

(12) **FASCÍCULO DE PATENTE DE INVENÇÃO**

(22) Data de pedido: **2002.07.10**

(30) Prioridade(s): **2001.07.10 SE 0102481**  
**2002.03.15 SE 0200796**  
**2002.07.09 SE 0202159**

(43) Data de publicação do pedido: **2005.12.07**

(45) Data e BPI da concessão: **2017.09.20**  
**249/2017**

(73) Titular(es):

**DOLBY INTERNATIONAL AB**

**C/O APOLLO BUILDING, 3E HERIKERBERGWEG**  
**1-35 1101 CN AMSTERDAM ZUID-OOST NL**

(72) Inventor(es):

**JONAS ENGDEGARD**

**FREDERIK HENN**

**KRISTOFER KJÖRLING**

**LARS LILJERYD**

**JONAS RÖDÉN**

SE

SE

SE

SE

SE

(74) Mandatário:

**FRANCISCA SOARES DE ALBERGARIA FERREIRA PINTO**

**HESPANHOL LEITÃO**

**AV. DA REPÚBLICA, Nº 25 - 1º 1050-186 LISBOA**

PT

(54) Epígrafe: **RECETOR E MÉTODO PARA DESCODIFICAR O FLUXO DE BITS CODIFICADO EM ESTÉREO PARAMÉTRICO**

(57) Resumo:

A PRESENTE INVENÇÃO PROPORCIONA MELHORAMENTOS AOS CODECS DE ÁUDIO DO ESTADO DA TÉCNICA QUE GERAM UMA ILUSÃO ESTÉREO ATRAVÉS DO PROCESSAMENTO POSTERIOR DE UM SINAL MONO RECEBIDO. ESSES MELHORAMENTOS SÃO REALIZADOS PELA EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS DE DESCRIÇÃO DE IMAGEM ESTÉREO NO LADO DO CODIFICADOR, QUE SÃO TRANSMITIDOS E POSTERIORMENTE UTILIZADOS PARA O CONTROLO DE UM GERADOR ESTÉREO NO LADO DO DESCODIFICADOR. ALÉM DISSO, A INVENÇÃO COMBINA O ESPAÇO ENTRE OS MÉTODOS PSEUDO-ESTÉREO SIMPLES E OS MÉTODOS ATUAIS DE CODIFICAÇÃO ESTÉREO VERDADEIRA, USANDO UMA NOVA FORMA DE CODIFICAÇÃO ESTÉREO PARAMÉTRICA. É INTRODUZIDO UM PARÂMETRO DE EQUILÍBRIO ESTÉREO, QUE PERMITE MODOS ESTÉREO MAIS AVANÇADOS E, ALÉM DISSO, FORMA A BASE DE UM NOVO MÉTODO DE CODIFICAÇÃO ESTÉREO DE ENVELOPES ESPECTRAIS, DE USO PARTICULAR EM SISTEMAS ONDE A HFR GUIADA (RECONSTRUÇÃO DE ALTA FREQUÊNCIA) É EMPREGADA. COMO UM CASO ESPECIAL, A APLICAÇÃO DESTES ESQUEMA DE CODIFICAÇÃO ESTÉREO EM CODECS À BASE DE HFR ESCALÁVEIS É DESCRITA.

## RESUMO

### RECETOR E MÉTODO PARA DESCODIFICAR O FLUXO DE BITS CODIFICADO EM ESTÉREO PARAMÉTRICO

A presente invenção proporciona melhoramentos aos *codecs* de áudio do estado da técnica que geram uma ilusão estéreo através do processamento posterior de um sinal mono recebido. Esses melhoramentos são realizados pela extração de parâmetros de descrição de imagem estéreo no lado do codificador, que são transmitidos e posteriormente utilizados para o controlo de um gerador estéreo no lado do decodificador. Além disso, a invenção combina o espaço entre os métodos pseudo-estéreo simples e os métodos atuais de codificação estéreo verdadeira, usando uma nova forma de codificação estéreo paramétrica. É introduzido um parâmetro de equilíbrio estéreo, que permite modos estéreo mais avançados e, além disso, forma a base de um novo método de codificação estéreo de envelopes espectrais, de uso particular em sistemas onde a HFR guiada (Reconstrução de Alta Frequência) é empregada. Como um caso especial, a aplicação deste esquema de codificação estéreo em *codecs* à base de HFR escaláveis é descrita.

## DESCRIÇÃO

### RECETOR E MÉTODO PARA DESCODIFICAR O FLUXO DE BITS CODIFICADO EM ESTÉREO PARAMÉTRICO

#### CAMPO TÉCNICO

A presente invenção refere-se a sistemas de codificação de origem de áudio de baixa taxa de bits. São apresentadas diferentes representações paramétricas das propriedades estéreo de um sinal de entrada, e a sua aplicação no lado do decodificador é explicada, variando de pseudo-estéreo para codificação estéreo completa de envelopes espectrais, a última das quais é especialmente adequada para *codecs* à base de HFR.

#### ANTECEDENTES DA INVENÇÃO

As técnicas de codificação de origem de áudio podem ser divididas em duas classes: codificação de áudio natural e codificação de voz. A taxas de bits médias a altas, a codificação de áudio natural é comumente usada para sinais de voz e música, e a transmissão e reprodução estéreo é possível. Em aplicações onde apenas estão disponíveis baixas taxas de bits, p. ex., *streaming* de áudio na Internet direcionado a utilizadores com conexões de *modem* de telefone lentas, ou nos sistemas de transmissão AM digitais emergentes, a codificação mono do material do programa de áudio é inevitável. No entanto, uma impressão estéreo ainda é desejável, especialmente quando se escuta com auscultadores, caso em que um sinal mono puro é percebido como proveniente de "dentro da cabeça", o que pode ser uma experiência desagradável.

Uma abordagem para resolver este problema é sintetizar um sinal estéreo no lado do decodificador a partir de um sinal mono puro recebido. Ao longo dos anos, vários geradores "pseudo-estéreo" diferentes foram propostos. Por exemplo, na [Patente US 5,883,962], é descrito o aprimoramento dos sinais mono por meio da adição de versões de atraso/desvio de fase de um sinal para o

sinal não processado, criando assim uma ilusão estéreo. Neste caso, o sinal processado é adicionado ao sinal original para cada uma das duas saídas em níveis iguais, mas com sinais opostos, garantindo que os sinais de aprimoramento se cancelem se os dois canais forem adicionados mais tarde no trajeto do sinal. No [PCT WO 98/57436] é mostrado um sistema semelhante, embora sem a compatibilidade mono acima do sinal aprimorado. Os métodos do estado da técnica têm em comum o facto de serem aplicados como pós-processos puros. Por outras palavras, nenhuma informação sobre o grau de largura de estéreo, e muito menos a posição no estágio de som estéreo, está disponível para o descodificador. Assim, o sinal pseudo-estéreo pode, ou não, ter uma semelhança com o carácter estéreo do sinal original. Uma situação particular em que os sistemas do estado da técnica não são suficientes, é quando o sinal original é um sinal mono puro, o que muitas vezes é o caso das gravações de voz. Este sinal mono é convertido cegamente num sinal estéreo sintético no descodificador, que no caso de voz muitas vezes causa artefactos irritantes e pode reduzir a clareza e inteligibilidade da voz.

Outros sistemas do estado da técnica, visando a transmissão estéreo verdadeira a baixas taxas de bits, empregam tipicamente um esquema de codificação de soma e diferença. Assim, os sinais originais esquerdo ( $L$ ) e direito ( $R$ ) são convertidos para um sinal de soma,  $S = (L + R)/2$  e um sinal de diferença,  $D = (L - R)/2$ , e posteriormente codificados e transmitidos. O recetor descodifica os sinais  $S$  e  $D$ , após o que o sinal L/R original é recriado através das operações  $L = S + D$  e  $R = S - D$ . A vantagem disso é que muitas vezes uma redundância entre  $L$  e  $R$  está disponível, pelo que a informação em  $D$  a codificar é menor, exigindo menos bits do que em  $S$ . Claramente, o caso extremo é um sinal mono puro, ou seja,  $L$  e  $R$  são idênticos. Um *codec* L/R tradicional codifica esse sinal mono duas vezes, enquanto um *codec* S/D deteta essa redundância e o sinal  $D$  (idealmente) não requer qualquer bit. Outro extremo é representado pela situação em que  $R = -L$ , correspondendo a sinais "fora de fase". Agora, o

