



(19) INSTITUTO NACIONAL
DA PROPRIEDADE INDUSTRIAL
PORTUGAL

(11) *Número de Publicação:* PT 89854 B

(51) *Classificação Internacional:* (Ed. 5)

H04N011/00 A

H04N007/00 B

(12) *FASCÍCULO DE PATENTE DE INVENÇÃO*

(22) <i>Data de depósito:</i> 1989.02.27	(73) <i>Titular(es):</i> GENERAL ELECTRIC COMPANY 1 RIVER ROAD, SCHENECTADAY NEW YORK 12345 US
(30) <i>Prioridade:</i> 1988.02.29 GB 8804720 1989.01.30 US 302171	
(43) <i>Data de publicação do pedido:</i> 1989.10.04	(72) <i>Inventor(es):</i> MICHAEL ANTHONY ISNARDI US JACK SELIG FUHRER US TERRANCE RAYMOND SMITH US
(45) <i>Data e BPI da concessão:</i> 07/93 1993.07.14	(74) <i>Mandatário(s):</i> ANTÓNIO JOÃO COIMBRA DA CUNHA FERREIRA RUA DAS FLORES 74 4/AND. 1294 LISBOA PT

(54) *Epígrafe:* DISPOSITIVO DE PROCESSAMENTO DE SINAL DE TELEVISÃO PARA REDUZIR OS ARTIFÍCIOS DIAGONAIS DE IMAGEM

(57) *Resumo:*



MEMÓRIA DESCRITIVA

Antecedentes do Invento

Este invento respeita a um aparelho para reduzir significativamente ou eliminar artifícios diagonais de imagem indesejáveis numa imagem visionada por um dispositivo empregando, por exemplo, técnicas de tratamento de sinal intraquadro.

Um receptor de televisão convencional, tal como um receptor de acordo com o dispositivo de transmissão a cor da televisão americana (NTSC) padrão adoptado nos Estados Unidos e em outros lugares, possui um alargamento (relação entre a largura e a altura da imagem visionada) de 4 : 3. Recentemente, houve interesse em utilizar maiores alargamentos para dispositivos de recepção de televisão, tais como 2 : 1, 16 : 9 ou 5 : 3, visto que tais maiores alargamentos se aproximam mais, ou igualam, o alargamento do olho humano do que o alargamento de 4 : 3 de um receptor de televisão convencional. Sinais de informação de vídeo com um alargamento de 5 : 3 receberam atenção especial visto que este alargamento se aproxima do de uma fita cinematográfica, e assim tais sinais podem ser recebidos e transmitidos sem corte da informação de imagem. Contudo, dispositivos de televisão de écran largo os quais transmitem simplesmente sinais possuindo um alargamento aumentado, quando comparado com dispositivos convencionais são incompatíveis com receptores de alargamento convencional. Isto torna a ampla adopção de dispositivos de écran largo, difícil.

É por conseguinte desejável possuir um dispositivo de écran largo que é compatível com receptores de televisão convencionais. Um destes dispositivos é descrito na patente dos Estados Unidos nº 4782383 intitulada "Aparelhos para tratamento de informação de bordo de alta frequência num dispositivo de televisão de écran largo" a qual foi concedida a M.A. Isnardi em 1 de Novembro de 1988. É ainda mais desejável possuir um tal dispositivo de écran largo compatível com capacidades para melhorar ou aumentar a definição da imagem visionada de modo a fornecer detalhe de imagem extra. Por exemplo, tal dispositivo EDTV

-3-

(de televisão de definição aumentada) de écran largo pode incluir aparelhos para fornecer uma imagem de exploração progressiva. Um dispositivo deste tipo é descrito num folheto intitulado "Codificação para compatibilidade e recuperação no dispositivo ACTV" de M.A. Isnardi et al., publicado no "IEEE Transactions on Broadcasting" Volume BC-33 nº 4, Dezembro de 1987 a páginas 116-123. O dispositivo descrito por Isnardi et al utiliza processamento intraquadro e compressão de tempo do sinal da informação de imagem de painel central e lateral.

Foi observado que o processamento intraquadro da informação de imagem video pode resultar em resolução de bordo diagonal reduzida e produz artifícios diagonais distorcidos indesejáveis. De acordo com os princípios do presente invento, são aqui relatados aparelhos os quais ajudam a reduzir os artifícios diagonais de imagem.

Sumário do Invento

O aparelho de acordo com os princípios do presente invento inclui meios para o processamento adaptativo de um sinal video sujeito a exibição de artifícios diagonais distorcidos indesejáveis devidos, por exemplo, ao tratamento de sinal intraquadro. Numa realização preferida representada do invento, num codificador, a informação representativa das imagens em movimento é integrada intraquadro acima de uma dada gama de frequências, por exemplo, acima de 1,5 MHz. A informação representativa de imagens sem movimento é sujeita a um processamento de repetição de campo acima de uma dada gama de frequências. Num descodificador, a informação representativa de imagens sem movimento é sujeita a um processo de repetição de quadro acima da gama de frequência repetida de campo dada, enquanto a informação representativa da informação de movimento é deixada inalterada. O processamento adaptativo da informação de imagem em movimento e sem movimento no codificador e descodificador é controlado em resposta a um componente de sinal auxiliar o qual contém informação de diferença de campo e que é representativo da presença ou falta de movimento de imagem.

O aparelho descrito é descrito no contexto de um dispositivo de televisão EDTV de écran largo compatível utilizando um processamento de sinal intraquadro, por exemplo, técnica integrante. O sinal EDTV de écran largo contém vários componentes, incluindo um primeiro componente principal contendo informação de painel lateral comprimida e painel central e um segundo componente auxiliar contendo informação de painel lateral. No componente principal, apenas a informação de painel central é sujeita a tratamento intraquadro. No dispositivo de televisão EDTV de écran largo compatível descrito, um sinal de alta resolução original de écran largo de exploração progressiva é codificado para incluir quatro componentes. Os quatro componentes são tratados separadamente antes de serem recombinados num único canal de transmissão de sinal.

Um primeiro componente é um sinal entrelaçado 2 : 1 principal com um alargamento de 4 : 3. Este componente compreende uma porção central do sinal de écran largo que foi expandida em tempo para ocupar quase todo o tempo de linha activa de alargamento 4 : 3, e informação de painel lateral de baixa frequência horizontal que foi comprimida em tempo nas regiões sobreexploradas de imagem horizontal direita e esquerda é escondido da vista num visor de receptor de televisão padrão. Apenas a porção central deste componente é sujeita a integração intraquadro acima de uma dada frequência.

Um segundo componente é um sinal entrelaçado 2 : 1 auxiliar compreendendo informação de alta frequência de painel lateral esquerdo e direito tendo cada um sido expandido em tempo para metade do tempo de linha activa. Assim a informação de painel lateral expandido ocupa substancialmente todo o tempo de linha activa. Este componente é "projectado" de modo a ocupar o mesmo período de tempo que a porção central do primeiro componente e é integrado intraquadro.

Um terceiro componente é um sinal entrelaçado 2 : 1 auxiliar, derivado de uma fonte de sinal de écran largo, compreendendo informação de detalhe de luminância horizontal de alta frequência entre aproximadamente 5,0 MHz e 6,0 MHz. Este componente é também "projectado" de modo a ocupar o mesmo período de



-5-

tempo que a porção central do primeiro componente, e é integrado intraquadro. Os segundo e terceiro componentes integrados intraquadro modulam em quadratura uma subportadora alternativa de fase controlada a qual é combinada com o primeiro componente integrado intraquadro.

Um quarto componente é um sinal "auxiliar" entrelaçado 2 : 1 auxiliar compreendendo informação de detalhe de luminância de diferença de campo temporal para ajudar a reconstruir a informação de imagem em falta num receptor EDTV de écran largo. O quarto componente contém informação de movimento de imagem à qual o relatado aparelho de processamento de sinal adaptado responde para reduzir artifícios diagonais de imagem indesejáveis.

Num receptor EDTV de écran largo, um sinal composto, contendo os descritos quatro componentes, é descodificado nos quatro componentes constituintes. Os componentes descodificados são processados separadamente e usados para desenvolver um sinal de écran largo representativo de imagem com resolução melhorada.

Descrição dos Desenhos

A Figura 1 ilustra uma vista superior geral de um dispositivo codificador EDTV de écran largo compatível incluindo aparelhos de acordo com o presente invento;

a Figura 1a mostra um diagrama de blocos detalhado do descodificador para o dispositivo relatado;

as Figuras 1b-1c contêm diagramas úteis na compreensão do funcionamento do dispositivo relatado;

as Figuras 2-5 descrevem formas de onda de sinal e diagramas úteis na compreensão do funcionamento do dispositivo descrito;

a Figura 13 mostra um diagrama bloco de uma porção de um aparelho descodificador receptor EDTV de écran largo; e

as Figuras 6-12 e 14-27 representam aspectos do dispositivo descrito em maior detalhe.

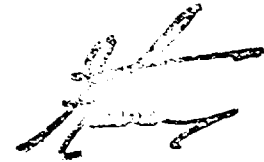
Um dispositivo planeado para transmitir imagens de grande alargamento, por exemplo, 5 : 3, através de um canal de trans-



-6-

missão padrão, por exemplo, NTSC, deverá conseguir um visionamento de imagem de alta qualidade num receptor de écran largo, enquanto grandemente reduz ou elimina degradações observáveis num écran de alargamento 4 : 3 padrão. A utilização de técnicas de compressão de sinal nos painéis laterais de uma imagem tira vantagem da região sobrexplorada horizontal de um écran de receptor de televisão NTSC padrão, mas pode sacrificar a resolução de imagem nas regiões de painel lateral de uma imagem de écran largo reconstruída. Visto que a compressão em tempo resulta numa expansão no domínio apenas da frequência, os componentes de baixa frequência sobreviverão ao processamento num canal de televisão padrão, os quais mostram uma largura de banda mais estreita comparada com a necessária a 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, daí resulta uma diferença visível entre a resolução ou conteúdo de alta frequência da porção central de uma imagem de écran largo mostrada e os painéis laterais, a menos que passos sejam tomados para evitar este efeito. Esta diferença visível é devida ao facto de que a informação de painel lateral de baixa frequência seria recuperada, mas a informação de alta frequência seria perdida devido aos efeitos de limitação de banda do canal video.

No dispositivo da Figura 1, os elementos que são comuns ao dispositivo mais detalhado da Figura la são identificados pelo mesmo número de referência. Como mostrado na Figura 1, um sinal de exploração progressiva de écran largo original com informação de painel esquerdo, direito e central é processado de modo a desenvolver quatro componentes de codificação separados. Estes quatro componentes foram descritos acima, e são ilustrados em figura na Figura 1. O processamento do primeiro componente (contendo informação de porção central expandida em tempo e informação de baixa frequência de porção lateral comprimida em tempo) é tal que a largura de banda de luminância resultante não excede a largura de banda de luminância NTSC de 4,2 MHz neste exemplo. Este sinal é codificado em cor em formato NTSC padrão, e os componentes de luminância e crominância deste sinal são em seguida pré-filtrados (por exemplo, usando filtros



-7-

de pente de campo) para fornecer separação luminância-crominância aumentada em ambos os receptores de écran largo e NTSC padrão.

A expansão em tempo do segundo componente (informação de alta frequência de painel lateral) reduz a sua largura de banda horizontal para cerca de 1,16 MHz. Este componente não está em correlação espacialmente com o sinal principal (o primeiro componente) e precauções especiais são tomadas para mascarar a sua visibilidade em receptores NTSC padrão, como será discutido.

Os conteúdos de informação de luminância de alta frequência aumentada de 5,0 MHz para 6,0 MHz, do terceiro componente são primeiro deslocados para baixo em frequência para uma gama de frequências de de 0 a 1,0 MHz antes de outros processamentos.

O quarto componente (auxiliar de diferença de campo temporal) é projectado em formato 4 : 3 padrão para o correlacionar com o componente de sinal principal para por esse meio mascarar a sua visibilidade em receptores NTSC padrão, e a sua largura de banda horizontalmente limitada a 750 KHz.

Como será discutido em maior detalhe na sequência, os primeiro, segundo e terceiro componentes são processados pelos respectivos integradores intraquadro 38,64 e 76 (um tipo de filtro vertical-temporal (V-T)) para eliminar diafonias V-T entre os componentes de sinal principal a auxiliar num receptor de écran largo. A informação de painel central do primeiro componente é integrada intraquadro aproximadamente acima de 1,5 MHz. O segundo e terceiro componentes integrados intraquadro, identificados como X e Z, são comprimidos em amplitude não linear antes de modularem em quadratura uma subportadora alternativa de 3,108 MHz ASC, possuindo uma fase alternativa (inversora) de campo num bloco 80. Um sinal modulado (M) do bloco 80 é adicionado ao primeiro componente integrado intraquadro (N) no somador 40. O sinal de saída resultante é um sinal de banda de base de largura de banda de 4,2 MHz (NTSCF) que, junto com um quarto componente filtrado em passa baixo de 750 KHz (YTN) de um filtro 79, modula em quadratura uma portadora de imagem RF num bloco 57 para produzir um sinal RF compatível NTSC o qual pode ser transmitido para um receptor NTSC padrão ou um receptor de exploração progressiva de écran largo através de um ca-



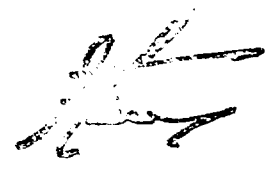
-8-

nal de transmissão único, de largura de banda padrão.

A utilização da compressão em tempo no primeiro componente permite que, a informação de painel lateral de baixa frequência seja comprimido inteiramente numa região sobrexplorada horizontal de um sinal NTSC padrão. A informação de painel lateral de alta frequência do segundo componente e a informação de detalhe de luminância de alta frequência do terceiro componente são espectralmente partilhadas com o sinal NTSC padrão através do canal de transmissão video, de um modo transparente 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 recebida por um receptor NTSC padrão, apenas a porção de painel central do sinal principal (o primeiro componente) é visível. Os segundo e terceiro componentes podem criar uma interferência modelo de baixa amplitude que não é perceptível a distâncias de visão normais e em ajustamentos de controlo de imagem normal. O quarto componente é completamente retirado em receptores com detectores de video síncronos. Em receptores com detectores de invólucro, o quarto componente é processado mas não observado porque ele está correlacionado com o sinal principal.

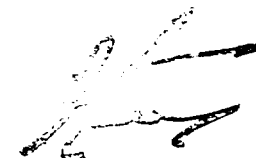
O sinal principal (componente 1) mostra um intervalo de linha horizontal activa NTSC padrão de aproximadamente 52 microssegundos (μ s). Apenas a informação de alta frequência deste componente acima de cerca de 1,5 MHz é integrada intraquadro. A informação de baixa frequência de painel lateral comprimido em tempo deste componente não é sujeita ao processo de integração intraquadro. Encontrou-se que tal processamento intraquadro selectivo do componente principal aumenta a resolução, da informação de imagem de painel lateral diagonal, por eliminação dos artifícios diagonais distorcidos indesejáveis, algumas vezes referidos com "distorções", as quais poderiam ser produzidas, por outro lado, numa imagem reconstruída se a informação de painel lateral comprimido do sinal principal fosse integrada intraquadro.

