

①2

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②2 Date de dépôt : 12 avril 1984.

③0 Priorité : US, 13 avril 1983, n° 484,527.

④3 Date de la mise à disposition du public de la demande : BOPI « Brevets » n° 42 du 19 octobre 1984.

⑥0 Références à d'autres documents nationaux apparentés :

⑦1 Demandeur(s) : Société dite : RCA CORPORATION. — US.

⑦2 Inventeur(s) : Kerns Harrington Powers.

⑦3 Titulaire(s) :

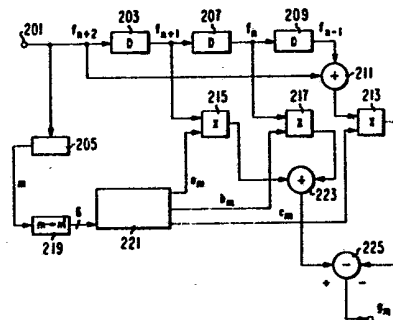
⑦4 Mandataire(s) : Z. Weinstein.

⑤4 Procédé et dispositif de transcodage de la fréquence d'échantillonnage à quatre échantillons.

⑤7 L'invention concerne un dispositif de production d'un signal interpolé.

Selon l'invention, il comprend un moyen 203, 207, 209 pour retarder un signal d'entrée pour produire quatre échantillons successifs f_{n-1} , f_n , f_{n+1} , f_{n+2} , respectivement, un moyen 211 pour additionner les échantillons f_{n-1} et f_{n+2} pour former un premier échantillon de signal additionné; des premier et second moyens 215, 217 pour multiplier les échantillons de signaux f_n et f_{n+1} respectivement par des coefficients mémorisés se rapportant au rapport des fréquences échantillons d'entrée et de sortie pour former des premier et second signaux de produit; un troisième moyen 213 pour multiplier les premiers échantillons de signal additionnés par un coefficient mémorisé en rapport avec le rapport des fréquences des échantillons d'entrée et de sortie pour former un troisième signal de produit; et un moyen 223, 225 pour combiner les premier, second et troisième signaux de produit pour former les signaux interpolés g_m .

L'invention s'applique notamment à la télévision.



La présente invention se rapporte au transcodage de signaux numériques et plus particulièrement, à un dispositif pour la conversion de la fréquence d'échantillonnage entre des fréquences disparates d'échantillonnage de différents standards de télévision.

Les demandes de brevets US N° 230 384 déposée le 2 Février 1981, N° 262 619 déposée le 11 Mai 1981, N° 411 907 déposée le 26 Août 1982 et N°s 411 905 et 411 906 au nom de K.H. Powers décrivent des interpolateurs linéaires, selon la loi des carrés et cubiques pour le transcodage de signaux de télévision échantillonnés à une première fréquence d'horloge en signaux de télévision échantillonnés à une seconde fréquence d'horloge. Ces applications seront appelées ci-après les cas de Powers. Dans ces applications, des méthodes de transcodage et les transcodeurs correspondants ont été décrits utilisant 2, 3 ou 4 échantillons successifs du signal de la source. Ces applications décrivent des mises en oeuvre simplifiées pour ces transcodages où le rapport des fréquences d'horloge des deux signaux, c'est-à-dire F_1/F_2 est égal à une fraction $M/2^r$ où M et r sont des nombres entiers arbitraires. La simplification décrite repose sur le fait que les multiplications de l'algorithme peuvent être mises en oeuvre en logique par des registres à décalage et des additionneurs. Pour des signaux de télévision, ces applications décrivent l'approximation du rapport F_1/F_2 par $M/2^r$ où M et r sont des nombres entiers relativement petits. Dans le cas du transcodage d'un signal vidéo échantillonné à quatre fois la fréquence de sous-porteuse standard NTSC (c'est-à-dire 4 x SC) en un signal échantillonné à la fréquence numérique du standard mondial CCIR de 13,5 MHz, par exemple, le rapport est le suivant :

$$\frac{F_1}{F_2} = \frac{14,318}{13,500} = \frac{910}{858} = \frac{35}{33} \approx \frac{17}{16} \quad (1)$$

et, de même, pour le transcodage équivalent d'un signal

standard PAL au standard à 13,5 MHz, le rapport correspondant est :

$$\frac{F_1}{F_2} = \frac{17,734}{13,500} \approx \frac{1135}{864} \approx \frac{21}{16} \quad (2)$$

5

Il faut noter que les deux rapports approximatifs, équations 1 et 2, ont la forme souhaitée $M/2^r$ où M est soit 17 (équation 1) ou 21 (équation 2) et r est égal à 4.

