



(I P) INSTITUTO NACIONAL
DA PROPRIEDADE INDUSTRIAL
PORTUGAL

(11) *Número de Publicação:* PT 88484 B

(51) *Classificação Internacional:* (Ed. 5)
H04N011/00 A

(12) *FASCÍCULO DE PATENTE DE INVENÇÃO*

(22) <i>Data de depósito:</i> 1988.09.13	(73) <i>Titular(es):</i> GENERAL ELECTRIC COMPANY 1 RIVER ROAD, SCHENECTADAY NEW YORK 12345 US
(30) <i>Prioridade:</i> 1987.09.14 GB 8721565 1987.12.29 US 139340	
(43) <i>Data de publicação do pedido:</i> 1989.07.31	(72) <i>Inventor(es):</i> MICHAEL ANTHONY ISNARDI US
(45) <i>Data e BPI da concessão:</i> 08/94 1994.08.22	(74) <i>Mandatário(s):</i> ANTÓNIO JOÃO COIMBRA DA CUNHA FERREIRA RUA DAS FLORES 74 4/AND. 1294 LISBOA PT

(54) *Epígrafe:* DISPOSITIVO PARA PROCESSAMENTO DE INFORMAÇÃO AUXILIAR NUM DISPOSITIVO DE TELEVISÃO DE DEFINIÇÃO AUMENTADA DE ÉCRAN LARGO

(57) *Resumo:*

[Fig.]

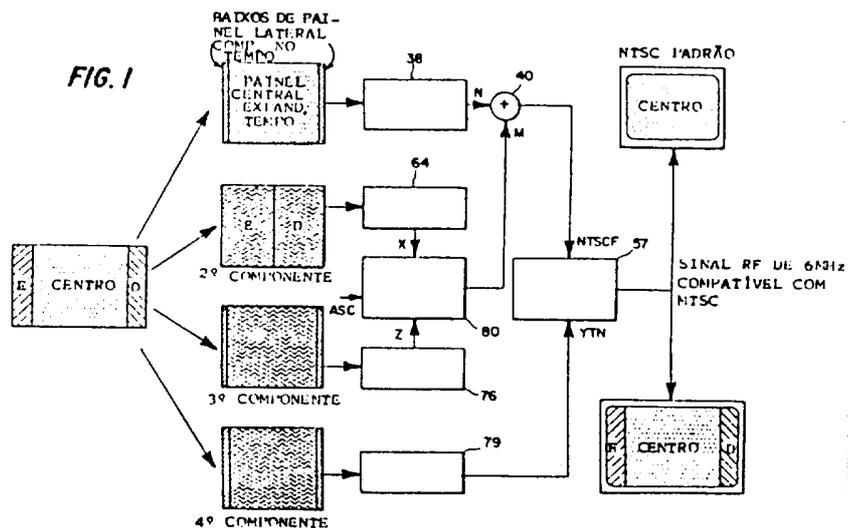


"Dispositivo para processamento de informação auxiliar num dispositivo de televisão de definição aumentada de écran largo"

para que
GENERAL ELECTRIC COMPANY, pretende obter
privilégio de invenção em Portugal.

R E S U M O

O presente invento refere-se a um dispositivo de televisão de definição aumentada (EDTV) de écran largo, de canal único de transmissão e compatível com o dispositivo americano de televisão a cores (NTSC) que codifica e descodifica um sinal de televisão compreendendo: (1) um sinal de formatação de padrão NTSC, principal, (N) com informação de imagem de painel lateral de baixa frequência comprimida nas suas regiões de sobreexploração; (2) um componente de informação de imagem de painel lateral de alta frequência (X) expandido no tempo; (3) um componente de informação de imagem de luminância horizontal de alta frequência aumentado. Os componentes (2) e (3) modulam em quadratura (80) uma subportadora alternativa (ASC) diferente da subportadora de crominância, tendo uma fase alternativa diferente da da subportadora de crominância.



-2-

MEMÓRIA DESCRITIVA

Este invento refere-se a um dispositivo para processamento de informação de imagem de televisão auxiliar não padronizada de modo a poder ser associado com um dispositivo de televisão de definição aumentada (EDTV) de écran largo.

Um receptor de televisão convencional, tal como um receptor de acordo com os padrões de transmissão do dispositivo americano de televisão a cores (NTSC), adoptados nos Estados Unidos e noutros países, tem um alargamento de 4:3 (a relação entre a largura e a altura de uma imagem exibida). Recentemente tem havido interesse na utilização de alargamentos maiores nos dispositivos de recepção de televisão tais como 2:1, 16:9 ou 5:3, uma vez que tais alargamentos maiores se aproximam mais ou igualam o alargamento do olho humano do que o alargamento de 4:3 de um receptor de televisão convencional. Os sinais de informação vídeo com um alargamento de 5:3 têm recebido uma particular atenção uma vez que este alargamento se aproxima do de uma imagem de cinema e assim tais sinais podem ser transmitidos e recebidos sem se cortar a informação de imagem. No entanto os dispositivos de televisão de écran largo que simplesmente transmitem sinais tendo um alargamento aumentado quando comparado aos dispositivos convencionais são incompatíveis com os receptores de alargamento convencional. Isto torna que seja difícil a adopção generalizada dos dispositivos de écran largo.

É, além disso, desejável ter um dispositivo de écran largo que seja compatível com os receptores de televisão convencionais. Um dispositivo tal está descrito num pedido de patente U.S. copendente de C.H. Strolle e al nº. de série 078,150 intitulado "Compatible Widescreen Television System" (Dispositivo de televisão de écran largo, compatível), pedido em 27 de Julho de 1987.

É, ainda mais desejável ter um tal dispositivo de écran largo compatível com possibilidades para alargar ou aumentar a

-3-

definição da imagem exibida de modo a proporcionar detalhes de imagem extra. Por exemplo, tal dispositivo EDTV (televisão de definição aumentada) de écran largo pode incluir dispositivos para proporcionarem uma imagem explorada progressivamente.

De acordo com os princípios do presente invento, são descritos processos e dispositivos para codificar e decodificar um sinal video EDTV de écran largo compatível representando uma imagem de alta resolução com um alargamento maior do que o alargamento padrão de 4:3 adequado para transmissão através de um canal de transmissão padrão único.

Numa concretização preferida descrita de um dispositivo EDTV de écran largo, um sinal de écran largo explorado progressivamente, de alta resolução original, é codificado para incluir quatro componentes derivados de um sinal compósito. Os quatro componentes são processados separadamente antes de serem recombina- dos num único canal de transmissão de sinal.

Um primeiro componente é um sinal entrelaçado de 2:1 principal com um alargamento de 4:3 padrão. Este componente compreende uma porção central do sinal de écran largo que foi expandida no tempo para ocupar aproximadamente todo o tempo de linha activo de alargamento 4:3 e informação de baixa frequência horizontal de painel lateral nas regiões sobreexploradas de imagem horizontais esquerda e direita onde tal informação é ocultada da vista num visor de receptor de televisão padrão.

Um segundo componente é um sinal entrelaçado 2:1 auxiliar compreendendo informação de alta frequência de painel lateral esquerdo e direito que foram cada expandidos no tempo para metade do tempo de linha activo. Assim, a informação de painel lateral expandida ocupa substancialmente todo o tempo de linha activo.

Um terceiro componente é um sinal entrelaçado 2:1 auxiliar, derivado da fonte de sinal de écran largo compreendendo informação de detalhe de luminância horizontal de alta frequência entre aproximadamente 5,0 MHz e 6,2 MHz. De acordo com os princípios

-4-

do presente invento, o segundo e terceiro componentes modulam em quadratura uma subportadora alternativa, diferente de uma subportadora de crominância tendo uma fase alternante diferente da subportadora de crominância.

Um quarto componente é um sinal de "ajuda" entrelaçado 2:1 auxiliar compreendendo informação de detalhe de luminância vertical-temporal (V-T) que de outro modo seria perdida na conversão da exploração progressiva para a formatação entrelaçada. Este componente de sinal ajuda a reconstruir a informação de imagem perdida e para reduzir ou eliminar a tremura não desejada e artifícios de movimento num receptor EDTV de écran largo.

Num receptor EDTV de écran largo, um sinal compósito contendo os quatro componentes descritos é descodificado nos quatro componentes constituintes. Os componentes descodificados são processados separadamente e utilizados para desenvolverem um sinal de écran largo representativo de imagem com resolução aumentada.

O dispositivo EDTV de écran largo descrito oferece alguns aperfeiçoamentos significativos em relação a um dispositivo NTSC padrão. O alargamento maior, com o visível impacto da imagem de cinema é imediatamente evidente. A imagem de écran largo é mais "calma", virtualmente livre da tremura interlinha tão comum nos visores de receptor NTSC padrão. A imagem é também mais "límpida", virtualmente livre de "pontos de arrastamento", "pontos suspensos" e efeitos de cor irisados perturbadores. A imagem écran largo tem uma resolução apreciavelmente aumentada em ambas as dimensões espaciais. A estrutura de linha não é visível devido à densidade de linha aumentada. Em porções móveis da imagem estão ausentes batimentos perturbadores entre bordos horizontais móveis e a estrutura de exploração.

A fig. 1 representa uma vista geral de um dispositivo codificador de écran largo EDTV de acordo com o presente invento;

a fig. 1a mostra um diagrama detalhado de blocos do codificador para o dispositivo descrito;

as figs. 1b-1e incluem diagramas úteis para a compreensão do funcionamento do dispositivo descrito;

as figs. 2-5 representam formas de onda de sinal e diagramas úteis para a compreensão do funcionamento do dispositivo descrito;

a fig. 13 mostra um diagrama de blocos de uma parte de um receptor de écran largo EDTV incluindo o codificador de acordo com o presente invento; e

as figs. 6-12 e 14-24 representam aspectos do dispositivo descrito em maior detalhe.

Um dispositivo destinado a transmitir imagens de grande alargamento, por exemplo 5:3 através de um canal de emissão padrão por exemplo NTSC deve conseguir uma imagem de alta qualidade exibida num receptor de écran largo, enquanto que praticamente elimina ou reduz degradações observáveis num visor de alargamento padrão 4:3. A utilização das técnicas de compressão de sinal nos painéis laterais de uma imagem, tira vantagem da região de sobre-exploração horizontal de um visor de receptor de televisão padrão NTSC, mas pode sacrificar a resolução da imagem nas regiões de painel lateral de uma imagem de écran largo reconstruída.

Uma vez que a compressão no tempo resulta numa expansão nos domínios de frequência, apenas os componentes de baixa frequência sobreviveriam no processamento num canal de televisão padrão, que exhibe uma largura de banda, menor quando comparada com a requerida para um sinal de écran largo. Assim quando os painéis laterais comprimidos de um sinal de écran largo compatível são expandidos num receptor de écran largo, resulta uma diferença apreciável entre a resolução ou conteúdo de alta frequência da porção central de uma imagem de écran largo exibida e os painéis laterais a não ser que se tenha feito algo para evitar este efeito. Esta diferença apreciável é devida ao facto de que a informa

ção de painel lateral de baixa frequência seria recuperada, mas a informação de alta frequência seria perdida devido aos efeitos limitadores de banda do canal de vídeo.

No dispositivo da fig. 1 os elementos que são comuns ao dispositivo mais detalhado da fig. 1a são identificados pelos mesmos números de referência. Como se mostra na fig. 1 um sinal original de exploração progressiva de écran largo com informação de painel esquerdo, direito e central é processado de modo a desenvolver quatro componentes codificados separados. Estes quatro componentes foram descritos acima e estão representados genericamente na fig. 1 no contexto de um visor de imagem. O processamento do primeiro componente (contendo informação da porção central expandida e informação de baixa frequência da porção lateral comprimida no tempo) é feito de modo que a largura de banda de luminância resultante não exceda a largura de banda de luminância NTSC de 4,2 MHz, neste exemplo. Este sinal é codificado em cor em formatação padrão NTSC e os componentes de luminância e crominância deste sinal são pré-filtrados de modo adequado (por exemplo usando filtros de campo combinado) para proporcionar a separação luminância e crominância aperfeiçoada de ambos os receptores de écran largo e padrão NTSC.

A expansão no tempo do segundo componente (informação de alta frequência de painel lateral) reduz a sua largura de banda horizontal a cerca de 1,1 MHz. Este componente não está espacialmente correlacionado com o sinal principal (o primeiro componente) e são tomadas precauções especiais para ocultar a sua visibilidade nos receptores padrão NTSC como será explicado.

O conteúdo de informação de luminância de alta frequência prolongada de 5,0 a 6,2 MHz do terceiro componente é primeiro deslocada para baixo em frequência para uma gama de frequências de 0 a 1,2 MHz antes do processamento adicional. Este componente é conformado para a formatação padrão 4:3 que o correlaciona espacialmente com o sinal principal (o primeiro componente) para ocultar a sua visibilidade em receptores de padrão NTSC. A informação de painel lateral comprimida do terceiro componente apresenta uma largura de banda que é um sexto da informação central



(0-1,2 MHz).

O quarto componente (ajuda vertical-temporal) é conformado para a formatação padrão 4:3 para correlacioná-lo com o componente de sinal principal e assim ocultar a sua visibilidade nos receptores de padrão NTSC e é horizontalmente limitado em largura de banda a 750 KHz.

O primeiro, segundo e terceiro componentes são processados por integradores intraquadro respectivamente 38, 64 e 76 (um tipo de filtro vertical-temporal (V-T)) para eliminar cruzamentos V-T entre os componentes de sinal principal e auxiliar num receptor de écran largo. O primeiro componente é integrado intraquadro apenas acima de aproximadamente 1,5 MHz. O segundo e terceiro componentes integrados intraquadro identificados como X e Z são comprimidos não linearmente em amplitude antes da modulação em quadratura de uma subportadora alternativa ACS de 3,108 MHz com uma fase de campo alternante diferente de uma subportadora de crominância num bloco 80. Um sinal modulado (M) do bloco (80) é adicionado ao primeiro componente integrado intraquadro (N) num adicionador 40. Um sinal de saída resultante é um sinal de banda de base, com uma largura de banda de 4,2 MHz (NTSCF) que, conjuntamente com o quarto componente filtrado em passa baixo de 750 KHz (YTN) a partir do filtro 79, modula em quadratura uma portadora de imagem RF num bloco 57 para produzir um sinal RF compatível NTSC que pode ser transmitido a um receptor de padrão NTSC ou a um receptor de exploração progressiva de écran largo através de um canal de emissão de largura de banda padrão único.

Como se verá a partir do codificador da fig. 1a, a utilização de compressão no tempo no primeiro componente, permite à informação de painel lateral de baixa frequência ser completamente espremida na região sobreexplorada horizontal de um sinal padrão NTSC. A informação de painel lateral de alta frequência é compartilhada espectralmente com o sinal padrão NTSC através do canal de transmissão vídeo de um modo evidente para um receptor padrão através da utilização de uma técnica de modulação em quadratura da subportadora alternativa envolvendo o bloco 80, como será explicado. Quando recebido por um receptor de padrão NTSC, apenas a porção de painel central do sinal principal (o primeiro com



ponente) é visto. O segundo e terceiro componentes podem criar um padrão de interferência de baixa amplitude que não é perceptível em distâncias de visionamento normais e em posições de controlo de imagem normais. O quarto componente é completamente removido em receptores com detectores de vídeo síncronos. Em receptores com invólucros detectores o quarto componente é processado mas não é percebido, devido a estar correlacionado com o sinal principal.

A fig. 16 representa o espectro RF do dispositivo de écran largo EDTV descrito incluindo a informação auxiliar comparada com o espectro RF de um dispositivo NTSC padrão. No espectro do dispositivo descrito a informação de detalhe de luminância horizontal de alta e extra alta frequências de painel lateral, prolonga-se aproximadamente 1,1 MHz em cada lado da frequência de 3,108 MHz da subportadora alternativa (ASC). A informação de sinal de ajuda V-T (componente 4) prolonga-se 750 KHz em cada lado da frequência portadora de imagem de sinal principal.

Um receptor de exploração progressiva, de écran largo inclui dispositivos para reconstruírem o sinal de exploração progressiva de écran largo. Comparado a um sinal padrão NTSC, o sinal de écran largo reconstruído tem painéis laterais esquerdo e direito com resolução de padrão NTSC e um painel central com um alargamento 4:3 com detalhes de luminância horizontal e vertical particularmente em porções estacionárias de uma imagem.

Duas considerações básicas comandam a técnica de processamento de sinal associada com o desenvolvimento e processamento do primeiro, segundo, terceiro e quarto componentes de sinal. Estas considerações são a compatibilidade com receptores existentes e recuperabilidade no receptor.

A completa compatibilidade implica que o receptor e o transmissor sejam compatíveis de tal modo que os receptores padrão existentes possam receber os sinais de écran largo EDTV e produzam uma exibição padrão sem adaptadores especiais. A compatibilidade neste sentido requer por exemplo que a formatação de exploração de imagem transmitida seja substancialmente a mesma que ou dentro das tolerâncias da formatação de exploração de imagem do

receptor. A compatibilidade significa também que os componentes não padronizados extra devem ser física ou perceptualmente ocultados no sinal principal quando exibidos em receptores padrão. Para conseguir a compatibilidade de neste último sentido o dispositivo descrito utiliza as seguintes técnicas para ocultar os componentes auxiliares.

Como explicado os baixos de painel lateral são ocultados fisicamente na região sobreexplorada horizontal de um receptor padrão. O componente 2 que é um sinal de baixa energia comparado com o componente de baixos de painel lateral e o componente 3 que é normalmente um sinal de detalhe de alta frequência de baixa energia são comprimidos em amplitude e modulados em quadratura para uma subportadora alternativa a 3,108 MHz que é uma frequência entrelaçada (um múltiplo ímpar de metade da frequência de linha horizontal). A frequência, fase e amplitude da subportadora alternativa são escolhidas de modo que a visibilidade do sinal subportador alternativo modulado, é reduzida tanto quanto possível, por exemplo, através do controlo da fase da subportadora alternativa campo a campo de modo que ela alterna 180° a partir de um campo para o seguinte apesar da fase da subportadora de crominância.

Apesar dos componentes subportadores alternativos modulados se encontrarem inteiramente dentro da passa banda de crominância (2,0 - 4,2 MHz) os componentes subportadores alternativos modulados são ocultados perceptualmente devido a serem exibidos como tremuras de cor complementares da frequência de campo que não são apercebidas pelo olho humano em níveis normais de saturação de crominância. Também, a compressão de amplitude não linear dos componentes de modulação anteriores à modulação de amplitude, reduz vantajosamente os sobredisparos de amplitude instantâneos para um nível baixo aceitável.

O componente 3 é ocultado por expansão no tempo da informação de painel central, para coincidir com a formatação padrão 4:3 correlacionando espacialmente assim (e correlacionando temporalmente), o componente 3 com o componente 1. Isto é conseguido por meio de um codificador de formatação como será explicado. Essa correlação espacial ajuda a evitar que a informação do componente 3 interfira com a informação do componente 1 após o componente 3 ser modulado em quadratura com o componente 2, na subportadora al



ternativa e combinado com o componente 1.

O componente 4, é um sinal de "ajuda", que também é oculta do por expansão no tempo da informação de painel central para coincidir com a formatação padrão 4:3, correlacionando espacialmente assim, o componente 4 com o sinal principal. O componente 4 é removido nos receptores padrão com detectores síncronos e é perceptualmente ocultado nos receptores padrão com detectores de invólucro devido a ser correlacionado espacialmente com o sinal principal.

A recuperação dos componentes 1, 2 e 3, num receptor de exploração progressiva de écran largo, é conseguida pela utilização de um processo de integração intraquadro no transmissor e receptor. Este processo está associado com os elementos 38, 64 e 76 no dispositivo de transmissão das figs. 1 e 1a e com os elementos associados no receptor, como será explicado. A integração intraquadro é um tipo de técnica de condicionamento de sinal que prepara dois sinais altamente correlacionados visualmente para combinação mútua. Eles podem ser recuperados eficiente e precisamente depois, como por exemplo, por meio de um dispositivo de armazenamento de campo livre de cruzamento V-T (vertical-temporal) mesmo em presença de movimento no caso de sinais representativos de imagem.

O tipo de condicionamento de sinal utilizado para este fim envolve substancialmente, tornar os dois sinais idênticos numa base de campo, isto é, através da produção de duas amostras, com valores idênticos, num campo diferente. A integração intraquadro é uma técnica conveniente para se conseguir este objectivo, mas outras técnicas podem ser também usadas. A integração intraquadro é basicamente um processo de pré-filtragem e pós-filtragem digital de tempo variável linear para assegurar a recuperação precisa de dois sinais combinados altamente correlacionados visualmente. O cruzamento horizontal é eliminado por limites de banda entre pré-filtros horizontais no codificador do transmissor e por filtros posteriores no descodificador do receptor.

O processo de integração intraquadro no domínio de tempo, está representado genericamente pela fig. 1c em que pares de campos são tornados idênticos pela integração de pixels (A, B e C, D)

que estão afastados de 262H. O valor médio substitui os valores originais em cada par. A fig. 1d representa o processo de integração intraquadro no contexto do dispositivo da fig. 1. Começando com os componentes 2 e 3, pares de pixels (elementos de imagem) afastados de 262H, dentro de um quadro são integrados e o valor médio (por exemplo X1, X3 e Z1, Z3) substitui os valores originais de pixel. Esta integração V-T ocorre dentro de um quadro e não atravessa os limites do quadro.

No caso do componente 1 a integração intraquadro é executada apenas na informação acima de aproximadamente 1,5 MHz de modo a não afectar a informação de detalhe vertical de baixa frequência. No caso dos componentes 1 e 2 a integração intraquadro é executada num sinal compósito incluindo componentes de crominância (c) e luminância (y) através da banda de crominância. O componente de crominância do sinal compósito sobrevive à integração intraquadro devido aos pixels afastados de 262H estarem "em fase" em relação à subportadora de crominância de cor. A fase da nova subportadora alternativa é controlada de modo que fica exactamente fora de fase para pixels afastados de 262H e é, além disso, diferente da fase da subportadora de crominância que não se altera de um campo para o seguinte. Assim quando os componentes 2 e 3 (após modulação em quadratura) são adicionados ao componente 1 na unidade de 40 os pixels afastados de 262H têm a forma $(M + A)$ e $(M - A)$ em que M é uma amostra do sinal compósito principal acima de 1,5 MHz e A é uma amostra do sinal modulado auxiliar.

Com a integração intraquadro o cruzamento V-T é virtualmente eliminado, mesmo na presença de movimento. A este respeito o processo de integração intraquadro produz amostras idênticas afastadas de 262H.

No receptor é uma simples questão recuperar o conteúdo de informação, exactamente destas amostras, isto é, livres de cruza-



mento por integração e diferenciação de amostras de pixel afastadas de 262H dentro de um quadro como será explicado, recuperando assim informação de sinal principal e auxiliar. Num descodificador no receptor a informação original integrada intraquadro pode ser recuperada substancialmente intacta, através de um processo de integração e diferenciação intraquadro, uma vez que a informação altamente correlacionada visualmente original, tem de ser tornada substancialmente idêntica campo a campo.

Também no receptor o canal RF é desmodulado em quadratura utilizando um detector RF síncrono. O componente 4 é assim separado dos outros três componentes. A integração e diferenciação intraquadro são utilizadas para separarem o componente 1 dos componentes 2 e 3 modulados e a desmodulação em quadratura é utilizada para separar os componentes 2 e 3 como será explicado em relação à fig. 13.

Após os quatro componentes terem sido recuperados no receptor os sinais compósitos são descodificados em NTSC e separados em componentes de luminância e crominância. O traçado inverso é executado em todos os componentes para recuperar o alargamento de écran largo e os altos de painel lateral são combinados com os baixos para recuperação de toda a resolução de painel lateral. A informação de detalhe de luminância de alta frequência prolongada, é desviada da sua gama de frequência original e adicionada ao sinal de luminância que é convertido para a formatação de exploração progressiva, utilizando interpolação temporal e o sinal de "ajuda". O sinal de crominância é convertido para a formatação de exploração progressiva utilizando interpolação temporal não assistida. Finalmente os sinais de exploração progressiva de luminância e crominância são convertidos para a formatação analógica e postos em matriz para produzirem sinais de imagem de cor RGB para exibição pelo dispositivo de visor de exploração progressiva de écran largo.