Em relação a isto nota-se que a informação de baixa frequência de painel lateral do componente de sinal principal foi comprimida em tempo com um factor de compressão lateral (SCF) de



aproximadamente seis. Se tal informação comprimida em tempo é integrada intraquadro antes de ser expandida em tempo no receptor para reconstruir a imagem, a informação de imagem de painel lateral reconstruída exibirá diagonais distorcidas porque a frequência horizontal, na qual a integração intraquadro começa, seria então aproximadamente SCF vezes mais baixa do que para o painel central. A informação diagonal de imagem torna-se cada vez mais distorcida ("distorcida") na medida em que as frequências, acima das quais a integração intraquadro é executada, decrescem. Por exemplo, se o sinal principal é integrado intraquadro para frequências acima de 1,5 MHz e a informação de baixa frequência de painel lateral do componente 1 é comprimida em tempo com um SCF de seis, a integração intraquadro da informação de painel lateral começa efectivamente a uma muito mais baixa frequência de 250 KHz (1,5 MHz/SCF), pelo que resultam as diagonais distorcidas. Assim as diagonais distorcidas seriam mais notadas nas regiões de painel lateral reconstruído. Visto que o componente 1 não é integrado intraquadro nas regiões de painel lateral comprimido em tempo, toda a gama de frequências originais nestas regiões (0-700 KHz) retém toda a resolução vertical sem distorção devida a artifícios diagonais distorcidos. Contudo, a integração intraquadro executada no componente 1, na região de painel central, bem como a integração intraquadro executada nos componentes 2 e 3, é provavelmente para resultar em artifícios diagonais distorcidos indesejáveis, os quais são reduzidos como será explicado.

O componente 2, contendo a informação de alta frequência de painel lateral esquerdo e direito, é projectado de modo a ocupar o mesmo período de tempo que a porção de painel central do componente 1. Assim os altos de painel lateral esquerdo e direito são expandidos em tempo, para preencher toda a região de painel central, pelo que o componente 2 mostra um intervalo de exploração horizontal activo de aproximadamente 50 μ s, o qual corresponde ao intervalo de exploração horizontal da porção de painel central do componente 1. Para este fim o factor de expansão lateral (SEF) é cerca de 4,32, comparado com um SEF de cerca de 4,49 o qual será necessário para expandir a informação, de painel lateral esquerda e direita do componente 2, pa



-10-

ra o tempo de linha activo completo de 52 μ s.

Ambos os componentes 2 e 3 são projectados na região de painel central em virtude do processamento intraquadro executado no componente principal 1 e componentes auxiliares 2 e 3. Como será explicado subseqüentemente, a integração intraquadro é um processo que facilita a separação dos dois componentes de sinal combinados previamente, tais como o sinal principal N e o sinal modulado auxiliar M, neste exemplo. Visto que a região de processamento intraquadro no componente 1 foi reduzida para incluir apenas a região de painel central de 50 μ s, o projecto de modular os componentes 2 e 3 é do mesmo modo modificado para incluir apenas a região de painel central.

Como mencionado acima, o componente 3 é projectado para coincidir com o intervalo de painel central por compressão linear em tempo da informação de luminância horizontal aumentada para 50 μ s. A compressão em tempo do componente 3 de 52 μ s para 50 μ s sacrifica alguma correlação espacial com o componente principal 1, mas o que é mais importante assegura que as regiões de painel central e lateral de uma imagem reconstruída, mostrarão resolução horizontal similar. Embora a correlação espacial entre os componentes 1 e 3 seja desejável para mascarar os efeitos de diafonia entre a subportadora alternativa e o sinal principal, a importância de manter uma correlação espacial perfeita do componente 3 é reduzida porque a subportadora alternativa já contém informação não correlativa na forma do componente 2. A grandeza da correlação espacial dada para o componente 3 é desprezível e pesa mais pela resolução horizontal de painel central e lateral. O componente 4 não é integrado intraquadro e permanece inalterado, mostrando um tempo de linha activo de 52 μ s total consistente com o sinal principal.

No descodificador, como será discutido em ligação com a Figura 13, o processamento intraquadro é realizado apenas em relação à região de painel central para separar os sinais M e N. Após desmodular o componente M nos componentes constituintes 2 e 3, os componentes 2 e 3 são projectados nos seus lapsos de tempo originais, isto é, para ocupar um intervalo de linha activa completa de 52 μ s.



A Figura 1b ilustra o espectro RF do dispositivo de écran largo EDTV relatado, incluindo a informação auxiliar, comparado com o espectro RF de um dispositivo NTSC padrão. No espectro do dispositivo relatado os altos de painel lateral e a informação de detalhe de luminância horizontal de extra alta frequência aumenta aproximadamente 1,16 MHz para cada lado da frequência de subportadora alternativa (ASC) de 3,108 MHz. A informação de sinal auxiliar V-T (componente 4) aumenta 750 KHz para cada lado da frequência portadora de imagem de sinal principal.

Um receptor de exploração progressiva de écran largo inclui aparelhos para reconstruir o sinal de exploração progressiva de écran largo original. Comparado com um sinal NTSC padrão, o sinal de écran largo reconstruído tem painéis laterais esquerdo e direito com resolução NTSC padrão, e um painel central com alargamento de 4 : 3 com detalhe horizontal superior e luminância vertical especialmente em porções estacionárias de uma imagem.

Duas considerações básicas dirigem a técnica de processamento de sinal associada com o desenvolvimento e processamento dos primeiro, segundo, terceiro e quarto componentes de sinal. Estas considerações estão na compatibilidade com os receptores existentes, e recuperação no receptor.

A compatibilidade total implica compatibilidade de receptor e transmissor tal que os receptores padrão existentes podem receber sinais EDTV de écran largo e produzir uma imagem padrão sem adaptadores especiais. Compatibilidade neste sentido necessita, por exemplo, que o formato de exploração de imagem de transmissor é substancialmente o mesmo que, ou dentro da tolerância do formato de exploração de imagem do receptor. A compatibilidade também significa que componentes não padrão extras devem ser fisicamente ou perceptivamente escondidos no sinal principal quando mostrado em receptores padrão. Para conseguir compatibilidade no último sentido, o dispositivo relatado utiliza as seguintes técnicas para esconder os componentes auxiliares.

Como descrito acima, os baixos de painel lateral são fisicamente escondidos na região de sobreexploração horizontal nor-



mal de um receptor padrão. O componente 2, o qual é um sinal de baixa energia comparado com o componente de baixos de painel lateral, e o componente 3, o qual é um sinal de detalhe de alta frequência de energia normalmente baixa, são comprimidos em amplitude e modulados em quadratura numa subportadora alternativa de 3,108 MHz, a qual é uma frequência entrelaçada (um múltiplo ímpar da metade de relação de linha horizontal). A frequência, fase e amplitude da subportadora alternativa são escolhidas de modo a que a visibilidade do sinal subportador alternativo modulado é reduzida tanto quanto possível, por exemplo, através do controlo da fase de subportadora alternativa de campo para campo de modo a que ela alterna 180° de um campo para o seguinte, ao contrário da fase da subportadora de crominância de um campo para o seguinte. Embora os componentes de subportadora alternativa modulada existam inteiramente dentro da banda de passagem de crominância (2,0-4,2 MHz), os componentes de subportadora alternativa modulada são perceptivamente escondidos porque são visionados como tremura de cor complementar de relação de campo, a qual não é percebida pelo olho humano em níveis normais de saturação de crominância. Também, a compressão de amplitude não linear dos componentes de modulação antes da modulação de amplitude reduz com vantagem sobredisparos de amplitude instantâneos para um nível mais baixo aceitável. O componente 3 é correlacionado espacialmente em relação com a porção de informação central do componente 1 e é ligeiramente menos correlacionado espacialmente em relação às porções de informação esquerda e direita do componente 1. Isto é conseguido por meio de um codificador de formatação como será explicado.

O componente 4, o sinal "auxiliar", também está escondido por expansão em tempo da informação de painel central para igualar o formato 4 : 3 padrão, por isso correlacionando espacialmente o componente 4 com o sinal principal. O componente 4 é retirado nos receptores padrão com detectores síncronos, e é perceptivamente escondido em receptores padrão com detectores de invólucro porque é correlacionado espacialmente com o sinal principal.

A recuperação dos componentes 1, 2 e 3, num receptor de ex



-13-

ploração progressiva de écran largo, é conseguida pela utilização de um processo de processamento intraquadro no transmissor e receptor. Este processo está associado com os elementos 38, 64 e 76 no dispositivo de transmissão das Figuras 1 e 1a, e com elementos associados no receptor como será explicado. A integração intraquadro é uma técnica de condicionamento de sinal a qual prepara dois sinais correlacionados visualmente para combinação mútua de modo a que possam ser recuperados eficientemente e com precisão em seguida, tais como por meio de um dispositivo de memória de campo, livre de diafonia V-T (vertical-temporal) mesmo na presença de movimento no caso de sinais representativos de imagem. O tipo de condicionamento de sinal utilizado para esta finalidade envolve essencialmente em fazer dois sinais idênticos numa base de campo, isto é, pela obtenção de duas amostras com idêntico valor separadas por um campo. A integração intraquadro é uma técnica conveniente para conseguir este objectivo, mas outras técnicas podem ser usadas. A integração intraquadro é basicamente um processo linear, de pré-filtragem digital de variação de tempo e pós-filtragem, para assegurar a recuperação adequada de dois sinais combinados correlacionados visualmente. A diafonia horizontal é eliminada por bandas de guarda entre pré-filtros horizontais no codificador transmissor e pós-filtros no descodificador do receptor.

Integração intraquadro é uma forma de processamento de pixel emparelhado (agrupado). O processo de integração intraquadro no domínio de tempo é ilustrado na generalidade pela Figura 1c, na qual pares de campos são tornados idênticos ao integrar pixels (A,B e C,D) que estão afastados 262H. O valor integrado substitui os valores originais em cada grupo emparelhado. A Figura 1d ilustra o processo de integração intraquadro no contexto do dispositivo da Figura 1. Começando com os componentes 2 e 3, são integrados pares de pixels (elementos de imagem) afastados de 262H dentro de um quadro, e o valor integrado (por exemplo, X1, X3 e Z1, Z3) substitui os valores de pixel originais. Esta integração V-T acontece dentro de um quadro e não atravessa os quadros limítrofes. No caso do componente 1, a integração intraquadro é realizada apenas na informação de painel central aproximadamente acima 1,5 MHz de modo a não afectar infor-



mação de detalhe vertical de mais baixa frequência. No caso dos componentes 1 e 2, a integração intraquadro é realizada num sinal composto incluindo componentes de luminância (Y) e crominância (C) em toda a banda de crominância. O componente de crominância do sinal composto sobrevive à integração intraquadro porque os pixels afastados de 262H estão "em fase" em relação à subportadora de cor. A fase da nova subportadora alternativa é controlada de modo a que está exactamente fora de fase para pixels afastados de 262H, e está diferente da fase da subportadora de crominância. Assim quando os componentes 2 e 3 (após a modulação em quadratura) são somados ao componente 1 na unidade 4C, os pixels afastados de 262H têm o formato (M+A) e (M-A), onde M é uma amostra do sinal composto principal acima de 1,5 MHz e A é uma amostra do sinal modulado auxiliar.

Com a integração intraquadro V-T a diafonia é virtualmente eliminada mesmo na presença de movimento. Neste ponto de vista, o processo de integração intraquadro produz amostras idênticas afastadas de 262H. No receptor é uma maneira simples de recuperar o conteúdo de informação destas amostras exactamente, isto é, livre de diafonia, através do processamento de amostras de pixels afastadas 262H dentro de um quadro como será discutido, por esse meio recuperando a informação de sinal principal e auxiliar. Num descodificador no receptor, a informação original integrada intraquadro pode ser substancialmente recuperada intacta através de processamento intraquadro visto que alta informação correlacionada visualmente foi feita substancialmente idêntica campo-a-campo.

Também no receptor, o canal RF é desmodulado em quadratura usando um detector RF síncrono. O componente 4 é por esse meio separado dos outros três componentes. O processamento intraquadro é utilizado para separar o componente 1 dos componentes modulados 2 e 3, e a desmodulação em quadratura é usada para separar os componentes 2 e 3, como será discutido em relação à Figura 13.

Após os quatro componentes terem sido recuperados, os sinais compostos são descodificados NTSC e separados em componentes de luminância e crominância. A projecção inversa é executada em todos os componentes para recuperar o alargamento de é-

cran largo, e os altos de painel lateral são combinados com os baixos para recuperar a resolução de painel lateral completa. A informação de detalhe de luminância de alta frequência aumentada é deslocada, para a sua gama de frequência original, e somada com o sinal de luminância, o qual é convertido ao formato de exploração progressivo usando interpolação temporal e o sinal auxiliar. O sinal de crominância é convertido no formato de exploração progressiva usando interpolação temporal não assistida. Finalmente, os sinais de exploração progressiva de luminância e crominância são convertidos para a forma analógica e matricizados para produzir sinais de imagem de cor RGB para visionar por um dispositivo de visão de exploração progressiva de écran largo.

O processo de integração intraquadro executado no codificador pode produzir artifícios diagonais de imagem distorcidos indesejáveis, com a forma de degrau de escada como recorte dentado, particularmente em zonas de transição claro-escuro pronunciadas. A visibilidade destes artifícios é significativamente reduzida através da modificação adaptativa do processo de integração intraquadro executado pelas unidades 38,64 e 76 no codificador dependendo da presença ou falta de movimento de imagem. O processamento adaptativo da informação de painel central e lateral com a finalidade de reduzir os artifícios diagonais distorcidos é ilustrado pelas Figuras 25 e 26.

A Figura 25, da esquerda para a direita, representa respectivamente uma porção de sinal video na sua forma original, o sinal video como processado na presença de informação de imagem em movimento, e o sinal video como processado na presença de informação de imagem parada, todos no codificador. A Figura 26 representa a maneira com a qual o sinal video é processado no descodificador em presença da informação de imagem parada.

O sinal video nas suas formas original e processada é representado para quadros ímpares ou pares cada um possuindo um campo ímpar (1) e um campo par (2). Os campos ímpares nos quadros ímpares e pares incluem elementos de imagem (pixels) A1, C1 e A2, C2 respectivamente. Os campos pares nos quadros pares e ímpares incluem respectivamente os pixels B1, D1 e B2, C2.

