



República Federativa do Brasil
Ministério da Economia
Instituto Nacional da Propriedade Industrial

(21) PI 1011282-0 A2



(22) Data do Depósito: 25/05/2010

(43) Data da Publicação Nacional: 15/09/2020

(54) Título: TRANSPOSIÇÃO HARMÔNICA COMBINADA EFICIENTE

(51) Int. Cl.: G10L 21/02; G10L 21/04.

(30) Prioridade Unionista: 09/03/2010 US 61/312,107; 27/05/2009 US 61/181,364.

(71) Depositante(es): DOLBY INTERNATIONAL AB.

(72) Inventor(es): PER EKSTRAND; LARS VILLEMOES; PER HEDELIN.

(86) Pedido PCT: PCT EP2010057176 de 25/05/2010

(87) Publicação PCT: WO 2010/136459 de 02/12/2010

(85) Data da Fase Nacional: 28/11/2011

(57) Resumo: TRANSPOSIÇÃO HARMÔNICA COMBINADA EFICIENTE. A presente invenção refere-se a sistemas de codificação de áudio que fazem uso de um método de transposição harmônico para reconstrução de alta frequência (HFR), e a processadores de efeito digital. por exemplo, assim denominados excitadores, onde a geração de distorção harmônica adiciona brilho ao sinal processado. Em particular, um sistema configurado para gerar um componente de alta frequência de um sinal de um componente de baixa frequência do sinal é descrito. O sistema pode compreender um banco de filtro de análise (501) configurado para proporcionar um conjunto de sinais de subfaixa de análise a partir do componente de baixa frequência do sinal; no qual o conjunto de sinais de subfaixa de análise compreende pelo menos dois sinais de subfaixa de análise; no qual o banco de filtro de análise (501) tem uma resolução de frequência de (Δf) . O sistema compreende adicionalmente uma unidade de processamento não linear (502) configurada para determinar um conjunto de sinais de subfaixa de síntese a partir do conjunto de sinais de subfaixa de análise usando uma ordem de transposição p ; no qual o conjunto de sinais de subfaixa de síntese compreende uma porção do conjunto de sinais de subfaixa de análise (...).



Relatório Descritivo da Patente de Invenção para "TRANSPOSIÇÃO HARMÔNICA COMBINADA EFICIENTE".

CAMPO TÉCNICO

A presente invenção refere-se a sistemas de codificação de áudio que fazem uso de um método de transposição harmônico para reconstrução de alta frequência (HFR), e a processadores de efeito digital, por exemplo, assim denominados, excitadores, onde geração de distorção harmônica adiciona brilho ao sinal processado. Em particular, o presente documento se refere a métodos de baixa complexidade para implementação de reconstrução de alta frequência.

ANTECEDENTES DA INVENÇÃO

No presente documento WO 98/57436, o conceito de transposição foi estabelecido como um método para recriar uma faixa de alta frequência de uma faixa de baixa frequência de um sinal de áudio. Uma substancial economia em bitrate pode ser obtida pelo uso deste conceito em codificação de áudio. Em um sistema de codificação de áudio à base de HFR, uma baixa largura de faixa sinal, também referida como o componente de baixa frequência de um sinal, é apresentada a um codificador de forma de onda de núcleo, e as frequências mais altas, também referidas como o componente de alta frequência do sinal, são regeneradas usando transposição de sinal e informação lateral adicional de bitrate muito baixo que descreve a forma espectral alvo do componente de alta frequência no lado de decodificador. Para baixos bitrates, onde a largura de faixa do sinal de núcleo codificado, isto é, o baixo sinal de faixa ou componente de baixa frequência, é estreita, torna-se aumentadamente importante recriar um alto sinal de faixa, isto é, um componente de alta frequência, com características percentualmente agradáveis. A transposição harmônica definida presente documento WO 98/57436 realiza bem material musical complexo em uma situação com baixa frequência de cruzamento, isto é, em uma situação de frequência superior baixa do sinal de faixa baixo. O princípio de uma transposição harmônica é que uma sinusóide com frequência ω é mapeada para uma sinusóide com frequência $T\omega$, onde $T > 1$ é um inteiro definindo a ordem da transposição, isto é a ordem de

transposição. Em contraste a isto, um HFR à base de modulação de faixa lateral simples (SSB) mapeia uma sinusóide com frequência ω para uma sinusóide com frequência $\omega + \Delta\omega$, onde $\Delta\omega$ é uma alteração de frequência fixa. Dado um sinal de núcleo com baixa largura de faixa, isto é, um sinal de
5 faixa baixo com uma frequência superior baixa, um artefato anelado dissonante tipicamente resultará da transposição de SSB, que pode, portanto, ser desvantajosamente comparado à transposição harmônica.

De modo a alcançar qualidade de áudio aperfeiçoada e de modo a sintetizar a largura de faixa requerida do sinal de faixa alto, métodos de
10 HFR harmônicos empregam tipicamente várias ordens de transposição. De modo a implementar uma pluralidade de transposições de ordem de transposição diferente, as soluções da técnica anterior requerem uma pluralidade de bancos de filtro, ou no estágio de análise, ou no estágio de síntese, ou em ambos os estágios. Tipicamente, a um banco de filtro diferente é requerido
15 para cada ordem de transposição diferente. Além disso, em situações onde o codificador de forma de onda de núcleo opera a uma taxa de amostragem mais baixa do que a taxa de amostragem do sinal de saída final, existe tipicamente uma necessidade adicional para converter o sinal de núcleo à taxa de amostragem do sinal de saída, e esta alta amostragem do sinal de núcleo
20 é usualmente alcançada por adição de ainda outro banco de filtro. No todo, a complexidade computacionalmente aumenta significativamente com um número aumentado de ordens de transposição diferentes.