10

Ces approximations de simplification dans le transcodage ont pour résultat une petite distorsion géométrique de l'image. Pour les exemples donnés, un transcodage de NTSC produit un étirement de 0,18% de l'image et celui du signal PAL produit une oblicité de 0,16% et un étirement de 0,09%. Ces distorsions sont bien dans les limites de tolérance des réglages des caméras et des tubes-images, et on peut les ignorer à l'exception des cas où l'on rencontre des cascades de transcodage ayant des distorsions semblables.

20

Il est souhaitable d'avoir d'autres configurations nécessitant un nombre réduit de multiplicateurs, et d'utiliser d'autres techniques d'approximation pour obtenir des configurations simples sans distorsion de l'image.

25

Un transcodeur transcode les signaux échantillonnés à une première fréquence en seconds signaux échantillonnés à une seconde fréquence. Selon les principes de la présente invention, la valeur de chaque échantillon du second signal est interpolée à partir de quatre échantillons du premier signal. Des premier, second, troisième et quatrième échantillons respectifs du premier signal, en succession dans le temps, sont produits par un moyen retardateur qui est relié à la source des premiers signaux. Un moyen d'addition, relié au moyen retardateur, additionne les premier et quatrième échantillons pour former un premier signal additionné. Trois moyens multiplicateurs sont utilisés pour former des valeurs pondérées des

30

35

échantillons du signal reçu. Le premier moyen multipli-
cateur, qui est relié au moyen retardateur, multiplie
le second échantillon par un coefficient mémorisé pour
obtenir un premier signal de produit. Le second moyen
5 multiplicateur, qui est également relié au moyen retarda-
teur, multiplie le troisième échantillon par un coefficient
mémorisé pour donner un second signal de produit. Le
troisième moyen multiplicateur, qui est relié au moyen
d'addition, multiplie le premier signal additionné par
10 un coefficient mémorisé pour donner un troisième signal
de produit. Un moyen de combinaison, qui est relié aux
premier, second et troisième moyens multiplicateurs,
combine les premier, second et troisième signaux de
produit pour former un échantillon du second signal
15 ayant une valeur interpolée.

L'invention sera mieux comprise, et d'autres
buts, caractéristiques, détails et avantages de celle-ci
apparaîtront plus clairement au cours de la description
explicative qui va suivre faite en référence aux dessins
20 schématiques annexés donnés uniquement à titre d'exemple
illustrant plusieurs modes de réalisation de l'invention
et dans lesquels :

- la figure 1 montre une forme d'onde généra-
lisée aidant à la compréhension de l'interpolation de
25 nouveaux points d'échantillonnage par les techniques de
la loi des carrés décrites selon la présente invention;

- la figure 2 est un schéma des temps utile à
la compréhension des temps ou moments relatifs d'échan-
tillonnage lors du transcodage d'un signal échantillonné
30 à une première fréquence en un autre signal échantillonné
à une seconde fréquence;

- la figure 3 est un schéma-bloc d'un interpola-
teur selon un aspect de la présente invention;

- la figure 4 est un tableau des coefficients
35 pour l'interpolation de nouveaux points d'échantillonnage
selon l'interpolateur de la figure 3; et

- la figure 5 montre une partie de l'interpolateur

de la figure 3 modifié pour utiliser des coefficients qui ont été arrondis selon un aspect de la présente invention.

Comme on l' a décrit dans les cas de Powers
 5 ci-dessus mentionnés, des moyens ont été révélés pour obtenir un transcodage linéaire et par la loi des carrés, d'un premier signal numérique de télévision échantillonné à une première fréquence d'horloge (c'est-à-dire F_1) en un second signal échantillonné à une seconde fréquence
 10 d'horloge (c'est-à-dire F_2). Comme le montre l'équation (1) ci-dessus, le rapport de F_1 à F_2 pour le transcodage de NTSC au standard numérique mondial se réduit à une fraction, c'est-à-dire 35/33. La présente invention offre une autre configuration au convertisseur de la fréquence
 15 d'échantillonnage des cas de Powers. Dans cette configuration, il ne faut que trois multiplicateurs pour former le convertisseur de la fréquence d'échantillonnage. Cette simple mise en oeuvre peut être obtenue sans pénalité sur la distorsion de l'image.