Na presença de uma imagem em movimento, as redes 38,64 e



76 da Figura 1 integram intraquadro o sinal de video acima de uma gama de frequência de aproximadamente 1,5 MHz-4,2 MHz como ilustrado pelo diagrama central da Figura 25. O processo de integração intraquadro foi explicado antes em detalhe. Na presença de informação de imagem parada, as redes 38, 67 e 76 executam substituição de repetição de campo acima de uma gama de frequência de aproximadamente de 1,5 MHz a 3,1 MHz. Especificamente, neste exemplo, para quadros ímpares as amostras de pixel de campo ímpar são conduzidas como um par afastadas de 262 H com os valores de pixel de campo ímpar (por exemplo, A1 e C1) substituindo os valores de pixel de campos par associados (por exemplo: B1 e D1 respectivamente). Os valores originais de pixel são designados por um ponto negro, e os valores de pixel substituídos são designados por um ponto branco. Do mesmo modo, para quadros pares as amostras de pixel de campo par são conduzidas como um par afastado de 262H, com os valores de pixel de campo par (B2 e D2) substituindo os valores de pixel de campo ímpar associados (A2 e C2, respectivamente).

No descodificador, a substituição repetida de quadro é realizada no caso de imagens paradas, como ilustrado na Figura 25. Contudo o sinal integrado intraquadro do codificador não é perturbado no descodificador no caso de imagens em movimento. Para imagens paradas a substituição repetida de quadro é realizada sobre a mesma gama de frequências (1,5 MHz - 3,1 MHz) sobre a qual foi realizada a substituição repetida de campo no codificador. O detalhe vertical completo é recuperado em zonas de imagem parada pela repetição de cada valor original de pixel, por exemplo, A1, C1, B2, D2 para a frente da mesma localização espacial no próximo quadro, afastado 525H, como indicado pelas linhas indicadoras de setas a cheio. Em alternância, os valores de pixel de campo ímpar originais (por exemplo, B2, D2) podem ser repetidos na mesma posição espacial no campo precedente, como indicado pelas linhas indicadoras de setas a tracejado. Neste caso a substituição repetida de quadro seria completa dentro de quatro campos consecutivos, os quais seriam convenientes para por exemplo, finalidades de editar fitas ou filmes. O conteúdo da informação do sinal auxiliar de componente 4 pode conve

nientemente ser usado para determinar a presença ou falta de movimento de imagem para controlar o funcionamento do processamento de adaptação descrita acima.

Quando a banda de informação de crominância é limitada a 500 KHz e a integração intaquadro, a repetição de campo e repetição de quadro são executadas acima das gamas de frequência expostas, os artifícios diagonais distorcidos são reduzidos ou eliminados para cima até 3,1 MHz, menos artifícios de processamento de sinal de crominância foram observados, e integração de campo na banda de crominância rende uma separação luminância-crominância aumentada no descodificador.

Os artifícios diagonais de imagem distorcidos podem também ser reduzidos por meio de processamento, de sinal não adaptativo, mas pode introduzir artifícios dele próprio. Num esquema não adaptativo, os blocos 38, 64 e 76 da Figura 1 seriam substituídos por blocos os quais executam apenas as funções de substituição de repetição de campo representadas pelo diagrama à direita na Figura 25. Em quadros ímpares, amostras de campo ímpares são enviadas como um par, e em quadros pares as amostras de campo pares são enviadas como um par. Nenhuma integração é realizada e detalhe vertical completo pode ser recuperado em zonas paradas através da utilização, no descodificador, do processo de substituição repetida de quadro representada na Figura 26.

A aproximação não adaptativa pode causar artifícios de movimento num receptor NTSC padrão. Contudo, a aparição destes artifícios de movimento pode ser reduzida através de meios de filtragem V-T do sinal de exploração progressiva de écran largo original, bem como com meios de redes de filtros V-T ló no dispositivo da Figura 1a. Se desejado uma combinação linear complementar de valores de pixels pode ser usada para fornecer um melhor compensação entre artifícios de movimento no receptor NTSC padrão e artifícios diagonais distorcidos no receptor de écran largo. Por exemplo, no processo de substituição de repetição de campo, para quadros pares 75% dos valores de pixel de campo par e 25% dos valores de pixel de campo ímpares afastados 262H podiam ser conduzidos.

O método não adaptativo, enquanto recupera a resolução vertical completa em porções paradas de uma imagem de écran largo,



pode produzir artifícios de movimento em porções de movimento de uma imagem de écran largo. O processo de adaptação de movimento no codificador, como discutido, aumenta a execução de movimento em ambos os receptores NTSC padrão de écran largo.

Antes de explicar o dispositivo de codificação de écran largo compatível da Figura 1a, é feita uma referência às formas de onda de sinal A e B da Figura 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 descrito 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 esquerda e direita associadas com informação de imagem secundária e ocupando intervalos TS. Neste exemplo os painéis laterais esquerdo e direito mostram alargamentos substancialmente iguais, menores do que o do painel central dominante o qual é centrado ali no meio.

O sinal de écran largo A é convertido no sinal NTSC B pela compressão de certa informação de painel lateral completamente nas regiões de sobreexploração horizontal associadas com intervalos de tempo TO. O sinal NTSC padrão possui um intervalo de linha activa TA (de duração 52,6 microssegundos) o qual inclui intervalos de sobreexploração TO, um intervalo de tempo de visor TD o qual contém a informação video a ser visionada, e um intervalo de tempo de linha horizontal total TH de duração 63,556 microssegundos. Os intervalos TA e TH são os mesmos para ambos os sinais de écran largo e NTSC padrão. Foi achado que quase todos os receptores de televisão de consumidores possuem um intervalo de sobreexploração o qual ocupa pelo menos 4% do tempo de linha activa total TA, isto é, 2% de sobreexploração nos lados esquerdo e direito. Numa taxa de amostragem entrelaçada de $4 \times f_{sc}$ (onde f_{sc} é a frequência da subportadora de cor), cujo intervalo de linha horizontal contém 910 pixels (elementos de imagem) dos quais 754 formam a informação de imagem de linha horizontal activa a ser visionada.

O dispositivo EDTV de écran largo é mostrado em maior detalhe na Figura 1a. Referindo a Figura 1a, uma câmara 10 de ex-

-19-

ploração progressiva de écran largo de 525 linhas, 60 campos/segundo, fornece um sinal de cor de écran largo com componentes R, G, B e um grande alargamento de 5 : 3 neste exemplo. Uma fonte de sinal entrelaçado podia também ser usada, mas uma fonte de sinal de exploração progressiva produz resultados superiores. Uma câmara de écran largo possui um maior alargamento e uma maior largura de banda video comparada com uma câmara NTSC padrão, sendo a largura de banda video, de uma câmara de écran largo, proporcional ao produto do seu alargamento pelo número total de linhas por quadro, entre outros factores. Assumindo velocidade de exploração constante pela câmara de écran largo, um aumento no seu alargamento provoca um aumento correspondente à sua largura de banda video bem como a compressão horizontal da informação de imagem quando o sinal é visionado num receptor de televisão padrão com alargamento 4 : 3. Por estas razões, é necessário modificar o sinal de écran largo para uma compatibilidade NTSC completa.

O sinal video de cor processado pelo dispositivo codificador da Figura 1 contém ambos os componentes de sinal de luminância e crominância. Os sinais de luminância e crominância contêm ambas as informações de baixa e alta frequência, as quais na seguinte discussão será referida como "baixos" e "altos", respectivamente.

Os sinais video de cor da exploração progressiva de écran largo de largura de banda larga da câmara 10 são matriciados numa unidade 12 para derivar o componente de luminância Y e os componentes de sinal de diferença de cor I e Q a partir dos sinais de cor R, G, B. Os sinais de exploração progressiva de banda larga Y, I, Q são amostrados numa relação da subportadora de crominância de oito vezes ($8 \times f_{sc}$) e são convertidos da forma analógica para digital (binário) individualmente por conversores analógico-para-digital separados (ADC) e uma unidade ADC 14 antes de serem filtrados individualmente por filtros passa baixo vertical-temporal (V-T) separados numa unidade de filtragem 16 para produzir sinais filtrados YF, IF e QF. Estes sinais são cada uma das formas indicadas na forma de onda A na Figura 2. Os filtros separados são filtros invariáveis de tempo linear 3×3 do tipo mostrado na Figura 10d como será explicado.

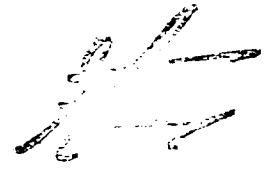
-20-

Estes filtros reduzem ligeiramente a resolução vertical-tempo-
ral, particularmente a resolução V-T diagonal, para evitar in-
desejáveis artifícios entrelaçados (tais como tremulação, mar-
gens distorcidas, e outros efeitos relatados aleatórios) no si-
nal principal (componente 1 na Figura 1) após exploração pro-
gressiva para conversão entrelaçada. Os filtros mantêm quase
resolução vertical completa em porções estacionárias da imagem.

O factor de expansão de painel central (CEF) é uma função
da diferença entre a largura de uma imagem visionada num recep-
tor padrão. A largura de imagem de um visor de écran largo com
um alargamento de 5 : 3 é 1,25 vezes maior que a largura de ima-
gem de um visor padrão com um alargamento de 4 : 3. Este fac-
tor de 1,25 é um factor de expansão de painel central prelimi-
nar o qual deve ser ajustado para explicar a região de sobrex-
ploração de um receptor padrão, e para explicar uma intencional
ligeira sobreposição das regiões limítrofes entre os painéis
central e lateral como será explicado. Estas considerações di-
tam um CEF de 1,19.

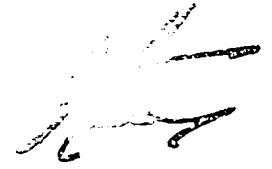
Os sinais de exploração progressiva da rede de filtros 16
exibem uma largura de banda de 0-14,32 MHz e são respectivamen-
te convertidos em sinais entrelaçados 2 : 1 através de meios da
exploração progressiva (P) para conversores de entrelaçado (I)
17a, 17b e 17c, cujos detalhes serão discutidos em ligação com
as Figuras 22 e 23. A largura da banda dos sinais de saída
IF', QF' e YF' dos conversores 17a-17c mostram uma largura de
banda de 0-7,16 MHz visto que a relação de exploração horizon-
tal para sinais entrelaçados é metade da dos sinais de explora-
ção progressiva. No processo de conversão o sinal de explora-
ção progressiva é subamostrado, tirando metade das amostras de
pixel disponíveis para produzir o sinal principal entrelaçado
2 : 1. Especificamente, cada sinal de exploração progressiva
é convertido no formato entrelaçado 2 : 1 pela retenção de am-
bas as linhas ímpares e pares em cada campo e lendo os pixels
retidos numa frequência $4 \times f_{sc}$ (14,32 MHz). Todo o processamento
digital subsequente dos sinais entrelaçados acontece na frequência
 $4 \times f_{sc}$.

A rede 17c também inclui uma rede de predição de erro.



Uma saída da rede 17c, YF' é a versão de luminância subamostrada entrelaçada do componente de exploração progressivo pré-filtrado. Outro sinal (de luminância) de saída da rede 17c, YT, compreende informação temporal derivada da informação de diferença de campo de imagem e representa uma predição temporal, ou interpolação temporal, de erro entre valores actual e predito de amostras de luminância "faltando" no receptor, como será explicado. A predição é baseada numa integração temporal das amplitudes dos pixels "antes" e "depois", os quais estão disponíveis no receptor. O sinal YT, um sinal "auxiliar" de luminância que auxilia a reconstruir o sinal de exploração progressiva no receptor, explica essencialmente um erro que se espera que o receptor faça em relação a sinais de imagem não estacionária e facilita o cancelamento de tal erro no receptor. Em porções estacionárias, de uma imagem, o erro é zero, e a reconstrução perfeita é realizada no receptor. Achou-se que o sinal auxiliar de crominância não é necessário como uma questão prática, e que um sinal auxiliar de luminância é suficiente para produzir bons resultados uma vez que o olho humano é menos sensível a uma falta de detalhe vertical ou temporal de crominância. A Figura 2A ilustra o algoritmo usado para desenvolver o sinal auxiliar YT.

Referindo a Figura 2A, os pixels A, X e B no sinal de exploração progressiva ocupam a mesma posição espacial numa imagem. Os pixels pretos, tais como A e B são transmitidos como sinal principal e estão disponíveis no receptor. Um pixel branco, tal como X, não é transmitido e é predito por uma integração de quadro temporal $(A+B)/2$. Isto é, é feita uma predição no codificador para o pixel "em falta" X por integração das amplitudes dos pixels "antes" e "depois" A e B. O valor predito $(A+B)/2$, é subtraído do valor actual X, para produzir um sinal de erro predito, correspondendo a um sinal auxiliar, com uma amplitude de acordo com a expressão $X-(A+B)/2$. Esta expressão define informação de diferença de campo temporal em aditamento à informação integrada de quadro temporal. O sinal auxiliar é filtrado passa baixo horizontalmente por meio de um filtro passa baixo de 750 KHz e conduzidos como sinal auxiliar YT. A li-



mitação de banda do sinal auxiliar a 750 KHz é necessária para evitar que este sinal interfira com o canal RF mais baixo seguinte após este sinal ser modulado numa portadora de imagem RF. No receptor, uma predição similar de pixel em falta X é feita usando uma integração de amostras A e B, e o erro de predição é somado à predição. Isto é, X é recuperado pela adição do erro de predição $X - (A+B)/2$ à integração temporal $(A+B)/2$. Assim o sinal auxiliar facilita a conversão de formato de exploração entrelaçada para progressiva.

O sinal auxiliar produzido algoritmo de predição temporal relatado é com vantagem um sinal de baixa energia comparado com um sinal de predição produzido por alguns outros algoritmos, tal como aquele usado para produzir um sinal diferencial de linha como descrito por M. Tsimberg num artigo "Dispositivo HDTV compatível de dois canais ENTSC", "IEEE Transactions on Consumer Electronics", volume CE-33, nº3, de Agosto de 1987, a páginas 146-153. Em zonas paradas de uma imagem, a energia de erro é zero porque a predição é perfeita. O conteúdo de energia do sinal auxiliar é indicativo de o sinal vídeo conter ou não informação de imagem parada ou em movimento. Uma condição de sinal auxiliar de baixa energia manifesta-se através de imagens paradas e substancialmente paradas (tais como uma transmissão de notícias mostrando um repórter contra um cenário parado), enquanto uma condição de mais alta energia indica movimento de imagem. O algoritmo descrito foi encontrado para produzir os artifícios menos censuráveis após a reconstrução de imagem no receptor, e o sinal auxiliar produzido pelo algoritmo relatado retém a sua utilidade após ser limitado na banda (filtrado) para cerca de 750 KHz. O sinal auxiliar produzido pelo algoritmo relatado mostra com vantagem energia zero na presença de informação de imagem parada, e em consequência um sinal auxiliar associado com uma imagem parada não é afectado pela filtragem.