SUMÁRIO DA INVENÇÃO

A presente invenção proporciona um método para redução da
25 complexidade de métodos de HFR harmônicos por meio de capacitação do compartilhamento de uma análise e par de banco de filtro de síntese por vários transposer harmônicos, ou por um ou vários transposer harmônicos e um amostrador ascendente. A transposição de domínio de frequência proposta pode compreender o mapeamento de sinais de subfaixa modificados não li-
30 neares de um banco de filtro de análise em subfaixas selecionadas de um banco de filtro de síntese. A operação não linear nos sinais de subfaixa pode compreender uma modificação de fase multiplicativa. Além disso, a presente

invenção proporciona vários desenhos de baixa complexidade de sistemas de HFR.

De acordo com um aspecto, um sistema configurado para gerar um componente de alta frequência de um sinal de um componente de baixa frequência do sinal é descrito. O sistema pode compreender um banco de filtro de análise configurado para proporcionar um conjunto de sinais de subfaixa de análise a partir do componente de baixa frequência do sinal; no qual o conjunto de sinais de subfaixa de análise tipicamente compreende pelo menos dois sinais de subfaixa de análise. O banco de filtro de análise pode ter uma resolução de frequência de Δf e um número L_A de subfaixas de análise, com $L_A > 1$, onde k é um índice de subfaixa de análise com $k = 0, \dots, L_A - 1$. Em particular, o banco de filtro de análise pode ser configurado para proporcionar um conjunto de sinais de valores complexos de subfaixa de análise compreendendo amostras de grandeza e amostras de fase.

O sistema pode adicionalmente compreender uma unidade de processamento não linear configurada para determinar um conjunto de sinais de subfaixa de síntese a partir do conjunto de sinais de subfaixa de análise usando uma ordem de transposição P ; no qual o conjunto de sinais de subfaixa de síntese tipicamente compreende uma porção do conjunto de sinais de subfaixa de análise alterado por fase por uma quantidade derivada a partir da ordem de transposição P . Em outras palavras, o conjunto de sinais de subfaixa de síntese pode ser determinado baseado em uma porção do conjunto de sinais de subfaixa de análise alterado por fase por uma quantidade derivada a partir da ordem de transposição P . A alteração de fase de um sinal de subfaixa de análise pode ser alcançada por multiplicação das amostras de fase do sinal de subfaixa de análise pela quantidade derivada do fator de transposição P . Como tal, o conjunto de sinais de subfaixa de síntese pode corresponder a uma porção ou a um subconjunto do conjunto de sinais de subfaixa de análise, no qual as fases das amostras de subfaixa foram multiplicadas por uma quantidade derivada a partir da ordem de transposição. Em particular, a quantidade derivada a partir da ordem de transposição pode ser uma fração da ordem de transposição.

O sistema pode compreender um banco de filtro de síntese configurado para gerar o componente de alta frequência do sinal a partir do conjunto de sinais de subfaixa de síntese. O banco de filtro de síntese pode ter uma resolução de frequência de $F\Delta f_s$, com F sendo um fator de resolução, por exemplo, um valor inteiro, com $F > 1$; e um número L_s de subfaixas de síntese, com $L_s > 0$, onde n é um índice de subfaixa de síntese com $n = 0, \dots, L_s - 1$. A ordem de transposição P pode ser diferente a partir do fator de resolução F . O banco de filtro de análise pode empregar um avanço de tempo de análise Δt_A e o banco de filtro de síntese pode empregar um avanço de tempo de síntese Δt_s ; e o avanço de tempo de análise Δt_A e o avanço de tempo de síntese Δt_s podem ser iguais.

A unidade de processamento não linear pode ser configurada para determinar um sinal de subfaixa de síntese do conjunto de sinais de subfaixa de síntese baseado em um sinal de subfaixa de análise do conjunto de sinais de subfaixa de análise alterado por fase pela ordem de transposição P ; ou baseado em um par de sinais de subfaixa de análise a partir do conjunto de sinais de subfaixa de análise no qual um primeiro membro do par de sinais de subfaixa é alterado por fase por um fator P' e um segundo membro do par é alterado por fase por um fator P'' , com $P' + P'' = P$. As operações acima podem ser realizadas em uma amostra da síntese e sinais de subfaixa de análise. Em outras palavras, uma amostra de um sinal de subfaixa de síntese pode ser determinada baseada em uma amostra de um sinal de subfaixa de análise alterado por fase pela ordem de transposição P ; ou baseado em um par de amostras de um par correspondente de sinais de subfaixa de análise, no qual uma primeira amostra do par de amostras é alterado por fase por um fator P' e uma segunda amostra do par é alterada por fase por um P'' .

A unidade de processamento não linear pode ser configurada para determinar um $n^{\text{º}}$ sinal de subfaixa de síntese do conjunto de sinais de subfaixa de síntese de uma combinação do $k^{\text{º}}$ sinal de subfaixa de análise e um $(k+1)^{\text{º}}$ sinal de subfaixa de análise vizinho do conjunto de sinais de subfaixa de análise. Em particular, a unidade de processamento não linear pode ser configurada para determinar uma fase do $n^{\text{º}}$ sinal de subfaixa de síntese

como uma soma de uma fase alterada do k^n sinal de subfaixa de análise e uma fase alterada do $(k+1)^n$ sinal de subfaixa de análise vizinho. Alternativamente ou em adoção, a unidade de processamento não linear pode ser configurada para determinar uma grandeza do n^n sinal de subfaixa de síntese como o produto na grandeza exponenciada do k^n sinal de subfaixa de análise e uma grandeza exponenciada do $(k+1)^n$ sinal de subfaixa de análise vizinho.