Antes de explicar o dispositivo de codificação de écran largo compatível da figura 1, é feita referência às formas de onda A e B de sinal da fig. 2. O sinal A é um sinal de écran largo de alargamento 5:3 que é para ser convertido num sinal compatível

NTSC padrão com um alargamento de 4:3 como representado pelo sinal B. O sinal de écran largo A inclui uma porção de painel central associada com informação de imagem primária ocupando um intervalo TC e porções de painel lateral esquerdo e direito associadas com informação de imagem secundária e ocupando intervalos TS. Neste exemplo, os painéis lateral esquerdo e direito apresentam alargamentos substancialmente iguais, menores do que o do painel central que está centrado entre eles.

O sinal de écran largo A é convertido no sinal NTSC B pela compressão de certa informação de painel lateral, completamente nas regiões sobreexploradas horizontais associadas com os intervalos de tempo T_0 . O sinal NTSC padrão tem um intervalo de linha activo TA (com a duração de aproximadamente 52,5 micro-segundos) que abarcam intervalos de sobreexploração T_0 , um intervalo de tempo de exibição T_D que contém a informação vídeo para ser exibida e um intervalo de tempo de linha horizontal total TH com a duração de aproximadamente de 63,556 micro-segundos. Os intervalos TA e TH são os mesmos para os sinais tanto de écran largo como NTSC padrão.

Verificou-se que quase todos os receptores de televisão de consumo têm um intervalo de sobreexploração que ocupa, pelo menos 4% do total de tempo de linha activo TA, isto é, 2% da sobreexploração nos lados esquerdo e direito. A uma frequência de amostragem entrelaçada de $4 \times f_{sc}$ (onde f_{sc} é a frequência da subportadora de cor), cada intervalo de linha horizontal contém 910 pixels (elementos de imagem) dos quais 754 constituem a informação de imagem de linha horizontal activa a ser exibida.

O dispositivo EDTV de écran largo é mostrado em maior detalhe na fig. 1a. Referindo a fig. 1a, uma câmara de exploração progressiva de écran largo 10 de 60 campos/seg. e 252 linhas proporciona um sinal de cor de écran largo com componentes RGB e um amplo alargamento de 5:3 neste exemplo. Uma fonte de sinal entrelaçado pode ser também utilizada, mas uma fonte de sinal de exploração progressiva produz resultados superiores. Uma câmara de écran largo tem um alargamento maior e uma largura de banda vídeo maior em comparação a uma câmara NTSC padrão. A largura de banda

vídeo de uma câmara de écran largo é proporcional ao produto do seu alargamento com o número total de linhas por quadro, entre outros factores. Assumindo como constante a velocidade de exploração através da câmara de écran largo, um aumento no seu alargamento provoca um correspondente aumento na sua largura de banda vídeo assim como a compressão horizontal da informação de imagem quando o sinal é exibido por um receptor de televisão padrão com um alargamento de 4:3. Por estas razões, é necessário modificar o sinal de écran largo para a total compatibilidade NTSC.

O sinal vídeo de cor processado pelo dispositivo codificador da fig. 1 contém componentes de sinal tanto de luminância como de crominância. Os sinais de luminância e crominância contêm informação tanto de baixa como de alta frequências que na explicação seguinte será referida como "baixos" e "altos", respectivamente.

Os sinais vídeo de cor de exploração progressiva de écran largo de largura de banda grande a partir da câmara 10 são postos em forma de matriz numa unidade 12 para derivarem o componente de luminância Y e os componentes de sinal I e Q dos sinais de cor R, G e B. Os sinais de exploração progressiva de banda larga Y, I, Q, são amostrados a uma frequência de oito vezes a frequência da subportadora de crominância ($8 \times f_{sc}$) e são convertidos da forma analógica em digital (binária) individualmente por conversores analógico/digital (ADC) numa unidade ADC 14. São depois filtrados individualmente por filtros passa baixo vertical-temporal separados numa unidade de filtro 16 para produzirem sinais filtrados YF, IF e QF. Estes sinais são cada um deles da forma indicada pela forma de onda A na fig. 2.

Os filtros separados são filtros lineares de tempo invariante 3X3 do tipo mostrado na fig. 10d, como será explicado. Estes filtros reduzem ligeiramente a resolução vertical-temporal, em particular a resolução V-T diagonal para evitarem artefactos entrelaçados indesejados (como por exemplo tremura, bordas com interferências e outros efeitos erráticos relacionados) no sinal principal (componente 1 na fig. 1) após conversão de exploração progressiva para entrelaçada. Os filtros mantêm praticamente toda

a resolução vertical em porções estacionárias da imagem.

O factor de expansão de painel central (CEF) é uma função da diferença entre a largura de uma imagem exibida por um receptor padrão. A largura de imagem de um visor de écran largo com um alargamento de 5:3 é 1,25 vezes maior do que a largura de imagem de um visor padrão com um alargamento de 4:3. Este factor de 1,25 é um factor de expansão de painel central preliminar que deve ser ajustado tendo em conta a região de sobreexploração de um receptor padrão e tendo em conta uma ligeira sobreexposição intencional das regiões limites entre os paineis central e lateral como será explicado. Estas considerações ditam um CEF de 1,19.

Os sinais de exploração progressiva da rede de filtro 16 apresentam uma largura de banda de 0-14,32 MHz e são respectivamente convertidos em sinais entrelaçados de 2:1, de exploração progressiva (P) para entrelaçado (I), por meio de conversores 17a, 17b e 17c, cujos detalhes serão explicados em ligação com as figs. 22 e 23. Os sinais de saída IF', QF' e YF' dos conversores 17a-17c apresentam uma largura de banda de 0-7,16 MHz uma vez que a frequência de exploração horizontal para sinais entrelaçados é metade da dos sinais de exploração progressiva. No processo de conversão, o sinal explorado progressivamente é subamostrado, tomando metade das amostras de pixel disponíveis para produzir o sinal principal entrelaçado de 2:1. Especificamente, cada sinal de exploração progressiva é convertido na formatação entrelaçada de 2:1 retendo tanto as linhas ímpares como as linhas pares em cada campo e lendo os pixels retidos a uma frequência de $4 \times f_{sc}$ (14,32 MHz). Todo o processamento digital subsequente dos sinais entrelaçados ocorre à frequência de $4 \times f_{sc}$.

A rede 17c inclui também uma rede de predição de erro. Uma saída da rede 17c, YF', é a versão de luminância subamostrada entrelaçada do componente de exploração progressiva pré-filtrado. Outro sinal de saída (luminância) da rede 17c, YT, compreende informação vertical-temporal derivada da informação de diferença de campo de imagem e representa uma predição temporal ou interpolação temporal, o erro entre os valores efectivo e previsto das amostras de luminância "em falta" no receptor, como será explica-

do. A predição é baseada numa média da amplitude dos pixels de "antes" e de "depois", que estão disponíveis no receptor.

O sinal YT, um sinal de ajuda de luminância que auxilia a reconstruir o sinal de exploração progressiva no receptor, conta essencialmente para um erro que se espera que o receptor faça em relação aos sinais de imagem não estacionários e facilita a supressão de tal erro no receptor. Nas porções estacionárias de uma imagem o erro é zero e é realizada a reconstrução perfeita no receptor. Verificou-se que o sinal de ajuda de crominância não é necessário na prática e que um sinal de ajuda de luminância é suficiente para produzir bons resultados, uma vez que o olho humano é menos sensível a uma falta de crominância vertical ou detalhe temporal. A fig. 2a representa o algoritmo utilizado para desenvolver o sinal de ajuda YT.

Referindo a fig. 2a, os pixels A, X e B no sinal de exploração progressiva ocupam a mesma posição espacial numa imagem. Pixels pretos tais como A e B são transmitidos como o sinal principal e estão disponíveis no receptor. Um pixel branco tal como X não é transmitido e é previsto por uma média de quadro temporal $(A + B)/2$. Isto é, no codificador é feita uma predição para o pixel em falta X pela integração da amplitude dos pixels "antes" e "depois" A e B. O valor previsto $(A + B)/2$ é subtraído do valor efectivo X para produzir um sinal de erro de predição correspondendo ao sinal de ajuda com uma amplitude de acordo com a expressão $X - (A + B)/2$. Esta expressão define a informação de diferença de campo temporal na adição em relação à informação média de quadro temporal.

O sinal de ajuda é filtrado em passa baixo horizontalmente por meio de um filtro passa baixo de 750 KHz e conduzido como o sinal de ajuda YT. A limitação da banda do sinal de ajuda para 750 KHz é necessária para evitar que este sinal interfira com o canal RF mais baixo seguinte, após este sinal ser modulado para a portadora de imagem RF.

No receptor uma predição similar do pixel em falta X é feita utilizando uma média de amostras A e B e o erro de predição é adicionado à predição. Isto é, X é recuperado pela adição do erro

previsto $X - (A + B)/2$ na média temporal $(A + B)/2$. Assim o sinal de ajuda V-T facilita a conversão da formatação entrelaçada para a formatação de exploração progressiva.

O sinal de ajuda produzido pelo algoritmo de predição temporal descrito é, vantajosamente, um sinal de baixa energia em comparação com um sinal de predição produzido por alguns outros algoritmos tais como os utilizados para produzirem um sinal diferencial de linha como descrito por M. Tsingberg no artigo "ENTSC Two-Channel Compatible HDTV System" (Dispositivo HDTV compatível de dois canais ENTSC), IEEE Transactions on Consumer Electronics, volume CE-33, Nº. 3 de Agosto de 1987, págs. 146-153. Em zonas paradas de uma imagem a energia de erro é zero porque a predição é perfeita. Uma condição de energia baixa é manifestada por imagens paradas ou sensivelmente paradas (tais como imagens de notícias transmitidas mostrando um jornalista num fundo parado).

Foi verificado que o algoritmo descrito produzia as interferências menos notáveis, após a reconstrução da imagem no receptor, e o sinal de ajuda produzido pelo algoritmo descrito, retém a sua utilidade após ser limitado em banda (filtrado) para cerca de 750 KHz. O sinal de ajuda produzido pelo algoritmo descrito, apresenta de preferência energia zero na presença da informação de imagem parada e, conseqüentemente, um sinal de ajuda associado com uma imagem parada, não é afectado pela filtragem.

Uma imagem de écran largo reconstruída aperfeiçoada, resulta mesmo se o sinal de ajuda não é transmitido. Em tal caso porções paradas da imagem serão muito mais finas do que uma imagem padrão NTSC, mas as partes móveis serão algo mais "brandas" e poderão apresentar interferências de batimento. Assim um emissor não necessita de transmitir inicialmente o sinal de ajuda, mas pode escolher para melhorar a transmissão RF, transmitindo-a num instante mais tarde.

O dispositivo de predição temporal descrito, é útil, tanto para dispositivo de exploração progressiva como para a entrelaçado com frequências de linha mais altas do que as de linha padrão, mas funciona melhor com uma fonte de exploração progressiva tendo pixels A, X e B ocupando a mesma posição espacial numa imagem que

resulta numa predição perfeita para imagens paradas. A predição temporal será imperfeita mesmo em porções paradas de uma imagem se a imagem de écran largo original vier de uma fonte de sinal entrelaçado. Em tal caso, o sinal de ajuda terá mais energia e introduzirá ligeiros artifícios nas porções paradas de uma imagem reconstruída. As experiências mostraram que a utilização de uma fonte de sinal entrelaçado conduz a resultados aceitáveis, sendo os artifícios notados apenas numa inspecção apertada, mas que uma fonte de sinal de exploração progressiva introduz menos artifícios e produz resultados preferidos.

Voltando à fig. 1a, os sinais de écran largo entrelaçados IF', QF' e YF' dos conversores 17a-17c são filtrados respectivamente por filtros passa baixo horizontais 19a, 19b e 19c para produzirem um sinal IF" com uma largura de banda de 0-600 KHz, um sinal QF" com uma largura de banda de 0-600 KHz e um sinal YF" com uma largura de banda de 0-5 MHz. Estes sinais são em seguida sujeitos a um processo de codificação de formatação que codifica cada um destes sinais para uma formatação 4:3 por meio de um dispositivo codificador de formatação associado com uma unidade separadora e processadora de sinal central e lateral 18.

Sumariamente a porção central de cada linha de écran largo é expandida no tempo e conformada para a exibida do tempo de linha activo com um alargamento de 4:3. A expansão no tempo provo-ca uma diminuição em largura de banda de modo que as frequências entrelaçadas originais de écran largo são tornadas compatíveis com a largura da banda padrão NTSC. Os painéis laterais são dividitos em bandas de frequência horizontais de modo que o componente de altos de cor I e Q apresenta uma largura de banda de 83 KHz-600KHz (como mostrado para o sinal IH na fig. 7) e o componente de altos de luminância Y apresenta uma largura de banda de 700 KHz-5,0 MHz (como mostrado para o sinal YH na fig. 6). Os baixos de painel lateral, isto é, os sinais YO, IO e QO desenvolvidos como mostrado nas figs. 6 e 7, incluem um componente DC e são comprimidos no tempo e conformados para as regiões sobreexploradas de imagem horizontal esquerda e direita em cada linha. Os altos de painel lateral são processados separadamente. Detalhes deste processo de codificação de formatação são dados imediatamente abaixo.

No decurso de se considerarem os seguintes detalhes de codificação, será útil para também considerar a fig. 1e, que representa o processo de codificação dos componentes 1, 2, 3 e 4 no contexto da informação de painel central e lateral exibida. Os sinais entrelaçados filtrados IF", QF" e YF" são processados pelo processador e separador de sinal de painel lateral e central 18 para produzirem 3 grupos de sinais de saída YE, IE e QE, YO, IO e QO e YH, IH e QH. Os primeiros dois grupos de sinais (YE, IE, QE e YO, IO, QO) são processados para desenvolverem um sinal contendo um componente de painel central de largura de banda total e baixos de luminância de painel lateral comprimidos em regiões de sobreexploração horizontal.

O terceiro grupo de sinais (YH, IH, QH) é processado para desenvolver um sinal contendo altos de painel lateral. Quando estes sinais são combinados, um sinal de écran largo compatível NTSC com um alargamento de 4:3, é produzido. Os detalhes dos circuitos compreendendo a unidade 18 serão mostrados e explicados em ligação com as figs. 6, 7 e 8.

Os sinais YE, IE e QE contêm a informação de painel central completa e apresentam a mesma formatação como indicado para o sinal YE na fig. 3. Resumidamente o sinal YE é derivado do sinal YF" como se segue. O sinal de écran largo YF" contém pixels 1-754 que ocorrem durante o intervalo de linha activo do sinal de écran largo contendo informação de painel lateral e central. A informação de painel central de banda larga (pixels 75-680) é extraída como o sinal de luminância de painel central YC através de um processo de desmultiplexação no tempo. O sinal YC é expandido no tempo pelo factor de expansão de painel central de 1,19 (isto é, 5,0 MHz : 4,2 MHz) para produzir o sinal de painel central compatível NTSC YE. O sinal YE apresenta uma largura de banda compatível NTSC (0-4,2 MHz) devido à expansão no tempo pelo factor 1,19. O sinal IE ocupa o intervalo de exibição de imagem TD (fig. 2) entre as regiões de sobreexploração TO. Os sinais IE e QE são desenvolvidos a partir de sinais IF" e QF" respectivamente e são processados de modo similar ao do sinal IE.

Os sinais YO, IO e QO proporcionam a informação de painel lateral de baixa frequência (baixos) que é inserida nas regiões



de sobreexploração horizontais esquerda e direita. Os sinais Y0, IO e Q0 apresentam a mesma formatação que a indicada para o sinal Y0 na fig. 3. Sumariamente o sinal Y0 é derivado a partir do sinal YF" como se segue. O sinal de écran largo YF" contém informação de painel esquerdo associado com pixels 1-84 e informação de painel direito associado com pixels 671-754. Como será explicado o sinal YF" é filtrado em passa baixo para produzir um sinal de baixos de luminância com uma largura de banda de 0-700 KHz a partir do qual o sinal de baixos de painel lateral esquerdo e direito é extraído (sinal YL' na fig. 3) através de um processo de desmultiplexação no tempo.

O sinal de baixos de luminância YL' é comprimido no tempo para produzir o sinal de baixos de painel lateral Y0 com informação de baixa frequência comprimida nas regiões de sobreexploração associadas com pixels 1-14 e 741-754. O sinal de baixos comprimido apresenta uma largura de banda aumentada proporcional à quantidade da compressão no tempo. Os sinais IO e Q0 são desenvolvidos a partir dos sinais IF" e QF" respectivamente e são processados de modo similar ao sinal IO.

Os sinais YE, IE, QE e Y0, IO, Q0 são combinados pelo combinador de sinal lateral e central 28, por exemplo um multiplexador no tempo para produzirem sinais YN, IN e QN com uma largura de banda compatível NTSC e um alargamento de 4:3. Estes sinais são de formato do sinal YN mostrado na fig. 3. O combinador 28 inclui também retardos de sinal apropriados para igualarem os tempos de trânsito dos sinais a serem combinados. Tais retardos de sinais de igualação estão também incluídos algures no dispositivo quando forem requeridos para igualarem os tempos de trânsito dos sinais.

Um modulador 30, um filtro passa banda 32, um filtro de atenuação de banda H-V-T 34 e um combinador 36 constituem um codificador de sinal NTSC aperfeiçoado. Os sinais de crominância IN e QN são modulados em quadratura numa subportadora SC à frequência de subportadora de crominância NTSC nominalmente de 3,58 MHz pelo modulador 30 para produzir um sinal modulado CN. O modulador 30 é de desenho convencional e será descrito em ligação com

a fig. 9. O sinal modulado CN é filtrado em passa banda nas dimensões vertical V e temporal T por meio do filtro bidimensional V-T 32 que remove os artifícios de cruzamento no sinal de crominância entrelaçado, antes de ele ser aplicado a uma entrada de sinal de crominância do combinador 36, como um sinal CP.

O sinal de luminância YN é filtrado em banda atenuada nas dimensões horizontal H, vertical V e temporal T por meio do filtro de atenuação de banda H-V-T de 3 dimensões 34 antes de ser aplicado como um sinal YP a uma entrada de luminância do combinador 36. O sinal de luminância filtrado YN e os sinais de diferença de cor de crominância IN e QN servem para assegurar que o cruzamento de luminância e crominância será significativamente reduzido após codificação subsequente NTSC. Os filtros multidimensionais e espaciais-temporais tais como o filtro H-V-T 34 e o filtro V-T 32 na fig. 1, compreendem uma estrutura como a representada pela fig. 10 que será explicada subsequentemente. O filtro de atenuação de banda H-V-T 34 na fig. 1a, apresenta a configuração da fig. 10b e remove os componentes de frequência diagonais que se movem para cima do sinal de luminância YN. Estes componentes de frequência são similares, em aparência, aos componentes de subportadora de crominância e são removidos para fazerem um vazio no espectro de frequências, no qual a crominância modulada será inserida. A remoção dos componentes de frequência diagonais que se movem para cima do sinal de luminância YN, não degrada a imagem exibida porque foi determinado que o olho humano é quase insensível a estes componentes de frequência. O filtro 34 apresenta uma frequência de corte de aproximadamente 1,5 MHz de modo a não deteriorar a informação de detalhe vertical de luminância.

O filtro passa banda V-T 32 reduz a largura de banda de crominância de modo que a informação de painel lateral de crominância, modulada, pode ser inserida no vazio criado no espectro de luminância pelo filtro 34. O filtro 32 reduz a resolução vertical e temporal da informação de crominância de modo que as bordas estáticas e móveis são ligeiramente manchadas, mas este efeito é de pequena ou nenhuma consequência devido à insensibilidade do olho humano para tal efeito.

Um sinal de saída de baixos central/lateral C/SL a partir do combinador 36, contém informação compatível NTSC para ser exibida como derivada do painel central do sinal de écran largo, assim como, baixos de painel lateral comprimidos (tanto em luminância como em crominância) derivados dos painéis laterais do sinal de écran largo e situados nas regiões de sobreexploração horizontais esquerda e direita, não visíveis por um espectador de um visor de receptor NTSC.

Os baixos de painel lateral comprimidos na região de sobreexploração, representam uma parte constituinte da informação de painel lateral para um visor de écran largo. A outra parte constitutiva, os altos de painel lateral, é desenvolvida pelo processador 18 como será explicado abaixo.

Os sinais de altos de painel lateral YH (altos de luminância) IH (altos I) e QH (altos Q) estão representados na fig. 4. As figs. 6, 7, e 8 representam dispositivos para desenvolverem estes sinais como será explicado. Na fig. 4 os sinais YH, IH e QH contêm informação de alta frequência de painel esquerdo associada com pixels de painel esquerdo 1-84 e informação de alta frequência de painel direito associada com pixels de painel direito 671-754.

O sinal C/SL é processado por um integrador intraquadro 38, para produzir um sinal N que é aplicado à entrada de um adicionador 40. O sinal integrado intraquadro N é quase idêntico ao sinal C/SL devido à alta correlação visual da informação de imagem intraquadro de sinal C/SL. O integrador 38 integra o sinal C/SL abaixo de aproximadamente 1,5 MHz e auxilia a reduzir ou eliminar o cruzamento vertical e temporal entre os sinais principal e auxiliar. A gama de frequências de passa alto de 1,5 MHz e abaixo da qual o integrador intraquadro funciona, foram escolhidas para assegurar que a integração total intraquadro é conseguida para informação a 2 MHz ou abaixo para impedir a informação de detalhe vertical de luminância de ser degradada pelo processo de integração intraquadro. O cruzamento horizontal é eliminado por meio de um limitador de banda de 200 KHz, entre um filtro associado ao integrador intraquadro 38 no codificador 31 e um filtro associado a uma unidade integradora-diferenciadora intraquadro no descodificador da fig. 13. As figs. 11a e 11b mostram detalhes do integrador intraquadro

de altos 38. As figs. 11a, 11b e 13 serão subsequentemente explicadas.

Os sinais IH, QH e YH são colocados na formatação NTSC por meio de um codificador NTSC 60 que é similar ao codificador 31. Especificamente o codificador 60 inclui dispositivos do tipo mostrado na fig. 9 assim como dispositivos para modularem em quadratura a informação de altos de crominância de painel lateral para informação de altos de crominância de painel lateral em 3,58 MHz, para produzir o sinal NTSCH, a informação de altos de painel lateral na formatação NTSC. Este sinal está representado na fig. 5.

A utilização de filtragem em passa banda multidimensional, em codificadores NTSC 31 e 60 permite, com vantagem, que os componentes de luminância e crominância sejam separados, virtualmente livres de cruzamentos, no receptor, quando o receptor inclui filtragem multidimensional complementar para separar a informação de luminância e crominância. A utilização de filtros complementares para codificação e descodificação de luminância e crominância é chamado processamento cooperativo e é explicado em detalhe num artigo de C. H. Strolle intitulado "Cooperative Processing for Improved Chrominance/Luminance Separation" (Processamento cooperativo para a separação de luminância e crominância) publicado no Journal SMPTE, volume 95, nº. 8 de Agosto de 1986, a páginas 782-789. Mesmo em receptores padrão utilizando filtros convencionais de entalhe e linhas combinados beneficiarão da utilização de tal pré-filtragem multidimensional no codificador pela apresentação de cruzamento de crominância e luminância reduzido.

O sinal NTSCH é expandido no tempo por uma unidade 62 para produzir um sinal de altos lateral expandido ESH. Especificamente como mostrado na fig. 5 a expansão é conseguida por um processo de conformação que conforma os pixels de painel lateral esquerdo 1-84 do sinal NTSCH para posições de pixel 1-377 do sinal ESH, isto é, os altos lateral esquerdo do sinal NTSCH são expandidos para ocuparem metade do tempo de linha do sinal ESH. A porção de painel lateral (pixels 671-754) do sinal NTSCH é processado de modo similar. O processo de expansão no tempo reduz a largura de banda horizontal da informação que compreende o sinal ESH (compa-



rada com a do sinal NTSC) por um factor de 377/84.