O dispositivo de predição temporal relatado é útil para ambos os dispositivos de exploração progressiva e entrelaçado com relações de linha maiores que a padrão, mas funciona melhor com uma fonte de exploração progressiva possuindo pixels A, X e B ocupando a mesma posição espacial numa imagem, a qual resulta numa predição perfeita para imagens paradas. A predição tem-

poral será imperfeita mesmo em porções paradas de uma imagem se a imagem de écran largo original vem de uma fonte de sinal entrelaçado. Em tal caso o sinal auxiliar terá maior energia e introduzirá ligeiros artificios em porções paradas de uma imagem reconstruída. Experiências mostraram que a utilização de uma fonte de sinal entrelaçado rende resultados aceitáveis com artificios que são verificados apenas com inspecção próxima, mas que uma fonte de sinal de exploração progressiva introduz menos artificios e produz resultados preferíveis.

Voltando à Figura 1a, os sinais de écran largo entrelaçados IF', QF' e YF' dos conversores 17a-17c são respectivamente filtrados por filtros passa baixo horizontais 19a, 19b e 19c para produzir 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 formato o qual codifica cada um destes sinais num formato 4 : 3 através de meios de aparelho de codificação de formato associado com uma unidade 18 separadora de sinal lateral-central e processadora. Em resumo, a porção central de cada linha de écran largo, é expandida em tempo e projectada numa porção visionada do tempo de linha activa com um alargamento de 4 : 3. A expansão em tempo provoca um decréscimo na largura de banda de modo a que as frequências entrelaçadas de écran largo originais são tornadas compatíveis com a largura de banda NTSC padrão. Os painéis laterais são separados em bandas de frequência horizontal de modo a que os componentes altos de cor I e Q mostrem uma largura de banda de 83 KHz-600 KHz (como mostrado para o sinal IH na Figura 7) e os componentes altos de luminância Y mostram uma largura de banda de 700 KHz-5,0 MHz (como mostrado para o sinal YH na Figura 6). Os baixos de painel lateral, isto é, os sinais Y0, I0 e Q0 desenvolvidos como mostrado nas Figuras 6 e 7, incluem um componente DC e são comprimidos em tempo e projectados em regiões de sobreexploração de imagem horizontal esquerda e direita em cada linha. Os altos de painel lateral são processados separadamente. Os detalhes deste processo de codificação de formato segue imediatamente abaixo.

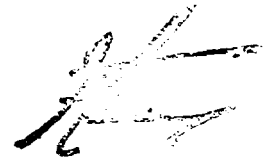
No seguimento da consideração dos detalhes de codificação



seguintes, será útil considerar também a Figura 1e, a qual descreve o processo de codificar os componentes 1,2,3 e 4 no contexto da informação de painel central e lateral visionado. Os sinais entrelaçados filtrados IF", QF" e YF" são processados pelo processador e separados 18 de sinal de painel lateral-central para produzir três 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 desenvolver um sinal contendo um componente de painel central de largura de banda completa, 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, é produzido um sinal de écran largo compatível NTSC com um alargamento de visor de 4 : 3. Os detalhes dos circuitos compreendendo a unidade 18 serão mostrados e discutidos em relação com as Figuras 6, 7 e 8.

Os sinais YE, IE e QE contêm informação de painel central completo e mostra o mesmo formato, como indicado pelo sinal YE na Figura 3. Em resumo, o sinal YE é derivado do sinal YF" como segue. O sinal de écran largo YF" contém pixels 1-754 ocorrendo durante o intervalo de linha activa do sinal de écran largo, contendo informação de painel lateral e central. A informação de painel central de banda larga (pixels de 75-680) é extraída como um sinal de luminância de painel central YC através de um processo de desmultiplexagem em tempo. O sinal YC é expandido em tempo pelo factor de expansão de painel central de 1,19 (isto é, $5,0 \text{ MHz} / 4,2 \text{ MHz}$) para produzir um sinal de painel central compatível NTSC YE. O sinal YE mostra uma largura de banda compatível NTSC (0-4,2 MHz) devida à expansão em tempo pelo factor 1,19. O sinal YE ocupa o intervalo de visor de imagem TD (Figura 2) entre as regiões de sobreexploração TC. Os sinais IE e QE são desenvolvidos a partir dos sinais IF" e QF", respectivamente, e são do mesmo modo processados na maneira do sinal YE.

Os sinais YO, IO e QO fornecem a informação de painel lateral de baixa frequência ("baixos") a qual é inserida em regiões de sobreexploração horizontal esquerda e direita. Os sinais YO,



IO e QO mostram o mesmo formato, como indicado pelo sinal YO na Figura 3. Em resumo, o sinal YO é derivado do sinal YF" como segue. O sinal de écran largo YF contém informação de painel esquerdo associado com pexels 1-84 e informação de painel direito associado com pexels 671-754. Como será discutido, o sinal YF" é filtrado passa baixo para produzir um sinal de baixos de luminância com uma largura de banda de 0-700 KHz, do qual sinal é extraído um sinal de baixos de painel lateral esquerdo e direito (sinal YL' na Figura 3) através de um processo de desmultiplexagem em tempo. O sinal de baixos de luminância YL' é comprimido em tempo para produzir o sinal de baixos de painel lateral YO com informação de baixa frequência comprimida nas regiões de sobrexploração associada com pexels 1-14 e 741-754. O sinal de baixos laterais comprimidos mostra um BW aumentado proporcional à quantidade de compressão em tempo. Os sinais IO e QO são desenvolvidos a partir dos sinais IF" e QF" respectivamente, e são processados similarmente na maneira do sinal YO.

Os sinais YE, IE, QE e YO, IO, QO são combinados por um combinador de sinal lateral-central 28, por exemplo um multiplexador em tempo, para produzir sinais YN, IN e QN com uma largura de banda compatível NTSC e um alargamento de 4 : 3. Estes sinais são da forma do sinal YN mostrado na Figura 3. O combinador 28 também inclui retardos de sinal apropriados para equalizar os tempos de trânsito dos sinais que são combinados. Tais retardos de sinal de equalização são também incluídos em qualquer outra parte no dispositivo como requerido para equalizar tempos de trânsito de sinal.

O modulador 30, o filtro passa banda 32, o filtro para banda H-V-T 34 e o combinador 36 constituem um codificador de sinal NTSC melhorado 31. Os sinais de crominância IN e QN são modulados em quadratura numa subportadora 3C na frequência de subportadora de crominância NTSC, nominalmente 3,58 MHz, através do modulador 30 para produzir um sinal modulado CN. O modulador 30 é de um projecto convencional e será descrito em ligação com a Figura 9. O sinal modulado CN é filtrado em passa banda nas dimensões vertical (V) e temporal (T) através de meios de um filtro bi-dimensional (V-T) 32, o qual retira artifícios de dia-



-26-

fonia no sinal de crominância entrelaçado antes de ser aplicado a uma entrada de sinal de crominância do combinador 36 como um sinal CP. O sinal de luminância YN é filtrado para banda nas dimensões horizontal (H), vertical (V) e temporal (T) através de meios de um filtro de pára banda H-V-T tri-dimensional 34 antes de serem aplicados, 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 serve para assegurar que a diafonia luminância-crominância será significante_umente reduzida após a subseqüente codificação NTSC. Os filtros espacial-temporal multidimensionais tais como o filtro H-V-T 34 e o filtro V-T 32 na Figura 1 compreende uma estrutura como ilustrado pela Figura 10 a qual será explicada subseqüentemente

O filtro pára banda H-V-T 34 na Figura 1a mostra a configuração da Figura 10b, e retira superiormente os componentes de frequência diagonal em movimento do sinal de luminância YN. Estes componentes de frequência são similares na aparência aos componentes de subportadora de crominância e são retirados para fazer um vazio móvel no espectro de frequência para dentro do qual será inserida a crominância modulada. O retirar dos componentes de frequência diagonal em movimento superiormente, a partir do sinal de luminância YN não degrada visivelmente uma imagem visionada porque foi determinado que o olho humano é substancialmente insensível a estes componentes de frequência. O filtro 34 mostra uma frequência de corte de aproximadamente 1,5 MHz de modo a não prejudicar a informação de detalhe vertical de luminância.

O filtro passa banda V-T 32 reduz a largura de banda de crominância de modo a que a informação de painel lateral de crominância modulada possa ser inserida num vazio móvel criado no espectro de luminância através do filtro 34. O filtro 32 reduz a resolução vertical e temporal da informação de crominância de modo a que as margens estáticas e em movimento sejam ligeiramente borradas, mas este efeito é de pequena ou nenhuma consequência devido à insensibilidade do olho humano a tal efeito.

Um sinal de saída de baixos central/lateral C/SL de um combinador 36 contém informação compatível NTSC para ser visionada, como derivada de um painel central do sinal de écran largo, bem

como baixos de painel lateral comprimidos (ambos de luminância e crominância) derivados dos painéis laterais do sinal de écran largo e situados nas regiões de sobreexploração horizontal esquerda e direita, não visíveis por um espectador de um visor de receptor NTSC. Os baixos de painel lateral comprimido na região sobreexplorada representa uma parte constitutiva 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 discutido abaixo. Os sinais altos de painel lateral YH (altos de luminância), IH (altos I) e QH (altos Q) são representados pela Figura 4. As Figuras 6,7 e 8 mostram aparelhos para desenvolver estes sinais, como será discutido. Na Figura 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.

A porção de painel central do sinal C/SL é processada pelo processador 38 de intraquadro adaptativo discutido antes para produzir um sinal N, o qual é aplicado a uma entrada do somador 40. O sinal processado intraquadro N é essencialmente idêntico ao sinal C/SL em virtude da correlação visual alta da informação de imagem intraquadro do sinal C/SL. Na presença do processador de movimento de imagem 38 integra o sinal C/SL aproximadamente acima de 1,5 MHz e auxilia a reduzir ou eliminar a diafonia vertical-temporal entre os sinais principal e auxiliar. A gama de frequência de passa-alto de 1,5 MHz e acima da qual o processador 38 funciona foi escolhida para assegurar que a integração intraquadro é conseguida para informação a 2 MHz e acima, para evitar que a informação de detalhe vertical de luminância seja degradada pelo processo de integração intraquadro. A diafonia horizontal é eliminada através de meios de uma banda de protecção de 200 KHz entre um filtro associado com integrador de intraquadro 38 no codificador 31 e um filtro associado com uma unidade processadora de intraquadro no descodificador da Figura 13. A Figura 11b mostra detalhes dos altos do processador de intraquadro 38. As Figuras 11b e 13 serão explidas subseqüentemente.



Os sinais IH, QH e YH são postos em formato NTSC através de meios de um codificador NTSC 60 o qual é semelhante ao codificador 31. Especificamente, o codificador 60 inclui aparelhos de um tipo mostrado na Figura 9, bem como aparelhos para modular em quadratura informação de altos de crominância de painel lateral em informação de altos de luminância de painel lateral a 3,58 MHz, para produzir o sinal NTSCH, a informação de altos de painel lateral em formato NTSC. Este sinal é ilustrado pela Figura 5.

A utilização de filtragem passabanda multidimensional em codificadores NTSC 31 e 60 permite com vantagem que os componentes de luminância e crominância sejam separados virtualmente livres de difonias 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 da luminância/crominância é chamado processamento cooperativo e é discutido em detalhe num artigo por C.H. Strolle intitulado "Processamento Cooperativo para Separação Crominância/Luminância Aperfeiçoada" publicado no Jornal SMPTE, volume 95, nº3, de Agosto de 1986, a páginas 782-789. Mesmo receptores padrão utilizando filtros de recesso e de combinação de linha beneficiarão da utilização de tal pré-filtragem multidimensional no codificador exibindo diafonia de crominância/luminância reduzida.

O sinal NTSCH é expandido em tempo por uma unidade 62 para produzir um sinal de altos laterais expandido ESH com um intervalo de linha horizontal de 50 μ s, isto é, menos que o intervalo de linha activa NTSC padrão que é aproximadamente 52 μ s. Especificamente, como mostrado na Figura 5, a expansão é conseguida por um processo "de projecção" o qual projecta pixels de painel lateral esquerdo 1-84 do sinal NTSCH em posições de pixel 15-377 do sinal ESH, isto é, os altos laterais esquerdos do sinal NTSCH são expandidos para ocupar aproximadamente metade do tempo de linha do sinal ESH. A porção de painel lateral direito (pixels 671-754) do sinal NTSCH é processado similarmente. o processo de expansão em tempo reduz a largura da banda horizontal da informação compreendendo o sinal ESH (comparada com aquela do sinal NTSCH) por um factor de 363/84). O processo de



projecção pelo qual é conseguida a expansão em tempo pode ser realizada por aparelhos do tipo mostrado e para ser discutido em ligação com as Figuras 12-12d. O sinal ESH é processado intraquadro adaptativamente por uma rede 64 como discutido previamente, do tipo mostrado na Figura 11a, para produzir um sinal X como ilustrado na Figura 5. O sinal integrado intraquadro X é essencialmente idêntico ao sinal ESH em virtude da 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 passabanda horizontal 70 com uma banda de passagem de 5MHz-6MHz. O sinal de saída do filtro 70, altos de luminância horizontal, é aplicado a um modulador de amplitude 72 onde ele modula em amplitude um sinal portador de 5MHz f_c . O modulador 72 inclui um filtro passa baixo de saída com uma frequência de corte de aproximadamente 1,0 MHz para obter um sinal com uma banda de passagem de 0-1,0 MHz na saída do modulador 72. A banda lateral superior (5,0-6,0 MHz) produzido pelo processo de modulação é removida por um filtro passabaixo de 1,0MHz. Efectivamente, as frequências altas de luminância horizontal na gama 5,0MHz-6,0MHz foram deslocadas para a gama 0-1,0 MHz como um resultado do processo de modulação de amplitude e subsequente filtragem passa baixo. A amplitude portadora deveria ser suficientemente grande para que as amplitudes de sinal original sejam retidas após a filtragem pelo filtro passa baixo de 1,0 MHz. Isto é, é produzido um deslocamento de frequência sem afectar a amplitude.