O índice de subfaixa de análise k do sinal de subfaixa de análise que contribui para a subfaixa de síntese com índice de subfaixa de síntese n pode ser dado pelo inteiro obtido por truncamento da expressão $(F/P)n$. Um restante r de operação de truncamento pode ser dado por $(F/P) n - k$. Em tais casos, a unidade de processamento não linear pode ser configurada para determinar a fase do k^n sinal de subfaixa de síntese como uma soma da fase do k^n sinal de subfaixa de análise alterado por $P(1 - r)$ e a fase do $(k+1)^n$ sinal de subfaixa de análise vizinho alterado por $P(r)$. Em particular, a unidade de processamento não linear pode ser configurada para determinar a fase do n^n sinal de subfaixa de síntese como uma soma da fase do k^n sinal de subfaixa de análise multiplicado por $P(1 - r)$ e a fase do $(k+1)^n$ sinal de subfaixa de análise vizinho multiplicado por $P(r)$. Alternativamente ou em adição, a unidade de processamento não linear pode ser configurada para determinar a grandeza do k^n sinal de subfaixa de síntese como o produto da grandeza do k^n sinal de subfaixa de análise elevado à energia de $(1 - r)$ e a grandeza do $(k+1)^n$ sinal de subfaixa de análise vizinho elevado à energia de r .

Em uma concretização, o banco de filtro de análise e o banco de filtro de síntese podem ser regularmente empilhados tal que uma frequência central de uma subfaixa de análise é dada por $k\Delta f$ e uma frequência central de uma subfaixa de síntese é dada por $n\Delta Af$. Em outra concretização, o banco de filtro de análise e o banco de filtro de síntese podem ser singularmente empilhados tal que uma frequência central de uma subfaixa de análise é dada por $(k + 1/2)\Delta f$ e uma frequência central de uma subfaixa de síntese é dada por $(n + 1/2)F\Delta f$; e a diferença entre a ordem de transposição P e o fator de resolução F é constante.

De acordo com outro aspecto, um sistema configurado para gerar

um componente de alta frequência de um sinal de um componente de baixa frequência do sinal é descrito. O sistema pode compreender um banco de filtro de análise configurado para proporcionar um conjunto de sinais de subfaixa de análise a partir do componente de baixa frequência do sinal; no qual o conjunto de sinais de subfaixa de análise compreende pelo menos dois sinais de subfaixa de análise.

O sistema pode adicionalmente compreender uma primeira unidade de processamento não linear configurada para determinar um primeiro conjunto de sinais de subfaixa de síntese a partir do conjunto de sinais de subfaixa de análise usando uma primeira ordem de transposição P_1 ; no qual o primeiro conjunto de sinais de subfaixa de síntese é determinado baseado em uma porção do conjunto de sinais de subfaixa de análise alterado por fase por uma quantidade derivada a partir da primeira ordem de transposição P_1 . O sistema pode também compreender uma segunda unidade de processamento não linear configurada para determinar um segundo conjunto de sinais de subfaixa de síntese a partir do conjunto de sinais de subfaixa de análise usando uma segunda ordem de transposição P_2 ; no qual o segundo conjunto de sinais de subfaixa de síntese é determinado baseado em uma porção do conjunto de sinais de subfaixa de análise alterado por fase por uma quantidade derivada a partir da segunda ordem de transposição P_2 ; no qual a primeira ordem de transposição P_1 e a segunda ordem de transposição P_2 são diferentes. A primeira e a segunda unidade de processamento não linear podem ser configuradas de acordo com qualquer das características e aspectos esboçados no presente documento.

O sistema pode adicionalmente compreender uma unidade de combinação configurada para combinar o primeiro e o segundo conjunto de sinais de subfaixa de síntese; produzindo, desse modo, um conjunto combinado de sinais de subfaixa de síntese. Tal combinação pode ser realizada pela combinação, por exemplo, adição e/ou classificação, de sinais de subfaixa de síntese a partir do primeiro e do segundo conjunto que corresponde às mesmas faixas de frequência. Em outras palavras, a unidade de combinação pode ser configurada para superpor sinais de subfaixa de síntese do pri-

meiro e do segundo conjunto de sinais de subfaixa de síntese correspondente a sobreposição de faixas de frequência. Em adição, o sistema pode compreender um banco de filtro de síntese configurado para gerar o componente de alta frequência do sinal a partir do conjunto combinado de sinais de subfaixa de síntese.

De acordo com um outro aspecto, um sistema configurado para gerar um componente de alta frequência de um sinal de um componente de baixa frequência do sinal é descrito. O sistema pode compreender um banco de filtro de análise tendo uma resolução de frequência de Δf . O banco de filtro de análise pode ser configurado para proporcionar um conjunto de sinais de subfaixa de análise a partir do componente de baixa frequência do sinal. O sistema pode compreender uma unidade de processamento não linear configurada para determinar um conjunto de sinais de subfaixa de síntese intermediários tendo uma resolução de frequência de $P\Delta f$ a partir do conjunto de sinais de subfaixa de análise usando uma ordem de transposição P ; no qual o conjunto de sinais de subfaixa de síntese intermediários compreende uma porção do conjunto de sinais de subfaixa de análise, alterado por fase pela ordem de transposição P . Em particular, a unidade de processamento não linear pode multiplicar a fase de sinais de subfaixa de análise complexos pela ordem de transposição. Deve ser notado que a ordem de transposição P pode ser, por exemplo, a ordem de transposição P ou P_1 ou P_2 esboçadas acima.

A unidade de processamento não linear pode ser configurada para interpolar um ou mais sinais de subfaixa de síntese intermediários para determinar um sinal de subfaixa de síntese de um conjunto de sinais de subfaixa de síntese tendo uma resolução de frequência de $F\Delta f$; com F sendo o fator de resolução, com $F > 1$. Em uma concretização, dois ou mais sinais de subfaixa de síntese intermediários são interpolados. A ordem de transposição P pode ser diferente a partir da resolução de frequência F .