sinal  $S$  é zero, enquanto o sinal  $D$  calcula para  $L$ . De novo, o esquema S/D possui uma vantagem clara em relação à codificação L/R padrão. No entanto, considere-se a situação em que, por exemplo,  $R = 0$  durante uma passagem, que não era incomum nos primórdios das gravações estéreo. Tanto  $S$  quanto  $D$  são iguais a  $L/2$ , e o esquema S/D não oferece qualquer vantagem. Pelo contrário, a codificação L/R lida com isso muito bem: o sinal  $R$  não exige qualquer bit. Por este motivo, os codecs do estado da técnica empregam a mudança adaptativa entre esses dois esquemas de codificação, dependendo do método que é mais benéfico usar num determinado momento. Os exemplos acima são meramente teóricos (exceto para o caso dual mono, que é comum em programas de voz somente). Assim, o material do programa de estéreo do mundo real contém quantidades significativas de informações estéreo e, mesmo que a mudança acima seja implementada, a taxa de bits resultante geralmente é ainda muito alta para muitas aplicações. Além disso, como pode ser visto nas relações de ressíntese acima, a quantificação muito grosseira do sinal  $D$  na tentativa de reduzir ainda mais a taxa de bits não é viável, uma vez que os erros de quantificação se traduzem em erros de nível não negligenciáveis nos sinais  $L$  e  $R$ . É conhecido de acordo com o pedido de patente EP 0273567 A1, um sistema de codificação estéreo no qual sinais de soma e diferença são codificados digitalmente. O sinal de diferença é transmitido a uma taxa de bits baixa e superado na sua taxa de bits original e filtrado para evitar distorção. É um objetivo da invenção proporcionar um método e um aparelho melhorados para interpolação. Este objetivo é conseguido por um recetor da reivindicação 1 e um método da reivindicação 6. A presente especificação descreve a deteção de propriedades estéreo de sinal antes da codificação e transmissão. Na forma mais simples, um detetor mede a quantidade de perspectiva estéreo que está presente no sinal estéreo de entrada. Essa quantidade é então transmitida como um parâmetro de largura de estéreo, juntamente com uma soma mono codificada do sinal original. O recetor descodifica o sinal mono e aplica a quantidade adequada de largura de estéreo, usando um gerador

pseudo-estéreo, que é controlado pelo referido parâmetro. Como um caso especial, um sinal de entrada mono é sinalizado como largura de estéreo zero, e, conseqüentemente, nenhuma síntese estéreo é aplicada no descodificador. De acordo com uma forma de realização, medidas úteis da largura de estéreo podem ser derivadas, por exemplo, a partir do sinal de diferença ou da correlação cruzada do canal original esquerdo e direito. O valor desses cálculos pode ser mapeado para um pequeno número de estados, que são transmitidos a uma taxa fixa apropriada no tempo, ou conforme necessário. A especificação também ensina como filtrar os componentes estéreo sintetizados, a fim de reduzir o risco de desmascarar os artefactos de codificação que tipicamente estão associados a sinais codificados de baixa taxa de bits.

Alternativamente, o equilíbrio ou localização estéreo geral no campo estéreo é detetado no codificador. Esta informação, opcionalmente em conjunto com o parâmetro de largura acima, é transmitida eficientemente como um parâmetro de equilíbrio, juntamente com o sinal mono codificado. Assim, os deslocamentos para qualquer lado do estágio de som podem ser recriados no descodificador, alterando correspondentemente os ganhos dos dois canais de saída. De acordo com a invenção, este parâmetro de equilíbrio estéreo pode ser derivado do quociente das potências de sinal esquerdo e direito. A transmissão de ambos os tipos de parâmetros requer muito poucos bits em comparação com a codificação estéreo completa, pelo que a demanda de taxa de bits total é mantida baixa. Numa versão mais elaborada da invenção, que oferece uma descrição estéreo paramétrica mais precisa, são utilizados vários parâmetros de equilíbrio e de largura de estéreo, cada um representando bandas de frequência separadas.

O parâmetro de equilíbrio generalizado para uma operação por banda de frequência, conjuntamente com uma operação correspondente por banda de um parâmetro de nível, calculado como a soma das potências de sinal esquerdo e direito, permite

uma nova representação detalhada, arbitrária da densidade espectral de potência de um sinal estéreo. Um benefício especial desta representação, além dos benefícios da redundância estéreo que também os sistemas S/D aproveitam, é que o sinal de equilíbrio pode ser quantificado com menos precisão do que o nível idêntico, desde o erro de quantificação ao converter de volta a um envelope espectral estéreo, cause um "erro no espaço", ou seja, a localização percebida no panorama estéreo, em vez de um erro no nível. Analogamente a um sistema tradicional L/R- e S/D comutado, o esquema de nível/equilíbrio pode ser desligado de forma adaptável, em favor de um sinal de nível L/nível R, o que é mais eficiente quando o sinal geral está fortemente deslocado para qualquer canal. O esquema de codificação de envelope espectral acima pode ser usado sempre que é necessária uma codificação eficiente de envelopes espectrais de potência e pode ser incorporado como uma ferramenta em novos *codecs* de origem estéreo. Uma aplicação particularmente interessante é nos sistemas HFR que são guiados por informações sobre o envelope de banda alta do sinal original. Num sistema deste tipo, a banda baixa é codificada e descodificada por meio de um *codec* arbitrário, e a banda alta é regenerada no descodificador usando o sinal de banda baixa descodificado e a informação de envelope de banda alta transmitida [PCT WO 98/57436]. Além disso, é oferecida a possibilidade de construir um *codec* estéreo à base de HFR escalável, bloqueando a codificação do envelope para operação de nível/equilíbrio. Aqui, os valores de nível são alimentados no fluxo de bits primário, o que, dependendo da implementação, geralmente descodifica para um sinal mono. Os valores de equilíbrio são alimentados no fluxo de bits secundário, que, além do fluxo de bits primário, está disponível para recetores próximos ao transmissor, tomando como exemplo um sistema de transmissão AM digital IBOC (In-Band On-Channel). Quando os dois fluxos de bits são combinados, o descodificador produz um sinal de saída estéreo. Além dos valores de nível, o fluxo de bits primário pode conter parâmetros estéreo, por exemplo, um

parâmetro de largura. Assim, a descodificação deste fluxo de bits sozinha já produz uma saída estéreo, que é melhorada quando ambos os fluxos de bits estão disponíveis.

### **BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS**

A presente invenção será agora descrita a título de exemplos ilustrativos, não limitando o âmbito ou espírito da invenção, com referência aos desenhos anexos, nos quais:

A Fig. 1 ilustra um sistema de codificação de origem que contém um codificador aprimorado por um módulo codificador estéreo paramétrico e um descodificador aprimorado por um módulo descodificador estéreo paramétrico.

A Fig. 2a é um esquema de blocos de um módulo descodificador estéreo paramétrico,

A Fig. 2b é um esquema de blocos de um gerador pseudo-estéreo com entradas de parâmetros de controlo,

A Fig. 2c é um esquema de blocos de um dispositivo de ajuste de equilíbrio com entradas de parâmetros de controlo,

A Fig. 3 é um esquema de blocos de um módulo descodificador estéreo paramétrico que utiliza a geração pseudo-estéreo multibanda combinada com ajuste de equilíbrio multibanda,

A Fig. 4a é um esquema de blocos do lado do codificador de um codec estéreo à base de HFR escalável, que emprega a codificação de nível/equilíbrio do envelope espectral,

A Fig. 4b é um esquema de blocos do lado do descodificador correspondente.

### **DESCRIÇÃO DAS FORMAS DE REALIZAÇÃO PREFERIDAS**

As formas de realização abaixo descritas são meramente ilustrativas dos princípios da presente invenção. É entendido que modificações e variações dos arranjos e pormenores descritos no presente documento serão claros para outros peritos na técnica. Em consequência, é pretendido que seja limitada somente pelo âmbito das reivindicações de patente iminentes e não pelos pormenores específicos apresentados a título descritivo e

explicativo das formas de realização apresentadas no presente documento. Por razões de clareza, todos os exemplos abaixo assumem sistemas de dois canais, mas é evidente para outros peritos na técnica, que os métodos podem ser aplicados a sistemas multicanal, como um sistema 5.1.