O sinal de altos de luminância horizontal deslocado em frequência da unidade 72, é codificado (comprimido em tempo) através de meios de um codificador de formato 74. Isto é, o codificador 74 codifica os altos de luminância horizontal deslocados em frequência de modo a que este sinal mostra um intervalo de linha activa de 50 μ s, menor que o intervalo de linha activa NTSC padrão de 52,6 μ s, através da utilização de técnicas que serão explicadas em ligação com as Figuras 6-8. Quando o sinal de entrada para o codificador 74 é comprimido em tempo pelo codificador 74, a sua largura de banda aumenta aproximadamente de

1,0 MHz para 1,1 MHz na saída do codificador 74. O sinal do codificador 74 é processado intraquadro adaptativamente por meios do aparelho 76 com previamente discutido, semelhante ao ilustrado na Figura 11a, antes de ser aplicado à unidade 80 como sinal Z. O sinal integrado intraquadro Z é essencialmente idêntico ao sinal do codificador 74 em virtude da correlação visual alta da informação de imagem intraquadro do sinal do codificador 74. O sinal modulador X, um sinal composto contendo informação de luminância e crominância, e o sinal modulador Z mostrando substancialmente a mesma largura de banda, aproximadamente 0-1,1MHz

Como será discutido em ligação com a Figura 24, a unidade 80 realiza compressão de amplitude de função gama não linear em grandes desvios de amplitude dos dois sinais auxiliares, X e Z, antes que estes sinais modulem em quadratura um sinal subportador alternativo ASC. É usada a gama de 0,7, pelo que o valor absoluto de cada amostra é aumentado para a potência 0,7 e multiplicado pelo sinal do valor de amostra original. A compressão gama reduz a visibilidade de desvios de amplitude grande potencialmente interferentes dos sinais modulados em receptores existentes, e permite recuperação preditível no receptor de ecran largo. Visto que o inverso da função gama usado no codificador é preditível e pode ser prontamente implementado no decodificador do receptor.

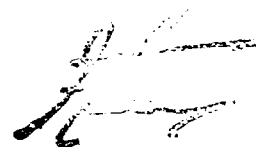
Os sinais comprimidos em amplitude são então modulados em quadratura numa subportadora alternativa de fase controlada ASC de 3,1075 MHz, a qual é um múltiplo ímpar de metade da frequência de linha horizontal ($395 \times H/2$). A fase da subportadora alternativa é obrigada a alternar 180° de um campo para o seguinte, diferente da fase da subportadora de crominância. A fase alternativa de campo da subportadora alternativa permite que a informação moduladora auxiliar dos sinais X e Z sobreponha a informação de crominância e produz componentes de informação auxiliar em fase complementar $A_1, -A_1$ e $A_3, -A_3$ do sinal auxiliar modulado, o qual facilita a separação da informação auxiliar usando um dispositivo de armazenagem de campo relativamente pouco complicado no receptor. O sinal modulado em quadratura, M, é adicionado ao sinal N no adicionador 40. O sinal resultante,



YTSOP, é um sinal compatível NTSC de 4.2 MHz.

A função gama, não linear descrita, empregada no codificador com o objectivo de grande compressão em amplitude é uma parte constituinte de um dispositivo de compressão-expansão não linear o qual também inclui uma função gama complementar no descodificador num receptor de écran largo com o objectivo de expandir a amplitude, como será explicado subsequentemente. O dispositivo de compressão-expansão não linear descrito mostrou reduzir significativamente o impacto de informação não padrão auxiliar sobre a informação padrão, sem causar degradação visível de uma imagem, devida a efeitos de ruído. O dispositivo de compressão-expansão utiliza uma função gama não linear para instantaneamente comprimir desvios de grande amplitude de informação de alta frequência de écran largo não padrão auxiliar no codificador, com uma função gama não linear complementar sendo usada para correspondentemente expandir tal informação de alta frequência no descodificador. O resultado é uma redução na quantidade de interferência com a informação video padrão existente causada 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 padrão é separada em porções de baixa e alta frequência sujeitas a compressão-expansão. No descodificador, a expansão de amplitude não linear da informação de alta frequência comprimida não resulta em excessivo ruído observado visto que a informação de alta frequência de grande amplitude é tipicamente associada com margens de imagem de alto contraste, e o olho humano é insensível ao ruído em tais margens. O processo de compressão-expansão descrito também reduz com vantagem os produtos de intermodulação entre as subportadoras alternativa e de crominância, com redução associada em produtos de batimento visível.

O sinal de detalhe de luminância YT mostra uma largura de banda de 7,16 MHz e é codificado num formato 4:3 através de meios de um codificador de formato 78 (por exemplo, na maneira mostrada na Figura 6) e é filtrado passa baixo horizontalmente a 750 KHz através de um filtro 79 para produzir um sinal YTM. As porções laterais são filtradas passa baixo a 125 KHz antes da compressão em tempo através de meios de um filtro passa baixo de



entrada do codificador de formato 78, correspondendo ao filtro de entrada 610 do aparelho mostrado na Figura 6 mas com uma frequência de corte de 125 KHz. Os altos de porção lateral são descartados. Assim o sinal YTN é espacialmente correlacionado com o sinal principal C/3L.

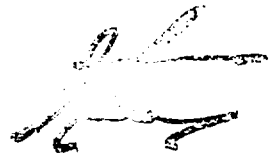
Os sinais YTN e NTSCF são convertidos da forma digital (binária) para a analógica através de meios de unidades DAC 53 e 54 respectivamente, antes destes sinais serem aplicados a um modulador de quadratura RF 57 para modular um sinal portador RF TV. O sinal modulado RF é depois aplicado a um transmissor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

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

A modulação em quadratura, tal como fornecida pela unidade 30 permite com vantagem transmitir simultaneamente dois sinais de banda estreita. A expansão em tempo dos sinais altos moduladores resulta numa redução de largura de banda, consistente com as necessidades de banda estreita da modulação em quadratura. Quanto mais a largura de banda é reduzida, menos apropriada é aquela interferência entre a portadora e os sinais moduladores, resultará. Além disso, o componente DC de energia alta típica da informação de painel lateral é comprimido numa região de sobrexploração em vez de ser usado como sinal modulador. Assim a energia do sinal modulador, e por esse motivo a interferência potencial do sinal modulador, são grandemente reduzidas.

O sinal de écran largo compatível NTSC codificado transmitido pela antena 56 destina-se de ser recebido em ambos os receptores NTSC e receptores de écran largo, como ilustrado pela Figura 13.

Na Figura 13, sinal de televisão entrelaçado EDTV de écran largo compatível transmitido 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 forma normal para produzir um visor de imagem com um alargamento de 4 : 3, com a informação de painel lateral de écran largo a ser em parte comprimida (isto é "baixos") nas regiões da sobreexploração horizontal fora da vista do espectador, e sendo em parte (isto é, "alto") contidas no sinal subportador alternativo modulado o qual não disrupta 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 visionar uma imagem video com um grande alargamento de, por exemplo, 5 : 3. O sinal de écran largo recebido é processado por uma unidade de entrada 1322 incluindo circuitos de sintonia de radiofrequência (RF) e amplificadores, um desmodulador video síncrono (desmodulador de quadratura) o qual produz um sinal video de banda de base, e circuitos de conversão analógico-para-digital (ADC) para produzir um sinal video de banda de base (NTSCF) na forma binária. Os circuitos ADC funcionam numa relação de amostragem de quatro vezes a frequência subportadora de crominância ($4 \times f_{sc}$).

O sinal NTSCF é aplicado a um processador intraquadro 1324 o qual processa linhas de imagem afastadas $262H$ dentro dos quadros, acima 1,7 MHz, para recuperar o sinal principal N e sinal auxiliar modulado em quadratura M substancialmente livre de diafonia V-T. É fornecida uma banda de guarda de diafonia horizontal de 200 KHz, entre a frequência de funcionamento limite mais baixa de 1,7 MHz da unidade 38 no codificador da Figura 1a. O sinal recuperado N contém informação a qual é essencialmente e visualmente idêntica a informação de imagem do sinal principal C/SL, devido à correlação de imagem intraquadro visual alta do sinal principal original C/SL como processado intraquadro no codificador da Figura 1a.

O sinal M é acoplado a uma unidade desmoduladora de quadratura e expansora de amplitude 1326 para desmodular os sinais auxiliares X e Z em resposta a uma subportadora alternativa ASC com uma fase alternativa de campo, semelhante ao sinal ASC discutido em relação com a Figura 1a. Os sinais desmodulados X e Z contêm informação a qual é essencialmente e visualmente idên-



tica à informação de imagem do sinal ESH e do sinal de saída da unidade 74 na Figura 1a, devido à correlação de imagem intraquadro visual alta destes sinais como processado intraquadro pelo codificador da Figura 1a. A unidade 1326 também inclui um filtro passa baixo de 1,5 MHz para retirar produtos de desmodulação de alta frequência indesejados a duas vezes a frequência de subportadora alternativa, e um expensor de amplitude para expandir os sinais desmodulados (previamente comprimidos) utilizando uma função gama inversa ($\text{gama} = 1/0,7 = 1,429$) isto é, o inverso da função de compressão não linear realizada pela unidade 80 na Figura 1a.

A unidade 1328 comprime em tempo os altos de painel lateral codificados de cor de modo a que ocupem os seus lapsos de tempo originais recuperando portanto o sinal NTSC. A unidade 1328 comprime em tempo o sinal NTSC da mesma quantidade que a unidade 62 da Figura 1a expande em tempo o sinal NTSC. O descodificador de altos de luminância (Y) 1330 descodifica o sinal de altos de horizontais de luminância Z num formato de écran largo por expansão em tempo deste sinal da mesma quantidade que a compressão em tempo do componente correspondente no codificador da Figura 1a, como indicado pela Figura 17, usando técnicas de projecção aqui descritas.

O modulador 1332 modula em amplitude o sinal do descodificador 1330 numa portadora fc de 5,0 MHz. O sinal modulado em amplitude é depois filtrado em passo alto por um filtro 1334 com uma frequência de corte de 5,0 MHz para retirar a banda lateral mais baixa. No sinal de saída do filtro 1334, as frequências de painel central de 5,0 a 6,0 MHz são recuperadas, e as frequências de painel lateral de 5,0 a 6,0 MHz 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 separar os altos de luminância dos altos de crominância para produzir sinais YH, IH e QH. Isto pode ser conseguido pelo arranjo da Figura 18.

O sinal N da unidade 1324 é separado nos seus componentes de luminância e crominância constituintes YN, IN e QN por meios de um separador luminância-crominância 1342 o qual pode ser se-



melhante ao separador 1340 e o qual pode utilizar aparelhos do tipo mostrado na Figura 18.

Os sinais YH, IH, QH e YN, IN, QN são fornecidos como entradas a um descodificador de formato Y-I-Q 1344, o qual descodifica os componentes de luminância e crominância num formato de écran largo. Os baixos de écran largo são expandidos em tempo, o painel central é comprimido em tempo, os altos de painel lateral são adicionados com os baixos de painel lateral, e os painéis laterais são empalmados no painel central na região de sobreposição de 10-pixel usando os princípios da Figura 14. Detalhes do descodificador 1344 são mostrados na Figura 19.

O sinal YF' é accplado ao adicionador 1336 onde é somado com o sinal do filtro 1334. Por este processo a informação de detalhe de luminância horizontal de alta frequência aumentada recuperada é adicionada ao sinal de luminância descodificado YF'. O sinal de saída do adicionador 1336 é conduzido a um conversor de exploração entrelaçada para progressiva 1350 através de uma rede de repetição de quadro adaptativa 1337 a qual também ac sinal auxiliar representativo de movimento YT. A rede 1337 passa o sinal de saída do adicionador 1336 para o conversor 1350 sem alteração na presença de movimento de imagem, como indicado pela condição do sinal YT. Contudo, na presença de informação de imagem parada a rede 1337 realiza uma operação de repetição de quadro no sinal video do 1336 para frequências de formato de écran largo de 1,78 MHz até 3,7 MHz antes de este sinal ser aplicado ao conversor 1350. O processo de repetição de quadro é ilustrado pela Figura 26 como discutido previamente. Detalhes da rede 1337 são mostrados na Figura 27.

Os sinais YF', IF' e QF' são convertidos de formato de exploração de entrelaçada para progressiva através de meios dos conversores 1350, 1352 e 1354 respectivamente. O conversor de exploração progressiva de luminância 1350 também responde ao sinal de luminância "auxiliar" codificado YTN. O descodificador 1360 descodifica o sinal YTN para um formato de écran largo, e mostra uma configuração semelhante à da Figura 17.

Os conversores I e Q 1352 e 1354 convertem os sinais de exploração entrelaçada para progressiva através da integração temporária de linhas um quadro afastadas para produzirem a in-

-36-

formação de linha de exploração progressiva em falta. Isto pode ser conseguido por aparelhos do tipo mostrado na Figura 20.

A unidade conversora de exploração progressiva de luminância 1350 é semelhante à mostrada na Figura 20, excepto que o sinal YT é adicionado como mostrado pelo conjunto da Figura 21. Nesta unidade uma amostra de sinal "auxiliar", YT, é adicionada a um integral temporal para auxiliar a reconstruir uma amostra de pixel de exploração progressiva em falta. O detalhe temporal completo é recuperado dentro da banda de frequência horizontal contida no sinal de diferença de linha codificada (750 KHz, após codificação). Acima desta banda de frequências horizontais o sinal YT é zero, assim 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 meios de um conversor digital-para-analógico 1362 antes de ser aplicado a uma unidade 1364 processadora de sinal video e amplificadora de matriz. O componente processador de sinal video da unidade 1364 inclui amplificação de sinal, deslocamento de nível DC, subir ao máximo, controlo de brilho, controlo de contraste e outros circuitos de processamento de sinal video convencional. O amplificador de matriz 1364 combina o sinal de luminância YF com os sinais de diferença de cor IF e QF para produzir sinais video representativos de imagem de cor R, G e B. Estes sinais de cor são amplificados por amplificadores excitadores de visor na unidade 1364 para um nível adequado para excitar directamente um dispositivo de visor de imagem a cor de écran largo 1370, por exemplo um cinescópio de écran largo.

A Figura 6 representa aparelhos incluídos no processador 13 da Figura 1a para desenvolver os sinais YE, YO e YH a partir do sinal de écran largo de banda larga YF. O sinal YF" é filtrado passa baixo horizontalmente por um filtro de entrada 610 com uma frequência de corte de 700 KHz para produzir um sinal de luminância de baixa frequência YL, o qual é aplicado a uma entrada de um combinador substractivo 612. O sinal YF" é aplicado a outra entrada do combinador 612 e a um aparelho de desmultiplexagem em tempo 616 após ser retardado por uma unidade 614 para compensar pelo retardo de processamento de sinal do filtro

610. O sinal retardado de combinação YF" e o sinal filtrado YL produzem 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 de desmultiplexagem 616, o qual inclui unidades de desmultiplexagem (DEMUX) 618, 620 e 621 para processar respectivamente os sinais YF", YH e YL. Os detalhes do aparelho de desmultiplexagem 616 serão discutidos em ligação com a Figura 8. As unidades de desmultiplexagem 618, 620 e 621 derivam respectivamente o sinal de painel central de largura de banda completa YC, o sinal de altos de painel lateral YH e sinal de baixos de painel lateral YL' como ilustrado nas Figuras 3 e 4. O sinal YC é expandido em tempo por um expansor em tempo 622 para produzir um sinal YE. O sinal YC é expandido em tempo com um factor de expansão central suficiente para deixar lugar para as regiões de sobreexploração horizontal esquerda e direita. O factor de expansão central (1,19) é a relação entre a largura pretendida do sinal YE (pixels 15-740) e a largura do sinal YC (pixels 75-680) como mostrado na Figura 3.