20 En supposant un rapport de fréquence d'horloge :

$$\frac{F_1}{F_2} = \frac{35}{33} \quad (3)$$

un bloc de 35 échantillons à une première fréquence (F_1)
 25 occupe la même durée, dans le temps, qu'un bloc de 33 échantillons à la seconde fréquence (F_2). En choisissant le nombre total d'échantillons de façon qu'ils puissent être divisés en relativement petits blocs, la quantité de traitement de signal nécessaire pour le transcodage
 30 peut être bien réduite. Si les signaux numériques de source sont échantillonnés à la fréquence de F_1 , il est apparent que pour produire un signal échantillonné à la fréquence de F_2 , il faut une certaine interpolation pour tous les seconds échantillons à l'exception de ceux aux
 35 points extrêmes du bloc.

En se référant à la figure 1, la forme d'onde $f(t)$ représente une séquence d'échantillons f_{n-1} , f_n , f_{n+1} ,

f_{n+2} . Les lignes droites 410, 412, 414 reliant des valeurs successives d'échantillon (c'est-à-dire f_{n+1} et f_n , f_n et f_{n-1} , f_{n+2} et f_{n+1} , respectivement) représentent des approximations linéaires de la forme d'onde analogique $f(t)$, et la séquence d'échantillons marqués par g_{m-1}' , g_m' et g_{m+1}' représente des échantillons linéairement interpolés à la fréquence d'horloge de 13,5 MHz (F_2). En général, la valeur g_m' du même échantillon linéaire interpolé de sortie, qui se produit dans l'intervalle entre l'échantillon immédiatement précédent f_n et l'échantillon immédiatement suivant f_{n+1} , peut être déterminée par

$$g_m' = f_n + \frac{m'}{33} (f_{n+1} - f_n) \quad (4)$$

où m' peut être compris entre 0 et 32 et représente la position, en fraction, dans l'intervalle entre f_n et f_{n+1} , de l'échantillon interpolé g_m' . L'opération définie par l'équation (4) comprend deux additions et une multiplication.

En se référant à la figure 2, on peut y voir un groupe de points représentatifs de la position, dans le temps, d'échantillons aux deux fréquences différentes d'échantillonnage F_1 et F_2 . L'axe horizontal représente le temps. La longueur de la ligne a est de 35 unités, chaque marque représentant un moment d'échantillonnage à la fréquence de F_1 . Les échantillons 0 à 34 correspondent à un bloc de données dans un signal de télévision reçu qui se présente séquentiellement dans une transmission de télévision et l'échantillon 35 est le premier échantillon du bloc suivant. Le bloc d'échantillons sur la ligne b est représentatif des échantillons d'un signal de sortie à une fréquence différente, c'est-à-dire à F_2 . La ligne b a 34 unités de long. Les 33 premiers échantillons sont représentatifs d'un bloc d'échantillons à la fréquence de F_2 , lequel bloc correspond, dans le temps, avec un bloc d'échantillons à la fréquence de F_1 . L'échantillon 33 de

la ligne b , qui est le premier échantillon du bloc suivant, correspond, dans le temps, à l'échantillon 35 de la ligne a . Il est apparent que pour produire un signal selon le système d'horloge de la ligne b , il faut une certaine interpolation. Par exemple, l'échantillon 0 de la figure 2a coïncide avec l'échantillon 0 de la figure 2b, aucun échantillon de b ne se trouve entre les échantillons 0 et 1 de la ligne a , l'échantillon 1 de b se trouve entre les échantillons 1 et 2 de a , l'échantillon 2 entre 2 et 3 et ainsi de suite jusqu'à l'échantillon 17 de b . L'échantillon 17 de b coïncide presque avec l'échantillon 18 de a . Alors, l'échantillon 18 de b se trouve entre les échantillons 19 et 20 de a , l'échantillon 19 de b se trouve entre les échantillons 20 et 21 et ainsi de suite jusqu'à l'échantillon 32 de b qui se trouve entre les échantillons 33 et 34 de a .

L'interpolation par la technique d'approximation linéaire de l'équation (4) peut créer des erreurs graves dans le processus d'interpolation. En se référant de nouveau à la figure 1, l'erreur dans la valeur de g_m' est équivalente à la différence entre la valeur de la forme d'onde courbée $f(t)$ au temps m et la valeur du point g_m' sur la ligne droite entre f_{n+1} et f_n . Cette erreur peut être faible, en particulier si le résultat interpolé est quantifié au même nombre de niveaux que la forme d'onde d'entrée. Les erreurs ont tendance à devenir très importantes aux points de concavité maximale de la forme d'onde reçue et sont dans la direction vers l'intérieur de la concavité comme le montre la figure 1. De telles erreurs ne se produisent pas dans des régions plates (niveau constant) de l'image ou dans des régions de changement linéaire mais se produisent uniquement à proximité des changements de pente (concave vers le haut ou concave vers le bas). Ainsi, des erreurs d'interpolation ne se produiront que dans des régions de forte définition ou des bords changeant rapidement. L'erreur a pour effet subjectif de réduire la concavité,

ou d'adoucir les bords de l'image.