A Fig. 1 mostra como um sistema de codificação de origem arbitrário que compreende um codificador, 107, e um decodificador 115, onde o codificador e o decodificador funcionam em modo monoaural, pode ser aprimorado por codificação estéreo paramétrica de acordo com a invenção. Deixemos que  $L$  e  $R$  indiquem os sinais de entrada analógica esquerda e direita, que são alimentados a um conversor AD, 101. A saída do conversor AD é convertida em mono 105 e o sinal mono é codificado, 107. Além disso, o sinal estéreo é encaminhado para um codificador estéreo paramétrico, 103, que calcula um ou vários parâmetros estéreo a serem descritos abaixo. Esses parâmetros são combinados com o sinal mono codificado por meio de um multiplexador, 109, formando um fluxo de bits, 111. O fluxo de bits é armazenado ou transmitido, e subsequentemente extraído no lado do decodificador por meio de um desmultiplexador, 113. O sinal mono é decodificado, 115, e convertido para um sinal estéreo por um decodificador estéreo paramétrico, 119, que usa o(s) parâmetro(s) estéreo, 117, como sinal(ais) de controle. Finalmente, o sinal estéreo é encaminhado para o conversor DA 121, que alimenta as saídas analógicas,  $L'$  e  $R'$ . A topologia de acordo com a Fig. 1 é comum a um conjunto de métodos de codificação estéreo paramétrica que será descrito em detalhe, começando com as versões menos complexas.

Um método de parametrização de propriedades estéreo é determinar o sinal original de largura de estéreo no lado do codificador. Uma primeira aproximação da largura de estéreo é o sinal de diferença,  $D = L - R$ , uma vez que, grosso modo, um alto grau de semelhança entre  $L$  e  $R$  calcula para um pequeno valor de  $D$  e vice-versa. Um caso especial é dual mono, onde  $L = R$  e,

portanto,  $D = 0$ . Assim, inclusivamente este algoritmo simples é capaz de detetar o tipo de sinal de entrada mono comumente associado a transmissões de notícias, caso em que o pseudo-estéreo não é desejado. No entanto, um sinal mono que é alimentado para  $L$  e  $R$  em diferentes níveis não produz um sinal  $D$  zero, mesmo que a largura percebida seja zero. Assim, na prática, podem ser necessários detetores mais elaborados, empregando, por exemplo, métodos de correlação cruzada. Deve-se certificar que o valor que descreve a diferença ou correlação esquerda-direita de alguma forma seja normalizado com o nível total do sinal, a fim de alcançar um detetor independente de nível. Um problema com o detetor acima mencionado é o caso quando a voz mono é misturada com um sinal estéreo muito mais fraco, por exemplo, ruído estéreo ou música de fundo durante transições de voz para música/música para voz. Nas pausas de voz, o detetor indicará um sinal estéreo largo. Isto é resolvido normalizando o valor da largura de estéreo com um sinal contendo informações do nível de energia total anterior, por exemplo, um sinal de pico de decadência da energia total. Além disso, para evitar que o detetor de largura de estéreo seja disparado por ruídos de alta frequência ou distorção de alta frequência de canal diferente, os sinais do detetor devem ser pré-filtrados por um filtro passa-baixo, tipicamente com uma frequência de corte em algum lugar acima do segundo formante de uma voz, e opcionalmente também por um filtro passa-alto para evitar deslocamentos de sinal desequilibrados ou zumbidos. Independentemente do tipo de detetor, a largura de estéreo calculada é mapeada para um conjunto finito de valores, abrangendo toda a gama, de mono a estéreo largo.

A Fig. 2a dá um exemplo do conteúdo do descodificador estéreo paramétrico introduzido na Fig. 1. O bloco denotado "equilíbrio", 211, controlado pelo parâmetro  $B$ , será descrito mais tarde e deve ser considerado como ignorado por enquanto. O bloco denotado "largura", 205, toma um sinal de entrada mono e recria sinteticamente a impressão de largura de estéreo, onde a

quantidade de largura é controlada pelo parâmetro  $W$ . Os parâmetros opcionais  $S$  e  $D$  serão descritos mais tarde. De acordo com a invenção, uma qualidade de som melhorada subjetivamente pode ser frequentemente conseguida através da incorporação de um filtro cruzado que compreende um filtro passa-baixo, 203 e um filtro passa-alto, 201, a fim de manter a faixa de baixa frequência "apertada" e não afetada. Aqui, apenas a saída do filtro passa-alto é encaminhada para o bloco de largura. A saída estéreo do bloco de largura é adicionada à saída mono do filtro passa-baixo por meio de 207 e 209, formando o sinal de saída estéreo.

Qualquer gerador pseudo-estéreo do estado da técnica pode ser usado para o bloco de largura, tal como os mencionados na secção dos antecedentes, ou uma unidade de simulação de reflexão inicial de tipo Schroeder (atraso *multitap*) ou reverberador. A Fig. 2b fornece um exemplo de um gerador pseudo-estéreo, alimentado por um sinal mono  $M$ . A quantidade de largura de estéreo é determinada pelo ganho de 215, e esse ganho é uma função do parâmetro de largura de estéreo,  $W$ . Quanto maior o ganho, maior será a impressão estéreo, um ganho zero corresponde à reprodução mono pura. A saída de 215 é com atraso, 221, e adicionada, 223 e 225, às duas instâncias de sinal direto, usando sinais opostos. Para não alterar significativamente o nível geral de reprodução ao alterar a largura de estéreo, pode ser incorporada uma atenuação de compensação do sinal direto, 213. Por exemplo, se o ganho do sinal com atraso for  $G$ , o ganho do sinal direto pode ser selecionado como  $\text{sort}(1 - G^2)$ . De acordo com a invenção, um *roll-off* de alta frequência pode ser incorporado no trajeto do sinal de atraso, 217, o que ajuda a evitar o desmascaramento causado pelo pseudo-estéreo de artefactos de codificação. Opcionalmente, o filtro cruzado, o filtro de *roll-off* e os parâmetros de atraso podem ser enviados no fluxo de bits, oferecendo mais possibilidades de imitar as propriedades estéreo do sinal original, como também mostrado nas Figs. 2a e 2b como os sinais  $X$ ,  $S$  e  $D$ . Se uma unidade de

reverberação for usada para gerar um sinal estéreo, a decadência da reverberação pode às vezes ser indesejada após o final de um som. Contudo, essas colunas de reverberação indesejadas podem ser facilmente atenuadas ou completamente removidas apenas alterando o ganho do sinal de reverberação. Um detetor projetado para encontrar finais de som pode ser usado para esse propósito. Se a unidade de reverberação gerar artefactos em alguns sinais específicos, por exemplo, transientes, um detetor para esses sinais também pode ser usado para atenuar os mesmos.

Um método alternativo de detecção de propriedades estéreo é descrito a seguir. Mais uma vez, deixemos que  $L$  e  $R$  indiquem os sinais de entrada esquerda e direita. As potências de sinal correspondentes são então dadas por  $P_L \sim L^2$  e  $P_R \sim R^2$ . Agora, uma medida do equilíbrio estéreo pode ser calculada como o quociente das duas potências de sinal, ou mais especificamente como  $B = (P_L + e)/(P_R + e)$ , em que  $e$  é um número arbitrário, muito pequeno, o qual elimina a divisão por zero. O parâmetro de equilíbrio,  $B$ , pode ser expresso em dB dado pela relação  $B_{dB} = 10 \log_{10} (B)$ . Como exemplo, os três casos  $P_L = 10P_R$ ,  $P_L = P_R$  e  $P_L = 0.1P_R$  correspondem a valores de equilíbrio de +10 dB, 0dB e -10 dB, respetivamente. Claramente, esses valores mapeiam para os locais à "esquerda", "centro" e "direita". As experiências mostraram que o intervalo do parâmetro de equilíbrio pode ser limitado a, por exemplo, +/- 40 dB, já que esses valores extremos já são percebidos como se o som fosse proveniente inteiramente de um dos dois altifalantes ou *drivers* de auscultadores. Essa limitação reduz o espaço de sinal para cobrir a transmissão, oferecendo assim redução de taxa de bits. Além disso, um esquema de quantificação progressiva pode ser usado, pelo que são usados passos de quantificação menores em torno de zero e passos maiores para os limites externos, o que reduz ainda mais a taxa de bits. Muitas vezes, o equilíbrio é constante ao longo do tempo para passagens prolongadas. Assim, pode-se tomar um último passo para reduzir significativamente o número de bits médios necessários: após a transmissão de um valor de equilíbrio

inicial, apenas as diferenças entre os valores de equilíbrio consecutivos são transmitidas, pelo que é utilizada a codificação por entropia. Muito comumente, essa diferença é zero, o que, assim, é sinalizado pela palavra-chave mais curta possível. Claramente, em aplicações onde erros de bits são possíveis, esta codificação delta deve ser redefinida num intervalo de tempo apropriado, para eliminar a propagação de erros descontrolada.

O uso do decodificador mais rudimentar do parâmetro de equilíbrio é simplesmente deslocar o sinal mono para qualquer um dos dois canais de reprodução, alimentando o sinal mono para ambas as saídas e ajustando os ganhos de forma correspondente, conforme ilustrado na Fig. 2c, os blocos 227 e 229, com o sinal de controlo B. Isto é análogo ao girar o botão "panorâmico" numa mesa de mistura, sinteticamente "movendo" um sinal mono entre os dois altifalantes estéreo.

