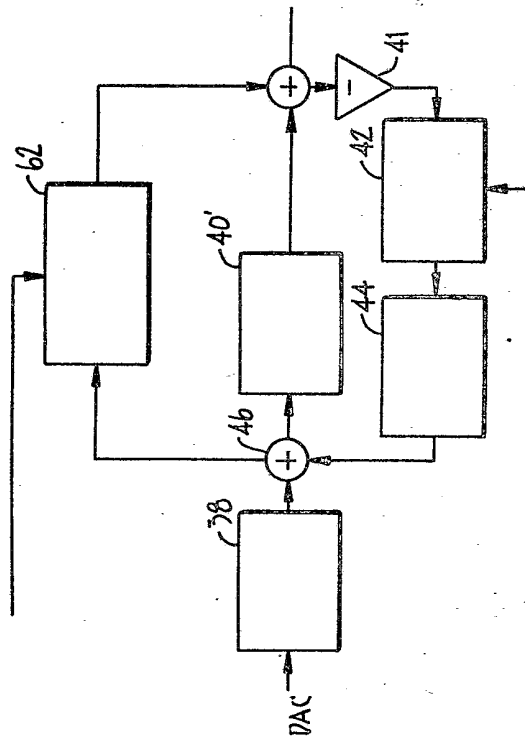


FIG. 13.

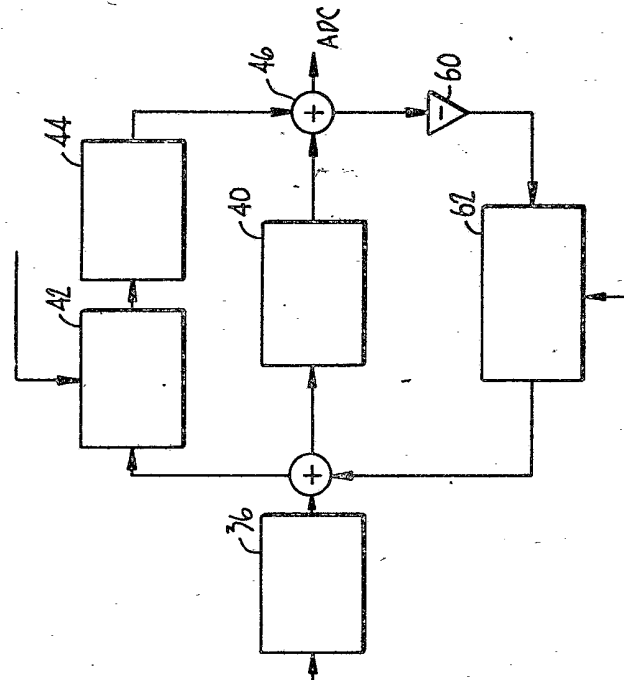


FIG. 12.

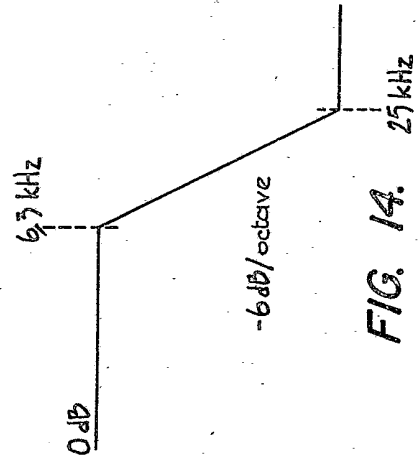


FIG. 14.