L'erreur d'interpolation résultant des concavités dans la forme d'onde $f(t)$ d'où sont dérivées les valeurs f_n de l'échantillon d'origine peut être considérablement
 5 réduite en utilisant l'information tirée de plus de points environnants, par exemple en utilisant quatre points d'échantillonnage au lieu de deux. Cela est accompli en utilisant les extensions 412 et 414 des approximations en ligne droite formées entre les points d'échantillonnage
 10 f_n et f_{n-1} et entre f_{n+1} et f_{n+2} , respectivement. En réalisant que le moment m de la présence des nouveaux échantillons g_m , à la fréquence d'horloge de F_2 peut se produire très près du moment de l'échantillon f_n , il est apparent que le poids à donner aux approximations g_m
 15 sur la ligne droite 412 ou g_m sur la ligne droite 414 pour la détermination de la valeur estimée g_m du nouvel échantillon au moment m dépendra de la proximité, dans le temps, de l'échantillon g_m par rapport à l'échantillon f_n ou f_{n+1} .

20 Pour calculer la valeur interpolée de g_m , on choisit la valeur de g_m comme étant égale à la valeur de l'échantillon reçu f_n plus une partie incrémentielle de la différence entre les échantillons f_n et f_{n-1} , ainsi

25

$$g_m = f_n + \frac{m'}{33} (f_n - f_{n-1}) \quad (5)$$

où m' a la même valeur que celle décrite par rapport à l'équation (4).

30 De même, la valeur de g_m sur l'extension de la ligne droite 414 est déterminée en ajoutant, à la valeur connue de f_{n+1} , la différence des valeurs d'échantillonnage entre f_{n+1} et f_{n+2} multipliée par 1 moins la partie incrémentielle utilisée pour déterminer
 35 g_m , et par conséquent

$$g_m''' = f_{n+1} + \frac{33-m'}{33} (f_{n+1} - f_{n+2}) . \quad (6)$$

La valeur de m' , selon les équations 4, 5 et 6, peut être choisie en utilisant l'équation qui suit

$$5 \quad m' = (m \times (35 - 33)) \text{ modulo } 33, \quad (7)$$

où m représente le compte dans tout bloc donné des échantillons de sortie.

Il est apparent que la valeur du nouvel échantillon g_m est déterminée par les poids donnés à g_m' ; g_m'' ; g_m''' . Selon la valeur de la constante de pondération choisie pour chacun de g_m' , g_m'' et g_m''' , la concavité de la fonction interpolée augmentera ou diminuera. Ainsi, la pondération des valeurs interpolées peut être faite selon l'interpolation de la loi des carrés donc les changements rapides sont exagérés, c'est-à-dire que les transitions ou bords dans l'image de télévision sont accentués ou ondulés.

Selon un aspect de l'invention, le facteur d'ondulation (c'est-à-dire pondération) pour l'échantillon interpolé g_m' selon la loi des carrés peut être choisi comme étant de 1/2 et ainsi g_m devient

$$g_m = 1/2 g_m' + 1/2 \left(\frac{33-m'}{33} g_m'' + \frac{m'}{33} g_m''' \right) \quad (8)$$

25 Comme on peut le remarquer dans l'équation (8), les valeurs de g_m'' et g_m''' sont pondérées de façon que la somme de leurs coefficients donne 1. Ainsi, selon l'équation (8), g_m est égal à la somme de 1/2 de l'échantillon interpolé de g_m' plus 1/2 des échantillons 30 interpolés de g_m'' et g_m''' . L'équation (8) peut être exprimée en termes des $f(t)$ échantillons, c'est-à-dire f_{n-1} , f_n , f_{n+1} et f_{n+2} par substitution des équations 4, 5 et 6 dans l'équation 8. g_m devient

$$\begin{aligned}
 \varepsilon_m = & - \frac{m'(33-m')}{2 \times 33^2} f_{n-1} \\
 & + \frac{2 \times 33^2 - 33m' - m'^2}{2 \times 33^2} f_n \\
 & + \frac{99m' - m'^2}{2 \times 33^2} f_{n+1} \\
 & + - \frac{m'(33 - m')}{2 \times 33^2} f_{n+2} \quad (9)
 \end{aligned}$$

En considérant l'équation (9), on peut voir que les coefficients de f_{n-1} et f_{n+2} sont égaux; ainsi les échantillons f_{n-1} et f_{n+2} peuvent être additionnés avant multiplication par le coefficient, ce qui économise un multiplicateur.