O parâmetro de equilíbrio pode ser enviado além do parâmetro de largura acima descrito, oferecendo a possibilidade de posicionar e difundir a imagem de som no estágio de som de forma controlada, oferecendo flexibilidade ao imitar a impressão estéreo original. Um problema com a combinação de geração de pseudo-estéreo, como mencionado numa secção anterior, e equilíbrio controlado por parâmetros, é a contribuição de sinal indesejável do gerador pseudo-estéreo em posições de equilíbrio longe da posição central. Isto é resolvido aplicando uma função mono favorecida no valor da largura de estéreo, resultando numa maior atenuação do valor da largura de estéreo nas posições de equilíbrio na posição lateral extrema e menor ou nenhuma atenuação nas posições de equilíbrio próximas à posição central.

Os métodos descritos até agora, são destinados a aplicações de taxas de bits muito baixas. Em aplicações onde maiores taxas de bits estão disponíveis, é possível usar versões mais elaboradas dos métodos de largura e equilíbrio acima descritos. A deteção

de largura de estéreo pode ser feita em várias bandas de frequência, resultando em valores individuais de largura de estéreo para cada banda de frequência. Da mesma forma, o cálculo do equilíbrio pode operar de forma multibanda, o que equivale a aplicar diferentes curvas de filtragem para dois canais que são alimentados por um sinal mono. A Fig. 3 mostra um exemplo de um descodificador estéreo paramétrico usando um conjunto de  $N$  geradores pseudo-estéreo de acordo com a Fig. 2b, representados pelos blocos 307, 317 e 327, combinados com ajuste de equilíbrio multibanda, representado pelos blocos 309, 319 e 329, como descrito na Fig. 2c. As passagens de banda individuais são obtidas alimentando o sinal de entrada mono,  $M$ , a um conjunto de filtros de passagem de banda, 305, 315 e 325. As saídas estéreo de passagem de banda dos dispositivos de ajuste de equilíbrio são adicionadas, 311, 321, 313, 323, formando o sinal de saída estéreo,  $L$  e  $R$ . Os parâmetros da largura e equilíbrio anteriormente escalares são agora substituídos pelas matrizes  $W(k)$  e  $B(k)$ . Na Fig. 3, cada gerador pseudo-estéreo e dispositivo de ajuste de equilíbrio possui parâmetros estéreo exclusivos. No entanto, para reduzir a quantidade total de dados a serem transmitidos ou armazenados, os parâmetros de várias bandas de frequência podem ser calculados em média em grupos no codificador e este número menor de parâmetros deve ser mapeado para os grupos correspondentes de blocos de largura e de equilíbrio no descodificador. Claramente, diferentes esquemas de agrupamento e comprimentos podem ser usados para as matrizes  $W(k)$  e  $B(k)$ .  $S(k)$  representa os ganhos dos trajetos do sinal de atraso nos blocos de largura, e  $D(k)$  representa os parâmetros de atraso. Mais uma vez,  $S(k)$  e  $D(k)$  são opcionais no fluxo de bits.

O método de codificação do equilíbrio paramétrico pode, especialmente para bandas de frequência mais baixa, dar um comportamento um tanto instável, devido à falta de resolução de frequência, ou devido a muitos eventos de som que ocorrem numa banda de frequência ao mesmo tempo, mas em diferentes posições

de equilíbrio. Essas brechas de equilíbrio geralmente são caracterizadas por um valor de equilíbrio desviante durante apenas um curto período de tempo, tipicamente um ou alguns valores consecutivos calculados, dependendo da taxa de atualização. Para evitar perturbações de equilíbrio, um processo de estabilização pode ser aplicado nos dados de equilíbrio. Este processo pode usar uma série de valores de equilíbrio antes e depois da posição do tempo atual, para calcular o valor médio dos mesmos. O valor médio pode subsequentemente ser usado como um valor limitador para o valor de equilíbrio atual, isto é, o valor de equilíbrio atual não deve ser permitido ir além do valor médio. O valor atual é então limitado pelo intervalo entre o último valor e o valor médio. Opcionalmente, o valor de equilíbrio atual pode ter permissão de passar os valores limitados por um determinado fator de superação. Além disso, o fator de superação, bem como o número de valores de equilíbrio utilizados para o cálculo da mediana, devem ser vistos como propriedades dependentes de frequência e, portanto, ser individuais para cada banda de frequência.

Em baixas proporções de atualização da informação de equilíbrio, a falta de resolução de tempo pode causar falhas na sincronização entre os movimentos da imagem estéreo e os eventos de som reais. Para melhorar esse comportamento em termos de sincronização, um esquema de interpolação baseado na identificação de eventos de som pode ser usado. A interpolação aqui refere-se a interpolações entre dois valores de equilíbrio consecutivos no tempo. Ao estudar o sinal mono no lado do recetor, podem ser obtidas informações sobre inícios e finais de diferentes eventos sonoros. Uma maneira é detetar um aumento ou diminuição súbitos da energia do sinal numa banda de frequência particular. A interpolação deve, após a orientação desse envelope de energia no tempo, certificar-se de que as mudanças na posição de equilíbrio devem ser realizadas de preferência durante os segmentos de tempo contendo pouca energia de sinal. Uma vez que o ouvido humano é mais sensível às entradas do que

às partes de um som, o esquema de interpolação beneficia de encontrar o início de um som, por exemplo, aplicando o pico de espera na energia e, em seguida, deixa os incrementos do valor de equilíbrio ser uma função da energia com retenção de pico, onde um pequeno valor de energia dá um grande incremento e vice-versa. Para os segmentos de tempo que contêm energia uniformemente distribuída no tempo, isto é, como para alguns sinais estacionários, este método de interpolação é igual à interpolação linear entre os dois valores de equilíbrio. Se os valores de equilíbrio forem quocientes das energias esquerda e direita, os valores de equilíbrio logarítmico são preferidos, por motivos de simetria esquerda-direita. Outra vantagem de aplicar todo o algoritmo de interpolação no domínio logarítmico é a tendência do ouvido humano de relacionar os níveis com uma escala logarítmica.

Além disso, para baixas proporções de atualização dos valores de ganho de largura de estéreo, a interpolação pode ser aplicada aos mesmos. Uma maneira simples é interpolar linearmente entre dois valores consecutivos no tempo de largura de estéreo. De acordo com a invenção, o comportamento mais estável da largura de estéreo pode ser conseguido suavizando os valores de ganho de largura de estéreo ao longo de um segmento de tempo mais longo que contém vários parâmetros de largura de estéreo. Ao utilizar a suavização com diferentes constantes de tempo de ataque e de libertação, é conseguido um sistema bem adequado para o material do programa que contém voz e música mista ou entrelaçada. O *design* adequado desse filtro de suavização é feito usando uma constante de tempo de ataque curto, para obter um tempo de subida curto e, portanto, uma resposta imediata para entradas de música em estéreo e um longo tempo de libertação para obter um longo período de queda. Para poder mudar rapidamente de um modo estéreo largo para mono, o que pode ser desejável para entradas de voz súbitas, existe a possibilidade de ignorar ou redefinir o filtro de suavização ao assinalar este evento. Além disso, as constantes de tempo de ataque, as constantes de tempo de

libertação e outras características do filtro de suavização também podem ser sinalizadas por um codificador.

Para sinais que contêm distorção mascarada de um codec psicoacústico, um problema comum com a introdução de informações estéreo com base no sinal mono codificado é um efeito de desmascaramento da distorção. Este fenómeno, geralmente referido como "desmascaramento estéreo", é o resultado de sons não centrados que não cumprem o critério de mascaramento. O problema com o desmascaramento estéreo pode ser resolvido ou parcialmente resolvido ao se introduzir, no lado do decodificador, um detetor destinado a tais situações. Tecnologias conhecidas para medir as relações de sinal para máscara podem ser usadas para detetar potencial desmascaramento de estéreo. Uma vez detetado, ele pode ser explicitamente sinalizado ou os parâmetros estéreo podem ser simplesmente diminuídos.

No lado do codificador, uma opção, como ensinado pela invenção, é empregar um transformador de Hilbert para o sinal de entrada, isto é, é introduzida uma mudança de fase de 90 graus entre os dois canais. Quando subsequentemente se forma o sinal mono por adição dos dois sinais, obtém-se um melhor equilíbrio entre um sinal mono panorâmico e sinais estéreos "verdadeiros", uma vez que a transformação de Hilbert introduz uma atenuação de 3 dB para informações centrais. Na prática, isso melhora a codificação mono de, por exemplo, música *pop* contemporânea, onde, por exemplo, os vocalistas e a guitarra baixo são normalmente gravados usando uma única origem mono.