O processo de conformação pelo qual a expansão no tempo é conseguida pode ser realizado pelo aparelho do tipo mostrado e a ser explicado em ligação com as figs. 12-12d. O sinal ESH é integrado intraquadro por uma rede 64 do tipo mostrado na fig. 116 para produzir um sinal X como representado na fig. 5. O sinal integrado intraquadro X é sensivelmente idêntico ao sinal ESH devido à alta correlação visual da informação de imagem intraquadro do sinal ESH. O sinal X é aplicado a uma entrada de sinal de um modulador de quadratura 80.

O sinal YF' é também filtrado por um filtro passa banda horizontal 70 com uma passa banda de 5 MHz-6,2 MHz. O sinal de saída do filtro 70, altos de luminância horizontal é aplicado a um modulador de amplitude 52 onde ele modula um sinal portador de 5 MHz f_c . O modulador 72 inclui um filtro passa baixo de saída com uma frequência de corte de aproximadamente de 1,2 MHz para obter um sinal com uma passa banda de 0-1,2 MHz na saída do modulador 72.

A banda lateral superior (errática) (5,0-6,2 MHz) produzida pelo processo de modulação é removida pelo filtro passa baixo de 1,2 MHz. Efectivamente as altas frequências de luminância horizontal na gama de 5,0 MHz-6,2 MHz foram mudadas para gama de 0-1,2 MHz com resultado do processo de modulação em amplitude e subsequente filtragem em passa baixo. A amplitude portadora deverá ser suficientemente larga de modo que as amplitudes de sinal original sejam retidas após filtragem pelo filtro passa baixo de 1,2 MHz. Isto é, a mudança de frequência sem afectar a amplitude é produzida.

O sinal de altos de luminância horizontal mudado em frequência a partir da unidade 72 é codificado por meio de um codificador de formatação 74 para correlacionar espacialmente este sinal com o sinal principal C/SL. O codificador 74 é similar às redes de codificação de formatação associadas com as unidades 18 e 28 para expandirem a informação de painel central e comprimirem a informação de baixos de painel lateral para a região de sobreexploração horizontal. Isto é, o codificador 74 codifica os altos de luminância horizontal deslocados em frequência para uma formatação



padrão 4:3 utilizando técnicas que serão explicadas em ligação com as figs. 6-8.

Quando a porção central do sinal de entrada para o codificador 74 é expandida no tempo a sua largura de banda cai para aproximadamente 1,0 MHz de 1,2 MHz e o sinal de saída do codificador 74 torna-se correlacionado espacialmente com o sinal principal. A informação de painel lateral é filtrada em passa baixo dentro da unidade 72 para 170 KHz antes de ser comprimida no tempo pelo codificador 74. O sinal do codificador 74 é integrado intraquadro através do dispositivo 76 similar ao representado na fig. 11b antes de ser aplicado à unidade 80 como o sinal Z. O sinal integrado intraquadro Z é quase idêntico ao sinal do codificador 74 porque a alta correlação visual da informação de imagem intraquadro do sinal do codificador 74. O sinal de modulação X, um sinal compósito contendo informação de luminância e crominância e o sinal de modulação Z apresentam sensivelmente a mesma largura de banda, aproximadamente 0-1,1 MHz.

Como será explicado em ligação com a fig. 24, a unidade 80 executa uma compressão de amplitude de função gama não linear em grandes desvios de amplitude dos dois sinais auxiliares X e Z, antes destes sinais modularem em quadratura um sinal subportador alternativo ASC. A gama de 0,7 é utilizada, pelo que o valor absoluto de cada amostra é aumentado à potência de 0,7 e multiplicado pelo sinal do valor de amostra original. A compressão gama reduz a visibilidade da interferência potencial de grandes desvios de amplitude dos sinais modulados nos receptores existentes e permite a recuperação previsível no receptor de écran largo, uma vez que o inverso da função gama utilizada no codificador é previsível e pode ser facilmente implementado no descodificador do receptor.

Os sinais comprimidos em amplitude são então modulados em quadratura numa subportadora alternativa de fase controlada ASC de 3,1075 MHz que é um múltiplo ímpar de metade da frequência de linha horizontal ($395 \times H/2$). A fase da subportadora alternativa é obrigada a alternar 180° de um campo para o seguinte, de modo diferente a fase da subportadora de crominância não alterna de um campo para o seguinte. O campo de fase alternante da subporta



dora alternativa permite que a informação de modulação auxiliar dos sinais X e Z se sobreponha à informação de crominância. Ele produz componentes de informação auxiliar em fase complementar A_1 , $-A_1$ e A_3 , $-A_3$ do sinal auxiliar modulado. Isto facilita a separação da informação auxiliar utilizando um dispositivo de armazenagem de campo simples no receptor. O sinal modulado em quadratura M é adicionado ao sinal N no adicionador 40. O sinal resultante NTSCF é um sinal compatível NTSC de 4,2 MHz.

A função gama não linear descrita, utilizada no codificador, serve para grande compressão de amplitude. É uma parte constituinte de um dispositivo de compressão e expansão não linear que inclui também uma função gama complementar no decodificador de um receptor de écran largo, para expandir em amplitude, como será explicado subsequentemente. Verificou-se que o dispositivo de compressão e expansão não linear descrito reduz significativamente o impacto da informação auxiliar não padronizada sobre a informação de imagem padrão, sem causar degradação visível de uma imagem devido aos efeitos de ruído.

O dispositivo de compressão e expansão, utiliza uma função gama não linear para comprimir instantaneamente grandes desvios de amplitude de informação de alta frequência de écran largo não padronizada auxiliar no codificador, com uma função não linear a ser utilizada para, em correspondência, expandir tal informação de alta frequência no decodificador. O resultado é uma redução na quantidade de interferência com a informação vídeo padrão existente originada por informação de alta frequência auxiliar de grande amplitude, no dispositivo de écran largo compatível descrito, em que a informação de écran largo auxiliar não padronizada é dividida em porções de baixa e alta frequências sujeitas à expansão e compressão.

No decodificador, a expansão de amplitude não linear da informação de alta frequência comprimida não resulta em ruído perceptível excessivo. Isto é, a informação de alta frequência de grande amplitude está associada tipicamente com bordos de imagem de alto contraste e o olho humano é insensível ao ruído nesses bordos. O processo de compressão e expansão descrito reduz também

vantajosamente os produtos de modulação cruzada entre a subportadora alternativa e a subportadora de crominância com a redução associada em produtos de batimento visíveis.

O sinal de detalhe de luminância YT da figura 1a apresenta uma largura de banda de 7,16 MHz e é codificado para a formatação 4:3 (da mesma maneira que a conseguida pelo codificador 74), por meio de um codificador de formatação 78 e é filtrado em passa baixo horizontalmente para 750 KHz por um filtro 79, para produzir um sinal YTN. As porções laterais são filtradas em passa baixo para 125 KHz antes da compressão no tempo por meio de um filtro passa baixo de entrada do codificador de formatação 78 correspondente ao filtro de entrada 610 do dispositivo mostrado em parte na fig. 6, mas com uma frequência de corte de 125 KHz. Os altos de porção lateral são descarregados. Este sinal YTN é correlacionado espacialmente com o sinal principal C/SL.

Os sinais YTN e NTSCF são convertidos da forma digital (binária) para a forma analógica por meio de unidades DAC 53 e 54 respectivamente, antes destes sinais serem aplicados a um modulador de quadratura RF 57, para modularem um sinal portador RF de TV. O sinal modulado RF é, em seguida, aplicado a um transmissor 55 para ser emitido através de uma antena 56.

A subportadora alternativa ASC associada com o modulador 80 é sincronizada horizontalmente e tem uma frequência escolhida para assegurar a separação adequada (por exemplo 20-30 db) de informação lateral e central e para ter impacto insignificante numa imagem exibida por um receptor NTSC padrão. A frequência ASC, de preferência, seria uma frequência entrelaçada num múltiplo ímpar de uma metade da frequência de linha horizontal de modo a não produzir interferência que comprometeria a qualidade da imagem exibida.

A modulação em quadratura tal como a proporcionada pela unidade 80 permite, com vantagem, dois sinais de largura de banda estreita serem transmitidos simultaneamente. A expansão no tempo do sinal de altos de modulação resulta numa redução de largura de banda coerente com os requisitos de banda estreita da modulação em quadratura. Quanto mais a largura de banda é reduzida, menor

é a probabilidade que a interferência entre a portadora e os sinais de modulação aconteça. Além disso a alta energia típica do componente DC da informação de painel lateral é comprimida para a região sobreexplorada, em vez de ser utilizada como um sinal de modulação. Assim a energia do sinal de modulação e por isso a interferência potencial do sinal de modulação são grandemente reduzidas.

O sinal de écran largo compatível NTSC codificado, emitido pela antena 56, destina-se a ser recebido tanto por receptores NTSC como por receptores de écran largo como representado na fig. 13.

Na fig. 13, um sinal de televisão entrelaçado EDTV de écran largo compatível emitido é recebido por uma antena 1310 e aplicado a uma entrada de antena de um receptor NTSC 1312. O receptor 1312 processa o sinal de écran largo compatível de maneira normal para produzir uma imagem exibida com um alargamento de 4:3 com a informação de painel lateral de écran largo a ser em parte comprimida (isto é, os baixos) para as regiões sobreexploradas horizontais fora da vista do espectador e sendo em parte (isto é os altos) contida no sinal subportador alternativo modulado, que não interfere com o funcionamento do receptor padrão.

O sinal EDTV de écran largo compatível, recebido pela antena 1310 é também aplicado a um receptor de exploração progressiva de écran largo 1320 capaz de exibir uma imagem vídeo com um alargamento grande de, por exemplo, 5:3. O sinal de écran largo recebido é processado por uma unidade de entrada 1322 incluindo um sintonizador de radiofrequência (RF) e circuitos amplificadores, um desmodulador vídeo síncrono (desmodulador de quadratura) que produz um sinal vídeo de banda base e circuitos conversores analógicos/digitais (ADC) para produzirem um sinal de vídeo de banda base (NTSCF) em forma binária. Os circuitos ADC funcionam a uma frequência de amostragem de quatro vezes a frequência da subportadora de crominância ($4 \times f_{sc}$).

O sinal NTSCF é aplicado a uma unidade integradora e diferenciadora intraquadro 1324 que integra (combina aditivamente) e diferencia (combina substractivamente) as linhas de imagem afastadas de 262H dentro dos quadros acima de 1,7 MHz, para recuperar o



signal principal N e o signal modulado em quadratura M substancialmente livres de cruzamentos V-T. É proporcionado um limite de banda de cruzamento horizontal de 200 KHz entre a frequência de funcionamento de limite inferior de 1,7 MHz da unidade 1324 e a frequência de funcionamento de limite inferior de 1,5 MHz da unidade 38 no codificador da fig. 1a. O signal recuperado N contém informação que é, sensivelmente, igual visualmente à informação de imagem do signal principal C/SL devido à alta correlação visual da imagem intraquadro do signal principal original C/SL quando ponderado intraquadro no codificador da fig. 1a.

O signal M é acoplado a uma unidade desmoduladora de quadratura e expansora em amplitude 1326 para desmodular os sinais auxiliares X e Z em resposta à subportadora alternativa ASC com uma fase alternante de campo similar ao signal ASC, explicada em ligação com a fig. 1a. Os sinais desmodulados X e Z contém informação que é sensivelmente idêntica visualmente à informação de imagem do signal ESH e ao signal de saída da unidade 74 da fig. 1a devido à alta correlação visual da imagem intraquadro destes sinais quando integrados intraquadro pelo codificador da fig. 1a.

A unidade 1326 inclui também um filtro passa baixo de 1,5 MHz para remover os produtos de desmodulação de alta frequência indesejados a duas vezes a frequência da subportadora alternativa e um expansor de amplitude para expandir os sinais desmodulados (previamente comprimidos) utilizando uma função gama inversa ($\gamma = 1/0,7 = 1,429$), isto é, o inverso da função de compressão não linear executada pela unidade 80 da fig. 1a.

A unidade 1328 comprime no tempo os altos de painel lateral codificados de cor de modo a que eles ocupem os seus intervalos de tempo originais recuperando assim o signal NTSCH. A unidade 1328 comprime no tempo o signal NTSCH na mesma proporção que a unidade 62 da fig. 1 expande no tempo o signal NTSCH.

Um descodificador de altos de luminância (Y) 1330, descodifica o signal de altos horizontal de luminância Z para a formatação de écran largo. Os lados são expandidos no tempo (na mesma proporção que a compressão no tempo dos lados no codificador da fig. 1a) e o centro é comprimido no tempo (na mesma proporção que



a expansão no tempo dos lados no codificador da fig. 1a). Os painéis são reunidos conjuntamente na região de sobreposição de 10 pixels como será explicado subseqüentemente, em ligação com a fig. 14. A unidade 1330 está disposta como mostrado na fig. 17.

O modulador 1332 modula em amplitude o sinal do descodificador 1330 numa portadora de 5,0 MHz f_c . A amplitude do sinal modulado é depois filtrada em passa alto por um filtro 1334 com uma frequência de corte de 5,0 MHz para remover a banda lateral inferior. No sinal de saída do filtro 1334, as frequências de 5,0 a 6,0 MHz do painel central são recuperadas e as frequências de 5,0 a 5,2 MHz do painel lateral são recuperadas. O sinal do filtro 1334 é aplicado a um adicionador 1336.

O sinal NTSC do compressor 1328 é aplicado a uma unidade 1340 para separação dos altos de luminância, dos altos de crominância e para produzir sinais YH, IH e QH. Isto pode ser conseguido pelo arranjo da fig. 18.

O sinal N da unidade 1324 é separado nos seus componentes constituintes de luminância e crominância YN, IN e QN por meio de um separador de luminância e crominância 1342 que pode ser similar ao separador 1340 e que pode utilizar o dispositivo do tipo mostrado na fig. 18.

Os sinais YH, IH, QH e YN, IN, QN são fornecidos como entradas a um descodificador de formatação Y-I-Q 1344 que descodifica os componentes de luminância e crominância para a formatação de écran largo. Os baixos de painel lateral são expandidos no tempo, o painel central é comprimido no tempo, os altos de painel lateral são adicionados aos baixos de painel lateral e os painéis laterais são reunidos ao painel central numa região de sobreposição de 10 pixels utilizando os princípios da fig. 14. Os detalhes do descodificador 1344 são mostrados na fig. 19.

O sinal YF' é acoplado ao adicionador 1336 onde ele é somado ao sinal do filtro 1334. Através deste processo a informação de detalhe de luminância horizontal de alta frequência aumentada e recuperada, é adicionada ao sinal de luminância descodificado YF'.

Os sinais YF', IF' e QF' são convertidos da formatação en-



trelaçada para exploração progressiva por meio dos conversores 1350, 1352 e 1354, respectivamente. O conversor de exploração progressiva de luminância 1350 também responde ao sinal de luminância de ajuda YT de um descodificador de formatação 1360 que descodifica o sinal de ajuda codificado YTN. O descodificador 1360, descodifica o sinal YTN para a formatação de écran largo e exhibe uma conformação similar à da fig. 17.

Os conversores I e Q 1352 e 1354 convertem os sinais entrelaçados para exploração progressiva integrando no tempo linhas afastadas de um quadro para produzirem a informação de linha de exploração progressiva em falta. Isto pode ser conseguido pelo dispositivo do tipo mostrado na fig. 20.

A unidade conversora de exploração progressiva de luminância 1350, é similar à mostrada na fig. 20 excepto no que o sinal YT é adicionado como mostrado pelo arranjo da fig. 21. Nesta unidade uma amostra de sinal de ajuda YT é adicionada a uma média temporal para auxiliar a reconstrução de uma amostra de pixel de exploração progressiva em falta. O detalhe temporal completo é recuperado dentro da banda de frequências horizontais contida no sinal de diferença de linha codificado (750 KHz após codificação). Acima desta banda do sinal de frequências horizontais, YT é zero. De modo que a amostra em falta é reconstruída por integração temporal.

Os sinais de exploração progressiva de écran largo YF, IF e QF são convertidos para a forma analógica por meio de um conversor digital/analógico 1362, antes de serem aplicados a uma unidade de processamento de sinal vídeo e amplificadora de matriz 1362. O componente processador de sinal vídeo da unidade 1364, inclui amplificação de sinal, mudança de nível DC, controlo de brilho, controlo de contraste e outros circuitos de processamento de sinal vídeo convencionais. O amplificador de matriz 1364 combina o sinal de luminância YF com sinais de diferença de cor IF e QF para produzir sinais vídeo representativos de imagem de cor R, G e B. Estes sinais de cor são amplificados por amplificadores de excitação de visor na unidade 1364, para um nível adequado, para comandarem directamente um dispositivo de visor de imagem de cor de écran largo 1370, por exemplo, um cinescópio de écran largo.



A fig. 6 representa o dispositivo incluído no processador 18 da fig. 1a para desenvolver sinais YE, YO e YH a partir do sinal de écran largo de banda larga YF. O sinal YF" é filtrado em passa baixo, horizontalmente, por um filtro de entrada 610 com uma frequência de corte de 700 KHz para produzir o sinal de luminância de baixa frequência YL que é aplicado a uma entrada de um combinador substractivo 612. O sinal YF" é aplicado a outra entrada do combinador 612 e ao dispositivo desmultiplexador em tempo 616 após ser retardado por uma unidade 614 para compensação do retardo de processamento de sinal do filtro 610. Combinando o sinal retardado YF" e o sinal filtrado YL produz-se o sinal de luminância de alta frequência YH na saída do combinador 612.

O sinal retardado YF" e os sinais YH e YL são aplicados a entradas separadas do aparelho desmultiplexador 616 que inclui unidades desmultiplexadoras (DEMUX) 618, 620 e 621, para processarem respectivamente os sinais YF", YH e YL. Os detalhes do dispositivo desmultiplexador 616 serão explicados em ligação com a fig. 8. As unidades desmultiplexadoras 618, 620, 621, derivam respectivamente o sinal de painel central de largura de banda completa YC, o sinal de altos de painel lateral YH e o sinal de baixos de painel lateral YL', como representado nas figs. 3 e 4.

O sinal YC é expandido no tempo por um expansor em tempo 622 para produzir o sinal YE. O sinal YC é expandido no tempo com um factor de expansão central suficiente para deixar espaço para as regiões de sobreexploração horizontais esquerda e direita. O factor de expansão central (1,19) é a relação da largura pretendida do sinal YE (pixels 15-740) com a largura do sinal YC (pixels 75-680) como mostrado na fig. 3.

O sinal YL' é comprimido com um factor de compressão lateral por um compressor em tempo 628, para produzir o sinal YO. O factor de compressão lateral (6,0) é a relação entre a largura da porção correspondente do sinal YL' (por exemplo pixels esquerdos 1-84) com a largura pretendida do sinal YO (por exemplo os pixels esquerdos 1-14) como mostrado na fig. 3. Os expansores em tempo 622, 624 e 626 e o compressor em tempo 628 podem ser do tipo mostrado na fig. 12 como será explicado.



Os sinais IE, IH, IO e QE, QH, QO são respectivamente desenvolvidos a partir de sinais IF" e QF" de uma maneira similar à que os sinais YE, YH e YO são desenvolvidos pelo dispositivo da fig. 6. A este respeito é feita referência à fig. 7 que representa o dispositivo para desenvolver os sinais IE, IH, IO a partir do sinal YF". Os sinais QE, QH e QO são desenvolvidos a partir do sinal QF" de uma maneira similar.

Na fig. 7 o sinal de écran largo de banda larga IF" após ser exibido por uma unidade 714 é acoplado ao dispositivo desmultiplexador 716 e é também combinado substractivamente com o sinal de baixa frequência IL de um filtro passa baixo 710 num combinador substractivo 712, para produzir o sinal de alta frequência IH. O sinal retardado, IF" e os sinais IH e IL são respectivamente desmultiplexados por desmultiplexadores 718, 720 e 721 associados ao dispositivo desmultiplexador 716 para produzirem sinais IC, IH e IL'. O sinal IC é expandido no tempo por um expansor 722 para produzir o sinal IE e um sinal IL' é comprimido no tempo por um compressor 728 para produzir o sinal IO. O sinal IC é expandido com um factor de expansão similar ao utilizado para o sinal YC como explicado e o sinal IL' é comprimido com um factor de compressão lateral similar ao utilizado para o sinal YL' também como explicado.

A fig. 8 representa um dispositivo desmultiplexador 816 tal como pode ser utilizado para o dispositivo 616 da fig. 6 e 716 da fig. 7. O dispositivo da fig. 8 está representado no contexto do desmultiplexador da fig. 6. O sinal de entrada YF" contém 754 pixels definindo a informação de imagem. Os pixels 1-84 definem o painel esquerdo, os pixels 671-754 definem o painel direito e os pixels 75-680 definem o painel central que se sobrepõe ligeiramente aos painéis esquerdo e direito. Os sinais IF" e QF" apresentam sobreposição semelhante. Como será explicado verificou-se que essa sobreposição de painel facilita a combinação (reunião) dos painéis central e laterais no receptor para eliminar substancialmente os artifícios de fronteira.

O dispositivo desmultiplexador 816 inclui primeira, segunda e terceira unidades desmultiplexadoras (DEMUX) 810, 812 e 814 respectivamente associadas com informação de painel esquerdo, cen

tral e direito. Cada unidade desmultiplexadora tem uma entrada "A" na qual os sinais YH, YF" e YL são respectivamente aplicados e uma entrada "B" na qual um sinal em branco (BLK) é aplicado. O sinal em branco pode ser, por exemplo, um nível lógico zero ou a massa.

A unidade 810 extrai o sinal de saída YH contendo altos esquerdo e direito do sinal de entrada YH durante o período que uma entrada seleccionada de sinal (SEL) da unidade 810 recebe um primeiro sinal de controlo de um comparador de contagem 817 indicando a presença de elementos de pixel de painel esquerdo 1-84 e elementos de pixel de painel direito 671-754. Em outros períodos um segundo sinal de controlo do comparador de contagem 817 provoca o sinal BLK na entrada B em vez do sinal YH na entrada A para ser acoplado à saída da unidade 810.

A unidade 814 e o comparador de contagem 820 operam de modo similar para derivarem o sinal de baixos de painel lateral YL' do sinal YL. A unidade 812 faz o acoplamento do sinal IF" da sua entrada A à sua saída para produzir o sinal de painel central YC apenas quando um sinal de controlo de um comparador de contagem 818 indica a presença de pixels de painel central 75-680.

Os comparadores de contagem 817, 818 e 820 são sincronizados em relação ao sinal vídeo YF", por meio de um sinal de saída de impulso de um contador 822 que reage a um sinal de relógio com quatro vezes a frequência da subportadora de crominância ($4 \times f_{sc}$) e a um sinal de sincronismo de linha horizontal H, derivado do sinal de vídeo YF". Cada impulso de saída do contador 822, corresponde a uma posição de pixel ao longo da linha horizontal. O contador 822 apresenta um desfasamento inicial de -100 de contagem, correspondendo aos 100 pixels do início de um impulso de sincronismo horizontal, para regiões negativas no instante T_{HS} , para o final do intervalo em branco horizontal no qual o pixel de tempo 1 aparece no início do intervalo de exibição de linha horizontal. Este contador 822 apresenta uma contagem de 1 no início do intervalo de exibição de linha. Outros arranjos de contadores podem ser também desenvolvidos. Os princípios utilizados pelo dispositivo desmultiplexador 816, podem também ser aplicados ao dispositivo



multiplexador para executar uma operação de combinação de sinal de conversão, tal como é executada pelo combinador de painel central e lateral 28 da fig. 1a.