En se référant à la figure 3, on peut y voir un schéma-bloc d'un circuit pour la mise en oeuvre de l'équation (9). L'interpolateur de la figure 3 est avantageusement mis en oeuvre en n'utilisant que trois multiplicateurs tandis que, par exemple, l'interpolateur de la figure 3 correspond au mode de réalisation de la figure 14 des cas de Powers qui est mis en oeuvre en utilisant quatre multiplicateurs.

Sur la figure 3, un signal d'entrée est appliqué par une borne d'entrée 201, à l'entrée d'un élément retardateur 203 et d'un circuit de synchronisation ou de temporisation 205. Le générateur de signaux de synchronisation 205 dérive la fréquence d'horloge de sortie et contient un compteur pour compter l'horloge de sortie pour obtenir le compte courant (m) dans chaque bloc de 33 échantillons de sortie. L'élément retardateur 203 retarde le signal d'une quantité connue pour produire un signal retardé f_{n+1} qui définit le signal d'entrée comme f_{n+2} . Le signal retardé f_{n+1} est appliqué à d'autres éléments retardateurs 207 et 209 pour produire

d'autres signaux retardés f_n et f_{n-1} , respectivement. Les signaux f_{n-1} et f_{n+2} sont appliqués à l'additionneur 211 pour être additionnés avant multiplication par un coefficient de pondération. La sortie de l'additionneur 211 et les signaux f_{n+1} et f_n sont appliqués à des multiplicateurs 213, 215 et 217, respectivement. La sortie du générateur de signaux de synchronisation 205 est un signal m obtenu par le compte à l'horloge de sortie identifiant la position de l'échantillon à interpoler dans chaque bloc de 33. Selon l'équation (7), le générateur 219 produit m' en se basant sur l'entrée m . La sortie du générateur 219 peut être une sortie en parallèle utilisée pour adresser le multiplicateur 221 à mémoire morte. Une table de consultation dans la mémoire 221 donne les coefficients a_m , b_m et c_m selon la figure 4. Sur la figure 4, les coefficients a_m , b_m et c_m correspondent aux coefficients de f_n , f_{n+1} et $f_{n+2} + f_{n-1}$ de l'équation (9), respectivement. Ces coefficients sont mis sous forme de tableau sur la figure 4 pour chaque valeur de m' . Les sorties des multiplicateurs 215 et 217 sont additionnées dans l'additionneur 223 et la différence de la sortie du multiplicateur 213 et de l'additionneur 223 est faite dans le soustracteur 225. La sortie du soustracteur 225 est la valeur interpolée g_m .

En considérant la figure 4, on peut voir que le coefficient a_m débute à 1 pour l'échantillon 0, diminue à $49/1089$ à l'échantillon 16, passe à $1072/1089$ à l'échantillon 17 et diminue à $97/1089$ à l'échantillon 32. Par ailleurs, le coefficient b_m débute à 0 pour l'échantillon 0, augmente à $1072/1089$ à l'échantillon 16, passe à $49/1089$ à l'échantillon 17 puis augmente à $1059/1089$ à l'échantillon 32. A l'échantillon 33 qui est le premier échantillon du bloc suivant de données, a_m et b_m ont été interchangés. Cet échange refléchet le fait qu'à la fin d'un bloc d'échantillons, la nouvelle valeur interpolée g_m se trouve entre les anciens échantillons f_{n+1} et f_{n+2} au lieu de se trouver entre les

échantillons f_n et f_{n+1} . Les lignes à retard 203, 207 et 209 de la figure 3 sont des tampons du type FIFO (premier entré, premier sorti) de façon que le matériel puisse compenser cette variation du point d'échantillonnage d'un bloc à l'autre. Comme on l'a indiqué ci-dessus, on comprendra que les valeurs de f_n sont choisies en se basant sur les échantillons de sortie g_m , c'est-à-dire que m représente le compte sur les échantillons de sortie.