O método de parâmetros de equilíbrio multibanda não está limitado ao tipo de aplicação descrito na Fig. 1. Pode ser vantajosamente utilizado sempre que o objetivo é codificar de forma eficiente o envelope espectral de potência de um sinal estéreo. Assim, ele pode ser usado como ferramenta em *codecs* estéreo, onde além do envelope espectral estéreo é codificado um resíduo estéreo correspondente. Deixemos a potência total  $P$  ser

definida por  $P = P_L + P_R$ , onde  $P_L$  e  $P_R$  são potências de sinal como descrito acima. Observe-se que essa definição não leva em conta as relações de fase de esquerda para direita. (Por exemplo, sinais idênticos esquerdo e direito, mas de sinais opostos, não produz uma potência total zero.) Analogamente a  $B$ ,  $P$  pode ser expresso em dB como  $P_{dB} = 10\log_{10} (P/P_{ref})$ , onde  $P_{ref}$  é uma potência de referência arbitrária e os valores delta são codificados por entropia. Ao contrário do caso de equilíbrio, nenhuma quantificação progressiva é empregada para  $P$ . Para representar o envelope espectral de um sinal estéreo,  $P$  e  $B$  são calculados para um conjunto de bandas de frequência, tipicamente, mas não necessariamente, com larguras de banda relacionadas com as bandas críticas da audição humana. Por exemplo, essas bandas podem ser formadas por agrupamento de canais num banco de filtros de largura de banda constante, pelo que  $P_L$  e  $P_R$  são calculados como as médias de tempo e frequência dos quadrados das amostras de sub-banda correspondentes à respectiva banda e período de tempo. Os conjuntos  $P_0, P_1, P_2, \dots, P_{N-1}$  e  $B_0, B_1, B_2, \dots, B_{N-1}$ , onde os índices denotam a banda de frequência numa representação de banda  $N$ , são codificados em delta e Huffman, transmitidos ou armazenados, e finalmente descodificados nos valores quantificados que foram calculados no codificador. O último passo é converter  $P$  e  $B$  de volta para  $P_L$  e  $P_R$ . Como facilmente observado pelas definições de  $P$  e  $B$ , as relações reversas são (ao negligenciar e na definição de  $B$ )  $P_L = BP/(B + 1)$  e  $P_R = P/(B + 1)$ .

Uma aplicação particularmente interessante do método de codificação de envelope acima é a codificação de envelopes espectrais de banda alta para codecs à base de HFR. Neste caso, nenhum sinal residual de banda alta é transmitido. Em vez disso, este residual é derivado da banda baixa. Assim, não existe uma relação estrita entre a representação residual e do envelope, e a quantificação do envelope é mais crucial. Para estudar os efeitos da quantificação, deixemos que  $P_q$  e  $B_q$  indiquem os

valores quantificados de  $P$  e  $B$  respectivamente.  $P_q$  e  $B_q$  são então inseridos nas relações acima e a soma é formada:

$$P_L q + P_R q = B_q P_q / (B_q + 1) + P_q / (B_q + 1) = P_q (B_q + 1) / (B_q + 1) = P_q.$$

A característica interessante aqui é que  $B_q$  é eliminada e o erro na potência total é determinado unicamente pelo erro de quantificação em  $P$ . Isto implica que mesmo que  $B$  seja fortemente quantificado, o nível percebido é correto, assumindo que é utilizada precisão suficiente na quantificação de  $P$ . Por outras palavras, a distorção em  $B$  mapeia a distorção no espaço, em vez de em nível. Desde que as origens de som estejam estacionárias no espaço ao longo do tempo, essa distorção na perspectiva estéreo também é estacionária e difícil de notar. Como já foi dito, a quantificação do equilíbrio estéreo também pode ser mais grosseira em relação aos extremos externos, uma vez que um determinado erro em dB corresponde a um erro menor no ângulo percebido quando o ângulo da linha central é grande, devido às propriedades da audição humana.

Ao quantificar dados dependentes de frequência, por exemplo, valores de ganho de largura de estéreo multibanda ou valores de equilíbrio multibanda, a resolução e alcance do método de quantificação podem ser selecionados de forma vantajosa para corresponder às propriedades de uma escala perceptual. Se essa escala for tornada dependente da frequência, diferentes métodos de quantificação, ou as chamadas classes de quantificação, podem ser escolhidas para as diferentes bandas de frequência. Os valores dos parâmetros codificados que representam as diferentes bandas de frequência, em alguns casos, mesmo que tenham valores idênticos, devem ser interpretados de maneiras diferentes, ou seja, ser descodificados em valores diferentes.

Analogamente a um esquema de codificação L/R- para S/D comutada, os sinais  $P$  e  $B$  podem ser substituídos de forma adaptativa pelos

sinais  $P_L$  e  $P_R$ , para melhor lidar com sinais extremos. Conforme ensinado pelo [PCT/SE00/00158], a codificação delta de amostras de envelope pode ser trocada de *delta-in-time* para *delta-in-frequency*, dependendo de que direção for mais eficiente em termos de número de bits num determinado momento. O parâmetro de equilíbrio também pode aproveitar esse esquema: considere-se, por exemplo, uma origem que se move no campo estéreo ao longo do tempo. Claramente, isso corresponde a uma mudança sucessiva de valores de equilíbrio ao longo do tempo, que dependendo da velocidade da origem versus a taxa de atualização dos parâmetros, pode corresponder a grandes valores *delta-in-time*, correspondentes a palavras-chave grandes ao empregar codificação por entropia. No entanto, supondo que a origem tenha uma radiação de som uniforme versus frequência, os valores de *delta-in-frequency* do parâmetro de equilíbrio são zero em todos os momentos, correspondendo novamente a pequenas palavras-chave. Assim, uma menor taxa de bits é alcançada neste caso, quando se usa a direção de codificação delta de frequência. Outro exemplo é uma origem estacionária na sala, mas que possui uma radiação não uniforme. Agora os valores de *delta-in-frequency* são grandes, e *delta-in-time* é a escolha preferida.

O esquema de codificação de PB oferece a possibilidade de construir um codec HFR escalável, ver Fig. 4. Um codec escalável é caracterizado por o fluxo de bits ser dividido em duas ou mais partes, onde a recepção e descodificação de peças de ordem superior é opcional. O exemplo assume duas partes de fluxo de bits, doravante denominadas primárias, 419, e secundárias, 417, mas a extensão para um número maior de partes é claramente possível. O lado do codificador, Fig. 4a, compreende um codificador de banda baixa estéreo arbitrário, 403, que opera no sinal de entrada estéreo,  $IN$  (os passos triviais da conversão DA respectiva a AD não são mostrados na figura), um codificador estéreo paramétrico, que estima o envelope espectral de banda alta e, opcionalmente, parâmetros estéreo adicionais, 401, que também operam no sinal de entrada estéreo, e dois

multiplexadores, 415 e 413, para os fluxos de bits primários e secundários, respectivamente. Nesta aplicação, a codificação do envelope de banda alta é bloqueada para a operação P/B e o sinal *P*, 407, é enviado para o fluxo de bits primário por meio de 415, enquanto o sinal *B*, 405, é enviado para o fluxo de bits secundário, por meio de 413.

Para o *codec* de banda baixa, existem diferentes possibilidades: pode operar constantemente no modo S/D, e os sinais *S* e *D* serão enviados para os fluxos de bits primários e secundários, respectivamente. Neste caso, uma descodificação do fluxo de bits primário resulta num sinal mono de banda total. Claro, este sinal mono pode ser aprimorado por métodos estéreo paramétricos, caso em que o(s) parâmetro(s) estéreo também deve(m) estar localizado(s) no fluxo de bits primário. Outra possibilidade é alimentar um sinal de banda baixa codificado em estéreo para o fluxo de bits primário, opcionalmente, juntamente com parâmetros de largura e equilíbrio da banda alta. Agora, a descodificação do fluxo de bits primário resulta em estéreo verdadeiro para a banda baixa e pseudo-estéreo muito realista para a banda alta, uma vez que as propriedades estéreo da banda baixa são refletidas na reconstrução de alta frequência. Dito de outra forma: mesmo que a representação de envelope de banda alta disponível ou a estrutura grosseira espectral esteja em mono, a estrutura fina sintetizada de banda alta residual ou espectral não está. Neste tipo de implementação, o fluxo de bits secundário pode conter mais informações de banda baixa que, quando combinadas com as do fluxo de bits primário, produzem uma reprodução de banda baixa de qualidade superior. A topologia da Fig. 4 ilustra ambos os casos, uma vez que os sinais de saída do codificador de banda baixa primária e secundária, 411 e 409, conectados a 415 e 417, respectivamente, podem conter qualquer um dos tipos de sinal acima descritos.