A fig. 9 mostra detalhes do modulador 30 nos codificadores 31 e 60 da fig. 1a. Na fig. 9 os sinais IN e QN aparecem a quatro vezes a frequência da subportadora de crominância ($4 \times f_{sc}$) e são aplicados às entradas de sinal de trincos 910 e 912, respectivamente. Os trincos 910 e 912 recebem também sinais de relógio de $4 \times f_{sc}$ para transferirem nos sinais IN e QN e um sinal de comutação de $2 \times f_{sc}$ que é aplicado a uma entrada de sinal de comutação invertida do trinco 910 e a uma entrada de sinal de comutação não invertida do trinco 912.

As saídas de sinal dos trincos 910 e 912 são combinadas numa única linha de saída na qual os sinais I e Q aparecem alternadamente e são aplicados às entradas de sinal de um trinco não inversor 914 e a um trinco inversor 916. Estes trincos são sincronizados a uma frequência de $4 \times f_{sc}$ e recebem um sinal de comutação à frequência da subportadora de crominância f_{sc} e nas entradas inversora e não inversora, respectivamente. O trinco não inversor 914 produz uma sequência alternativa de saída dos sinais de polaridade positiva I e Q e o trinco inversor 916 produz uma sequência alternativa de saída de sinais I e Q de polaridade negativa, isto é -I e -Q.

As saídas de trincos 914 e 916 são combinadas numa única linha de saída na qual aparece uma sequência alternante de sinais I e Q emparelhados, de pares de polaridade mutuamente opostos, isto é, I, Q, -I, -Q ... etc., constituindo o sinal CN. Este sinal é filtrado pelo filtro 32, antes de ser combinado na unidade 36 com uma versão filtrada do sinal de luminância YN, para produzir o sinal codificado NTSC C/SL da forma Y+I, Y+Q, Y-I, Y-Q, Y+I, Y+Q e assim por diante.

A fig. 10 representa um filtro vertical-temporal (V-T) que pode apresentar configurações passa banda V-T, de banda atenuada V-T ou passa baixo V-T para ajustamento de coeficientes de ponderação a_1 - a_9 . A tabela da fig. 10a representa os coeficientes de ponderação associados com as configurações de filtro passa banda

e de atenuação de banda V-T que são utilizadas no dispositivo explicado. Um filtro de atenuação de banda H-V-T tal como o filtro 34 da fig. 1a e os filtros passa banda H-V-T como os que estão incluídos no dispositivo descodificador da fig. 13 compreendem respectivamente a combinação de um filtro passa baixo horizontal 1020 e um filtro de atenuação de banda V-T 1021 como mostrado na fig. 10 e a combinação de um filtro passa banda horizontal 1030 e um filtro passa banda V-T 1031 como mostrado na fig. 10C.

No filtro de atenuação de banda H-V-T da fig. 10b o filtro passa baixo horizontal 1020 apresenta uma frequência de corte dada e proporciona um componente de sinal de baixa frequência filtrado. Este sinal é combinado subtrativamente num combinador 1023 com uma versão retardada do sinal de entrada de uma unidade de re tardo 1022 para produzir o componente de sinal de alta frequência. O componente de baixa frequência é sujeito a um retardo de quadro através de uma rede 1024 antes de ser aplicado a um combinador aditivo 1025 para proporcionar um sinal de saída filtrado de banda atenuada H-V-T. O filtro V-T 1021 apresenta os coeficientes de filtro de atenuação de banda V-T mostrados na Fig. 10a. Um filtro passa banda H-V-T tal como o incluído no descodificador da fig. 13 é mostrado na fig. 10C como compreendendo um filtro passa banda horizontal 1030 tendo uma frequência de corte dada, em casca ta com o filtro passa banda V-T 1031 tendo coeficientes de filtro passa banda V-T como indicados pela tabela da fig. 10a.

O filtro da fig. 10 inclui uma pluralidade de unidades de memória em cascata (M) 1010a-1010h, para proporcionarem retardos de sinal sucessivos nos respectivos terminais t_1-t_9 e para proporcionarem um retardo geral no filtro. Os sinais conduzidos pelos terminais são respectivamente aplicados a uma entrada dos multipli cadores 1012a-1012i. Outra entrada de cada um dos multiplicadores recebe respectivamente uma ponderação prescrita a_1-a_9 dependendo da natureza do processo de filtragem a ser executado. A natureza do processo de filtragem dita também os retardos divididos pelas unidades de memória 1010a-1010h.

Os filtros de dimensão horizontal utilizam elementos de me mória de armazenagem de pixel de modo que o retardo geral de filtro é menor do que o intervalo de tempo de uma linha de imagem ho



rizontal (1H). Os filtros de dimensão vertical utilizam elementos de memória de armazenagem de linha e os filtros de dimensão temporal utilizam elementos de memória de armazenagem de quadro exclusivamente. Assim um filtro 3-D H-V-T compreende uma combinação dos elementos de armazenagem de pixel ($<1H$), de linha (1H) e de quadro ($>1H$) enquanto que um filtro V-T compreende apenas os dois últimos tipos dos elementos de memória. Os sinais extraídos ponderados (mutuamente retardados) dos elementos 1012a-1012i são combinados num adicionador 1015 para produzirem um sinal de saída filtrado.

Tais filtros são filtros não recursivos, de resposta de impulso finito (FIR). A natureza do retardo proporcionado pelos elementos de memória depende do tipo de sinal a ser filtrado e da quantidade de cruzamento que pode ser tolerado entre os sinais de luminância, de crominância e de painel lateral. A finura das características de corte do filtro é aumentada pelo aumento do número de elementos de memória em cascata.

A fig. 10d representa um dos filtros separados da rede 16 da fig. 1a e inclui unidades de memória (retardo) em cascata 1040a-1040b, multiplicadores associados 1042a-1042e com os factores de ponderação respectivos indicados a_1 - a_5 , para receberem sinais dos terminais de sinais t_1 - t_5 . Também está incluído um combinador de sinal 1045 que soma os sinais de saída ponderados a partir dos multiplicadores a_1 - a_5 para produzirem uma saída de sinal.

As figs. 11a e 11b mostram detalhes do integrador intraquadro de altos 38 da fig. 1a. O integrador de altos 38 inclui um filtro passa baixo horizontal de entrada 1110, com uma frequência de corte de aproximadamente 1,5 MHz que recebe o sinal C/SL. Um componente de baixa frequência do sinal de entrada C/SL, é produzido na saída do filtro 1110 e um componente de alta frequência do sinal de entrada C/SL, é produzido na saída de um combinador substractivo 1112 disposto como mostrado. O componente de baixa frequência é submetido a um retardo de 262H por uma unidade 114 antes de ser aplicado a um adicionador 1120. O componente de alta frequência do sinal C/SL é processado por um filtro V-T 1116 antes de ser aplicado ao adicionador 1120 para produzir o sinal N.

-38-

O filtro 1116 é mostrado na fig. 11b como incluindo um par de elementos de retardo de 262H, 1122 e 1124 e multiplicadores as sociados 1125, 1126 e 1127, com coeficientes de ponderação associa dos a_1 , a_2 e a_3 . As saídas do multiplicador são aplicadas a um adicionador 1130 para produzirem um sinal ponderado no tempo de altos C/SL. O coeficiente de ponderação a_2 permanece constante, mas os coeficientes a_1 e a_3 alternam entre 1/2 e 0 de um campo pa ra o seguinte. O coeficiente a_1 apresenta valores de 1/2 e 0, quando coeficiente a_3 apresenta valores de 0 e 1/2.

A fig. 12 representa o aparelho de conformação de retículo que pode ser utilizado para os expansores e compressores no tempo das figs. 6 e 7. A este respeito é feita referência às formas de onda da fig. 12a, que representa o processo de conformação. A fig. 12a representa a forma de onda do sinal de entrada S com uma porção central entre os pixels 84 e 670 que se destina a ser conformada para as localizações de pixel 1-754 de uma forma de onda de saída W através de um processo de expansão no tempo. Os pixels de ponto de extremidade 1 e 670 da forma de onda S são conformados directamente nos pixels de ponto de extremidade 1 e 754 da forma de onda W.

Os pixels intermédios não são directamente conformados numa base de 1:1 devido à expansão no tempo e em muitos casos não são conformados numa base inteira. O último caso está representado quando, por exemplo, a localização de pixel 85,33 da forma de onda de entrada S corresponde à localização de pixel inteira 3 da forma de onda de saída W. Assim, a localização de pixel 85,33 do sinal S contém uma parte inteira (85) e uma parte fraccionária DX (0,33) e a localização de pixel 3 da forma de onda W contém uma parte inteira (3) e uma parte fraccionária (0).

Na fig. 12 um contador de pixels 1210 funcionando a uma frequência $4 \times f_{sc}$ proporciona um sinal de WRITE ADDRESS (escrita de endereço) de saída M, representativo das localizações de pixel (1...754) num retículo de saída. O sinal M é aplicado à PROM (memória apenas de leitura, programável) 1212 que inclui uma tabela de consulta contendo valores programados dependendo da natureza da conformação de retículo a ser executada, por exemplo compres-

são ou expansão. Na resposta ao sinal M a PROM 1212 proporciona um sinal de READ ADDRESS (ler endereço) de saída N representando um número inteiro e um sinal de saída DX representando um número fraccionário igual ou maior do que zero, mas inferior à unidade. No caso de um sinal de 6 bits DX ($2^6 = 64$), o sinal DX apresenta partes fraccionárias 0, 1/64, 2/64, 3/64...63/64.

A PROM 1212 permite a expansão ou compressão de um sinal de entrada vídeo S, como uma função de valores armazenados do sinal N. Assim um valor programado do sinal READ ADDRESS N e um valor programado do sinal de parte fraccionária DX são fornecidos em resposta aos valores inteiros do sinal de localização de pixel M. Para conseguir a expansão de sinal por exemplo a PROM 1212 está disposta para produzir o sinal N a uma frequência mais baixa do que a do sinal M. Contrariamente para se conseguir a compressão de sinal, a PROM 1212 proporciona o sinal N a uma frequência maior do que a do sinal M.

O sinal de entrada de vídeo S é retardado por elementos de retardo de pixel em cascata 1214a, 1214b e 1214c para produzir sinais vídeo $S(N+2)$, $S(N+1)$ e $S(N)$ que são versões mutuamente retardadas do sinal vídeo de entrada. Estes sinais são aplicados às entradas de sinal vídeo das memórias de acesso duplo respectivamente 1216a-1216d como são conhecidas. O sinal M é aplicado a uma entrada de endereço de escrita de cada uma das memórias 1216a-1216d e o sinal N é aplicado à entrada de endereço de leitura de cada uma das memórias 1216a-1216d.

O sinal M determina onde a informação de sinal vídeo entrando será escrita nas memórias e o sinal N determina quais os valores que serão lidos das memórias. As memórias podem escrever para um endereço enquanto que lêem simultaneamente de outro endereço. Os sinais de saída $S(N-1)$, $S(N)$, $S(N+1)$ e $S(N+2)$ das memórias 1216a-1216d apresentam uma formatação expandida no tempo ou comprimida no tempo dependendo da operação de leitura/escrita das memórias 1216a-1216d, que é uma função de como a PROM 1212 é programada.

Os sinais $S(N-1)$, $S(N)$, $S(N+1)$ e $S(N+2)$ das memórias 1216a-1216d são processados por um interpolador linear de quatro pontos

incluindo filtros de pico 1220 e 1222, uma PROM 1225 e um interpo-
lador linear de dois pontos 1230, detalhes do qual estão represen-
tados nas figs. 12b e 12c.

Os filtros de pico 1220 e 1222 recebem três sinais do gru-
po de sinais, incluindo sinais $S(N-1)$, $S(N)$, $S(N+1)$ e $S(N+2)$, co-
mo mostrado, assim como recebendo um sinal de pico PX. O valor
do sinal de pico PX varia de zero à unidade como uma função de um
valor de sinal DX como mostrado na fig. 12d e é fornecido pela
PROM 1225 em resposta ao sinal DX. A PROM 1225 inclui uma tabela
de consulta e está programada para produzir um dado valor de PX
em resposta a um dado valor de DX. Os filtros de pico 1220 e
1222 fornecem respectivamente sinais vídeo mutuamente retardados
de pico $S'(N)$ e $S'(N+1)$ ao interpolador linear de dois pontos
1230 que recebe também o sinal DX. O interpolador 1230 fornece
um sinal de saída vídeo W (comprimido ou expandido) em que o sinal
de saída W é definido pela expressão

$$W = S'(N) + DX [S'(N+1) - S'(N)]$$

O interpolador de quatro pontos e a função de pico aproxima-
ma com vantagem uma função de interpolação $(\sin X)/X$ com boa reso-
lução de detalhe de alta frequência.

A fig. 12b mostra detalhes dos filtros de pico 1220 e 1222
e do interpolador 1230. Na fig. 12b, os sinais $S(N-1)$, $S(N)$ e
 $S(N+1)$ são aplicados a um circuito de ponderação 1240 no filtro
de pico 1220 onde estes sinais são ponderados respectivamente pe-
los coeficientes de pico $-1/4$, $1/2$ e $-1/4$. Como mostrado na fig.
12c, o circuito de ponderação 1240 compreende multiplicadores
1241a-1241c para multiplicarem respectivamente os sinais $S(N-1)$,
 $S(N)$ e $S(N+1)$ com coeficientes de pico $-1/4$, $1/2$ e $-1/4$.

Os sinais de saída dos multiplicadores 1241a-1241c são so-
mados num adicionador 1242 para produzir um sinal de pico $P(N)$ que
é multiplicado pelo sinal PX no multiplicador 1243 para produzir
um sinal de pico que é somado com o sinal $S(N)$ no adicionador
1244 para produzir o sinal de pico $S'(N)$. O filtro de pico 1222
apresenta estrutura e operação similar.

-41-

No interpolador de dois pontos 1230, o sinal $S'(N)$ é subtraído do sinal $S'(N+1)$ num subtrator 1232 para produzir um sinal de diferença que é multiplicado pelo sinal DX num multiplicador 1234. O sinal de saída do multiplicador 1234 é somado com o sinal $S'(N)$ num adicionador 1236 para produzir o sinal de saída W .

Os detalhes da unidade integradora-diferenciadora 1324 são mostrados na fig. 15. O sinal NTSCF é filtrado em passa baixo pela unidade 1510 para produzir um componente de "baixos" que é combinado subtraktivamente com o sinal NTSCF numa unidade 1512 para produzir o componente de "altos" do sinal NTSCF. Este componente é integrado (combinado aditivamente) e diferenciado (combinado subtraktivamente) por uma unidade 1513 para produzir um componente de altos integrado NH numa saída de integração (+) e o sinal M numa saída de diferenciação (-). O componente NH é somado num adicionador 1514 com um sinal de saída retardado 262H do filtro 1510 para produzir o sinal N .

A fig. 16 mostra detalhes da unidade 1513 na fig. 15. A fig. 16 é similar ao arranjo da fig. 11b anteriormente explicada excepto que os inversores 1610 e 1612 e um adicionador 1614, foram adicionados como se mostra.

Na fig. 17, que mostra detalhes da unidade 1330 da fig. 13, o sinal Z é aplicado a um separador lateral e central (desmultiplexador) 1710 que proporciona sinais de altos de luminância laterais e central separados YHO e YHE , respectivamente, que foram comprimidos e expandidos no codificador da fig. 1a. Estes sinais são expandidos no tempo e comprimidos no tempo pelas unidades 1712 e 1714 utilizando técnicas de conformação já explicadas, para produzirem sinais de altos de luminância laterais e central YHS e YHC que são reunidos por uma unidade 1716 (por exemplo, como pode ser conseguido pelo dispositivo da fig. 14) antes de ser aplicado ao modulador em amplitude 1332.

Na fig. 18, como notado anteriormente, são mostrados os detalhes do separador de luminância e crominância 1340 para o NTSCH e 1342 para N . Nesta figura, um filtro passa banda H-V-T 1810, que tem a configuração da fig. 10c e uma passa banda de $3,58 \pm 0,5$ MHz passa o sinal NTSCH para um combinador subtrativo 1814 que também recebe o sinal NTSCH após ser passado através de um retar-

do igualador de tempo de trânsito 1812. O sinal de altos de lumi
nância separado YH aparece na saída do combinador 1814. O sinal
NTSCH filtrado do filtro 1810 é desmodulado em quadratura por um
desmodulador 1816 em resposta a um sinal subportador de crominân-
cia SC para produzir altos de crominância IH e QH.

Na fig. 19, que mostra detalhes do descodificador 1344, os
sinais YN, IN e QN são separados nos baixos de painel lateral com
primidos YO, IO e QO e nos sinais de painel central expandidos YE,
IE, QE por meio de um separador de painel lateral e central (des-
multiplexador no tempo) 1940. O desmultiplexador 1940 pode empre-
gar os princípios do desmultiplexador 816 da fig. 8, explicado an-
teriormente.

Os sinais YO, IO e QO são expandidos no tempo por um factor
de expansão lateral (correspondente ao factor de compressão late-
ral no codificador da fig. 1a) por meio de um expansor em tempo
1942 para restaurar a relação espacial original dos baixos de pai-
nel lateral, no sinal de écran largo, como representado pelos si-
nais de baixos de painel lateral restaurados YL, IL e QL. De mo-
do similar para arranjar espaço para os sinais de painéis laterais,
de painel central, YC, IC e QC por meio de um ligador 1960 para
formar um sinal de luminância de écran largo completamente recons-
truído e sinais de diferença de cor de écran largo totalmente re-
construídos IF' e QF'. A reunião dos componentes de sinal de pai-
nel lateral e central é conseguida de uma maneira que elimina vir-
tualmente uma costura visível nos limites entre os painéis central
e lateral como será visto da explicação subsequente do ligador
1960 mostrado na fig. 14.

Na fig. 20 são mostrados detalhes dos conversores 1352 e
1354. Os sinais entrelaçados IF' (ou QF') são retardados de 263H
por um elemento 2010, antes de serem aplicados a uma entrada de uma
memória de acesso duplo 2020. Este sinal retardado é sujeito a
um retardo de 262H adicional, por um elemento 2012 antes de ser
adicionado com o sinal de entrada no adicionador 2014. O sinal
de saída do adicionador 2014 é acoplado a uma rede de divisão por
dois, antes de ser aplicado numa entrada de uma memória de acesso
duplo 2018. As memórias 2020 e 2018 lêem os dados a uma frequên-

cia de $8 \times f_{sc}$ e escrevem os dados a uma frequência de $4 \times f_{sc}$. As saídas das memórias 2018 e 2020 são aplicadas a um multiplexador (MUX) 2022 para produzirem sinais de exploração progressiva de saída IF (QF). São também mostradas formas de onda representativas do sinal de entrada entrelaçado (duas linhas, com amostras de pixel C e X indicadas) e o sinal de saída de exploração progressiva compreendendo amostras de pixel C e X.

A fig. 21 representa o dispositivo adequado para utilização como conversor 1350, para o sinal YF' na fig. 13. O sinal entrelaçado YF' é retardado pelos elementos 2110 e 2112 antes de ser combinado num adicionador 2114 como mostrado. O sinal retardado do elemento 2110 é aplicado a uma memória de acesso duplo 2120. Um sinal de saída do adicionador 2114 é acoplado a uma rede de divisão por dois 2116, a saída da qual é adicionada ao sinal YT no adicionador 2118. A saída do adicionador 2118 é aplicada a uma memória de acesso duplo 2122. As memórias 2120 e 2122 escrevem a uma frequência de $4 \times f_{sc}$ e lêem a uma frequência de $8 \times f_{sc}$ e fornecem sinais de saída a um multiplexador 2124 que desenvolve o sinal de exploração progressiva YF.

A fig. 14 representa o dispositivo de reunião de painel lateral-painel central para utilização como ligador 1960 na fig. 19, por exemplo. Na fig. 14, o ligador é mostrado como compreendendo uma rede 1410 para produzir o sinal de luminância de largura de banda completa YF' do componente de sinal de luminância de painel lateral YS e o componente de sinal de luminância de painel central YC, assim como um ligador de sinal I 1420 e um ligador de sinal Q 1430 que são similares em estrutura e funcionamento à rede 1410. O painel central e os painéis laterais são sobrepostos propositadamente por diversos pixels, por exemplo dez pixels. Assim os sinais de painel central e lateral compartilham vários pixels redundantes através do processo de codificação e transmissão de sinal antes da reunião.

No receptor de écran largo, os painéis central e lateral são reconstruídos a partir dos seus respectivos sinais, mas por causa da expansão no tempo, compressão no tempo e filtragem executada nos sinais de painel, vários pixels, nos limites de painel

lateral e central são corrompidos ou destorcidos. As regiões de sobreposição (OL) e pixels corrompidos (CP, ligeiramente exagerados para clareza) são indicados pelas formas de onda associadas com sinais YS e YC na fig. 14. Se os painéis não tiverem região de sobreposição, os pixels corrompidos seriam encostados uns aos outros e uma costura seria visível. Uma região de sobreposição de dez pixels de largura verificou-se ser suficientemente larga para compensar de três a cinco pixels de limite corrompidos.

Os pixels redundantes permitem, com vantagem a mistura dos painéis lateral e central na região de sobreposição. Um multiplicador 1411 multiplica o sinal de painel lateral YS por uma função de ponderação W nas regiões de sobreposição, como representado pela forma de onda associada, sendo antes o sinal YS aplicado a um combinador de sinal 1415. De modo similar um multiplicador 1412 multiplica o sinal de painel central YC por uma função de ponderação complementar $(1-W)$ nas regiões de sobreposição, como representado pela forma de onda associada, sendo antes o sinal YC aplicado ao combinador 1415. Estas funções de ponderação apresentam uma característica linear de tipo rampa nas regiões de sobreposição e contém valores entre 0 e 1. Após ponderação, os pixels de painel lateral e central são somados pelo combinador 1415 de modo que cada pixel reconstruído é uma combinação linear dos pixels de painel lateral e central.

As funções de ponderação de preferência deviam aproximar-se da unidade perto dos limites mais interiores da região de sobreposição e deviam aproximar-se de zero no limite mais exterior. Isto assegurará que os pixels corrompidos tenham uma influência relativamente pequena no limite de painel reconstruído. A função de ponderação linear de tipo rampa representada satisfaz este requisito e uma função de ponderação não linear com porções extremas curvilíneas ou arredondadas, isto é, na vizinhança dos pontos ponderados 1 e 0, pode também ser utilizada. Uma tal função de ponderação pode facilmente ser obtida pela filtragem de uma função de ponderação de rampa linear do tipo representado.

As funções de ponderação W e $1-W$ podem ser facilmente geradas por uma rede incluindo uma tabela de consulta que reage a um sinal de entrada representativo de posições de pixel e um combina

dor substractivo. As localizações de sobreposição de pixels lateral e central são conhecidas e a tabela de consulta é programada em consequência para fornecer valores de saída de 0 a 1 correspondendo à função de ponderação W , em resposta ao sinal de entrada. O sinal de entrada pode ser desenvolvido numa variedade de maneiras, tais como por um contador sincronizado por cada impulso de sincronismo de linha horizontal. Complementarmente a função de ponderação $1-W$ pode ser produzida por subtracção da função de ponderação W da unidade.

A fig. 22 mostra o dispositivo adequado para utilização como conversor de exploração progressiva para entrelaçado 17c para o sinal YF da fig. 1a. A fig. 22 mostra também um diagrama de uma porção do sinal de entrada de exploração progressiva YF com amostras A, B, C e X num plano vertical (V) e temporal (T) indicado, como também mostrado na fig. 2a. O sinal de exploração progressiva YF é submetido a um retardo de 525H através de cada um dos elementos 2210 e 2212 para produzir amostras retardadas relativamente X e A da amostra B. As amostras B e A são somadas num adicionador 2214 antes de serem aplicadas a uma rede de divisão por dois 2216.

Um sinal de saída da rede 2216 é combinado substractivamente numa rede 2218 com a amostra X para produzir o sinal YT. Este sinal é aplicado a uma entrada do comutador 2220 que funciona ao dobro da frequência de exploração de linha horizontal entrelaçada. Outra entrada do comutador 2220 recebe o sinal retardado YF da saída de retardo 2210. A saída do comutador 2220 é aplicada à memória de acesso duplo 2222 que lê numa frequência de $4 \times f_{sc}$ e escreve a uma frequência de $8 \times 4 f_{sc}$, para produzir sinais YF' e YT da forma entrelaçada numa saída.