O sistema pode compreender um banco de filtro de síntese tendo uma resolução de frequência de $F\Delta f$. O banco de filtro de síntese pode ser configurado para gerar o componente de alta frequência do sinal a partir do

conjunto de sinais de subfaixa de síntese.

Os sistemas descritos no presente documento pode adicionalmente compreender um decodificador de núcleo configurado para converter uma corrente de bit codificada no componente de baixa frequência do sinal; no qual o decodificador de núcleo pode ser baseado em um esquema de codificação sendo um de: Dolby E, Dolby Digital, AAC, HE-AAC. O sistema pode compreender um banco de filtro de espelho de quadratura de análise de multicanal, referido como banco de QMF configurado para converter o componente de alta frequência e/ou o componente de baixa frequência em uma pluralidade de sinais de subfaixa de QNF; e/ou um módulo de processamento de reconstrução de alta frequência configurado para modificar os sinais de subfaixa de QNF; e/ou um banco de QMF de síntese de multicanais configurado para gerar um componente de alta frequência modificado a partir dos sinais de subfaixa de QNF modificados. Os sistemas podem também compreenderem uma unidade de amostragem descendente a montante do banco de filtro de análise configurada para reduzir uma taxa de amostragem do componente de baixa frequência do sinal; produzindo, desse modo, um componente de baixa frequência a uma taxa de amostragem reduzida.

De acordo com outro aspecto, um sistema configurado para gerar um componente de alta frequência de um sinal a uma segunda frequência de amostragem de um componente de baixa frequência do sinal a uma primeira frequência de amostragem é descrito. Em particular, o sinal compreendendo o componente de baixa frequência e o componente de alta frequência pode estar na segunda frequência de amostragem. A segunda frequência de amostragem pode ser R vezes a primeira frequência de amostragem, no qual $R \geq 1$. O sistema pode compreender um transposer harmônico de ordem T configurado para gerar um componente de alta frequência modulado a partir do componente de baixa frequência; no qual o componente de alta frequência modulado pode compreender ou pode ser determinado baseado em uma porção espectral do componente de baixa frequência transposto a uma faixa de frequência T vezes mais alta. O componente de alta frequência modulado pode estar na primeira frequência de amostragem multiplicado por um fator

S ; no qual $T > 1$ e $S \leq R$. Em outras palavras, o componente de alta frequência modulado pode estar em uma frequência de amostragem que é mais baixa do que a segunda frequência de amostragem. Em particular, o componente de alta frequência modulado pode ser criticamente (ou perto de criticamente) amostrado.

O sistema pode compreender um banco de filtro de espelho de quadratura de análise, referido como banco de QMF, configurado para mapear o componente de alta frequência modulado em pelo menos uma de subfaixas de X QMF; no qual X é um múltiplo de S ; produzindo, desse modo, pelo menos um sinal de subfaixa de QMF; e/ou um módulo de reconstrução de alta frequência configurado para modificar pelo menos um sinal de subfaixa de QMF, por exemplo, escalar um ou mais sinais de subfaixa de QMF; e/ou um banco de QMF de síntese configurado para gerar o componente de alta frequência a partir do pelo menos um sinal de subfaixa de QMF modificado.

O transposer harmônico pode compreender qualquer das características e pode ser configurado para realizar qualquer das etapas de método esboçadas no presente documento. Em particular, o transposer harmônico pode compreender um banco de filtro de análise configurado para proporcionar um conjunto de sinais de subfaixa de análise a partir do componente de baixa frequência do sinal. O transposer harmônico pode compreender uma unidade de processamento não linear associada com a ordem de transposição T e configurada para determinar um conjunto de sinais de subfaixa de síntese a partir do conjunto de sinais de subfaixa de análise por alteração de uma fase do conjunto de sinais de subfaixa de análise. Conforme esboçado acima, a alteração da fase pode compreender multiplicar as amostras complexas dos sinais de subfaixa de análise. O transposer harmônico pode compreender um banco de filtro de síntese configurado para gerar o componente de alta frequência modulado do sinal a partir do conjunto de sinais de subfaixa de síntese.

O componente de baixa frequência pode ter uma largura de faixa B . O transposer harmônico pode ser configurado para gerar um conjunto de

sinais de subfaixa de síntese que envolve ou se estende da faixa de frequência $(T-1) \cdot B$ até $T \cdot B$. Em tais casos, o transposer harmônico pode ser configurado para modular o conjunto de sinais de subfaixa de síntese em uma faixa base centrada ao redor da frequência zero, produzindo, desse modo, o componente de alta frequência modulado. Tal modulação pode ser realizada por filtragem de alta passagem em um sinal de domínio de tempo gerado de um conjunto de sinais de subfaixa incluindo o conjunto de sinais de subfaixa de síntese e por modulação subsequente e/ou amostragem descendente do sinal de domínio de tempo filtrado. Alternadamente ou em adição, tal modulação pode ser realizada por geração diretamente de um sinal de domínio de tempo modulado a partir do conjunto de sinais de subfaixa de síntese. Isto pode ser alcançado pelo uso de um banco de filtro de síntese de um tamanho menor do que o tamanho nominal. Por exemplo, se o banco de filtro de síntese tem um tamanho nominal de L e a faixa de frequência de $(T-1) \cdot B$ até $T \cdot B$ corresponde a índices de subfaixa de síntese de k_0 a k_1 , os sinais de subfaixa de síntese podem ser mapeados para índices de subfaixa de 0 a $k_1 - k_0$ em um banco de filtro de síntese de tamanho $k_1 - k_0$ ($< L$), isto é, um banco de filtro de síntese tendo um tamanho $k_1 - k_0$ que é menor do que L .