Os fluxos de bits são transmitidos ou armazenados, e apenas 419 ou ambos 419 e 417 são alimentados ao descodificador, Fig. 4b. O

fluxo de bits primário é desmultiplexado por 423, no sinal primário do descodificador do núcleo de banda baixa, 429 e no sinal *P*, 431. De modo semelhante, o fluxo de bits secundário é desmultiplexado por 421, no sinal secundário do descodificador do núcleo de banda baixa, 427 e no sinal *B*, 425. O(s) sinal(ais) de banda baixa é(são) encaminhado(s) para o descodificador de banda baixa, 433, que produz uma saída, 435, o que novamente, no caso de descodificação do fluxo de bits primário somente, pode ser de qualquer um dos tipos descritos acima (mono ou estéreo). O sinal 435 alimenta a unidade HFR, 437, em que uma banda alta sintética é gerada e ajustada de acordo com *P*, que também está conectada à unidade HFR. A banda baixa descodificada é combinada com a banda alta na unidade HFR, e a banda baixa e/ou banda alta é opcionalmente aprimorada por um gerador pseudo-estéreo (também situado na unidade HFR), antes de ser finalmente alimentada nas saídas do sistema, formando o sinal de saída, *OUT*. Quando o fluxo de bits secundário, 417, está presente, a unidade HFR também obtém o sinal *B* como um sinal de entrada, 425, e 435 está em estéreo, pelo que o sistema produz um sinal de saída estéreo completo e geradores pseudo-estéreo, se houver, são ignorados.

Dito por outras palavras, um método para a codificação de propriedades estéreo de um sinal de entrada, inclui num codificador, o passo de cálculo de um parâmetro de largura que sinaliza uma largura de estéreo do referido sinal de entrada, e num descodificador, um passo de geração de um sinal de saída estéreo, usando o referido parâmetro de largura para controlar uma largura de estéreo do referido sinal de saída. O método compreende ainda no referido codificador, a formação de um sinal mono a partir do referido sinal de entrada, em que, no referido descodificador, a referida geração implica um método pseudo-estéreo que opera no referido sinal mono. O método implica ainda a divisão do referido sinal mono em dois sinais, bem como a adição de versão(ões) com atrasos do referido sinal mono aos referidos dois sinais, em nível(eis) controlado(s) pelo referido parâmetro de largura. O método inclui ainda que a(s) referida(s)

versão(ões) com atraso seja(m) filtrada(s) por filtro passa-alto e atenuada(s) progressivamente a frequências mais altas antes de ser(em) adicionada(s) aos referidos dois sinais. O método inclui ainda que o referido parâmetro de largura seja um vetor e os elementos do referido vetor correspondam a bandas de frequência separadas. O método inclui ainda que, se o referido sinal de entrada for do tipo dual mono, o referido sinal de saída seja também do tipo dual mono.

Um método para codificar as propriedades estéreo de um sinal de entrada, inclui num codificador, o cálculo de um parâmetro de equilíbrio que sinaliza um equilíbrio estéreo do referido sinal de entrada, e num descodificador, a geração de um sinal de saída estéreo, utilizando o referido parâmetro de equilíbrio para controlar um equilíbrio estéreo do referido sinal de saída.

Neste método, no referido codificador, é formado um sinal mono a partir do referido sinal de entrada e, no referido descodificador, a referida geração implica a divisão do referido sinal mono em dois sinais, e o referido controlo implica o ajuste dos níveis dos referidos dois sinais. O método inclui ainda que uma potência para cada canal do referido sinal de entrada seja calculada e o referido parâmetro de equilíbrio seja calculado a partir de um quociente entre as referidas potências. O método inclui ainda que as referidas potências e o referido parâmetro de equilíbrio sejam vetores em que cada elemento corresponde a uma banda de frequência específica. O método inclui ainda que, no referido descodificador, seja interpolado entre dois valores consecutivos no tempo dos referidos parâmetros de equilíbrio de uma maneira que o valor momentâneo da potência correspondente do referido sinal mono controle o quão íngreme deve ser a interpolação momentânea. O método inclui ainda que o referido método de interpolação seja realizado em valores de equilíbrio representados como valores logarítmicos. O método inclui ainda que os referidos valores de parâmetros de equilíbrio estejam limitados a um intervalo entre um valor de

equilíbrio anterior e um valor de equilíbrio extraído de outros valores de equilíbrio por um filtro médio ou outro processo de filtro, onde o referido intervalo pode ser ampliado ainda mais movendo os limites do referido intervalo por um determinado fator. O método inclui ainda que o referido método de extração de bordas de delimitação para valores de equilíbrio, seja, para um sistema multibanda, dependente de frequência. O método inclui ainda que um parâmetro de nível adicional seja calculado como uma soma vetorial das referidas potências e enviado para o referido descodificador, proporcionando assim ao referido descodificador uma representação de um envelope espectral do referido sinal de entrada. O método inclui ainda que o referido parâmetro de nível e o referido parâmetro de equilíbrio sejam substituídos de forma adaptável pelas referidas potências. O método inclui ainda que o referido envelope espectral seja utilizado para controlar um processo HFR num descodificador. O método inclui ainda que o referido parâmetro de nível seja alimentado num fluxo de bits primário de um codec estéreo à base de HFR escalável e que o referido parâmetro de equilíbrio seja alimentado num fluxo de bits secundário do referido codec. O referido sinal mono e o referido parâmetro de largura são alimentados no referido fluxo de bits primário. Além disso, os referidos parâmetros de largura são processados por uma função que fornece valores menores para um valor de equilíbrio que corresponde a uma posição de equilíbrio a partir da posição central. O método inclui ainda que uma quantificação do referido parâmetro de equilíbrio empregue passos de quantificação menores em torno de uma posição central e passos maiores em direção a posições externas. O método inclui ainda que os referidos parâmetros de largura e os referidos parâmetros de equilíbrio sejam quantificados utilizando um método de quantificação em termos de resolução e alcance que, para um sistema multibanda, depende da frequência. O método inclui ainda que o referido parâmetro de equilíbrio seja delta-codificado de forma adaptativa quer no tempo quer na frequência. O método inclui ainda que o referido sinal de entrada seja passado através de um

transformador de Hilbert antes da formação do referido sinal mono.

Um aparelho para codificação estéreo paramétrica, inclui, num codificador, meios para calcular um parâmetro de largura que sinaliza uma largura de estéreo de um sinal de entrada, e meios para formar um sinal mono a partir do referido sinal de entrada e, num descodificador, meios para gerar um sinal de saída estéreo a partir do referido sinal mono, usando o referido parâmetro de largura para controlar uma largura de estéreo do referido sinal de saída.

Lisboa, 14 de dezembro de 2017

## REIVINDICAÇÕES

### 1. Recetor, compreendendo:

um desmultiplexador (113) configurado para extrair um sinal mono codificado e parâmetros de largura de estéreo a partir de um fluxo de bits;

um descodificador (115) configurado para descodificar o sinal mono codificado; **caracterizado por:**

um gerador pseudo-estéreo (119) configurado para aplicar uma largura de estéreo ao sinal mono descodificado e um aparelho configurado para interpolação entre vários parâmetros de largura de estéreo consecutivos no tempo, um parâmetro de largura de estéreo que representa um sinal de diferença ou uma correlação cruzada de um canal original esquerdo e direito, o aparelho configurado para interpolação compreendendo:

uma calculadora configurada para o cálculo de um valor interpolado ao suavizar os valores de ganho de largura de estéreo ao longo de um segmento de tempo com vários parâmetros de largura de estéreo, um valor de ganho de largura de estéreo sendo uma função de um parâmetro de largura de estéreo correspondente,

em que o gerador pseudo-estéreo (119) está configurado

para dividir o sinal mono descodificado em dois sinais, para atrasar (221) o sinal mono descodificado para obter pelo menos uma versão com atraso do sinal mono descodificado, e para adicionar com sinais opostos (223, 225) a pelo menos uma versão com atraso aos dois sinais em pelo menos um nível controlado pelo valor interpolado.

2. Recetor de acordo com a reivindicação 1, em que a suavização é realizada com diferentes constantes de tempo de ataque e de libertação.

3. Recetor de acordo com a reivindicação 1 ou 2, em que a suavização é realizada usando um filtro de suavização com um curto tempo de subida e um longo tempo de libertação.

4. Recetor de acordo com a reivindicação 3, compreendendo ainda: meios configurados para receber uma sinalização de uma entrada de voz súbita e ignorar ou redefinir o filtro de suavização quando uma entrada de voz súbita é sinalizada.