A fig. 23 mostra o dispositivo adequado para utilização como os conversores 17a e 17b da fig. 1a. Na fig. 23 o sinal de exploração progressiva IF (ou QF) é aplicado a um elemento de retardo 2310 antes de ser aplicado a uma memória de acesso duplo 2312, que lê a uma frequência de $4 \times f_{sc}$ e escreve a uma frequência de $8 \times f_{sc}$ para produzir o sinal de saída entrelaçado IF' (ou QF'). São também mostradas formas de onda representativas do sinal de

entrada de exploração progressiva com as primeira e segunda linhas associadas com amostras C e X, e o sinal de saída entrelaçado (a primeira linha com amostra C esticada a uma frequência $H/2$). A memória de acesso duplo 2312 da saída apenas à primeira amostra de linha (C) do sinal de entrada na forma esticada.

A fig. 24 mostra detalhes da unidade 80 da fig. 1a. Os sinais X e Z são aplicados para endereçarem entradas de compressores de amplitude não lineares 2410 e 2412 respectivamente. Os compressores 2410 e 2412 são dispositivos de memória de apenas leitura, programáveis (PROM) incluindo cada um uma tabela de consulta contendo os valores programados correspondendo à função de compressão gama não linear desejada. Esta função é representada pela entrada instantânea versus a resposta de saída adjacente à unidade 2412.

Os sinais comprimidos X e Z das saídas de dados das unidades 2410 e 2412, são aplicados às entradas de sinal dos multiplicadores de sinal 2414 e 2416 respectivamente. As entradas de referência dos multiplicadores 2411 e 2416 recebem os respectivos sinais subportadores alternativos ASC nas relações mutuamente em quadratura de fase, isto é, os sinais ASC estão na forma de seno e coseno. Os sinais dos multiplicadores 2414 e 2416 são adicionados num combinador 2420, para produzirem o sinal modulado em quadratura M. No arranjo descodificador da fig. 13 os sinais comprimidos X e Z são recuperados através de uma técnica de desmodulação em quadratura convencional e a expansão complementar não linear em amplitude destes sinais é executada por PROM associadas com tabelas de consulta programadas com valores complementares aos valores da PROM 2410 e da PROM 2412.

R E I V I N D I C A Ç Õ E S

1 - Dispositivo para processamento de um sinal de tipo televisão, caracterizado por compreender:

meios (64) para proporcionarem um primeiro componente de sinal de tipo televisão (X) contendo informação de um primeiro tipo;

meios (17c) para proporcionarem um segundo componente de sinal de tipo televisão (YF') contendo informação de um segundo tipo; e

meios (80) para modularem o dito primeiro (X) e segundo (YF') componente de sinal numa subportadora alternativa de banda base (ASC) diferente de uma subportadora de crominância.

2 - Dispositivo, de acordo com a reivindicação 1, caracterizado por os ditos primeiro (X) e segundo (YF') sinais serem sinais de banda base representativos de imagem.

3 - Dispositivo, de acordo com a reivindicação 1, caracterizado por o dito primeiro componente de sinal (X) conter informação de imagem de televisão não padronizada, o segundo componente de sinal (YF') conter componentes de informação de imagem de alta frequência (Z) e de baixa frequência e um dos ditos componentes de informação de baixa e alta frequências do dito segundo componente de sinal modular a dita subportadora alternativa.

4 - Dispositivo, de acordo com a reivindicação 3, caracterizado por o dito componente de informação de alta frequência (Z) do dito segundo componente de sinal (YF') modular a dita subportadora alternativa.

5 - Dispositivo, de acordo com a reivindicação 1, caracterizado por os ditos meios de modulação (80) compreenderem meios de modulação em quadratura.

6 - Dispositivo de acordo com a reivindicação 1, caracterizado por a dita subportadora alternativa (ASC) apresentar uma fase alternante diferente da de uma subportadora de crominância.

7 - Dispositivo, de acordo com a reivindicação 1, caracterizado por o dito sinal de tipo televisão ser representativo de uma imagem de écran largo tendo informação de imagem de porção late-

ral e informação de imagem de porção não lateral dominante e um alargamento de imagem maior do que o de uma imagem de televisão padrão, o primeiro componente de sinal (X) ser representativo da dita informação de imagem de porção lateral e o dito segundo componente de sinal (Z) ser representativo de informação de imagem de alta frequência.

8 - Dispositivo de acordo com a reivindicação 7, caracterizado por o dito primeiro componente de sinal (X) ser representativo de informação de imagem de porção lateral de alta frequência substancialmente exclusiva da informação de imagem de baixa frequência.

9 - Dispositivo de acordo com a reivindicação 7, caracterizado por o dito segundo componente de sinal (Z) ser representativo de informação de luminância de alta frequência horizontal substancialmente exclusiva da informação de luminância de baixa frequência.

10 - Dispositivo de acordo com a reivindicação 1, caracterizado por compreender adicionalmente:

meios de mudança de frequência (72) para acoplarem o dito segundo componente de sinal aos ditos meios de modulação.

11 - Dispositivo para receber um sinal de tipo televisão compreendendo um primeiro componente (X) contendo informação de imagem de um primeiro tipo e um segundo componente (Z) contendo informação de imagem de um segundo tipo, modulando os ditos primeiro e segundo componentes uma subportadora alternativa de banda base (ASC) diferente de uma subportadora de crominância, sendo o dito dispositivo caracterizado por incluir:

meios (1326) para desmodularem a dita subportadora alternativa modulada, para recuperarem o dito primeiro (X) e segundo (Z) componentes;

primeiros meios de processamento de sinal video (1328, 1340, 1344) que reagem ao dito primeiro componente recuperado para produzirem um primeiro sinal de imagem processado;

segundos meios de processamento de sinal video (1330-1334) que reagem ao dito segundo componente recuperado, para produzirem

um segundo sinal de imagem processado; e

meios (1336, 1350, 1352, 1354, 1364) para combinarem os ditos primeiro e segundo sinais de imagem processados para produzirem um sinal de imagem combinado para aplicação a um dispositivo de visor de imagem.

12 - Dispositivo de acordo com a reivindicação 11, caracterizado por os ditos primeiro (X) e segundo (Z) componentes recuperados serem componentes de sinal de banda base.

13 - Dispositivo de acordo com a reivindicação 11, caracterizado por o dito primeiro componente recuperado (X) ser representativo da informação de imagem de sinal de televisão não padronizado, e o dito segundo componente recuperado (Z) conter informação de imagem de alta frequência.

14 - Dispositivo de acordo com a reivindicação 11, caracterizado por os ditos primeiro (X) e segundo (Z) componentes modularem em quadratura a dita subportadora alternativa (ASC) e os ditos meios de desmodulação (1326) compreenderem meios de desmodulação em quadratura.

15 - Dispositivo de acordo com a reivindicação 11, caracterizado por a dita subportadora alternativa (ASC) apresentar uma fase alternante diferente da de uma subportadora de crominância (f_{sc}).

16 - Dispositivo de acordo com a reivindicação 11, caracterizado por o dito sinal de tipo televisão ser representativo de uma imagem de écran largo tendo informação de imagem de porção lateral e informação de imagem não lateral dominante e um alargamento maior do que o de uma imagem de televisão padrão, o dito primeiro componente (X) ser representativo da dita informação de imagem de porção lateral e o dito segundo componente (Z) ser representativo da informação de imagem de alta frequência.

17 - Dispositivo de acordo com a reivindicação 16, caracterizado por o dito primeiro componente (X) ser representativo de informação de imagem de porção lateral de alta frequência substancialmente exclusiva da informação de imagem de baixa frequência.

68 140
RCA 84,876A

-50-

18 - Dispositivo de acordo com a reivindicação 16, caracte_rizado por o dito segundo componente (Z) ser representativo de in_ formação de luminância de alta frequência horizontal substancial- mente exclusiva da informação de luminância de baixa frequência.

19 - Dispositivo de acordo com a reivindicação 16, caracte_rizado por compreender adicionalmente:

meios de mudança de frequência (1332) para acoplarem o di- to segundo componente recuperado aos ditos segundos meios de pro- cessamento de sinal video.

Lisboa, 13. SET. 1983

Por GENERAL ELECTRIC COMPANY
- O AGENTE OFICIAL -

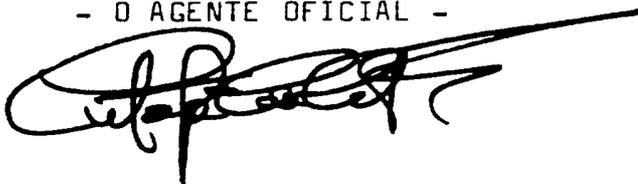
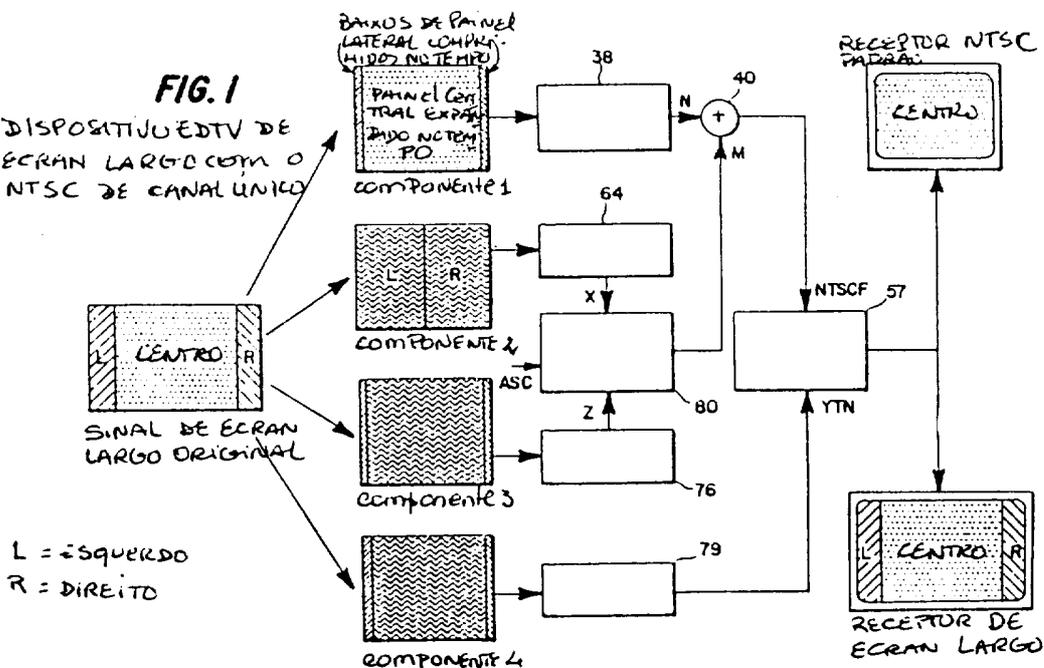


FIG. 1
DISPOSITIVO EDTV DE
ECRAN LARGO COM O
NTSC DE CANAL UNICO



L = ESQUERDO
R = DIREITO

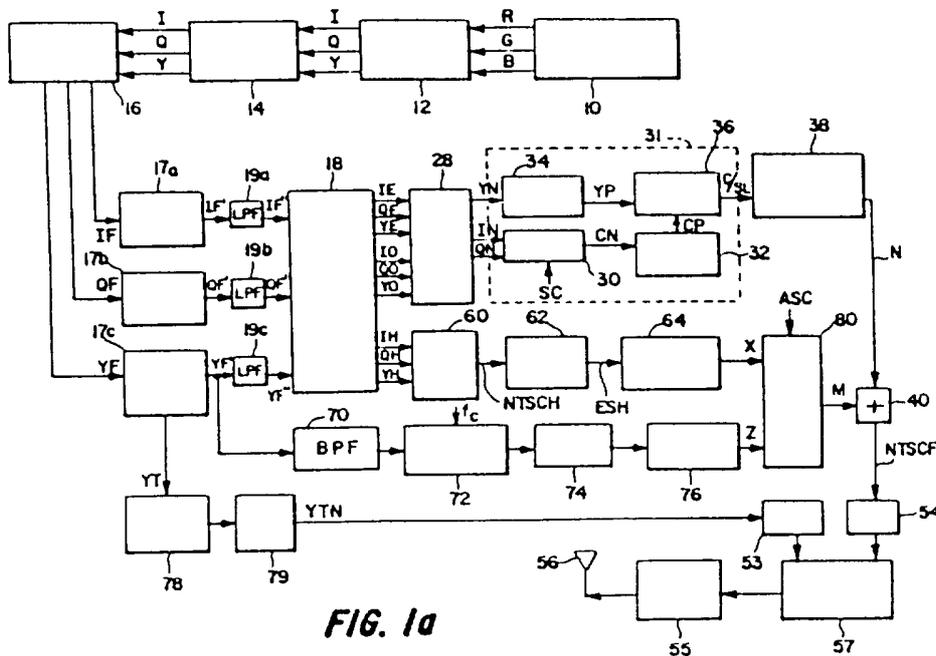


FIG. 1a

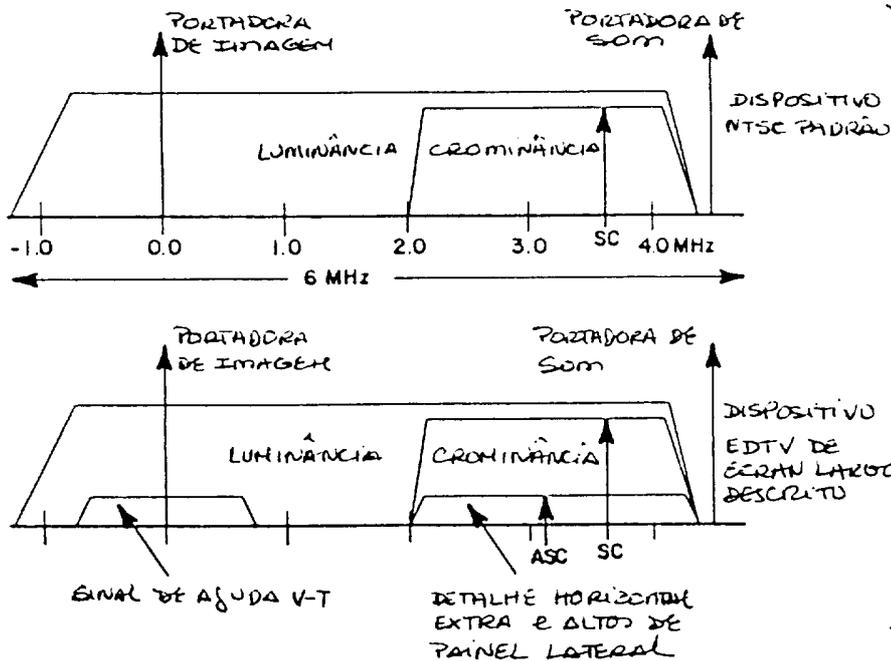
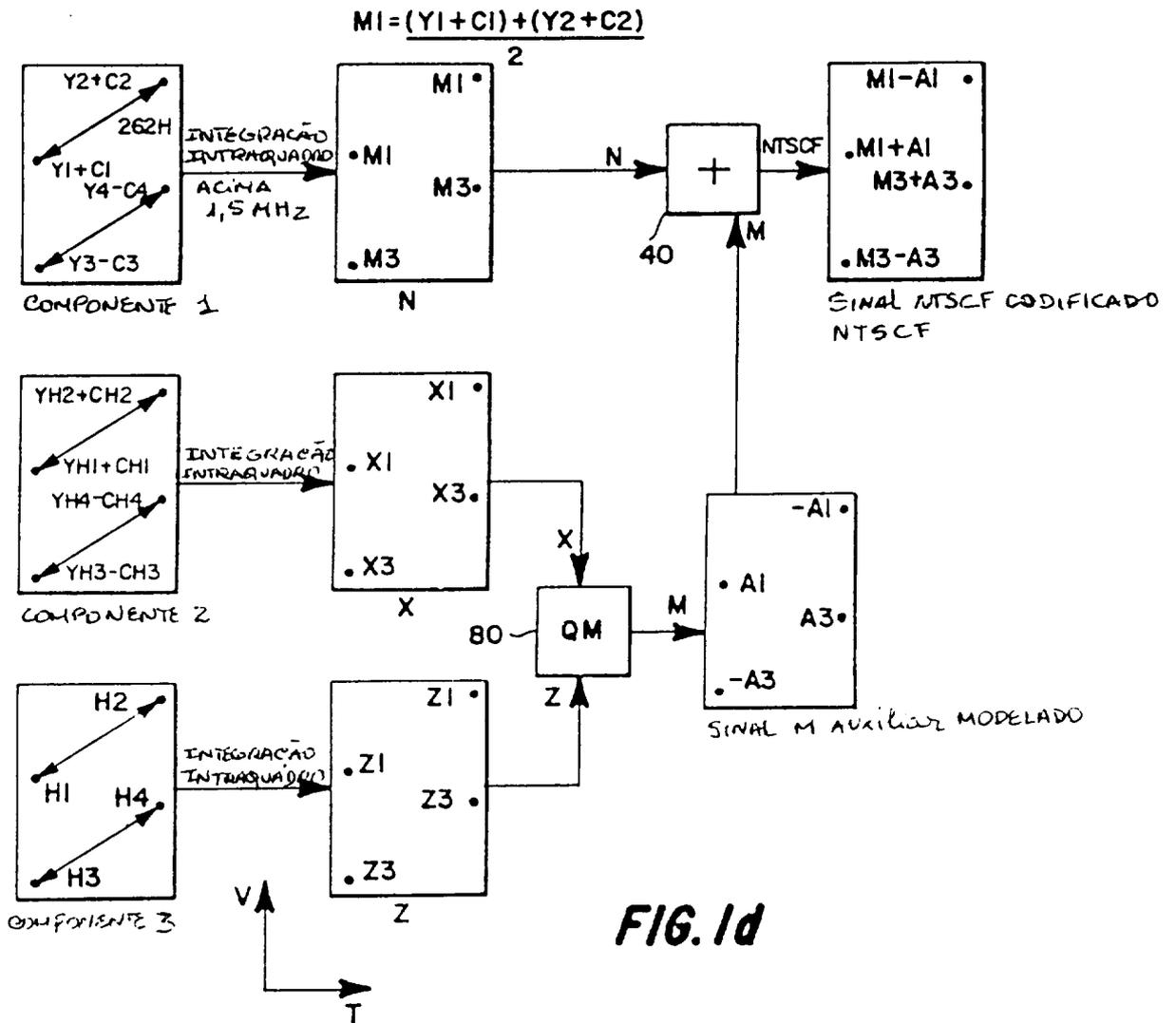
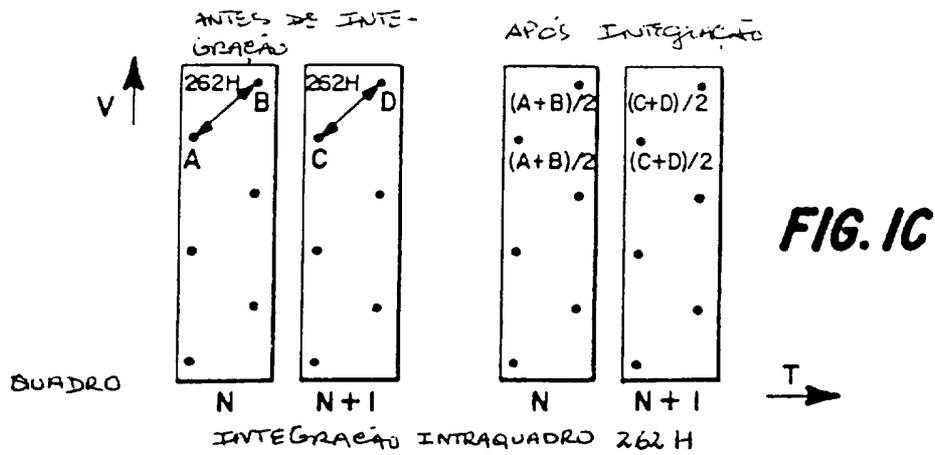