O sistema pode compreender meio de amostragem descendente a montante do transposer harmônico configurado para proporcionar um componente de baixa frequência criticamente (ou perto de criticamente) descendentemente amostrado na primeira frequência de amostragem dividido por um fator de baixa amostragem Q a partir do componente de baixa frequência do sinal. Em tais casos, as frequências de amostragem diferentes no sistema pode ser dividida pelo fator de amostragem descendente Q . Em particular, o componente de alta frequência modulado pode estar na primeira frequência de amostragem multiplicado por um fator S e dividido pelo fator de amostragem descendente Q . O tamanho do banco de QMF de análise X pode ser um múltiplo de S/Q .

De acordo com um outro aspecto, um método para geração de um componente de alta frequência de um sinal de um componente de baixa frequência do sinal é descrito. O método pode compreender ta etapa de pro-

porcionar um conjunto de sinais de subfaixa de análise a partir do componente de baixa frequência do sinal usando um banco de filtro de análise tendo uma resolução de frequência de Δf , no qual o conjunto de sinais de subfaixa de análise compreende pelo menos dois sinais de subfaixa de análise. O método pode adicionalmente compreender a etapa de determinar um conjunto de sinais de subfaixa de síntese a partir do conjunto de sinais de subfaixa de análise usando uma ordem de transposição P , no qual o conjunto de sinais de subfaixa de síntese é determinado baseado em uma porção do conjunto de sinais de subfaixa de análise alterado por fase por uma quantidade derivada a partir da ordem de transposição P . Além disso, o método pode compreender a etapa de gerar o componente de alta frequência do sinal a partir do conjunto de sinais de subfaixa de síntese usando um banco de filtro de síntese (504) tendo uma resolução de frequência de $F\Delta f$, com F sendo um fator de resolução, com $F \geq 1$; no qual a ordem de transposição P é diferente a partir do fator de resolução F .

De acordo com outro aspecto, um método para geração de um componente de alta frequência de um sinal de um componente de baixa frequência do sinal é descrito. O método pode compreender a etapa de proporcionar um conjunto de sinais de subfaixa de análise a partir do componente de baixa frequência do sinal; no qual o conjunto de sinais de subfaixa de análise pode compreender pelo menos dois sinais de subfaixa de análise. O método pode compreender a etapa de determinar um primeiro conjunto de sinais de subfaixa de síntese a partir do conjunto de sinais de subfaixa de análise usando uma primeira ordem de transposição P_1 , no qual o primeiro conjunto de sinais de subfaixa de síntese compreende uma porção do conjunto de sinais de subfaixa de análise alterado por fase por uma quantidade derivada a partir da primeira ordem de transposição P_1 . Além disso, o método pode compreender a etapa de determinar um segundo conjunto de sinais de subfaixa de síntese a partir do conjunto de sinais de subfaixa de análise usando uma segunda ordem de transposição P_2 ; no qual o segundo conjunto de sinais de subfaixa de síntese compreende uma porção do conjunto de sinais de subfaixa de análise alterado por fase por uma quantidade derivada pela se-

gundo ordem de transposição P_2 . A primeira ordem de transposição P_1 e a segundo ordem de transposição P_2 podem ser diferentes. O primeiro e o segundo conjunto de sinais de subfaixa de síntese podem ser combinados para produzir um conjunto combinado de sinais de subfaixa de síntese e o componente de alta frequência do sinal pode ser gerado a partir do conjunto combinado de sinais de subfaixa de síntese.

De acordo com outro aspecto, um método para geração de um componente de alta frequência de um sinal de um componente de baixa frequência do sinal é descrito. O método pode compreender a etapa de proporcionar um conjunto de sinais de subfaixa de análise tendo uma resolução de frequência de Δf a partir do componente de baixa frequência do sinal. O método pode adicionalmente compreender a etapa de determinar um conjunto de sinais de subfaixa de síntese intermediários tendo uma resolução de frequência de $P\Delta f$ a partir do conjunto de sinais de subfaixa de análise usando uma ordem de transposição P ; no qual o conjunto de sinais de subfaixa de síntese intermediários compreende uma porção do conjunto de sinais de subfaixa de análise alterado por fase pela ordem de transposição P . Um ou mais sinais de subfaixa de síntese intermediários podem ser interpolados para determinar um sinal de subfaixa de síntese de um conjunto de sinais de subfaixa de síntese tendo uma resolução de frequência de $F\Delta f$, com F sendo um fator de resolução, com $F \geq 1$; no qual a ordem de transposição P_2 pode ser diferente a partir da resolução de frequência F . O componente de alta frequência do sinal pode ser gerado a partir do conjunto de sinais de subfaixa de síntese.

De acordo com um outro aspecto, um método para geração de um componente de alta frequência de um sinal a uma segunda frequência de amostragem de um componente de baixa frequência do sinal a uma primeira frequência de amostragem é descrito. A segunda frequência de amostragem pode ser R vezes a primeira frequência de amostragem, com $R > 1$. O método pode compreender a etapa de gerar um componente de alta frequência modulado a partir do componente de baixa frequência pela aplicação de transposição harmônica de ordem T ; no qual o componente de alta frequên-

cia modulado compreende uma porção espectral do componente de baixa frequência transposto a uma faixa de frequência T vezes mais alta; no qual o componente de alta frequência modulado está na primeira frequência de amostragem multiplicado por um fator S ; no qual $T > 1$ e $S \leq R$. Em uma concretização, $S < R$.

De acordo com outro aspecto, um conjunto de caixa superior para decodificação de um sinal recebido compreendendo pelo menos um sinal de áudio é descrito. O conjunto de caixa superior pode compreender um sistema para geração do componente de alta frequência do sinal de áudio a partir do componente de baixa frequência do sinal de áudio. O sistema pode compreender qualquer dos aspectos e características esboçados no presente documento.

De acordo com outro aspecto, um programa de software é descrito. O programa de software pode ser adaptado para execução em um processador e para realização de qualquer dos aspectos e etapas do método esboçados no presente documento quando efetuado em um dispositivo de computação.