5. Recetor de acordo com a reivindicação 3 ou reivindicação 4, compreendendo ainda:

meios configurados para receber uma sinalização de constantes de tempo de ataque, constantes de tempo de libertação ou outras características de filtro do filtro de suavização, sendo a sinalização gerada por um codificador.

6. Método de recepção, compreendendo:

a extração de um sinal mono codificado e parâmetros de largura de estéreo a partir de um fluxo de bits;

a descodificação do sinal mono codificado por um descodificador; **caracterizado por:** aplicação de uma largura de estéreo a um sinal mono descodificado por um gerador pseudo-estéreo; e

interpolação entre vários parâmetros de largura de estéreo consecutivos no tempo, um parâmetro de largura de estéreo que representa um sinal de diferença ou uma correlação cruzada de um canal original esquerdo e direito, a interpolação compreendendo:

o cálculo de um valor interpolado ao suavizar os valores de ganho de largura de estéreo ao longo de um segmento de tempo com vários parâmetros de largura de estéreo, um valor

de ganho de largura de estéreo sendo uma função de um parâmetro de largura de estéreo correspondente,

em que o gerador pseudo-estéreo executa as etapas de

divisão do sinal mono descodificado em dois sinais, atrasando (221) o sinal mono descodificado para obter pelo menos uma versão com atraso do sinal mono descodificado, e adição com sinais opostos (223, 225) da pelo menos uma versão com atraso aos dois sinais em pelo menos um nível controlado pelo valor interpolado.