FIG. 1b



3/23

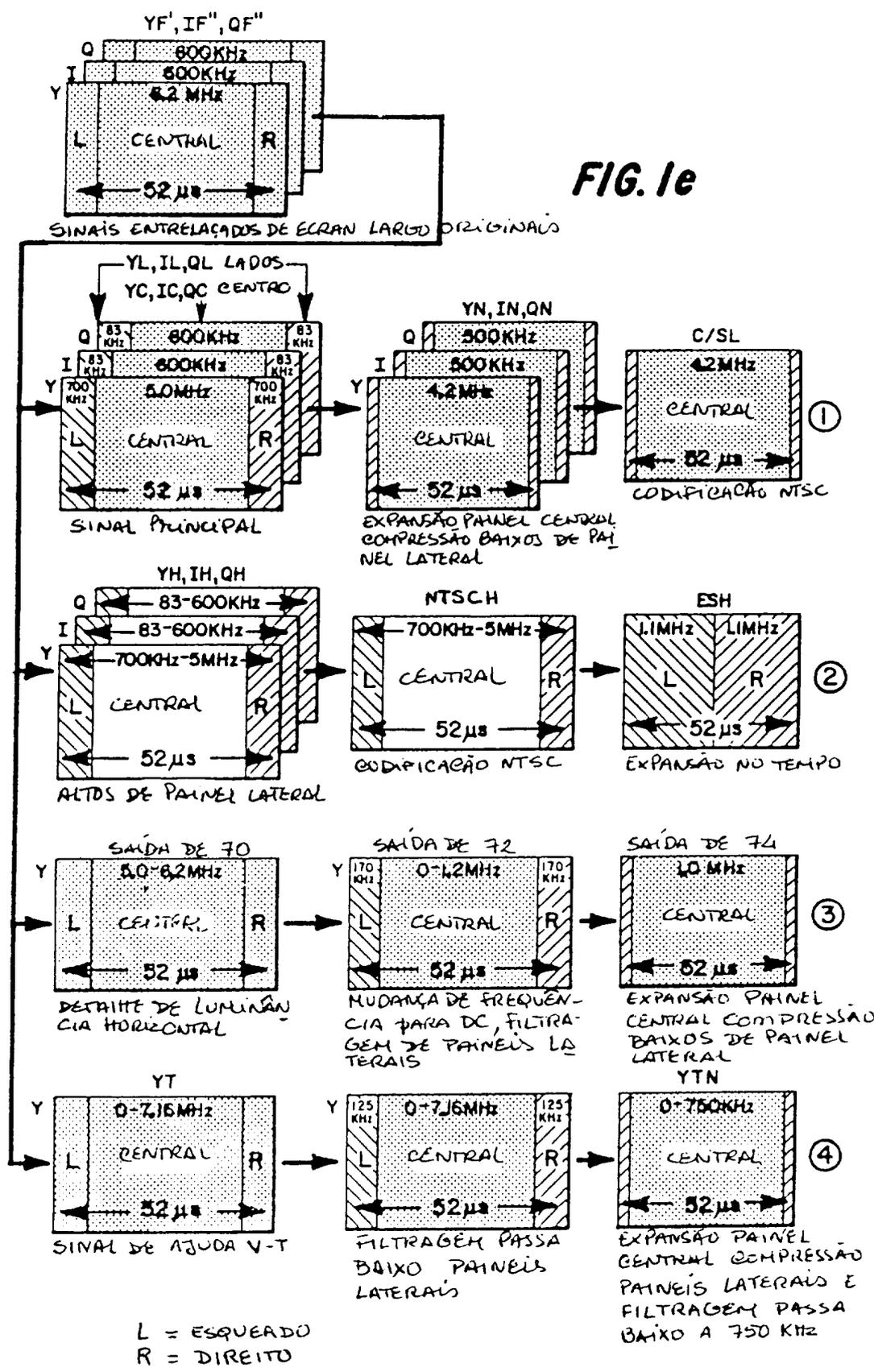


FIG. 1e

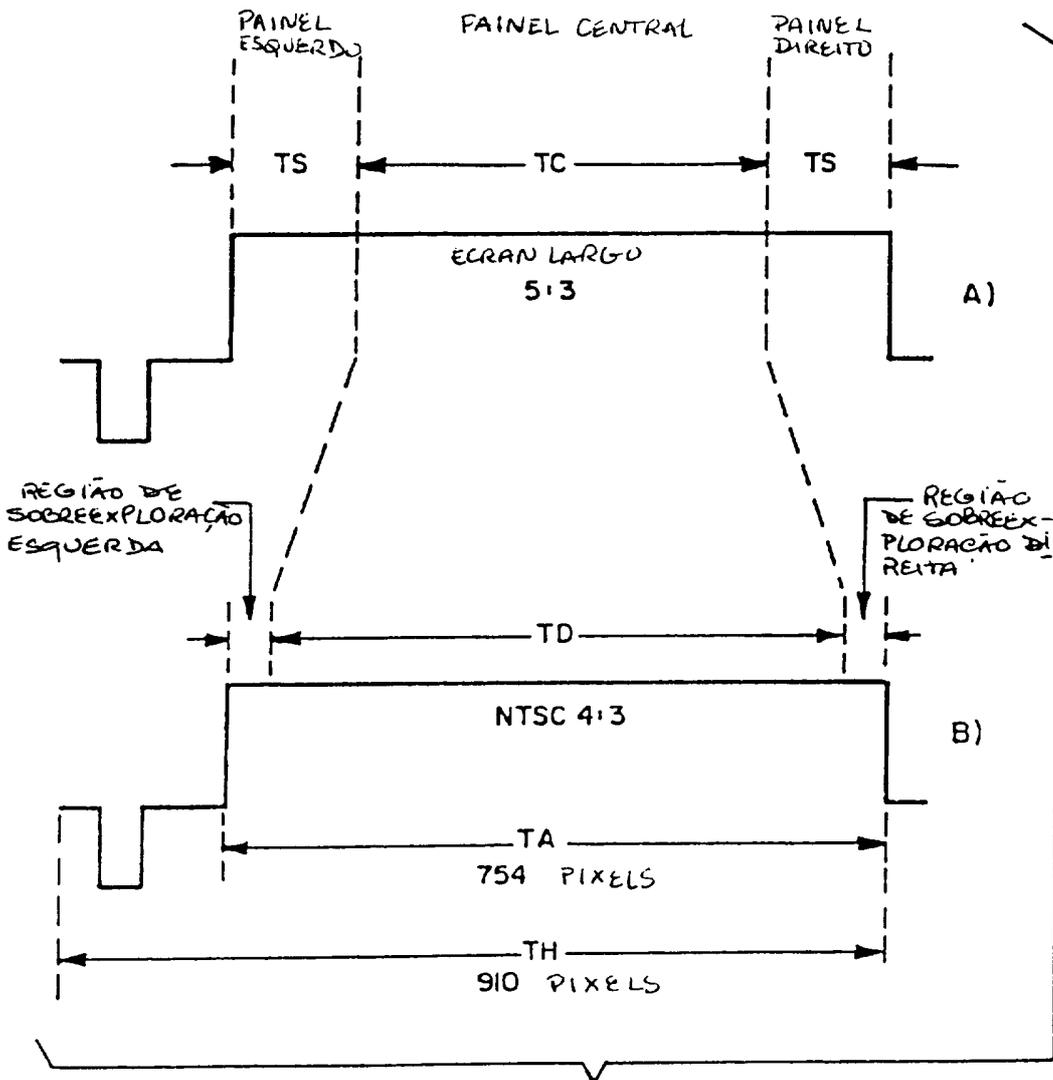


FIG. 2

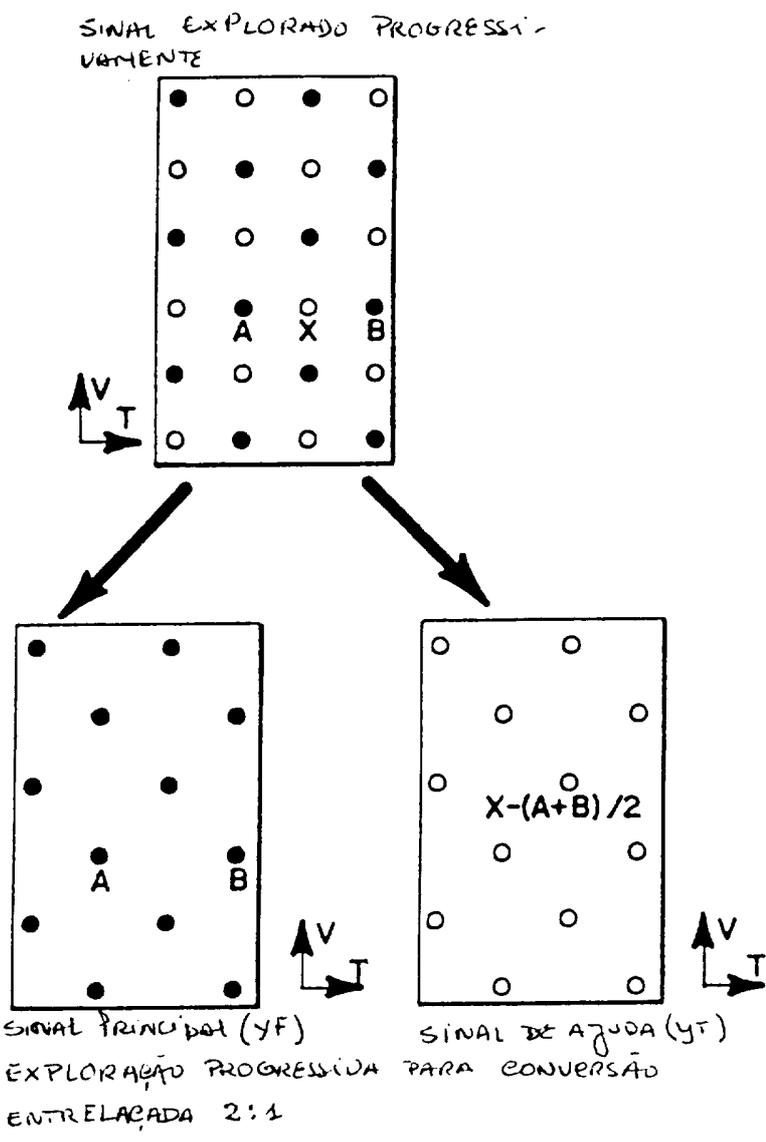
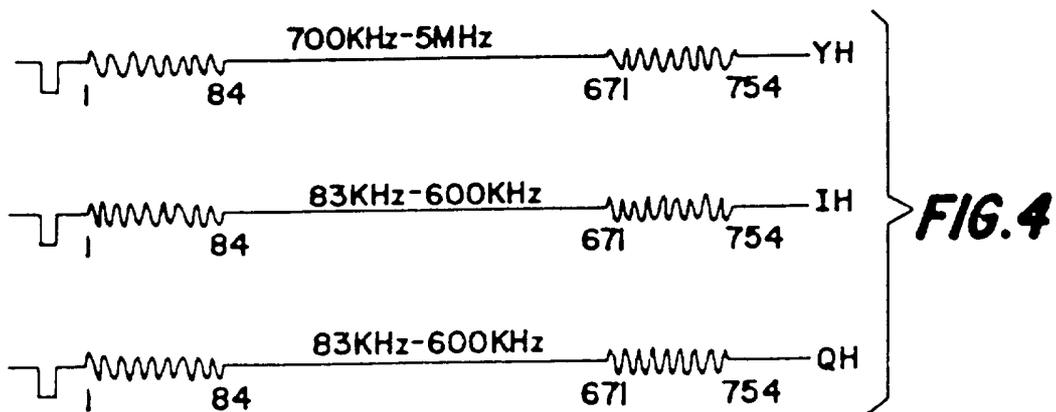
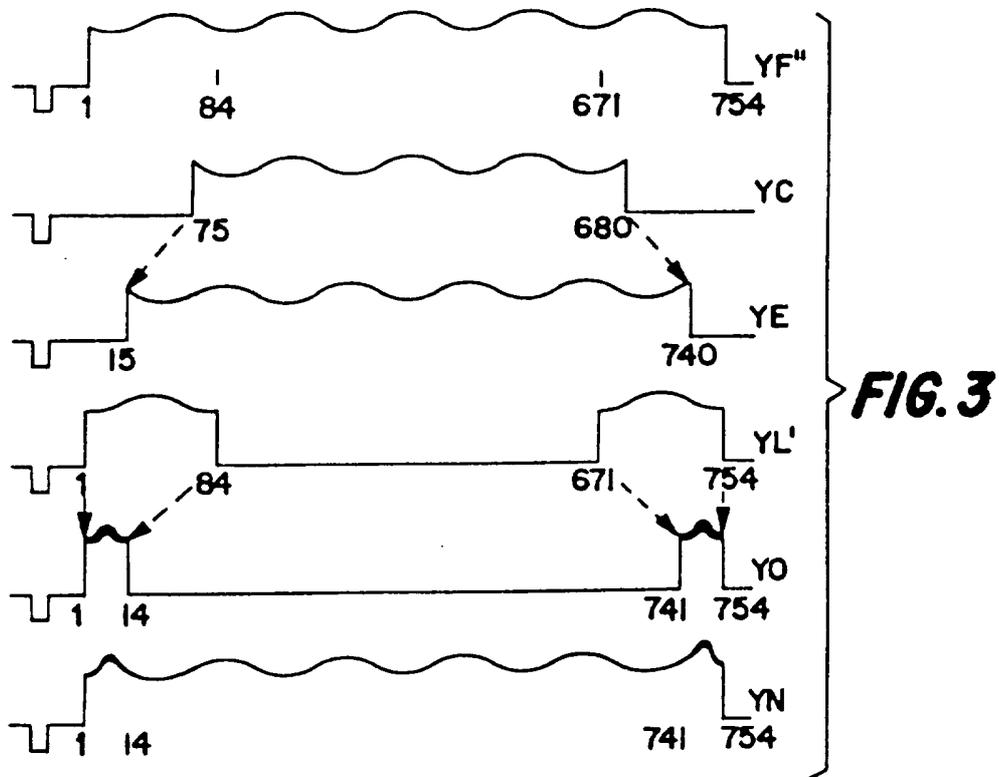


FIG. 2a



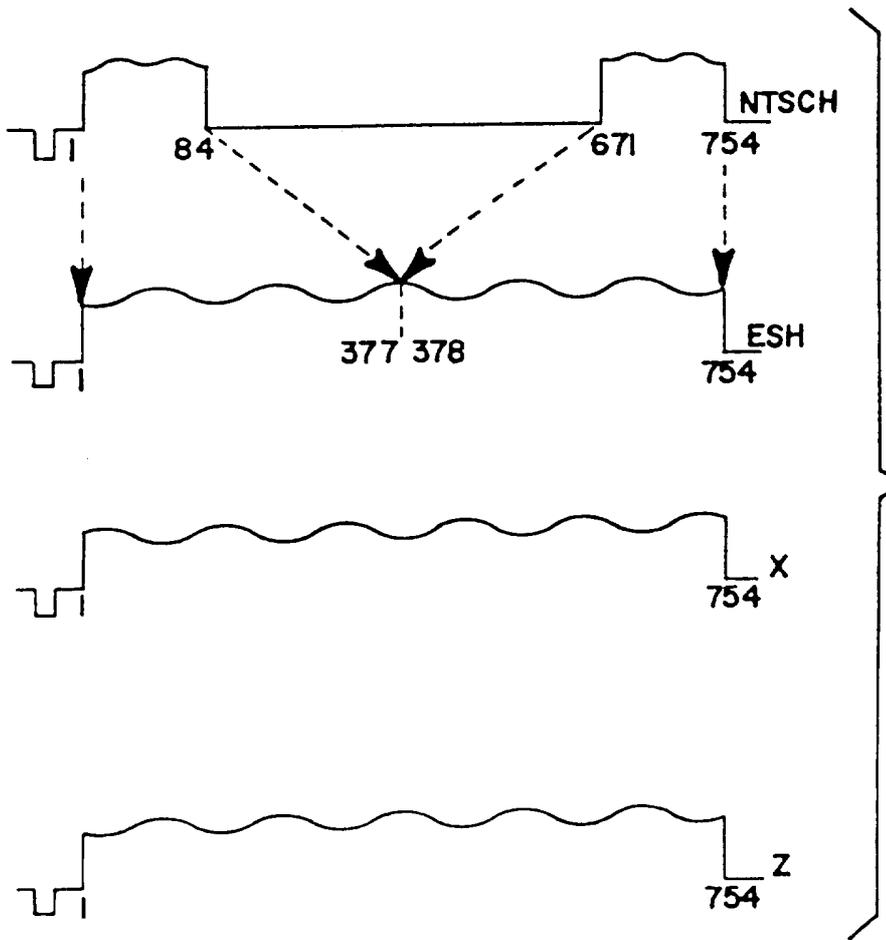


FIG.5

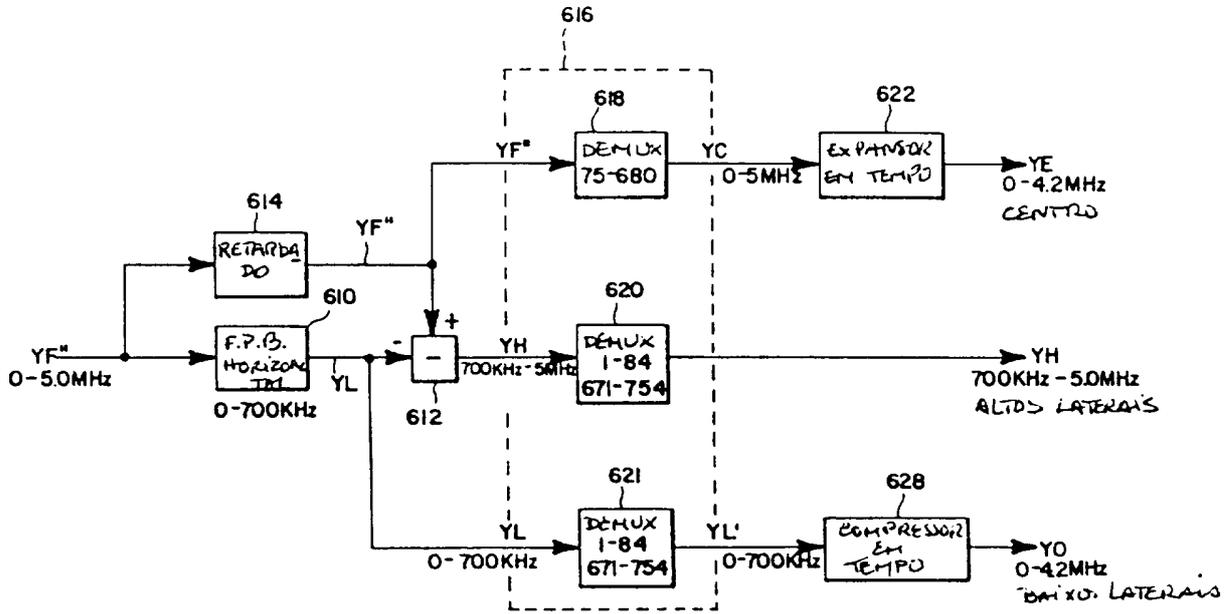


FIG. 6

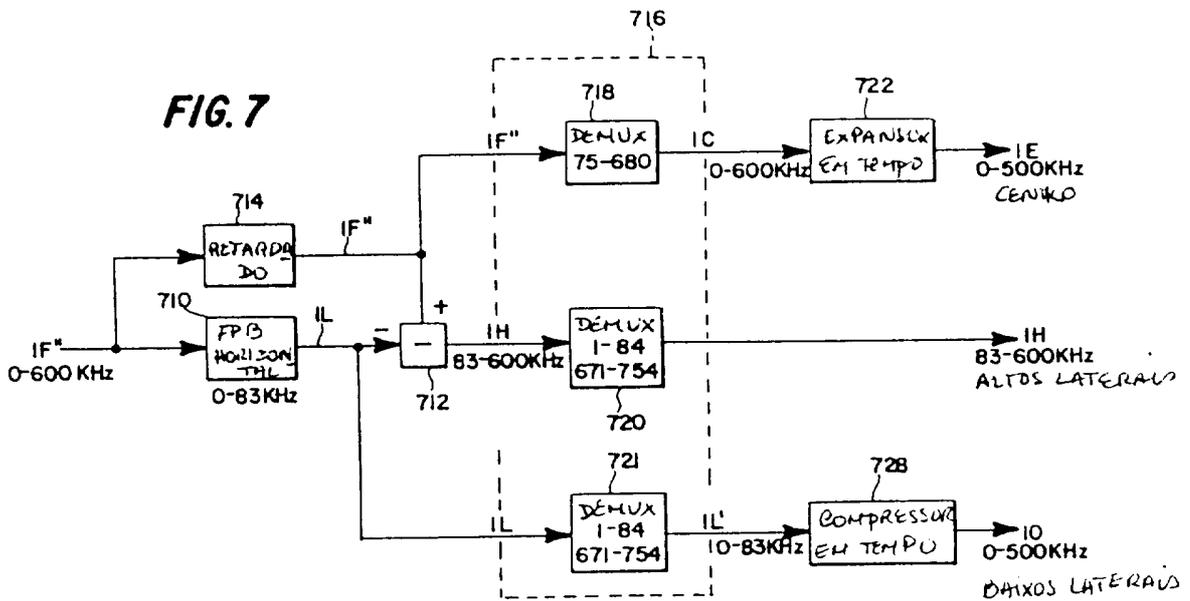


FIG. 7

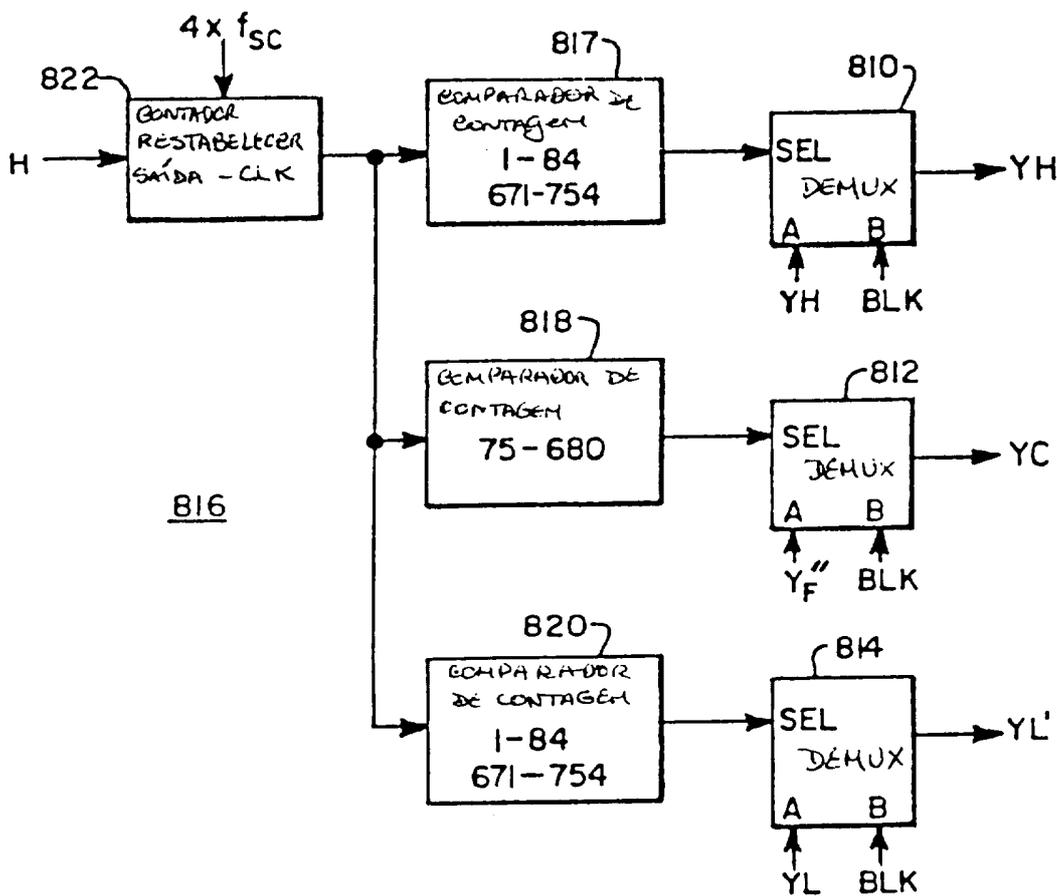
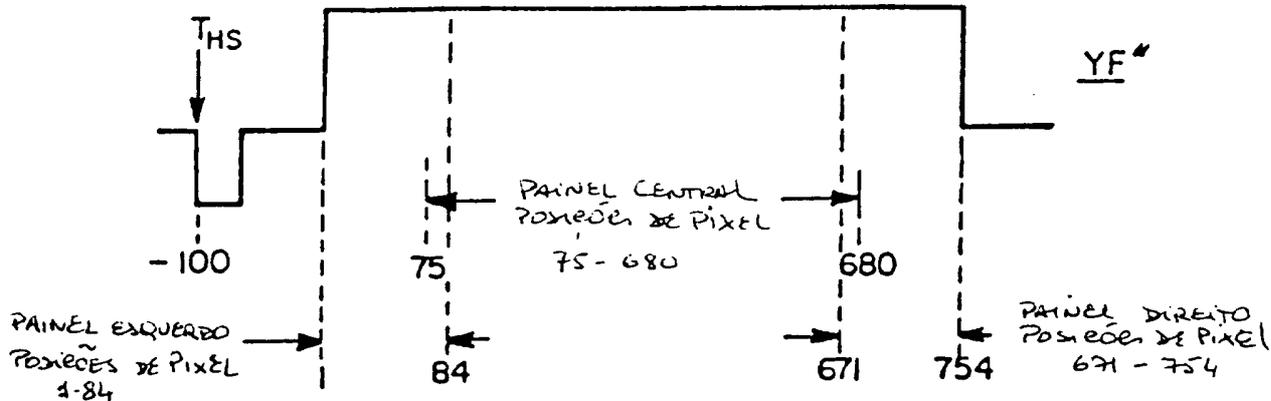
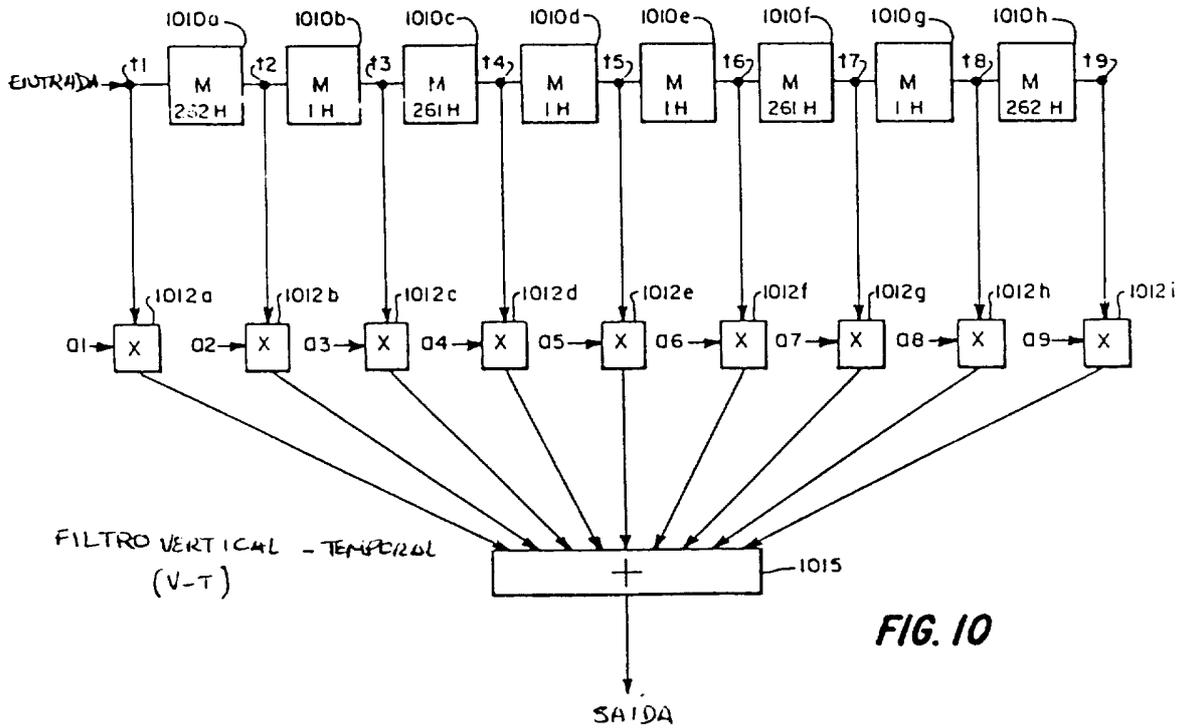
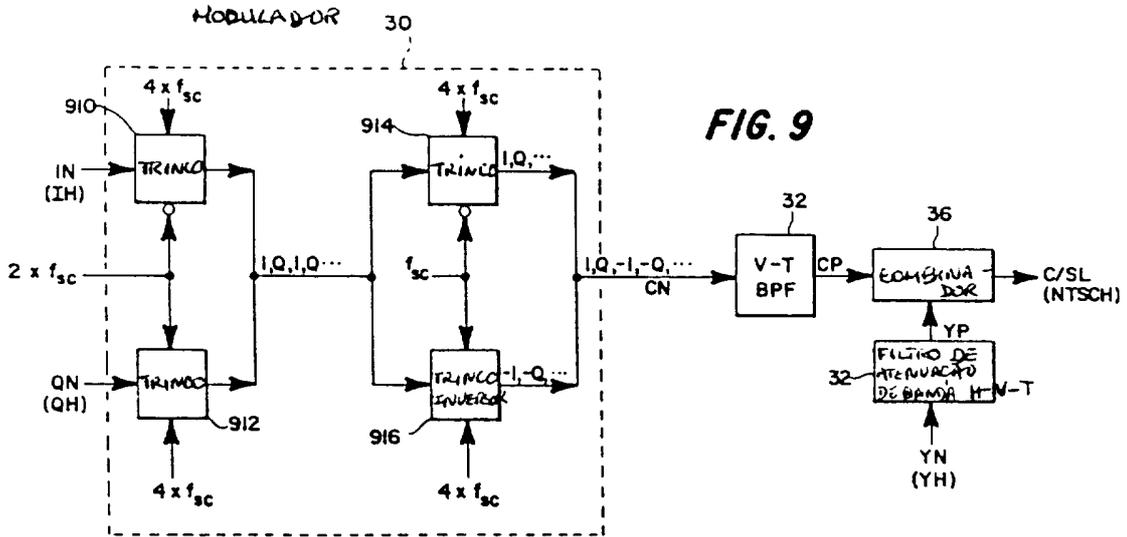