De acordo com um outro aspecto, um meio de armazenamento é descrito. O meio de armazenamento pode compreender um programa de software adaptado para execução em um processador e para realização de qualquer dos aspectos e etapas do método esboçados no presente documento quando efetuado em um dispositivo de computação.

De acordo com outro aspecto, um produto de programa de computador é descrito. O produto de programa de computador pode compreender instruções executáveis para realização de qualquer dos aspectos e etapas do método esboçados no presente documento quando executado em um computador.

Deve ser notado que as concretizações e aspectos descritos neste documento podem ser arbitrariamente combinados. Em particular, deve ser notado que os aspectos e características esboçados no contexto de um sistema são também aplicáveis no contexto do método correspondente e vice versa. Além disso, deve ser notado que a revelação do presente documento

também cobre outras combinações de reivindicação do que as combinações de reivindicação que são explicitamente dadas pelas referências nas reivindicações dependentes, isto é, as reivindicações e suas características técnicas podem ser combinadas em qualquer ordem e qualquer formação.

5 BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS

A presente invenção será agora descrita por meio de exemplos ilustrativos, não limitando o escopo ou espírito da invenção, com referência aos desenhos acompanhantes, em que:

10 a figura 1 ilustra a operação de um transposer harmônico de domínio de frequência (FD) de ordem simples exemplo;

a figura 2 ilustra a operação de um transposer harmônico exemplo usando várias ordens;

15 a figura 3 ilustra a operação da técnica anterior de um transposer harmônico exemplo usando várias ordens de transposição, enquanto usa um banco de filtro de análise comum;

a figura 4 ilustra a operação da técnica anterior de um transposer harmônico exemplo usando várias ordens de transposição, enquanto usa um banco de filtro de síntese comum;

20 a figura 5 ilustra a operação de um transposer harmônico exemplo usando várias ordens de transposição, enquanto usa um banco de filtro de síntese comum e um banco de filtro de síntese comum;

as figuras 5b e 5c ilustram exemplos para o mapeamento de sinais de subfaixa para um esquema de transposer múltiplo de acordo com a figura 5;

25 a figura 6 ilustra um primeiro cenário de exemplo para a aplicação de transposição harmônica usando várias ordens de transposição em um codec de áudio intensificado por FFFR;

a figura 7 ilustra uma implementação exemplo do cenário da figura 6 envolvendo subamostragem;

30 a figura 8 ilustra um cenário exemplar para a aplicação de transposição harmônica usando várias ordens de transposição em um codec de áudio intensificado por FFFR;

a figura 9 ilustra uma implementação exemplar do cenário da figura 8 envolvendo subamostragem;

a figura 10 ilustra um terceiro cenário exemplar para a aplicação de transposição harmônica usando várias ordens de transposição em um codec de áudio intensificado por FFFR;

a figura 11 ilustra uma implementação exemplar do cenário da figura 10 envolvendo subamostragem;

a figura 12a ilustra efeitos exemplo de transposição harmônica em um sinal no domínio de frequência;

as figuras 12b e 12c ilustram métodos exemplos para combinação de sobreposição e não sobreposição de sinais transpostos;

a figura 13 ilustra efeitos exemplos de transposição harmônica de ordem $T=2$ em combinação com subamostragem em um sinal no domínio de frequência;

a figura 14 ilustra efeitos exemplos de transposição harmônica de ordem $T=3$ em combinação com subamostragem em um sinal no domínio de frequência;

a figura 15 ilustra efeitos exemplos de transposição harmônica de ordem $T=P$ em combinação com subamostragem em um sinal no domínio de frequência (caso de não sobreposição);

a figura 16 ilustra efeitos exemplos de transposição harmônica de ordem $T=P$ em combinação com subamostragem em um sinal no domínio de frequência (caso de sobreposição); e

a figura 17 ilustra um layout exemplo de um bloco de construção de transposer maximamente decimado, isto é, criticamente amostrado.

DESCRIÇÃO DAS CONCRETIZAÇÕES PREFERIDAS

As concretizações abaixo descritas são meramente ilustrativas para os princípios da presente invenção para transposição harmônica combinada eficiente. É compreendido que modificações e variações dos arranjos e detalhes aqui descritos serão aparentes a outros técnicos no assunto. É o pretendido, portanto, ser limitada somente pelo escopo das reivindicações de patente pendentes e não pelos detalhes específicos apresentados por meio

de descrição e explanação das concretizações aqui.

A figura 1 ilustra a operação de um transposer harmônico de domínio de frequência (FD) 100. Em uma forma básica, um transposer harmônico de ordem T^n é teoricamente uma unidade que altera todos os componentes de sinal do sinal de entrada a uma frequência T vezes mais alta. De modo a implementar tal transposição no domínio de frequência, um banco de filtro de análise (ou transformação) 101 transforma o sinal de entrada a partir do tempo-domínio ao domínio de frequência e libera subfaixas complexas ou sinais de subfaixa, também referidos como as subfaixas de análise ou sinais de subfaixa de análise. Os sinais de subfaixa de análise são submetidos a processamento não linear 102 modificando a fase e/ou a amplitude de acordo com a ordem de transposição escolhida T . Tipicamente, o processamento não linear libera um número de sinais de subfaixa que é igual ao número de sinais de subfaixa de entrada, isto é, igual ao número de sinais de subfaixa de análise. Contudo, é proposto no contexto de um processamento não linear avançado liberar um número de sinais de subfaixa que seja diferente a partir do número de sinais de subfaixa de entrada. Em particular, dois sinais de subfaixa de entrada podem ser processados em uma maneira não linear de modo a gerar um sinal de subfaixa de saída. Isto será esboçado em detalhe adicional abaixo. As subfaixas modificadas ou sinais de subfaixa, que são também referidos como as subfaixas de síntese ou sinais de subfaixa de síntese, são alimentados a um banco de filtro de síntese (ou transformação) 103 que transforma os sinais de subfaixa a partir do domínio de frequência no domínio de tempo e libera o sinal de domínio de tempo transposto.