Lisboa, 14 de dezembro de 2017

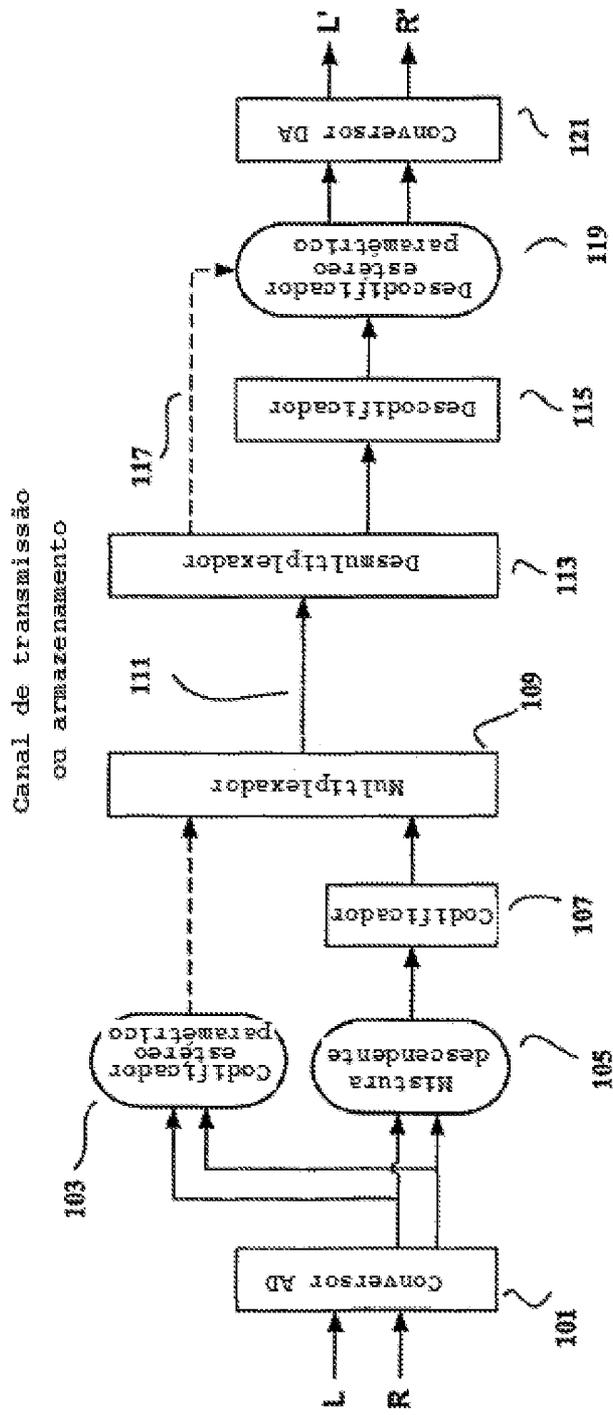


Fig. 1

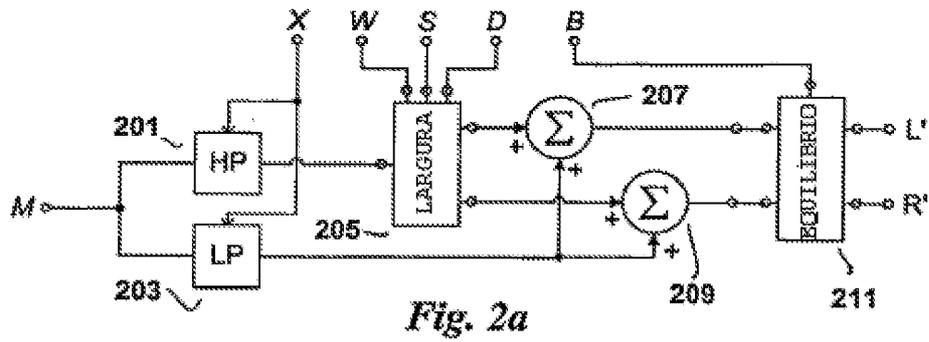


Fig. 2a

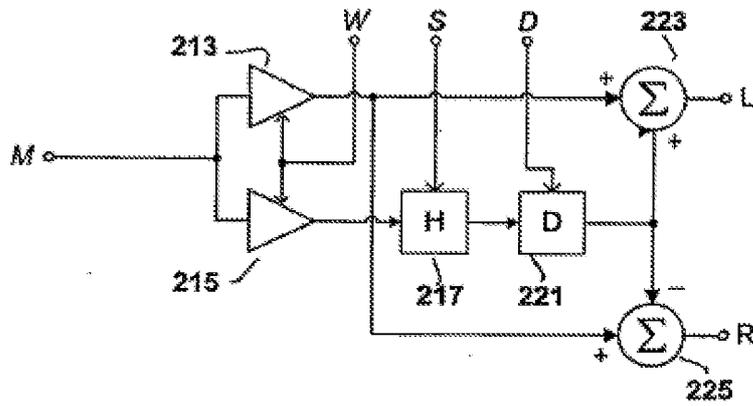


Fig. 2A

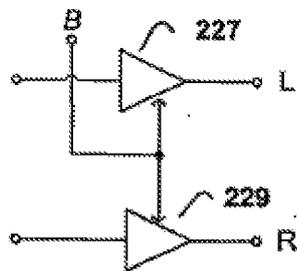


Fig. 2B

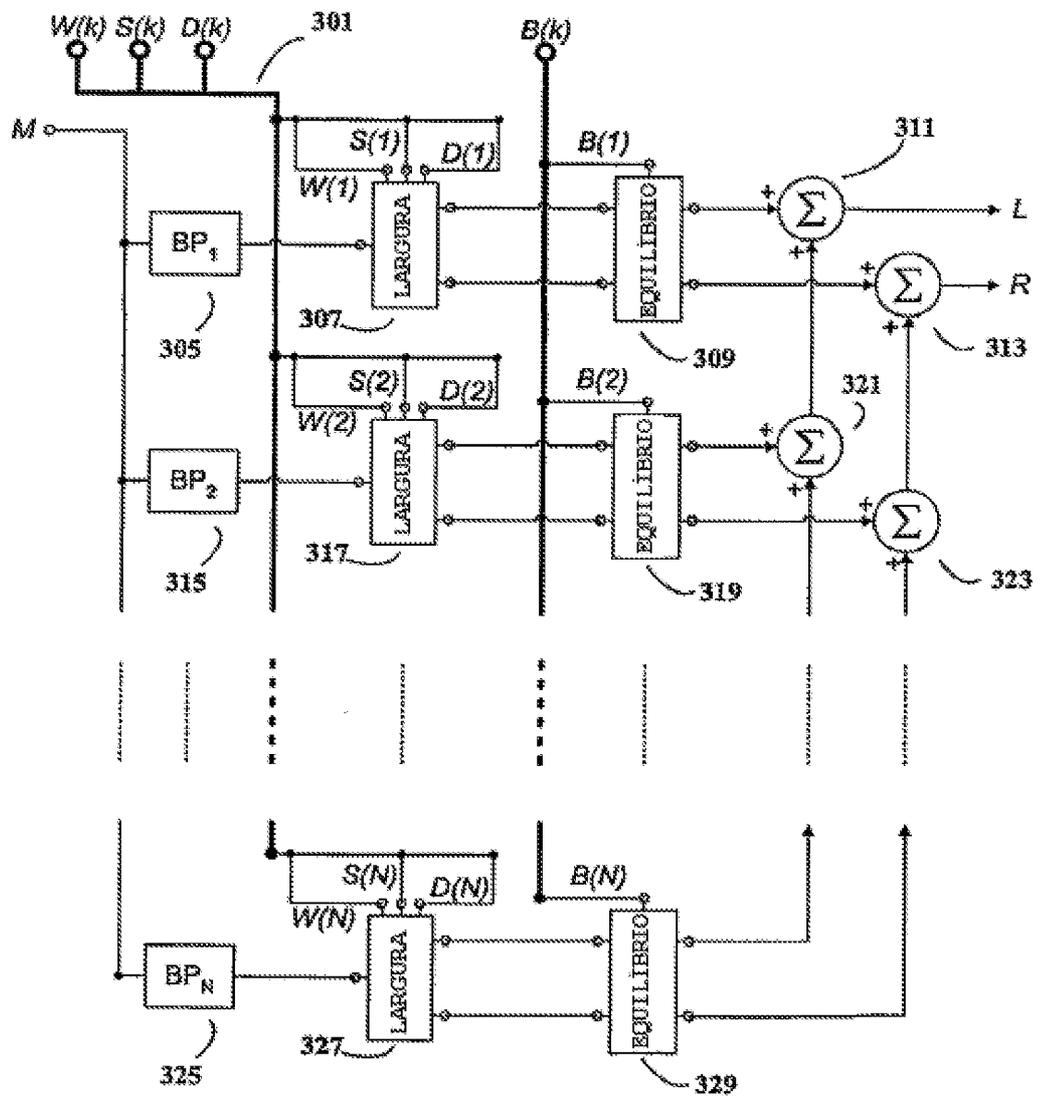


Fig. 3

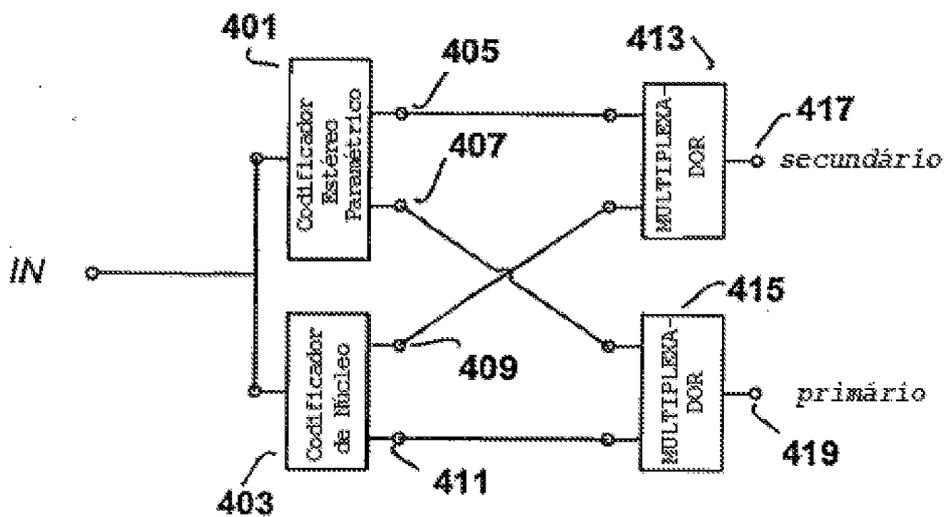


Fig. 4A

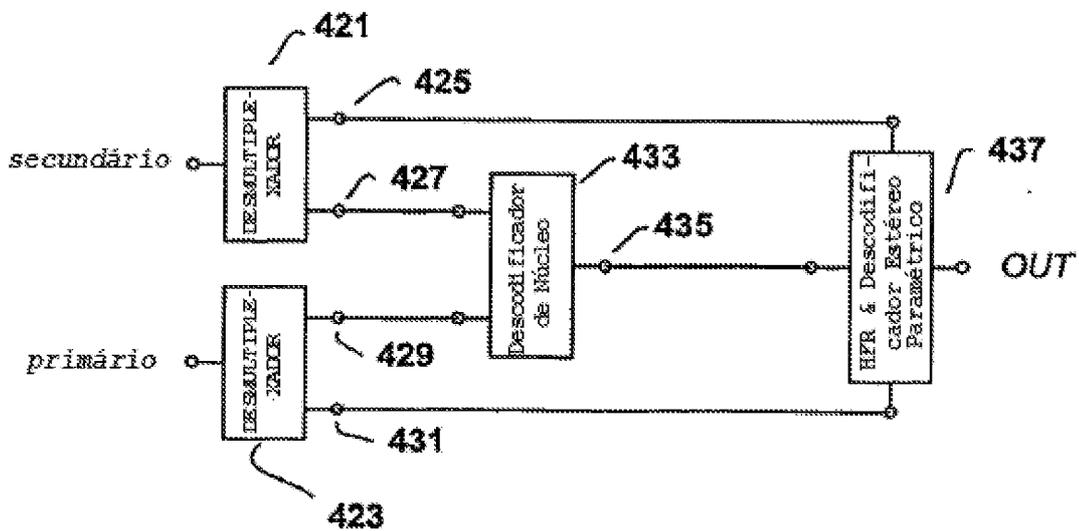


Fig. 4B

FIGURA PARA PUBLICAÇÃO

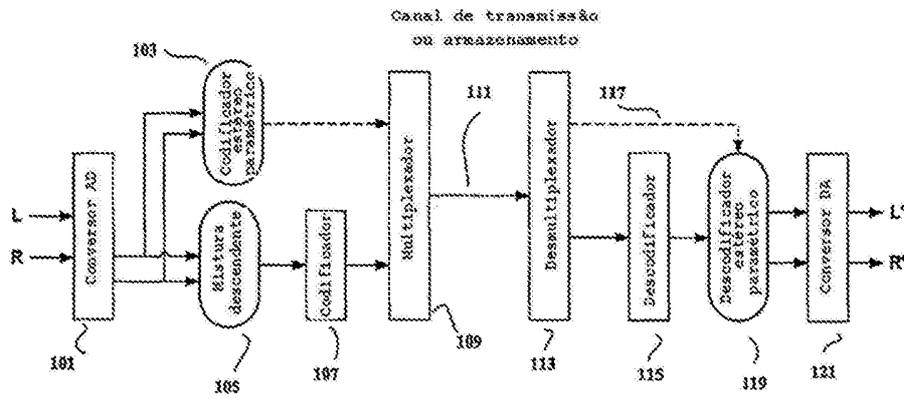


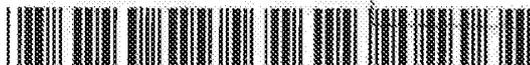
Fig. 1



European Patent Office  
80298 MUNICH  
GERMANY

Eingetragen  
25.08.2017

Questions about this communication ?  
Contact Customer Services at [www.epo.org/contact](http://www.epo.org/contact)



Zinkler, Franz  
Schoppe, Zimmermann, Stöckeler  
Zinkler, Schenk & Partner mbB  
Patentanwälte  
Radtkoferstrasse 2  
81373 München  
ALLEMAGNE

Date  
24.08.17

Reference C8020704PEP	Application No./Patent No. 05017012.5 - 1914 / 1603118
Applicant/Proprietor Dolby International AB	

**Decision to grant a European patent pursuant to Article 97(1) EPC**

Following examination of European patent application No. 05017012.5 a European patent with the title and the supporting documents indicated in the communication pursuant to Rule 71(3) EPC (EPO Form 2004C) or in the information (EPO Form 2004W, cf. Notice from the EPO dated 8 June 2015, OJ EPO 2015, A52) dated 06.04.17 is hereby granted in respect of the designated Contracting States.

Patent No. : 1603118  
Date of filing : 10.07.02  
Priority claimed : 10.07.01/SEA 0102481  
15.03.02/SEA 0200796  
09.07.02/SEA 0202159

Designated Contracting States and Proprietor(s) : AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR IE IT LI LU MC NL PT SE SK TR  
Dolby International AB  
Apollo Building, 3E  
Herikerbergweg 1-35  
1101 CN Amsterdam Zuid-Oost/NL

*2015 07/18 nat. filing  
Selbstzahler L*

This decision will take effect on the date on which the European Patent Bulletin mentions the grant (Art. 97(3) EPC).

The mention of the grant will be published in European Patent Bulletin 17/38 of 20.09.17.

Examining Division

Krembel L Dobler E Greiser N



Fristende	20.08.17	CH	Ue
VOR- FRIST 1.	20.10.17	CH	
FRIST 2.	8.5.19	CH	

*20.2.18 / CH*