Les coefficients de la figure 4 exprimés à quatre chiffres significatifs (décimaux) nécessiteraient une précision de plus de 10 bits pour les entrées du multiplicateur pour calculer les échantillons de g_m à la pleine précision. Cependant, comme les échantillons de sortie seront arrondis à 8 bits après transcodage, l'erreur d'interpolation ne sera pas gênée de manière significative (erreur de \pm une tranche) si les coefficients sont arrondis à une précision de 8 bits dans la mémoire morte de consultation. Cet arrondissement peut être fait pour chaque coefficient de la figure 4 en multipliant le coefficient par 256 et en arrondissant au nombre entier le plus proche et en divisant le résultat par 256. Par exemple, le coefficient arrondi à 8 bits a_m pour m égale 10 est obtenu d'abord par :

25

$$256 \times \frac{559}{1089} = 131,4 \quad (10)$$

Ainsi, le coefficient arrondi à 8 bits devient $131/256$. De même, b_{10} est à peu près égal à $186/256$.

30

En se référant à la figure 5, elle montre un agencement où les valeurs de c_m peuvent être arrondies plus précisément en multipliant par 1024 et en arrondissant. Selon l'agencement de la figure 5, la sortie du multiplicateur 213 est divisée par 4 dans un diviseur 227. Selon cette mise en oeuvre, le diviseur 227 peut être mis en oeuvre avec un registre à décalage où la sortie est décalée de deux places par rapport à l'entrée. Selon

35

l'agencement de la figure 5, les valeurs de c_m seront arrondies à 1024 en multipliant par 1024 et en arrondissant et en divisant le résultat par 1024. Selon cet exemple, c_{10} sera égal à

5

$$c_{10} \approx \frac{122}{256} \times \frac{1}{4} \quad (11)$$

Tandis que les modes de réalisation décrits s'appliquent à des techniques d'interpolation par la loi des carrés, il sera apparent à ceux qui sont compétents en la matière que ces méthodes d'arrondissement des coefficients de consultation peuvent s'appliquer à d'autres applications polynomiales comme cela est décrit dans les cas de Powers ci-dessus. Ainsi, pour le cas du transcodage à 35/33, on peut utiliser une interpolation cubique en pondérant deux paraboles et en les ajoutant pour obtenir un polynôme cubique qui passe par les quatre points d'échantillonnage (f_{n-1} , f_n , f_{n+1} , f_{n+2}).

10
15

R E V E N D I C A T I O N S

1.- Dispositif de production d'un signal interpolé, caractérisé par :

un moyen (203, 207, 209) pour retarder un signal d'entrée pour produire quatre échantillons successifs f_{n-1} , f_n , f_{n+1} et f_{n+2} ;

un moyen (211) pour ajouter ensemble les échantillons f_{n-1} et f_{n+2} pour former un premier échantillon de signal additionné;

des premier et second moyens (215, 217) pour multiplier lesdits échantillons de signal f_n et f_{n+1} respectivement, par des coefficients mémorisés se rapportant au rapport des fréquences des échantillons d'entrée et de sortie pour former des premier et second signaux de produit;

un troisième moyen (213) pour multiplier lesdits premiers échantillons additionnés par un coefficient mémorisé se rapportant au rapport des fréquences des échantillons d'entrée et de sortie pour former un troisième signal de produit;

un moyen (223, 225) pour combiner lesdits premier, second et troisième signaux de produit pour former lesdits signaux interpolés (g_m)

2.- Dispositif selon la revendication 1, pour le transcodage d'un premier signal de télévision échantillonné à une première fréquence donnée en un second signal échantillonné à une seconde fréquence donnée en interpolant une valeur dudit second signal à partir de quatre échantillons dudit premier signal, caractérisé de plus en ce que :

le premier moyen multiplicateur (217) est relié au moyen retardateur (207, 209) et multiplie l'échantillon f_n par un premier coefficient variable courant pour produire un second échantillon pondéré;

le second moyen multiplicateur (215) est relié

au moyen retardateur (203, 207) et multiplie l'échantillon f_{n+1} par un second coefficient variable courant pour produire un troisième échantillon pondéré; et

le troisième moyen multiplicateur (213) est
 5 relié au moyen d'addition (211) et multiplie le premier signal additionné par un troisième coefficient variable courant pour produire un premier signal pondéré de somme;
 le moyen de combinaison (223, 225) relié aux
 premier, second et troisième moyens multiplicateurs,
 10 combine le premier signal additionné pondéré, le second échantillon pondéré et le troisième échantillon pondéré pour former un échantillon (g_m) du second signal ayant une valeur interpolée.

3.- Transcodeur selon la revendication 2,
 15 caractérisé de plus par :

un moyen générateur de coefficients variables courants (205, 219, 221) relié aux premier, second et troisième moyens multiplicateurs pour produire les
 premier, second et troisième coefficients variables
 20 courant en réponse à la position, dans le temps, de chaque échantillon qui est interpolé.