Tipicamente, cada banco de filtro tem uma resolução de frequência física medida em Hertz e um parâmetro de avanço de tempo medido em segundos. Estes dois parâmetros, isto é, a resolução de frequência e o avanço de tempo, definem os parâmetros de tempo discretos do banco de filtro dada a taxa de amostragem escolhida. Pela escolha dos parâmetros de avanço de tempo físicos, isto é, o parâmetro de avanço de tempo medido em unidades de tempo, por exemplo, segundos, dos bancos de filtro de análise e de sínteses serem idênticos, um sinal de saída do transposer 100 pode ser

obtido que tem a mesma taxa de amostragem conforme o sinal de entrada. Além disso, pela omissão do processamento não linear 102, uma reconstrução perfeita do sinal de entrada na saída pode ser alcançada. Isto requer um desenho cuidadoso dos bancos de análise e de síntese. Por outro lado, se a taxa de amostragem de saída é escolhida para ser diferente a partir da taxa de amostragem de entrada, uma conversão de taxa de amostragem pode ser obtida. Este modo de operação pode ser necessário, por exemplo, quando se aplica uma transposição de sinal onde a largura de faixa de saída desejada é maior do que a metade da taxa de amostragem de entrada, isto é, quando a largura de faixa de saída desejada excede a frequência de Nyquist do sinal de entrada.

A figura 2 ilustra a operação de transposer múltiplo ou sistema de transposer múltiplo 200 compreendendo vários transposers harmônicos 201-1, 201-2, ..., 201-P de ordens diferentes. O sinal de entrada que é para ser transposto é passado a um banco de P transposers individuais 201-1, 201-2, ..., 201-P. Os transposers individuais 201-1, 201-2, ..., 201-P realizam uma transposição harmônica do sinal de entrada conforme esboçado no contexto da figura 1. Tipicamente, cada um dos transposers individuais 201-1, 201-2, ..., 201-P realize uma transposição harmônica de uma ordem diferente de transposição T . Por meio de exemplo, o transposer 201-1 pode realizar uma transposição de ordem $T=1$, o transposer 201-2 pode realizar uma transposição de ordem $T=2, \dots$, e o transposer 201-P pode realizar uma transposição de ordem $T=P$. As contribuições, isto é, os sinais de saída dos transposers individuais 201-1, 201-2, ..., 201-P, podem ser somadas no combinador 202 para produzir a saída de transposer combinada.

Deve ser notado que cada transposer 201-1, 201-2, ..., 201-P requer um banco de filtro de análise e um banco de filtro de síntese conforme representado na figura 1. Além disso, a implementação usual dos transposers individuais 201-1, 201-2, ..., 201-P será tipicamente mudar a taxa de amostragem do sinal de entrada processado por quantidades diferentes. Por meio de exemplo, a taxa de amostragem do sinal de saída do transposer 201-P pode ser P vezes mais alta do que a taxa de amostragem do sinal de

entrada ao transposer 201-P. Isto pode ser devido a um fator de expansão de largura de faixa de P usado no interior do transposer 201-P, isto é, devido ao uso de um banco de filtro de síntese que tem P vezes mais canais de subfaixa do que o banco de filtro de análise. Em se fazendo isto, a taxa de amostragem e a frequência de Nyquist são aumentadas por um fator P . Como uma consequência, os sinais de domínio de tempo individuais podem necessitar ser reamostrados de modo a permitir combinação dos sinais de saída diferentes no combinador 202. A reamostragem dos sinais de domínio de tempo podem ser efetuados no sinal de entrada ou no sinal de saída para cada transposer individual 201-1, 201-2, ..., 201-P.

A figura 3 ilustra uma configuração exemplar de um transposer harmônico múltiplo ou sistema de transposer múltiplo 300 realizando várias ordens de transposição, e usando um banco de filtro de análise comum 301. Um ponto de partida para o desenho do transposer múltiplo 300 pode ser desenhar os transposers individuais 201-1, 201-2, ..., 201-P da figura 2 tal que os bancos de filtro de análise (sinal de referência 101 na figura 1) de todos os transposers 201-1, 201-2, ..., 201-P sejam idênticos e possam ser substituídos por um banco de filtro de análise simples 301. Como uma consequência, o sinal de entrada de domínio de tempo é transformado em um conjunto simples de sinais de subfaixa de domínio de frequência, isto é, um conjunto simples de sinais de subfaixa de análise. Estes sinais de subfaixa são submetidos a unidades de processamento não lineares 302-1 diferentes, 302-2, ..., 302-P para ordens diferentes de transposição. Conforme esboçado acima no contexto da Fig. 1, o processamento não linear compreende uma modificação da fase e/ou amplitude dos sinais de subfaixa, e esta modificação difere das ordens diferentes de transposição. Subsequentemente, os sinais de subfaixa ou subfaixas diferentemente modificados têm que serem submetidos a bancos de filtro de síntese 303-1 diferentes, 303-2, ..., 303-P correspondentes ao processamento não linear 302-1, 302-2, ..., 302-P diferente. Como um resultado, sinais de saída de domínio de tempo diferentemente transpostos P são obtidos que são somados no combinador 304 para produzir a saída de transposer combinada.

Deve ser notado que se os bancos de filtro de síntese 303-1, 303-2, ..., 303-P correspondentes às ordens de transposição diferentes em taxas de amostragem diferentes, por exemplo, pelo uso de graus diferentes de expansão de largura de faixa, os sinais de saída de domínio de tempo dos bancos de filtro de síntese 303-1, 303-2, ..., 303-P diferentes necessitam serem diferentemente reamostrados de modo a alinhar os sinais de saída P à mesma grade de tempo, antes de sua soma no combinador 304.