O sinal YL' é comprimido com um factor de compressão lateral por um compressor em tempo 623 para produzir um sinal YO. O factor de compressor lateral (6,0) é a relação entre a largura da porção correspondente do sinal YL' (por exemplo, pixels esquerdos 1-34) e a largura pretendida do sinal YO (por exemplo pixels esquerdos 1-14) como mostrado na Figura 3. Os expansores em tempo 622, 624 e 626 e o compressor em tempo 623 podem ser do tipo mostrado na Figura 12, como será discutido.

Os sinais IE, IH, IO e QE, QH, QO são respectivamente desenvolvidos a partir dos sinais IF" e QF" duma maneira semelhante aquela pela qual os sinais YE, YH e YO são desenvolvidos pelo aparelho da Figura 6. A este respeito a referência é feita à Figura 7, a qual ilustra aparelhos para desenvolver os sinais IE, IH e IO a partir do sinal IF". Os sinais QE, QH e QO são desenvolvidos a partir do sinal QF" de um modo semelhante.

Na Figura 7, o sinal de écran largo de banda larga IF", após ser retardado por uma unidade 714, é aplicado a um aparelho desmultiplexador 716 e é também combinado subtractivamente com o sinal de baixa frequência IL de um filtro passa baixo 710 num



-38-

combinador substractivo 712 para produzir um sinal de alta frequência IH. O sinal retardado IF" e os sinais IH e IL são respectivamente desmultiplexados pelos desmultiplexadores 713, 720 e 721 associados com o aparelho desmultiplexador 716 para produzir os sinais IC, IH' e IL'. O sinal IC é expandido em tempo por um expansor 722 para produzir o sinal IE, e o sinal IL' é comprimido em tempo por um compressor 723 para produzir o sinal IO. O sinal IC é expandido com um factor de expansão central semelhante aquele usado para o sinal YC como discutido, e o sinal IL' é comprimido com um factor de compressão lateral semelhante ao usado para o sinal YL', também como discutido.

A Figura 8 representa um aparelho desmultiplexador 816 tal como pode ser usado para o aparelho 616 da Figura 6 e 716 da Figura 7. O aparelho da Figura 8 é representado no contexto do desmultiplexador 616 da Figura 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 o qual sobrepõe ligeiramente os painéis esquerdo e direito. Os sinais IF" e QF" mostram uma sobreposição semelhante. Como será explicado, tal sobreposição de painel mostrou facilitar a combinação (união) dos painéis central e lateral no receptor para eliminar substancialmente artifícios limítrofes.

O aparelho desmultiplexador 816 inclui primeira segunda e terceira unidades desmultiplexadoras 810, 812 e 814 respectivamente associadas com as informações de painel esquerdo, central e direito. Cada unidade desmultiplexadora tem uma entrada "A" à qual os sinais YH, YF" e YL são respectivamente aplicados, e uma entrada "B" à qual um sinal em branco (BLK) é aplicado. O sinal em branco pode ser um nível 0 lógico ou terra, por exemplo. A unidade 810 extrai o sinal de saída YH, contendo os altos esquerdo e direito, do sinal de entrada YH sempre que uma entrada seleccionada de sinal (SEL) da unidade 810 recebe um primeiro sinal de controlo de um comparador contador 317 indicando a presença de elementos pixel de painel esquerdo 1-84 e elementos de pixel de painel direito 671-754. Em outras alturas, um segundo sinal de controlo do comparador contador 317 provoca o sinal BLK na entrada B em vez do sinal YH na entrada A



-33-

para ser acoplado à saída da unidade 810. A unidade 814 e um comparador contador 820 funcionam de uma forma semelhante para derivar o sinal de baixos de painel lateral YL' a partir do sinal YL. A unidade 812 acopla o sinal YF" a partir da sua entrada A à sua saída para produzir um sinal de painel central YC apenas quando um sinal de controlo de um comparador contador 818 indica a presença de pixels de painel central 75-650.

Os comparadores contadores 817, 818 e 820 estão sincronizados com o sinal video YF" através de meios de um sinal de saída de impulso de um contador 822 o qual responde a um sinal relógio a quatro vezes a frequência de subportadora de crominância ($4 \times f_{sc}$), e a um sinal de sincronização de linha horizontal H derivado do sinal video YF". Cada impulso de saída do contador 822 corresponde a uma posição de pixel ao longo de uma linha horizontal. O contador 822 mostra um ajuste inicial de uma contagem de -100 correspondendo aos 100 pixels do princípio do impulso de sincronismo horizontal de passo negativo no tempo T_{HS} para o fim do intervalo em branco horizontal, em qual tempo o pixel 1 aparece no arranque do intervalo do visor de linha horizontal. Assim o contador 822 mostra uma contagem de "1" no arranque do intervalo de visor de linha. Outras disposições de contador também podem ser desenvolvidas. Os princípios empregados pelo aparelho desmultiplexador 816 podem também ser aplicados a aparelhos multiplexadores para executar um funcionamento de combinação de sinal inverso, tal como é executado pelo combinador de painel lateral-central 28 na Figura 1a.

A Figura 9 mostra detalhes do modulador 30 nos codificadores 31 e 60 da Figura 1a. Na Figura 9, os sinais IN e QN aparecem numa relação de subportadora de crominância de quatro vezes ($4 \times f_{sc}$) e são aplicados às entradas de sinal dos trincos 910 e 912, respectivamente. Os trincos 910 e 912 também recebem sinais de relógio $4 \times f_{sc}$ para transferirem os sinais IN e IQ, e um sinal de comutação de $2 \times f_{sc}$ o qual é aplicado a uma entrada de sinal de comutação inversor do trinco 910 e para uma entrada de sinal de comutação não inversor 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 temporizados numa frequência $4 \times f_{sc}$ e recebem um sinal de comutação, na frequência subportadora de crominância f_{sc} , nas entradas inversoras e não inversoras 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 dos sinais I e Q de polaridade negativa, isto é, -I, -Q. As saídas dos trincos 914 e 916 são combinadas numa única linha de saída na qual aparece uma sequência alternativa de sinais I e Q emparelhados com pares de polaridade oposta mutuamente, isto é, I, Q, -I, -Q, ... etc, constituindo o sinal CM. 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 um sinal codificado NTSC C/SL da forma Y+I, Y+Q, Y-I, Y-Q, Y+I, Y+Q..... e etc.

A Figura 10 ilustra um filtro vertical-temporal (V-T) o qual pode mostrar configurações passa banda V-T, pára banda V-T ou passa baixo V-T ajustando os coeficientes de ponderação al-a9. A tabela da Figura 10a ilustra os coeficientes de ponderação associados com as configurações de filtro passa banda e pára banda V-T as quais são usadas no dispositivo descrito. Um filtro pára banda H-V-T tal como o filtro 34 da Figura 1a, e filtros passa banda H-V-T tais como os que são incluídos no dispositivo descodificador da Figura 13, compreendem respectivamente a combinação de um filtro passa baixo horizontal 1020 e um filtro pára banda V-T 1021 como mostrado na Figura 10b, e a combinação de um filtro passa banda horizontal 1030 e um filtro passa banda V-T 1031 como mostrado na Figura 10c.

No filtro pára banda H-V-T da Figura 10b, o filtro passa baixo horizontal 1020 mostra uma dada frequência de corte e fornece um componente de sinal de baixa frequência filtrado. Este sinal é combinado subactivamente num combinador 1023 com uma versão retardada do sinal de entrada de uma unidade de retardo 1022 para produzir um componente de sinal de alta frequência. O componente de baixa frequência é sujeito a um retardo de um quadro através de meios de uma rede 1024 antes de ser aplicado a um combinador aditivo 1025 para fornecer um sinal de saída filtrado de pára banda H-V-T. O filtro V-T 1021 mostra os coe-



ficientes de filtro para banda V-T mostrados na Figura 10a. Um filtro passa banda H-V-T tal como o incluído no descodificador da Figura 13 é mostrado na Figura 10c como compreendendo um filtro passa banda horizontal 1030 possuindo uma dada frequência de corte, disposto em cascata com um filtro passa banda V-T 1031 possuindo coeficientes de filtro passa banda V-T como indicado pela tabela da Figura 10a.

O filtro da Figura 10 inclui uma variedade de unidades de memória dispostas em cascata (M) 1010a-1010h para fornecer retardos sucessivos de sinal nas respectivas batidas t1-t9, e para fornecer um retardo de filtro geral. Os sinais conduzidos pelas batidas são aplicados respectivamente a uma entrada dos multiplicadores 1012a-1012i, Outra entrada de cada um dos multiplicadores recebe respectivamente uma ponderação prescrita a 1-a9, dependendo da natureza do processo de filtragem a ser executado. A natureza do processo de filtragem também determina os retardos comunicados pelas unidades de memória 1010a-1010h. Os filtros de dimensão horizontal utilizam elementos de memória de armazenagem de pixels de modo a que o retardo de filtro total é menor do que o intervalo de tempo de uma imagem de linha horizontal (LH). Os filtros de dimensão vertical utilizam exclusivamente elementos de memória de armazenagem de linha e os filtros de dimensão temporal utilizam exclusivamente elementos de memória de armazenagem de quadro. Assim um filtro 3-D H-V-T compreende uma combinação de pixels, ($< LH$), elementos de armazenagem de linha (LH) e quadro ($> LH$), enquanto um filtro V-T compreende apenas os últimos dois tipos de elementos de memória. Os sinais derivados ponderados (retardados mutuamente) dos elementos 1012a-1012i são combinados num adicionador 1015 para produzir um sinal de saída filtrado.

Tais filtros são não recursivos, filtros de impulso de resposta finita (FIR). A natureza do retardo fornecido pelos elementos de memória depende do tipo de sinal a ser filtrado e a quantidade de diafonia que pode ser tolerada entre os sinais altos de painel de luminância, crominância e lateral neste exemplo. A nitidez das características de corte do filtro é melhorada pelo aumento do número de elementos de memória dispostos em cascata.



A Figura 10d ilustra um dos filtros separados da rede 16 na Figura 1a, incluindo unidades de memória (retardo) dispostas em cascata 1040a-1040d, multiplicadores associados 1042a-1042e com os respectivos factores de ponderação a_1 - a_5 para receber sinais das batidas de sinal t_1 - t_5 , e um combinador de sinal 1045 o qual socua os sinais de saída ponderados dos multiplicadores a_1 - a_5 para produzirem um sinal de saída.

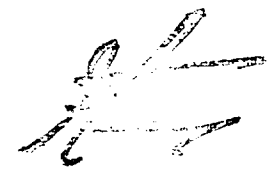
A Figura 11a descreve um processador intraquadro adaptativo de movimento adequado para utilizar como unidades 64 e 76 da Figura 1a. Um sinal vídeo composto de entrada é aplicado a uma redede retardo incluindo elementos de retardo 262H 1102 e 1104 com terminais de batida de entrada, saída e central a, c e b respectivamente. Os sinais dos terminais a, b e c são aplicados às respectivas entradas de sinal de um multiplexador (MUX) de repetição de campo 1106, e os sinais dos terminais a e c são aplicados às respectivas entradas de sinal de um integrador de campo MUX 1108. O MUX 1108 é comutado na relação de campo em resposta a um sinal de comutação de 30Hz SW o qual é verticalmente sincronizado em resposta a impulsos de sincronismo de intervalo vertical associado com o sinal vídeo composto de entrada. O MUX 1106 comuta as duas entradas (designados 0, 1, 2) para a sua saída em resposta aos sinais de controlo de comutação SW1 e SW2. Os sinais SW1 e SW2 são derivados dos circuitos de controlo lógico identificador de campo de projecto convencional tal que a entrada "1" do MUX 1106 é acoplado à sua saída na presença de campos 1 e 4, a entrada "0" é acoplada à sua saída na presença do campo 2, e a entrada "2" é acoplada à sua saída na presença do campo 3. O sinal de saída do MUX 1106 e o sinal de batida central do terminal b são somados por uma rede 1110 após serem ponderados por factores de ponderação de unidade positiva e negativa respectivamente. O sinal de saída do MUX 1108 e o sinal de batida central são combinados por uma rede 1112 após serem ponderados por factores de integração positivo e negativo de 1/2. Os factores de ponderação podem ser fornecidos por meios de redes de matrizes adequadas dentro de uma rede de combinação, ou por meios de multiplicadores de sinal nos canais de sinal de entrada da rede de combinação.



Os sinais de saída dos combinadores 1110 e 1112 são aplicados a entradas de sinal de um MUX 1115, o qual também recebe um sinal de controlo de processamento adaptativo de movimento MAP na sua entrada de controlo de comutação. Um combinador 1120 soma o sinal de saída do MUX 1115 após ser filtrado por um filtro passa banda 1116 com uma passa banda de 1,5 MHz - 3,1MHz e a saída do combinador 1112 após ser filtrada por um filtro passa alto 1118 com uma frequência de corte de 3,1 MHz. O sinal de saída do combinador 1120 é somado por uma rede 1125 com o sinal de batida central do terminal b após ser sujeito a um retardo 1127 o qual iguala os tempos de trânsito dos sinais combinados pela rede 1125.

O aparelho da Figura 11a mostra tanto funcionamento integrador de campo no caso de uma imagem em movimento como funcionamento de repetição de campo no caso de uma imagem parada em resposta ao sinal de controlo MAP aplicado ao MUX 1115. O sinal de controlo MAP, de preferência um sinal binário, é derivado do sinal "auxiliar" YT através de meios de um detector 1130 o qual ilustrativamente inclui circuitos de condicionamento de sinal e de comparação de limiar para perceber quando a grandeza do sinal YT é indicativo do movimento de imagem. O MUX 1115 é activado e o funcionamento de repetição de campo resulta quando o sinal MAP indica a presença de imagem parada. O MUX é desactivado e a integração intraquadro de campo resulta quando o sinal MAP indica a presença de uma dada quantidade de movimento de imagem.