4.- Transcodeur selon la revendication 3,
 caractérisé en ce que le moyen générateur de coefficients variables courants (205, 219, 221) comprend une mémoire
 25 morte (221).

5.- Transcodeur selon la revendication 4,
 caractérisé en ce que le moyen de combinaison (223, 225) comprend :

un moyen d'addition (223) relié aux premier (217)
 30 et second (215) moyens multiplicateurs pour additionner les second (f_n) et troisième (f_{n+1}) échantillons pondérés; et

un moyen de différenciation (225) relié au
 troisième moyen multiplicateur (213) et au moyen d'addition
 35 (223) pour former un signal de différence représentant la différence entre les second et troisième échantillons pondérés (f_n) et (f_{n+1}) et le premier signal additionné

pondéré , ledit signal de différence (g_m) représentant l'échantillon interpolé du second signal.

6.- Procédé de transcodage d'un premier signal de télévision échantillonné à une première fréquence
5 donnée en un second signal échantillonné à une seconde fréquence donnée interpolé à partir des valeurs de quatre échantillons dudit premier signal, caractérisé par les étapes de :

10 choisir une fraction de nombres entiers qui est sensiblement égale au rapport de la première fréquence donnée à la seconde fréquence donnée, ainsi les points d'échantillonnage des premier et second signaux sont
recurrents par blocs, où le nombre d'échantillons du premier signal dans les blocs dépasse le nombre d'échan-
15 tillons du second signal dans les blocs, ladite fraction étant de 35/33;

déterminer la valeur des premier, second, troisième et quatrième échantillons du premier signal;

20 former des premier, second et troisième signaux de différence entre les second et troisième échantillons, les premier et second échantillons et les troisième et quatrième échantillons respectivement;

pondérer le premier signal de différence et additionner le premier signal de différence pondéré au
25 second échantillon pour former un premier signal pondéré;

pondérer le second signal de différence et additionner le second signal pondéré de différence au second échantillon pour former un second signal pondéré;

30 pondérer le troisième signal de différence et additionner le troisième signal pondéré de différence au troisième échantillon pour former un troisième signal pondéré;

pondérer les second et troisième signaux pondérés par des coefficients respectifs, qui s'additionnent à un,
35 et former leur somme; et

pondérer le premier signal pondéré et les
second et troisième signaux pondérés additionnés et
pondérés pour former un échantillon interpolé.