FIG. 8





FILTRO PASSA-BANDA V-T	COEFICIENTES DE PONDERAÇÃO								
	a1	a2	a3	a4	a5	a6	a7	a8	a9
FILTRO PASSA-BANDA V-T	$\frac{1}{16}$	$-\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$-\frac{1}{16}$	$\frac{1}{4}$	$-\frac{1}{16}$	$\frac{1}{8}$	$-\frac{1}{8}$	$-\frac{1}{16}$
FILTRO DE ATENUAÇÃO DE BANDA V-T	$\frac{1}{16}$	$\frac{1}{8}$	$-\frac{1}{8}$	$\frac{1}{16}$	$\frac{3}{4}$	$\frac{1}{16}$	$-\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{16}$

FIG 10a

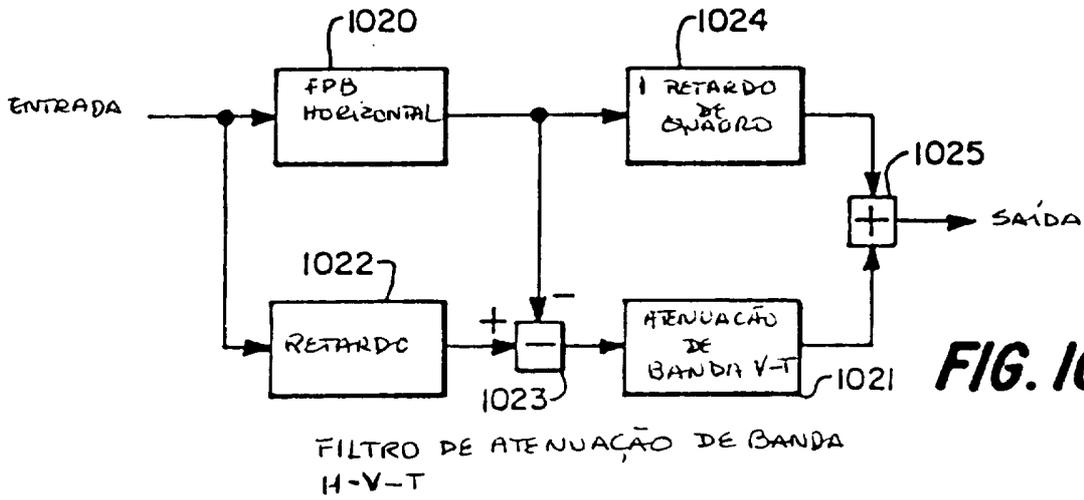


FIG. 10b

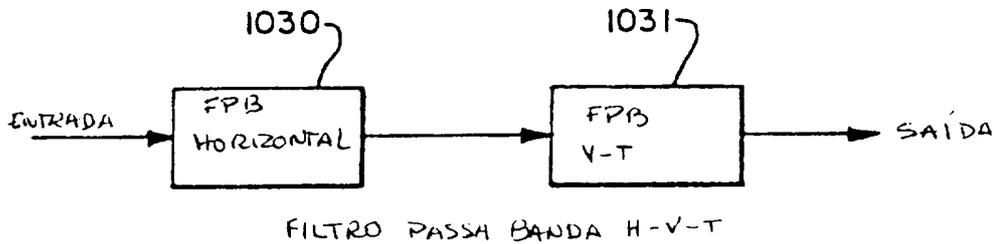


FIG. 10c

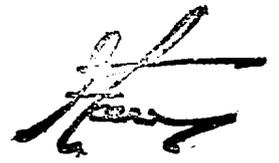


FIG. 10d

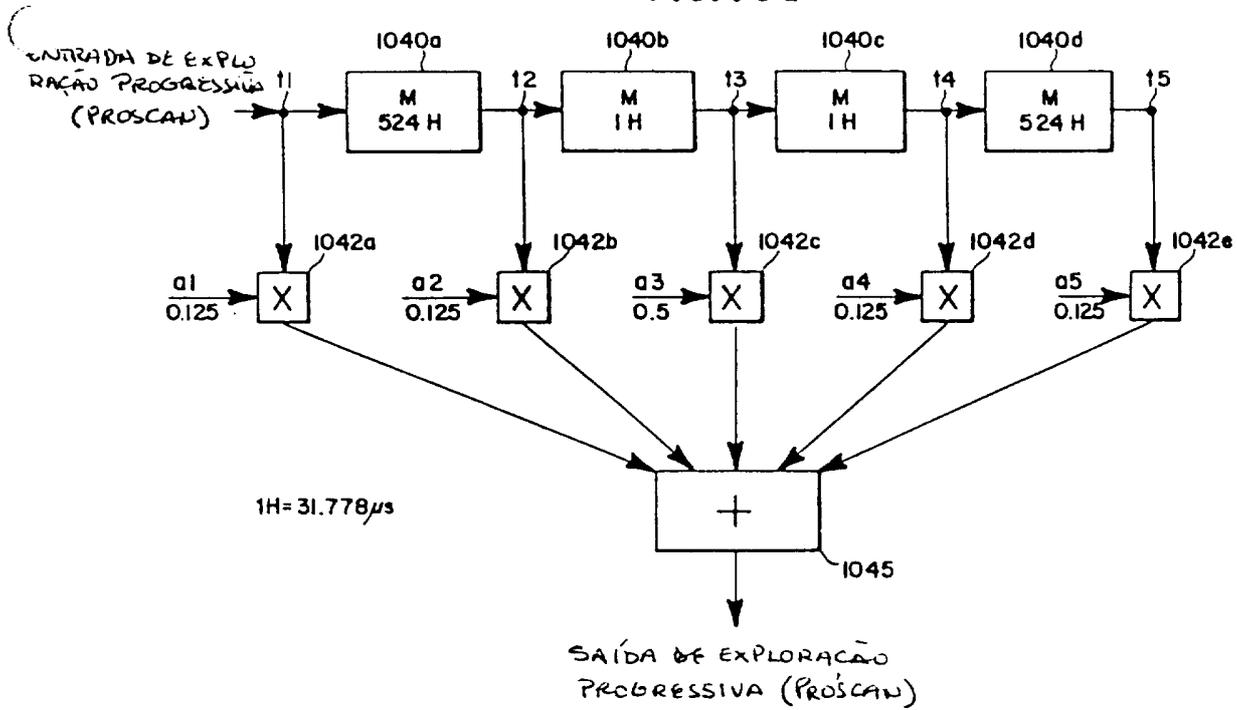




FIG. 11a

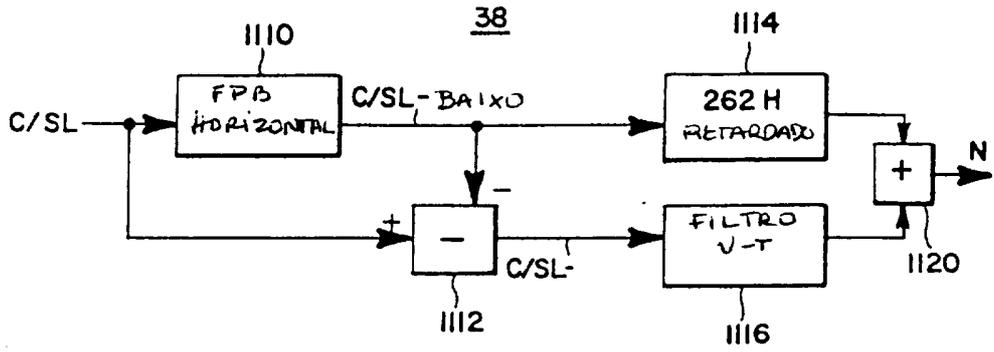
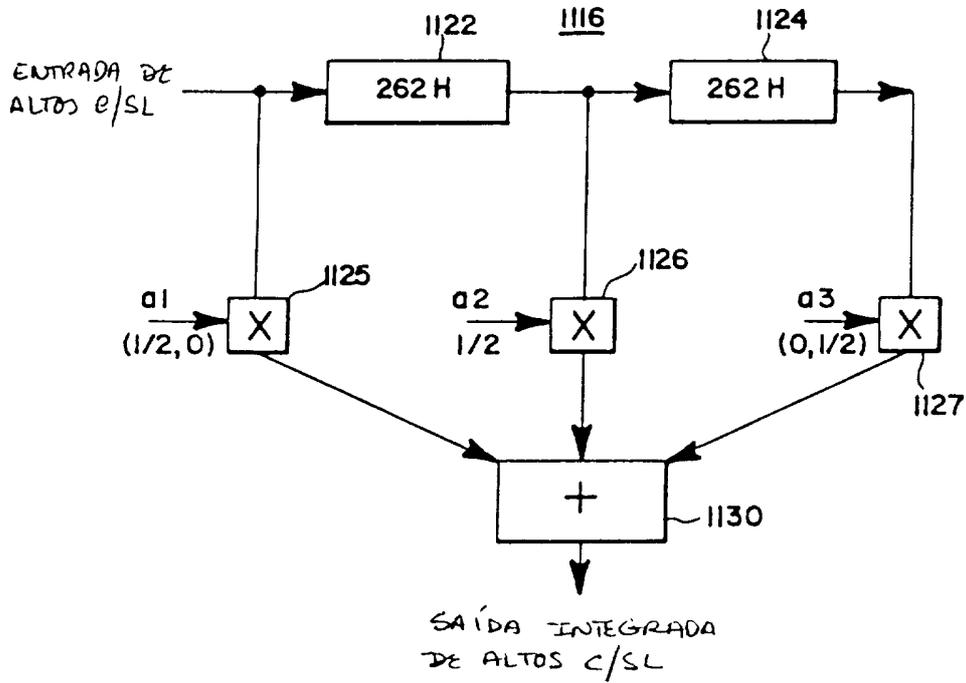


FIG. 11b



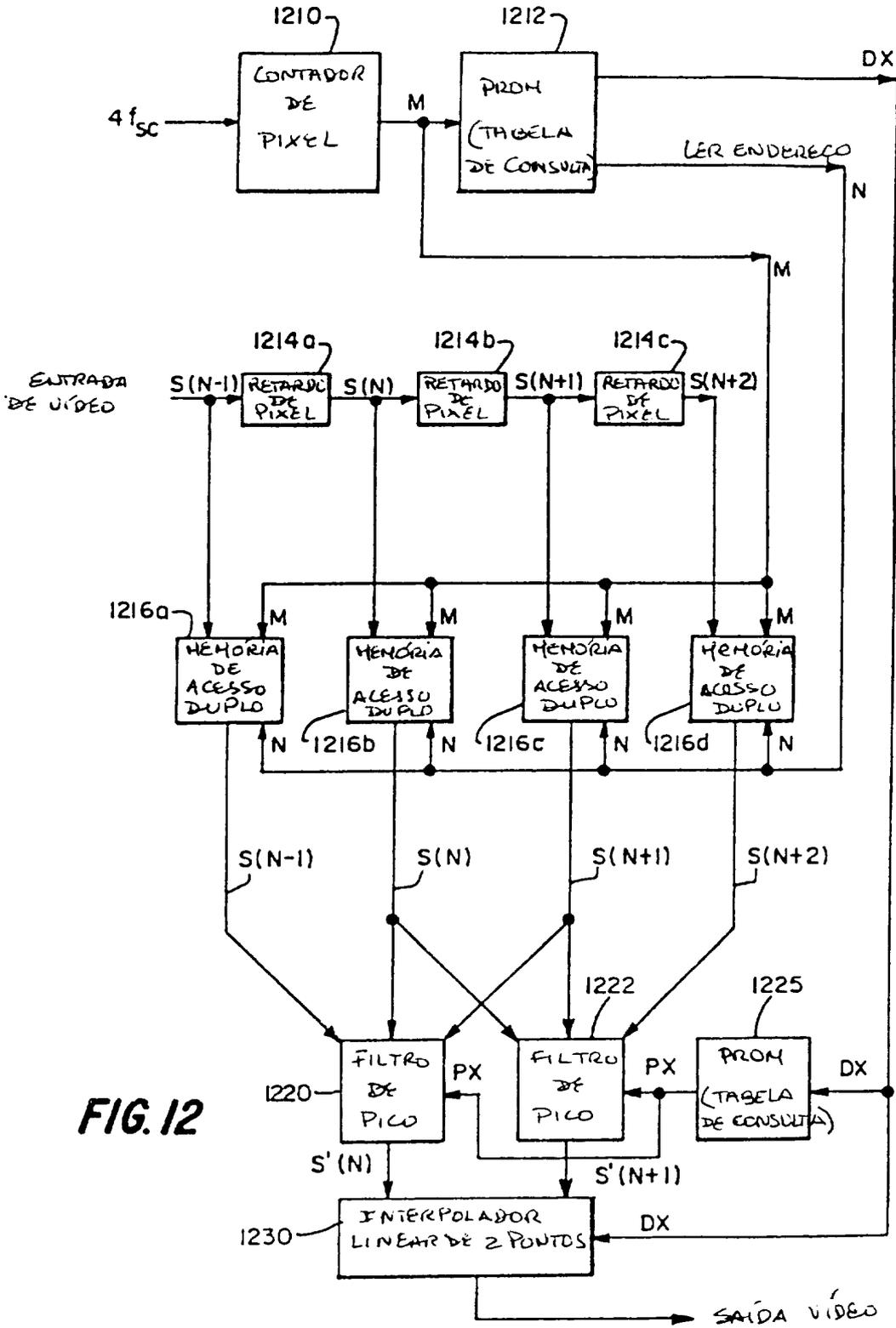


FIG. 12

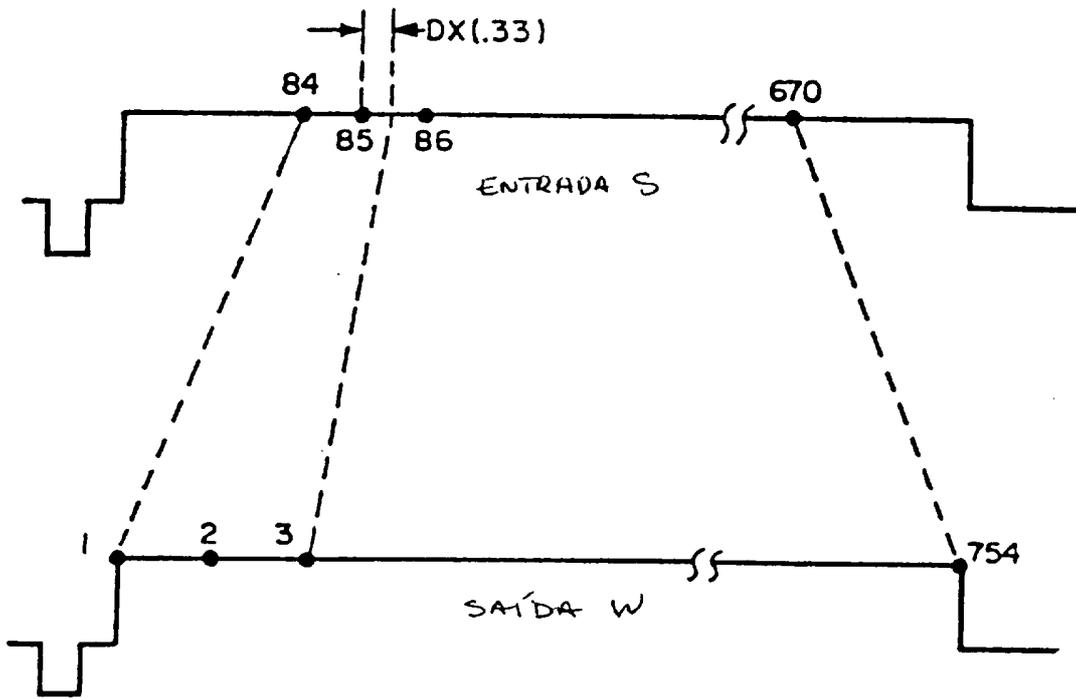


FIG. 12a

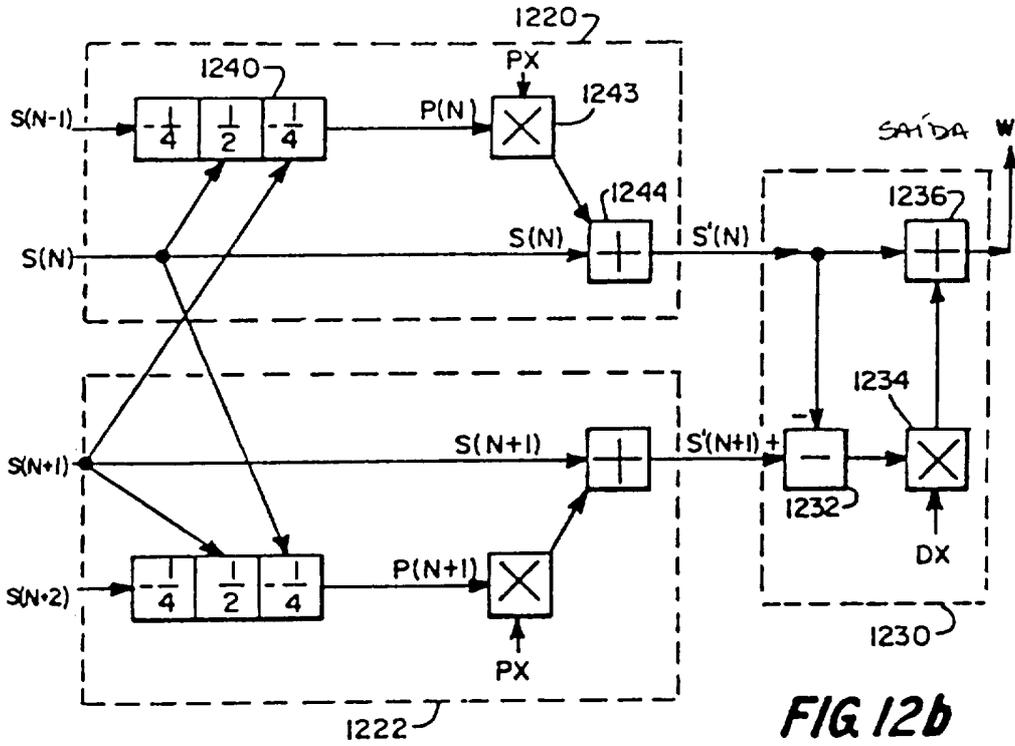


FIG. 12b

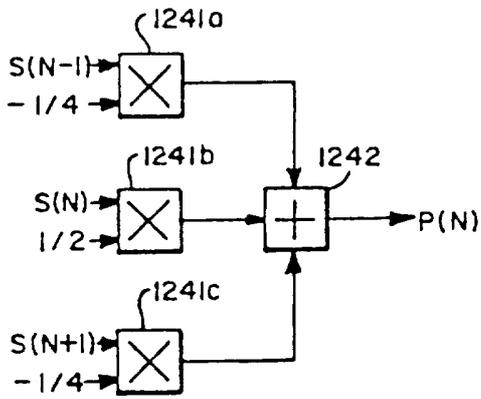


FIG. 12c

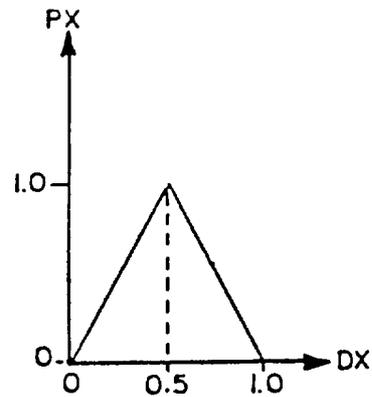
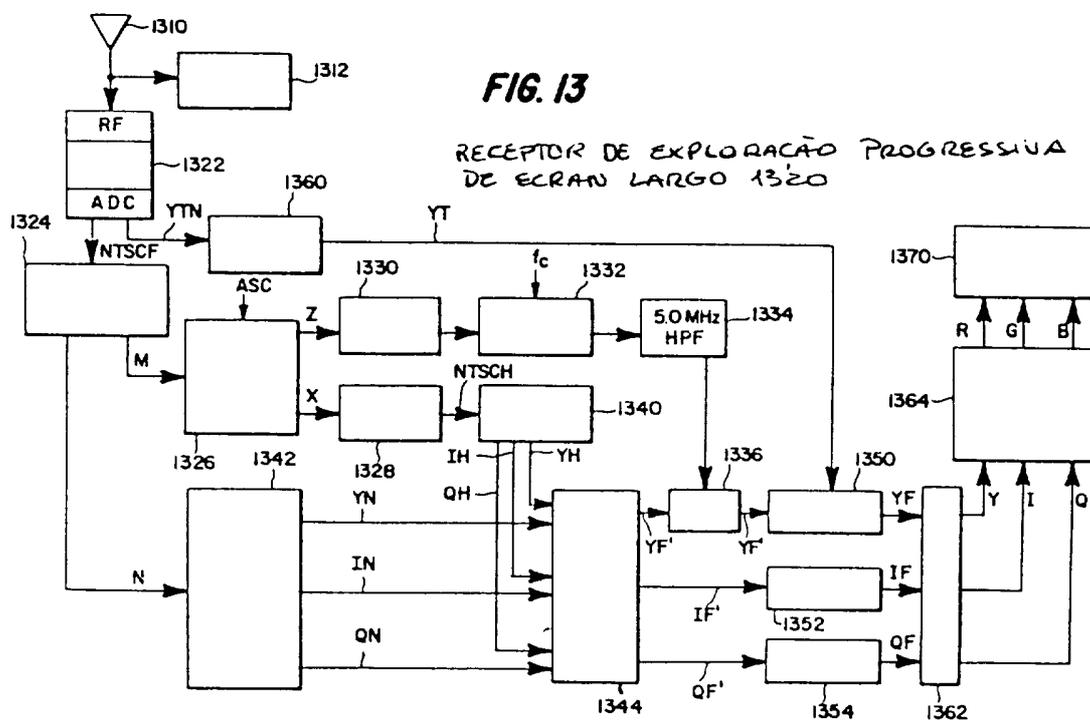