A Figura 11b descreve um processador intraquadro adaptativo de movimento adequado para utilizar como unidade 38 da Figura 1a. O aparelho da Figura 11b é semelhante aquele da Figura 11a excepto que um filtro passa alto horizontal de 1,5 MHz 1140, uma porta electrónica 1144, e um combinador 1146 foram adicionados na Figura 11b. O sinal de saída do combinador 1125 é filtrado por um filtro passa alto horizontal de 1,5 MHz 1140 antes de ser aplicado à porta de transmissão electrónica 1144. A porta 1144 responde a um sinal de controlo de comutação para passar o sinal de alta frequência da saída do filtro 1140 apenas durante a porção central do sinal principal (componente 1). Nesta altura a porta 1144 está aberta (condutiva). A porta 1144



é fechada (não condutiva) durante as porções de painel lateral comprimido do sinal principal, por exemplo, durante os intervalos de impulso positivo ilustrados do sinal de controle. O sinal de saída da porta 1144 é somado no combinador 1146 com o sinal video composto retardado do terminal de batida central b. O sinal de controle de porta é sincronizado verticalmente em resposta a impulsos síncronos de intervalo vertical associados com o sinal video composto de entrada. O sinal de controle de porta é também sincronizado horizontalmente. O sincronismo pode ser conseguido por meios que reagem ao componente de impulso de sincronização de linha horizontal do sinal video composto de entrada e incluindo um contador de pixel para determinar a temporização dos componentes de impulso positivo do sinal de controle de porta seguindo cada impulso de sincronização de linha horizontal. Um intervalo de tempo predeterminado pode ser estabelecido preparadamente entre um impulso síncrono de linha horizontal e o primeiro pixel de imagem.

A Figura 12 aparelhos de projecção de retícula os quais podem ser usados para os expansores em tempo e compressores em tempo das Figuras 6 e 7. Neste ponto de vista, é feita referência às formas de onda da Figura 12a a qual ilustra o processo de projecção. A Figura 12a mostra uma forma de onda de sinal de entrada S com uma porção central entre os pixels 84 e 670 a qual se destina a ser projectada nas localizações de pixel 1-754 de uma forma de onda de saída W através de meios de um processo de expansão em tempo. Os pixels de ponto final 1 e 670 da forma de onda S projectam-se directamente nos pixels de ponto final 1 e 754 da forma de onda W. Pixels intermediários não se projectam directamente numa base 1 : 1 devido à expansão em tempo, e em muitos casos não se projectam numa base inteira. Este último caso é ilustrado 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 (0,33) DX e a localização de pixel 3 da forma de onda W contém uma parte inteira (3) e uma parte fraccionária (0).

Na Figura 12, um contador de pixel funcionando numa frequência

4 x fsc fornece um sinal ESCRITA ENDEREÇO de saída M representativo de localizações de pixels (1....754) numa rectícula de saída. O sinal M é aplicado ao PROM (Memória apenas de leitura programável) 1212 a qual inclui uma tabela de consulta contendo valores programáveis dependendo da natureza da projecção de rectículo a ser executada, por exemplo, compressão ou expansão. Em resposta ao sinal M, o PROM 1212 fornece um sinal READ ADDRESS (LEITURA DE ENDEREÇO) de saída N representando um número inteiro e um sinal de saída DX representando um número fraccionário igual ou maior que zero mas menor que a unidade. No caso de um sinal DX de 6 bit ($2^6=64$) o sinal DX mostra partes fraccionárias de 0, 1/64, 2/64, 3/64....63/64.

A PROM permite a expansão ou compressão de um sinal de entrada video 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 expansão de sinal, por exemplo, a PROM 1212 é arranjado para produzir o sinal N numa relação mais lenta do que a do sinal M. De modo inverso, para conseguir compressão de sinal, a PROM 1212 fornece o sinal N numa relação maior que a do sinal M.

O sinal de entrada video S é retardado por elementos de retardo de pixel dispostos em cascata 1214a, 1214b e 1214c para produzir sinais video S(N+2), S(N+1) e S(N) os quais são versões retardadas mutuamente do sinal de entrada video. Estes sinais são aplicados às entradas de sinal video das respectivas memórias de acesso duplo 1216a-1216d, como é sabido. O sinal M é aplicado a uma entrada de endereço escrito de cada uma das memórias 1216a-1216d, e o sinal N é aplicado a uma entrada de endereço lido de cada uma das memórias 1216a-1216d. O sinal M determina onde a informação de sinal video de entrada será escrita nas memórias, e o sinal N determina quais os valores que serão lidos das memórias. As memórias podem escrever num endereço enquanto simultaneamente lêem noutro endereço. Os sinais de saída S(N-1), S(N), S(N+1) e S(N+2) das memórias 1216a-1216d mostram um formato expandido em tempo ou comprimido em tempo dependendo da operação de ler/escrever das memórias 1216a-1216d, o

qual é uma função de como a PROM 1212 está 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, um PROM 1225 e um interpolador linear de dois pontos 1230, detalhes dos quais são mostrados nas Figuras 12b e 12c. Os filtros de pico 1220 e 1222 recebem três sinais do grupo de sinais incluindo os sinais $S(N-1)$, $S(N)$, $S(N+1)$ e $S(N+2)$, como mostrado, bem como recebendo um sinal de pico PX . O valor do sinal de pico PX varia de zero até à unidade como uma função do valor do sinal DX , como mostrado na Figura 12d, e é fornecido pelo PROM 1225 em resposta ao sinal DX . A PROM 1225 inclui uma tabela de consulta e está programada para produzir um valor dado de PX em resposta a um valor dado de DX .

Os filtros de pico 1220 e 1222 fornecem respectivamente sinais video de pico retardados mutuamente $S'(N)$ e $S'(N+1)$ a um interpolador linear de dois pontos 1230 o qual também sinal DX . O interpolador 1230 fornece um sinal de saída video (comprimido ou expandido), onde o sinal de saída W é definido pela expressão

$$W = S'(N) + DX / S'(N+1) - S'(N) / .$$

O interpolador de quatro pontos descrito e a função de pico aproxima com vantagem uma função de interpolação ($\text{sen } X/X$) com boa resolução de detalhe de alta frequência.

A Figura 12b mostra detalhes dos filtros de pico 1220 e 1222, e do interpolador 1230. Na Figura 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 respectivamente ponderados pelos coeficientes de pico $-1/4$, $1/2$ e $-1/4$. Como mostrado na Figura 12c, o circuito de ponderação 1240 compreende os multiplicadores 1241a-1241c para respectivamente multiplicarem 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 somados num adicionador 1242 para produzir um sinal de pico $P(N)$, o qual é multiplicado pelo sinal PX no multiplicador 1243 para produzir um sinal de pico o qual é somado com o sinal $S(N)$ no adicionador 1244 para produzir o sinal de pico $S'(N)$. O filtro de pico 1222 mostra estrutura e funcionamento semelhantes.



No interpolador de dois pontos 1230, o sinal $S'(N)$ é subtraído do sinal $S'(N+1)$ num subtractor 1232 para produzir um sinal de diferença o qual 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 .

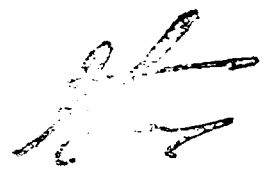
A Figura 15 mostra detalhes do processador intraquadro 1324 da Figura 13.

Um sinal video composto de entrada para o processador 1324 na Figura 15 inclui ilustrativamente, num primeiro campo, componentes de sinal " $Y1+C1$ " e " $M1+A1$ ". Num segundo campo sucessivo o sinal de entrada inclui componentes " $Y2+C2$ " e " $M1-A1$ ". Os componentes $Y1+C1$, $M1$ e $Y2+C2$, $M1$ são componentes fornecidos pelo processador intraquadro 33. Os componentes $+A1$ e $-A1$ representam o sinal subportador alternado modulado com a informação processada de intraquadro de componente 2 e componente 3 das unidades 64 e 76, para os sucessivos campos respectivos. Neste caso é feita referência em particular às Figuras 1, 1a e Figura 1d.

Com o MUX 1525 na posição 1, o componente de diferença de campo é obtido na saída do combinador 1528. Após filtragem pelo filtro passa alto 1530 e pondo uma porta pela unidade 1532, o resultado é um componente $-A1$ o qual, quando combinado com o sinal $Y1+C1$, $M1+A1$ no combinador 1534, cancela o componente subportador auxiliar modulado ($+A1$) para produzir um sinal principal recuperado $Y1+C1$, $M1$. O componente $Y1+C1$ do sinal principal recuperado fica inalterado abaixo da frequência de corte 1,7 MHz do filtro passa alto 1530, e o componente $M1$ representa informação de painel central processada intraquadro acima aproximadamente 1,7 MHz. O termo de cancelamento da diferença de campo ($-A1$), após inversão por um amplificador de ganho unitário 1535, é o sinal auxiliar modulado recuperado $A1$.

O sinal principal recuperado $Y1+C1$, $M1$ corresponde ao sinal N na Figura 13, e é além disso processado pela rede 1342 como discutido. O sinal auxiliar recuperado $A1$ corresponde ao sinal M na Figura 13 e é desmodulado pela rede 1326.

A Figura 16 ilustra o funcionamento da rede 1324, como mos



trado na Figura 15, para o seguinte campo de imagem sucessivo. Neste caso o sinal $Y2+C2$, $M1-A1$ é desenvolvido entre os elementos de retardo 1520 e 1522, e o MUX 1523 ocupa a posição 2 para receber o sinal $Y1+C1$, $M1+A1$. Um sinal principal recuperado $Y2+C2$, $M1$ é produzido na saída do combinador 1534, e um sinal auxiliar modulado faseado opostamente $-A1$ é recuperado.

Na Figura 18 um filtro passa banda H-V-T 1810, o qual tem uma configuração da Figura 10c e uma banda de passagem de $3,58 \pm$ MHz, passa o sinal NTSC-H para um combinador subtrativo 1814, o qual também recebe o sinal NTSC-H depois de ter sido passado através de um retardo igualador de tempo de trânsito 1812. O sinal de altos de luminância separada YH aparece na saída do combinador 1814. O sinal NTSC-H filtrado do filtro 1810 é desmodulado em quadratura por um desmodulador 1816 em resposta ao sinal subportador de crominância SC para produzir altos de crominância IH e QH .

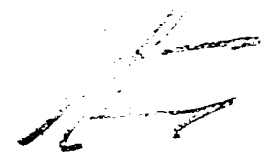
Na Figura 19, os sinais YN , IN e QN são separados em baixos de painel lateral comprimido YO , IO , QO e em sinais de painel central expandido YE , IE , QE através de meios de um separador de sinal de painel lateral-central (desmultiplexador em tempo) 1940. O desmultiplexador 1940 pode utilizar os princípios do desmultiplexador 816 da Figura 8 anteriormente discutido.

Os sinais YO , IO e QO são expandidos em tempo por um factor de expansão lateral (correspondendo ao factor de compressão lateral no codificador da Figura 1a) através de meios de um expansor em tempo 1942 para renovar a relação espacial original dos baixos de painel lateral no sinal de écran largo, como representado pelos sinais baixos de painel lateral restaurados YL , IL e QL . Semelhantemente, para arranjar espaço para os painéis laterais, os painéis de painel central YE , IE e QE são comprimidos em tempo por um factor de compressão central (correspondendo ao factor de expansão central no codificador da Figura 1a) através de meios de um compressor em tempo 1944 para restaurar a relação espacial original do sinal de painel central no sinal de écran largo, como representado pelos sinais de painel central restaurados YC , IC e QC . O compressor 1944 e o expansor 1942 pode ser do tipo mostrado na Figura 12 anteriormente discutido.

Os altos de painel lateral restaurados especialmente YH, IH e QH são combinados com baixos de painel lateral restaurados especialmente YL, IL e QL por um combinador 1946 para produzir sinais de painel lateral reconstruídos YS, IS e QS. Estes sinais são unidos aos sinais de painel central reconstruído YC, IC e QC através de meios de um juntador 1960 para formar um sinal de luminância de écran largo reconstruído completamente YF' e sinais de diferença de cor de écran largo reconstruídos completamente IF' e QF'. A união dos componentes de sinal de painel lateral e central é conseguida de uma maneira a qual elimina virtualmente uma costura visível nos limites entre os painéis central e lateral, como será visto a partir da discussão subsequente do juntador 1960 mostrado na Figura 14.

Na Figura 20, os sinais entrelaçados IF' (ou QF') são retardados 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 262H adicional por um elemento 2012 antes de ser adicionado com um sinal de entrada no adicionador 2014. O sinal de saída do adicionador 2014 é acoplado a uma rede divisora por dois 2016 antes de ser aplicado a uma entrada de uma memória de acesso duplo 2018. As memórias 2020 e 2018 lêem dados numa relação $3 \times fsc$ e escrevem dados numa frequência $4 \times fsc$. As saídas das memórias 2018 e 2020 são aplicadas a um multiplexador (MUX) 2020 para produzir sinais de exploração progressiva de saída IF (QF). Também mostradas estão formas de onda ilustrativas do sinal de entrada entrelaçado (duas linhas, com amostras de pixel designadas C e X) e o sinal de saída de exploração progressiva compreendendo amostras de pixel C e X.

A Figura 21 ilustra aparelhos adequados para utilizar como conversor 1350 para o sinal YF' na Figura 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 divisora 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 numa frequência de $4 \times fsc$ e lêem numa frequência $8 \times fsc$, e fornecem sinais de saída a um multiplexador 2124 o qual desenvolve o sinal de exploração progressiva YF.

A Figura 14 descreve aparelhos juntadores de painel lateral -painel central adequados para utilização por exemplo como juntador 1960 na Figura 19. Na Figura 14, o juntador é mostrado como compreendendo uma rede 1410 para produzir sinal de luminância de largura de banda completa YF' a partir do componente de sinal luminância de painel lateral YS e o componente de sinal de luminância de painel central YC bem como um juntador de sinal I 1420 e um juntador de sinal Q 1430 os quais são semelhantes em estrutura e funcionamento à rede 1410. O painel central e os painéis laterais são sobrepostos de propósito por vários pixels, por exemplo, dez pixels. Assim os sinais de painel central e lateral repartem vários pixels redundantes por toda a parte a codificação de sinal e o processo de transmissão antes de ser unido.

No receptor de écran largo, os painéis central e lateral são reconstruídos a partir dos seus respectivos sinais, mas em virtude da expansão em tempo, compressão em tempo e filtragem executada nos sinais de painel, vários pixels nos limites de painel lateral e central são corrompidos, ou distorcidos. As regiões de sobreposição (OL) e pixels corrompidos (CP; ligeiramente exagerados para brilho) são indicados pelas formas de onda associadas com os sinais YS e YC na Figura 14. Se os painéis não tiverem região de sobreposição, os pixels corrompidos estariam a tocar uns contra os outros, e uma costura seria visível. Uma região de sobreposição de largura de dez pixels mostrou ter largura suficiente para compensar por 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 ilustra do pela forma de onda associada, antes de o sinal YS ser aplicado a um combinador de sinal 1415. Semelhantemente, um multiplicador 1412 multiplica o sinal de painel central YC por uma fun-

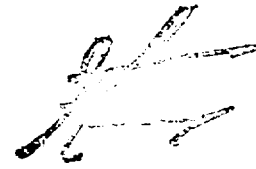


ção de ponderação complementar ($1-W$) nas regiões de sobreposição, como ilustrado pela forma de onda associada, antes de o sinal Y_C ser aplicado ao combinador 1415. Estas funções de ponderação mostram uma característica tipo rampa linear acima das regiões de sobreposição e contém valores entre 0 e 1. Após a ponderação, os pixels de painel lateral e central são somados pelo combinador 1415 de modo a que cada pixel reconstruído é uma combinação linear dos pixels de painel lateral e central.