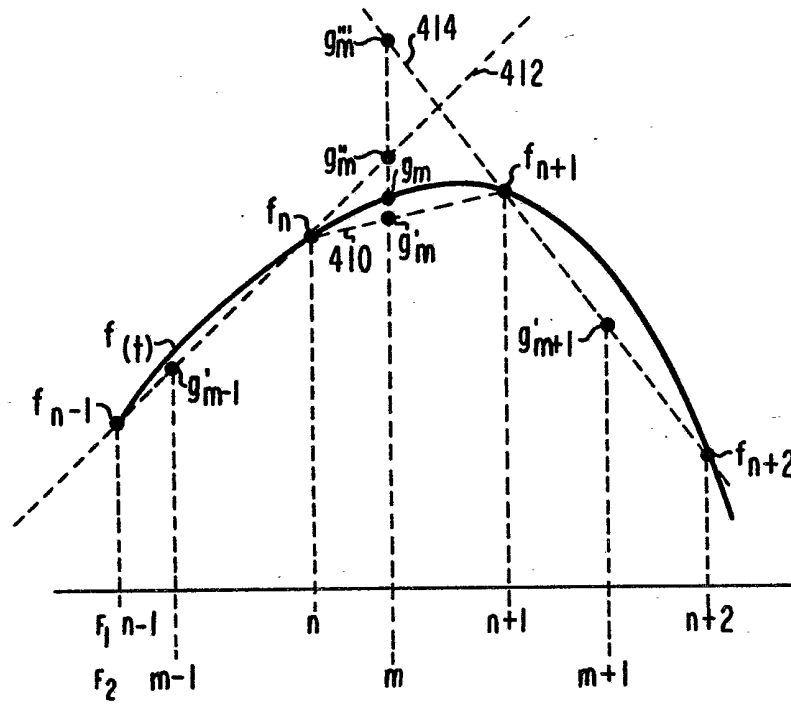


Fig. 1

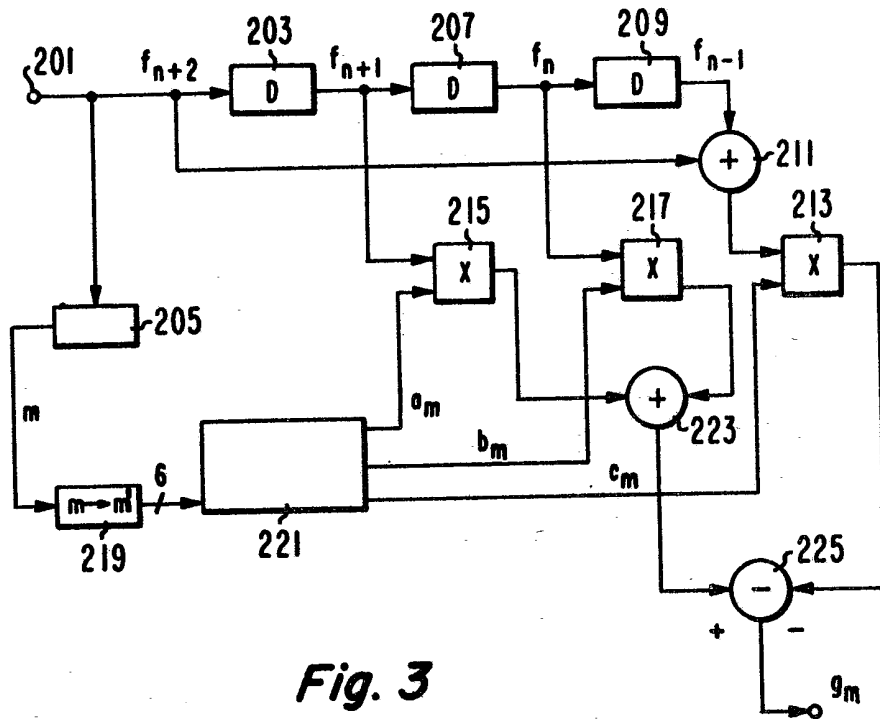


Fig. 3

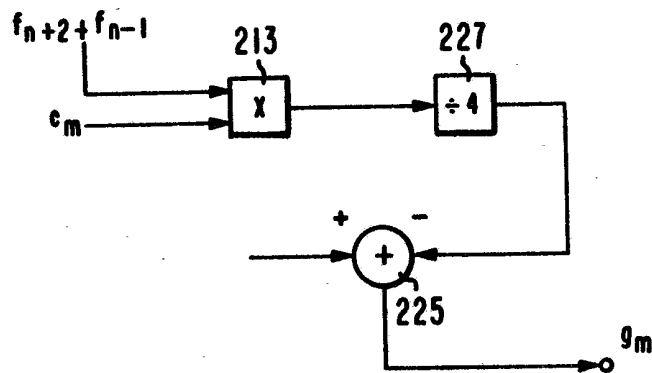


Fig. 5

m	m'	a _m	b _m	c _m
0	0	1	0	0
1	2	1054/1089	97/1089	31/1089
2	4	1015/1089	190/1089	58/1089
3	6	972/1089	279/1089	81/1089
4	8	925/1089	364/1089	100/1089
5	10	874/1089	445/1089	115/1089
6	12	819/1089	522/1089	126/1089
7	14	760/1089	595/1089	133/1089
8	16	697/1089	664/1089	136/1089
9	18	630/1089	729/1089	135/1089
10	20	559/1089	790/1089	130/1089
11	22	484/1089	847/1089	121/1089
12	24	405/1089	900/1089	108/1089
13	26	322/1089	949/1089	91/1089
14	28	235/1089	994/1089	70/1089
15	30	144/1089	1035/1089	45/1089
16	32	49/1089	1072/1089	16/1089
17	1	1072/1089	49/1089	16/1089
18	3	1035/1089	144/1089	45/1089
19	5	994/1089	235/1089	70/1089
20	7	949/1089	322/1089	91/1089
21	9	900/1089	405/1089	108/1089
22	11	847/1089	484/1089	121/1089
23	13	790/1089	559/1089	130/1089
24	15	729/1089	630/1089	135/1089
25	17	664/1089	697/1089	136/1089
26	19	595/1089	760/1089	133/1089
27	21	522/1089	819/1089	126/1089
28	23	445/1089	874/1089	115/1089
29	25	364/1089	925/1089	100/1089
30	27	279/1089	972/1089	81/1089
31	29	190/1089	1015/1089	58/1089
32	31	97/1089	1054/1089	31/1089
33	33	0	1	0

Fig. 4