FIG. 12d



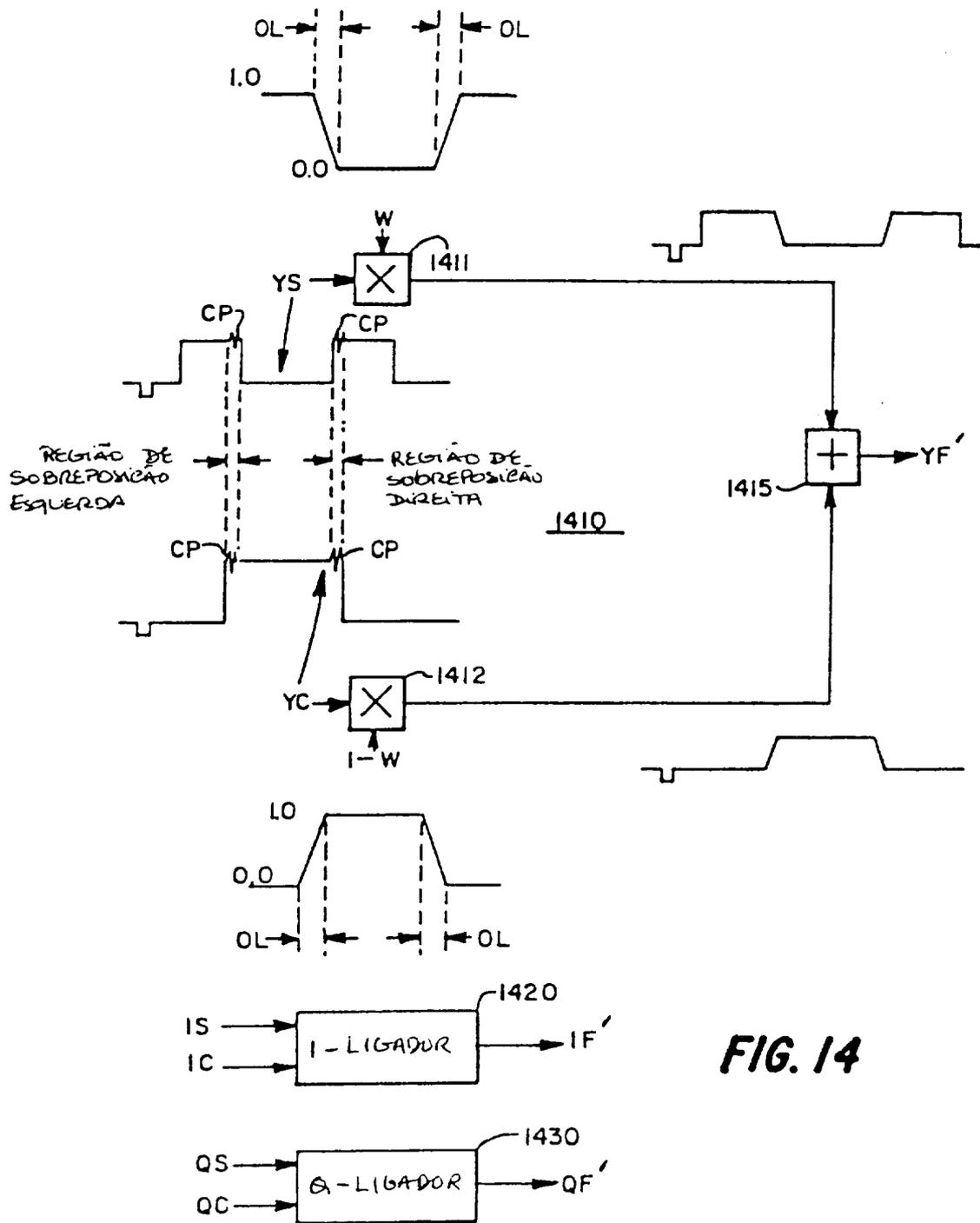


FIG. 14



FIG. 15

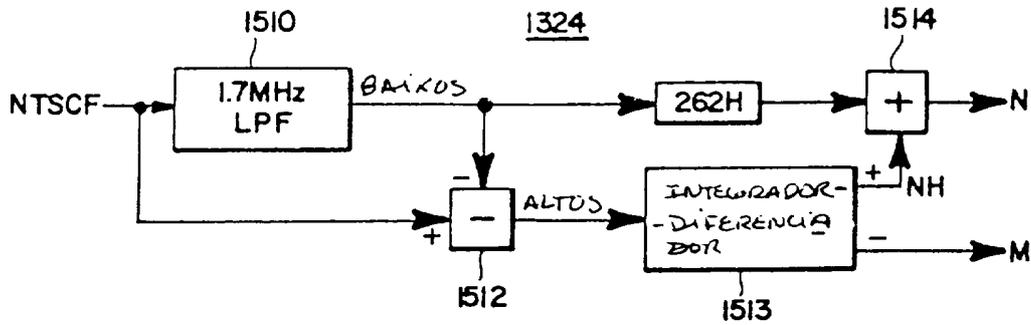


FIG. 16

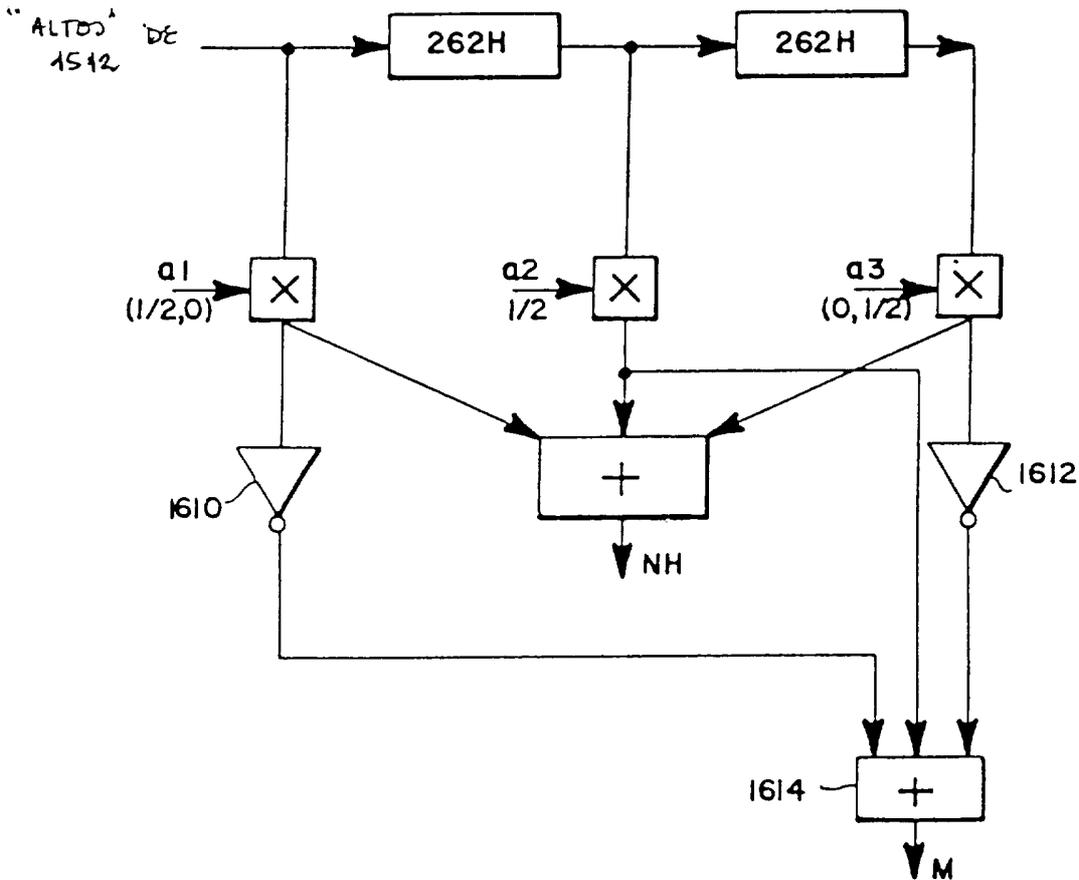




FIG. 17

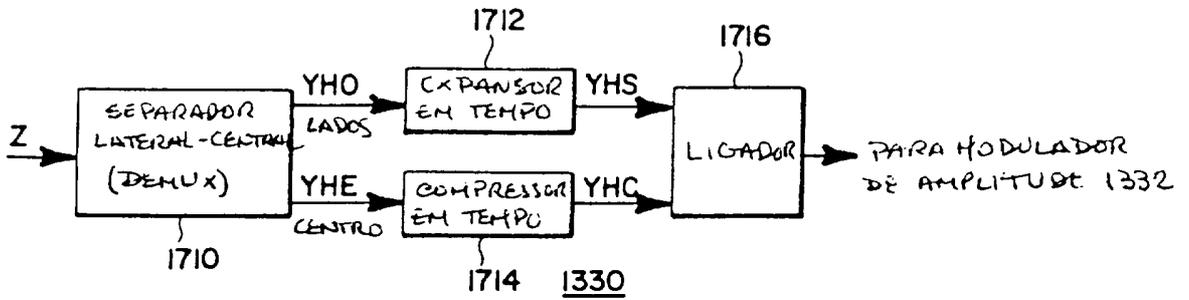


FIG. 18

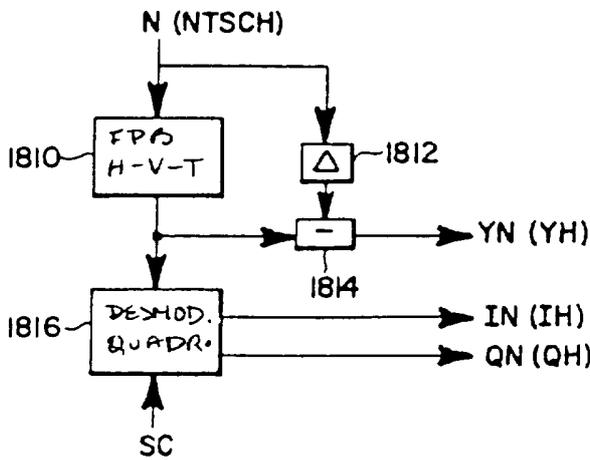
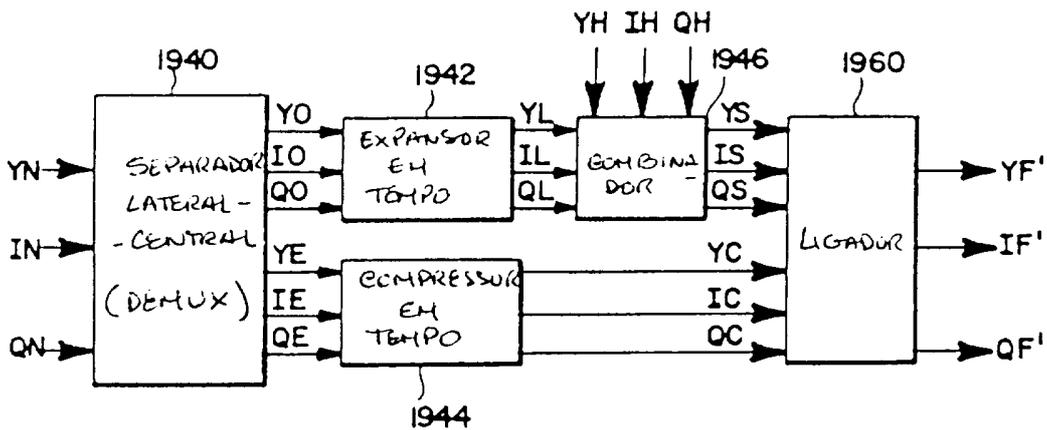
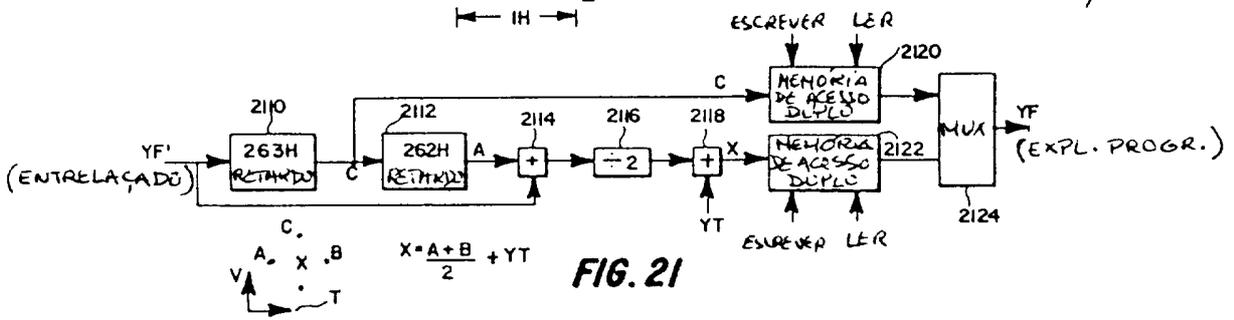
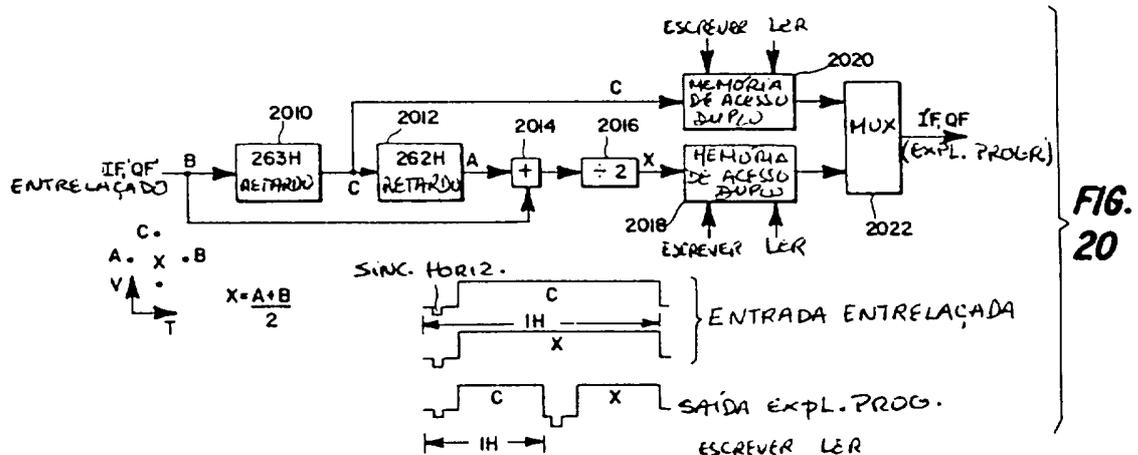


FIG. 19





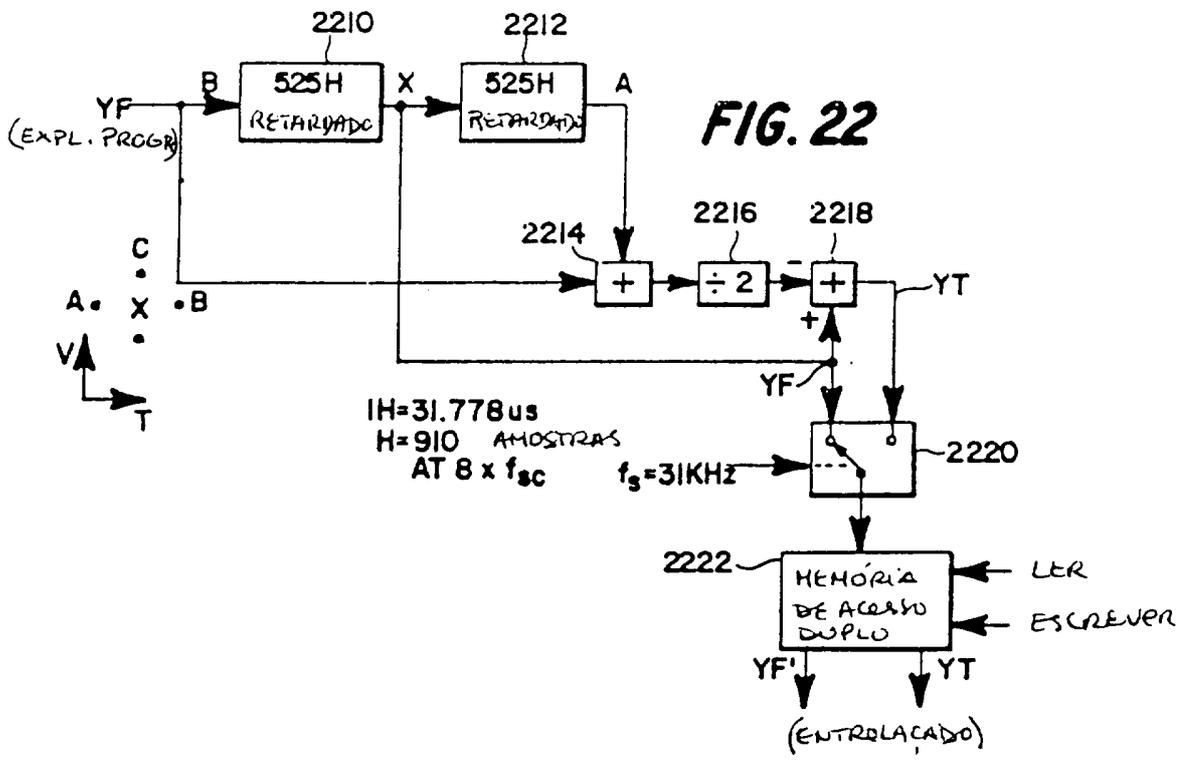
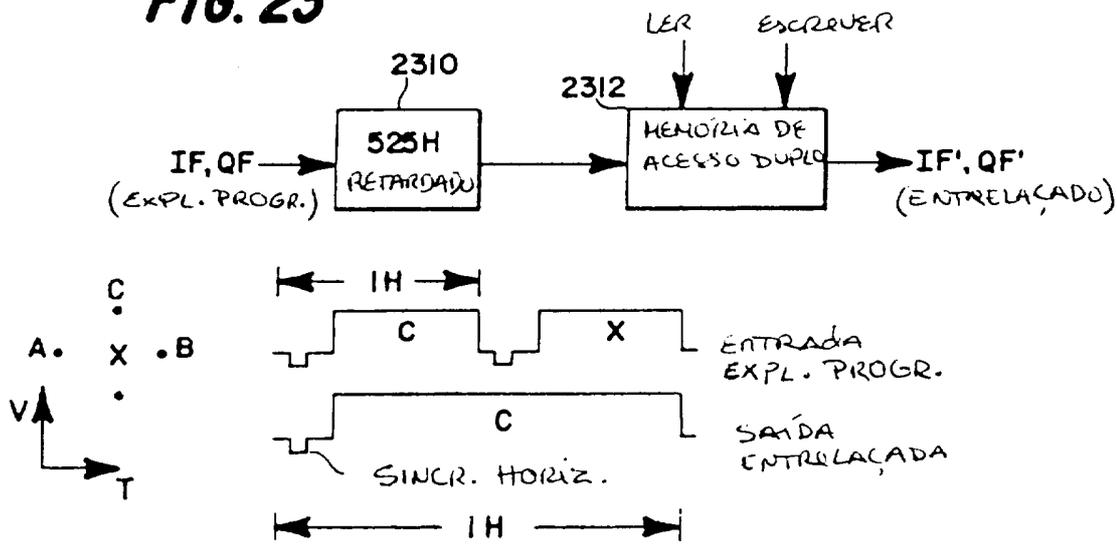


FIG. 23



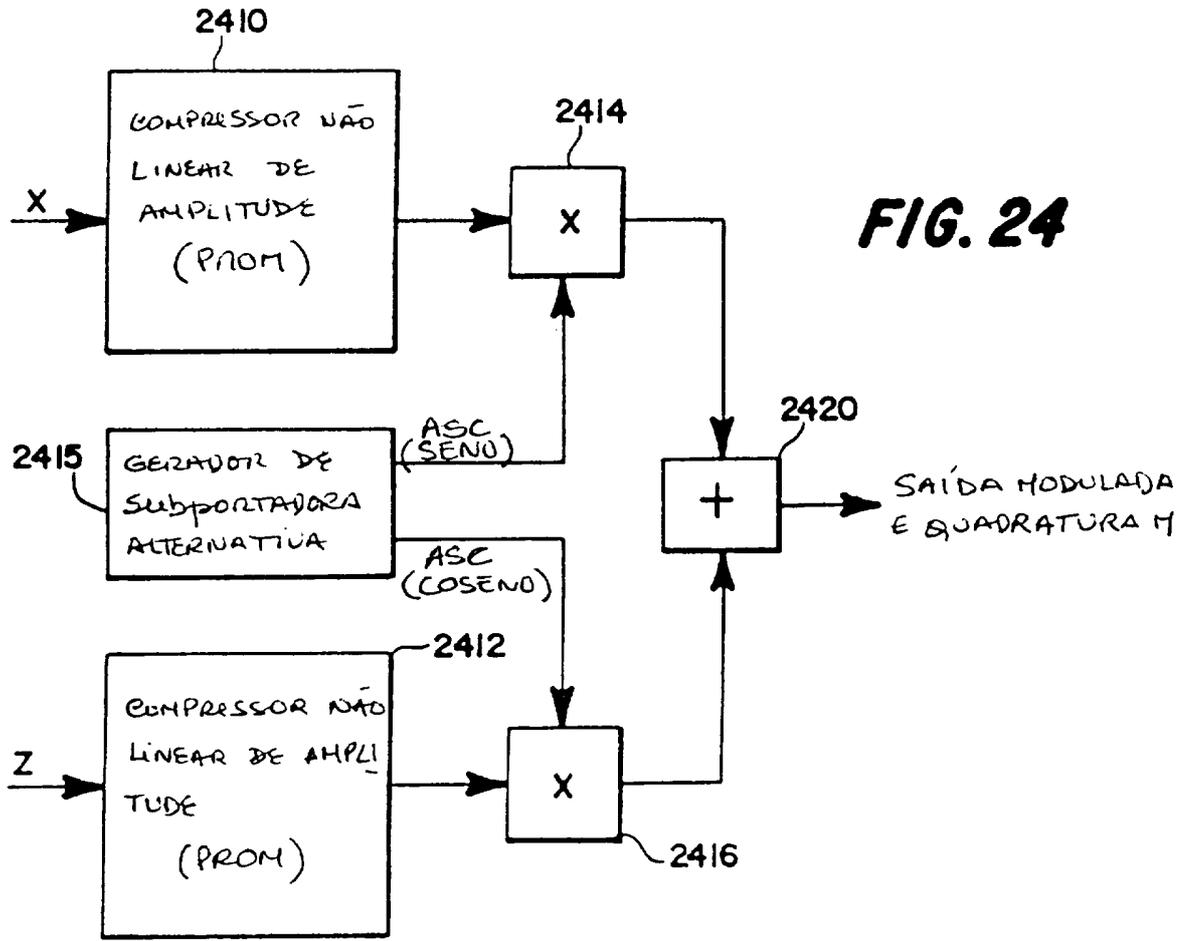


FIG. 24