As funções de ponderação aproximariam de preferência a unidade próximo do limite mais interior da região de sobreposição e aproximaria zero no limite mais exterior. Isto asseguraria que os pixels corrompidos têm relativamente pouca influência no limite de painel reconstruído. A função de ponderação tipo rampa linear ilustrado satisfaz esta necessidade. Contudo as funções de ponderação não necessitam de ser lineares, e uma função de ponderação não linear com porções curvilíneas ou de extremidade redonda, isto é, na vizinhança dos pontos de ponderação 1 e 0, pode também ser usada. Tal função de ponderação pode prontamente ser obtida por filtragem de uma função de ponderação de rampa linear do tipo ilustrado.

As funções de ponderação W e $1-W$ podem ser prontamente geradas por uma rede incluindo uma tabela de consulta que reage a um sinal de entrada representativo de posições de pixel, e um combinador substractivo. As localizações de sobreposição de pixel lateral-central são conhecidas, e a tabela de consulta é programada de acordo para fornecer valores de saída de 0 para 1, correspondendo à função de ponderação W , em resposta ao sinal de entrada. O sinal de entrada pode ser desenvolvido numa variedade de maneiras, tal como por um contador sincronizado por cada impulso de sincronização de linha horizontal. A função de ponderação complementar $1-W$ pode ser produzida por subtracção da função de ponderação W da unidade.

A Figura 22 mostra aparelhos adequados para utilização como conversor de exploração progressiva para entrelaçada 17c para o sinal Y_F na Figura 1a. A Figura 22 também mostra um diagrama de uma porção de sinal de entrada de exploração progressiva Y_F com amostras A, B, C e X num plano vertical (V) e temporal (T) indicado, como também mostrado na Figura 2a. O sinal de



exploração progressiva YF é sujeito a um retardo de $525H$ através dos elementos 2210 e 2212 para produzir amostras relativamente retardadas X e A da amostra B. As amostras B e A são somadas num adicionador 2214 antes de serem aplicadas a uma rede divisora por dois 2216. Um sinal de saída da rede 2216 é combinado subtractivamente numa rede 2218 com a amostra X para produzir o sinal YF. O sinal YF é aplicado a uma entrada de uma memória de acesso duplo 2222, e o sinal YF da saída do retardo 2210 é aplicado a uma entrada da memória de acesso duplo 2223. Ambas as memórias 2222 e 2223 fazem a leitura à frequência $4 \times fsc$ e escrevem à frequência $8 \times fsc$, para produzirem sinais YF' e YF na forma entrelaçada nas respectivas saídas.

A Figura 23 mostra aparelhos adequados para utilizar como conversores 17a e 17b na Figura 1a. Na Figura 23 o sinal de exploração progressiva IF (ou QF) é aplicado a um elemento de retardo $525H$ 2310 antes de ser aplicado a uma memória de acesso duplo 2312 a qual lê a uma frequência $4 \times fsc$ e escreve a uma frequência de $8 \times fsc$, para produzir o sinal de saída entrelaçado IF' (ou QF'). Também mostrado estão formas de onda representativas do sinal de entrada de exploração progressiva com primeira e segunda linhas associadas com amostras C e X, e o sinal de saída entrelaçado (a primeira linha com a amostra C dilatada numa relação $H/2$). Da memória de acesso duplo 2312 sai apenas a primeira amostra de linha (c) do sinal de entrada, na forma dilatada.

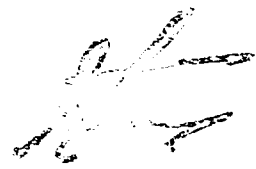
A Figura 24 mostra detalhes da unidade 80. Os sinais X e Z são aplicados a entradas de endereço de compressores de amplitude não linear 2410 e 2412, respectivamente. Os compressores 2410 e 2412 são dispositivos de memória de ler apenas programáveis (PROM) cada incluindo uma tabela de consulta contendo valores programados correspondendo à função de compressão gama não linear desejada. Esta função é ilustrada pela entrada instantânea versus 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 2414 e 2416 recebem os sinais subportadores alternativos respectivos ASC com relações de fase em quadratura

-53-

mútuas, isto é, os sinais ASC estão na forma seno e cosseno. Os sinais de saída dos multiplicadores 2414 e 2416 são adicionados num combinador 2420 para produzir o sinal X modulado em quadratura. No conjunto de descodificador da Figura 13, os sinais comprimidos X e Z são recuperados através de uma técnica desmoduladora em quadratura convencional, e a expansão de amplitude não linear complementar destes sinais é realizada por PROM associadas com tabelas de consulta programadas com valores complementares com os valores dos PROM 2410 e 2412.

A Figura 27 mostra detalhes da unidade de repetição de quadro adaptativa 1337 da Figura 13. Um sinal de entrada do bloco 1336 da Figura 13 é aplicado a uma unidade de retardo 2710 e a uma entrada de sinal de um multiplexador (MUX) 2714. Outra entrada do MUX 2714 recebe uma versão do sinal de entrada retardado pelas unidades 2710 e 2712. Um MUX 2715 recebe o sinal de saída do MUX 2714 numa entrada, e um sinal de batida central, derivado a partir de um ponto entre as redes de retardo 2710 e 2712, na outra entrada. O sinal de batida central e o sinal de saída do MUX 2715 são aplicados aos filtros 2730 e 2732 respectivamente. Os sinais de saída dos filtros 2730 e 2732 são combinados para produzir um sinal de saída o qual é acoplado à rede 1350 da Figura 13.

O filtro 2730 mostra uma resposta passa baixo para frequências de DC até 1,78 MHz, e uma resposta passa banda para frequências de 3,7 MHz até 5,0 MHz. O filtro 2732 mostra uma resposta passa banda para frequências de 1,78 MHz até 3,7 MHz e uma resposta passa alto para frequências abaixo de 5,0 MHz. Aquelas respostas de frequência, no formato de écran largo, são ditadas pelas respostas de frequência dos filtros nos conjuntos de codificação das Figuras 11a e 11b, os quais processam sinais codificados para transmissão num formato de alargamento padrão. A comutação do MUX 2715 é controlada em resposta a um sinal de saída de uma porta AND lógica 2720 aplicada a um SEL de entrada do MUX 2715. A porta AND 2720 responde a um sinal de saída de uma porta ou (OR) lógica 2722 e a um sinal de processamento adaptativo de movimento MAP derivado do sinal auxiliar de luminância YT através de meios de um detector 2724. A porta OR 2722



responde a um sinal identificador de campo 2 F2 e a um sinal identificador de campo 3 F3. o sinal identificador F₂ é também aplicado a uma entrada de controle de comutação SEL do MUX 2714 O MUX 2715 acopla a sua entrada de sinal "1" à sua saída sempre que a porta E (AND) 2720 mostra um nível lógico de saída "1". Isto acontece na falta de movimento de imagem quando o sinal MAP mostra um nível lógico "1", e quando qualquer dos sinais identificadoras F2 ou F3 mostram um nível lógico "1" quando os campos 2 ou 3 estão presentes. Aparelhos adequados para produzir sinais identificadores de campo podem ser prontamente desenvolvidos como explicado, por exemplo, no texto "Conceitos de Circuito" por Gerald A. Eastman, a páginas 88-92 disponível da Tektronix, Inc. Beaverton, Oregon.

-55-

- REIVINDICAÇÕES -

1ª. - Dispositivo para processamento de um sinal do tipo televisão, compreendendo meios de controlo que reagem ao dito sinal de televisão para proporcionarem um sinal de controlo indicativo do conteúdo de movimento de imagem do dito sinal de televisão, caracterizado por compreender: meios de adaptação (38) que reagem ao dito sinal de controlo para (a) processamento intraquadro do dito sinal de televisão na presença de uma imagem contendo uma dada quantidade de movimento, e para (b) repetição de campo do dito sinal de televisão dentro de um quadro na presença de significativamente menos do que a dita dada quantidade de movimento de imagem.

2ª. - Dispositivo de acordo com a reivindicação 1, caracterizado adicionalmente por os ditos meios de adaptação executarem o dito processamento intraquadro e a dita repetição de campo numa gama de frequências de sinal acima de uma gama de frequências ocupada pela informação de imagem de detalhe vertical; e os ditos meios de adaptação executarem a dita repetição de campo na presença de uma imagem com substancialmente menos movimento.

3ª. - Dispositivo de acordo com a reivindicação 2, caracterizado por: a dita repetição de campo ser executada numa gama de frequências menor do que aquela em que o dito processamento intraquadro é executado.

4ª. - Dispositivo de acordo com a reivindicação 1, caracterizado adicionalmente por: os ditos meios de adaptação fornecerem grupos de pixels de informação de imagem intraquadro mutuamente exclusivos de valor idêntico dentro de cada grupo, na presença de movimento de imagem.

5ª. - Dispositivo de acordo com a reivindicação 1, caracterizado adicionalmente por: os ditos meios de adaptação integrarem intraquadro o dito sinal

-56-

de televisão na presença de movimento de imagem.

6ª. - Dispositivo de acordo com a reivindicação 1, caracterizado adicionalmente por:

o dito sinal de televisão ser representativo de uma imagem de écran largo (38) possuindo um alargamento maior do que o de uma imagem de televisão padrão e contendo informação de imagem de painel principal e de painel lateral;

os ditos meios de adaptação incluírem (a) primeiros meios de adaptação que reagem à dita informação de imagem de painel principal e ao dito sinal de controlo para processamento intraquadro e repetição de campo da dita informação de painel principal dentro de um quadro na presença de mais e menos do que uma dada quantidade de movimento de imagem, respectivamente;

e (b) segundos meios de adaptação (64) que reagem à dita informação de imagem de painel lateral e ao dito sinal de controlo para processamento intraquadro e repetição de campo da dita informação de painel lateral dentro de um quadro na presença de mais e menos do que uma dada quantidade de movimento de imagem, respectivamente; e

incluir meios (40) para combinarem sinais de saída dos ditos primeiro e segundo meios de adaptação.

7ª. - Dispositivo de acordo com a reivindicação 6, caracterizado adicionalmente por:

os ditos primeiro e segundo meios de adaptação executarem integração intraquadro e repetição de campo dentro de um quadro na presença e ausência de movimento de imagem, respectivamente, numa gama de frequências exclusiva de uma gama de frequências de informação de imagem de detalhe vertical.

8ª. - Dispositivo para recepção de um sinal de tipo televisão que foi sujeito a processamento intraquadro, caracterizado por compreender:

meios de controlo (1360) para fornecerem um sinal de controlo (YT) indicativo do conteúdo de movimento de imagem do dito sinal de televisão;

meios de adaptação (1337) que reagem ao dito sinal de controlo e ao dito sinal de televisão para processamento do dito sinal de



televisão num sentido, na presença de uma dada quantidade de movimento de imagem, e para repetição de quadro do dito sinal de televisão na presença de significativamente menos do que a dita dada quantidade de movimento ; e meios de processamento de sinal de imagem (1364) que reagem a sinais de saída dos ditos meios de adaptação.

9ª. - Dispositivo de acordo com a reivindicação 3, caracterizado adicionalmente por:

os ditos meios de adaptação passarem o dito sinal de televisão substancialmente sem alteração na presença da dita dada quantidade de movimento de imagem.

10ª. - Dispositivo de acordo com a reivindicação 3, caracterizado adicionalmente por os ditos meios de adaptação executarem a dita repetição de quadro numa gama de frequências acima de uma gama de frequências ocupada pela informação de detalhe vertical.

11ª. - Dispositivo de acordo com a reivindicação 3, caracterizado adicionalmente por o dito sinal de televisão recebido ser representativo de uma imagem de écran largo possuindo um alargamento maior do que de uma imagem de televisão padrão e contendo informação de imagem de painel principal e painel lateral, codificada, sendo o dito sinal de televisão sujeito a processamento intraquadro.

12ª. - Dispositivo de acordo com a reivindicação 11, caracterizado adicionalmente por o dito sinal de televisão estar na forma entrelaçada; o dito dispositivo incluir meios (1350) para converterem o dito sinal entrelaçado na forma de exploração progressiva; e os ditos meios de adaptação (1337) acoplarem o dito sinal de televisão aos ditos meios de conversão.

13ª. - Dispositivo para processamento de um sinal de televisão representativo de uma imagem de écran largo possuindo uma alargamento maior do que o de uma imagem de televisão padrão e contendo informação de painel principal e de painel lateral, caracterizado por compreender: primeiros meios (38) para repetição de campo da dita informação

-58-

de painel principal dentro de um quadro;
segundos meios (64) para repetição de campo da dita informação
de painel lateral dentro de um quadro; e
meios (40) para combinarem os sinais de saída dos ditos primei-
ro e segundo meios.

14ª. - Dispositivo de acordo com a reivindicação 13, caracte-
rizado adicionalmente por:

os ditos primeiro e segundo meios repetirem a informação a par-
tir de uma localização espacial num primeiro campo para uma lo-
calização espacial num segundo campo afastado de 262H da dita
primeira localização de campo por quadros ímpares, e repetir a
informação a partir de uma localização espacial num segundo cam-
po para uma localização espacial num primeiro campo afastado de
262H da dita localização do segundo campo por quadros pares.

15ª. - Dispositivo para recepção de um sinal de televisão
modulado com informação de luminância e crominância de banda ba-
se e representativa de uma imagem de écran largo possuindo um
alargamento maior do que a de uma imagem de televisão padrão e
contendo informação de painel principal e de painel lateral, in-
cluindo o dito dispositivo meios para desmodularem o dito sinal
de televisão de écran largo para recuperarem o dito sinal de
banda base, caracterizado por

o dito sinal de écran largo ser de um tipo sujeito a processa-
mento intraquadro e o dito dispositivo incluir meios para repe-
tição de quadro da dita informação de luminância de banda base
na presença de uma imagem com substancialmente menos movimento.

16ª. - Dispositivo de acordo com a reivindicação 15, caracte-
rizado adicionalmente por
o dito sinal de televisão recebido ser um sinal que foi sujeito
a processamento de repetição de campo dentro de um quadro na
presença de uma imagem com substancialmente menos movimento.

Lisboa, 27 FEB 1979

Pela GENERAL ELECTRIC COMPANY

Por - O AGENTE OFICIAL -
ADJUNTO

António Fissarri Cabral