A figura 4 ilustra uma configuração exemplo de um sistema de transposer harmônico múltiplo 400 usando várias ordens de transposição, enquanto usa um banco de filtro de síntese comum 404. O ponto de partida para o desenho de tal transposer múltiplo 400 pode ser o desenho dos transposers individuais 201-1, 201-2, ..., 201-P da figura 2, tal que os bancos de filtro de síntese de todos os transposers são idênticos e podem ser substituídos por um banco de filtro de síntese simples 404. Deve ser notado que em uma maneira análoga como na situação mostrada na figura 3, o processamento não linear 402-1, 402-2, ..., 402-P é diferente para cada ordem de transposição. Além disso, os bancos de filtro de análise 401-1, 401-2, ..., 401-P são diferentes das ordens de transposição diferentes. Como tal, um conjunto de P bancos de filtro de análise 401-1, 401-2, ..., 401-P determina P conjuntos de sinais de subfaixa de análise. Estes P conjuntos de sinais de subfaixa de análise são submetidos a correspondentes unidades de processamento não linear 402-1, 402-2, ..., 402-P para produzir P conjuntos de sinais de subfaixa modificados. Estes P conjuntos de sinais de subfaixa podem ser combinados no domínio de frequência no combinador 403 para produzir um conjunto combinado de sinais de subfaixa como uma entrada para o banco de filtro de síntese simples 404. Esta combinação de sinal no combinador 403 pode compreender a alimentação de sinais de subfaixa diferentemente processados em faixas de subfaixa diferentes e/ou a superposição de contribuições de sinais de subfaixa para sobreposição de faixas de subfaixas. Em outras palavras, sinais de subfaixa de análise diferentes que foram processados com ordens de transposição diferentes podem cobrir sobreposição de faixas de frequência. Em tais casos, a superposição de contribuições pode ser combi-

nada, por exemplo, adicionada e/ou classificada, pelo combinador 403. O sinal de saída de domínio de tempo do transposer múltiplo 400 é obtido a partir do banco de filtro de síntese comum 404. Em uma maneira similar conforme esboçado acima, se os bancos de filtro de análise 401-1, 401-2, 401-P operam em taxas de amostragem diferentes, a entrada de sinais de domínio de tempo para os bancos de filtro de análise diferentes 401-1, 401-2, ..., 401-P pode necessitar ser reamostrada de modo a alinhar os sinais de saída das unidades de processamento não lineares diferentes 402-1, 402-2, ..., 402-P para a mesma grade de tempo.

A figura 5 ilustra a operação de um sistema de transposer harmônico múltiplo 500 usando várias ordens de transposição e compreendendo um banco de filtro de análise simples comum 501 e um banco de filtro de síntese simples comum 504. Neste caso, os transposers individuais 201-1, 201-2, ..., 201-P da figura 2 devem ser desenhados tal que ambos os bancos de filtro de análise e os bancos de filtro de síntese de todos os P transposers harmônicos são idênticos. Se a condição de bancos de filtro de análise e banco de filtro de sínteses idênticos para os P transposers harmônicos diferentes é encontrada, então o banco de filtros idêntico pode ser substituído por um banco de filtro de análise simples 501 e um banco de filtro de síntese simples 504. As unidades de processamento não lineares avançadas 502-1, 502-2, ..., 502-P liberam contribuições diferentes que são combinadas no combinador 503 para produzir uma entrada combinada para as respectivas subfaixas do banco de filtro de síntese 504. Similarmente ao transposer harmônico múltiplo 400 representado na Fig 4, a combinação de sinal no combinador 503 pode compreender a alimentação de saídas diferentemente processadas das unidades de processamento não lineares 502-1, 502-2, ..., 502-P em faixas de subfaixas diferentes, e a superposição de saídas de contribuição múltiplas para sobreposição de faixas de subfaixas.

Conforme já indicado acima, o processamento não linear 102 tipicamente proporciona um número de subfaixas na saída que corresponde ao número de subfaixas na entrada. O processamento não linear 102 tipicamente modifica a fase e/ou a amplitude da subfaixa ou o sinal de subfaixa de

acordo com a ordem de transposição subjacente T . Por meio de exemplo, uma subfaixa na entrada é convertida em uma subfaixa na saída com frequência T vezes mais alta, isto é, uma subfaixa na entrada para o processamento não linear 102, isto é, a subfaixa de análise, $[(k - 1/2)\Delta f, (k + 1/2)\Delta f]$ pode ser transposta a uma subfaixa na saída do processamento não linear 102, isto é, a subfaixa de síntese, $[(k - 1/2)T\Delta f, (k + 1/2)T\Delta f]$, no qual k é um número de índice de subfaixa e Δf se a resolução de frequência do banco de filtro de análise. De modo a permitir o uso de bancos de filtro de análise comuns 501 e bancos de filtro de síntese comuns 504, uma ou mais das unidades de processamento avançadas 502-1, 502-2, ... , 502-P podem ser configuradas para proporcionar um número de subfaixas de saída que é diferente a partir do número de subfaixas de entrada. Em uma concretização, o número de subfaixas de entrada na unidade de processamento avançada 502-1, 502-2, ... , 502-P pode ser grosseiramente F/T vezes o número de subfaixas de saída, onde T é a ordem de transposição da unidade de processamento avançada e F é um fator de resolução de banco de filtro introduzido abaixo.

Em seguida, os princípios de processamento não linear avançado nas unidades de processamento não lineares 502-1, 502-2, ... , 502-P serão esboçados. Para esta proposta, é assumido que

- o banco de filtro de análise e o banco de filtro de síntese compartilham o mesmo parâmetro de avanço de tempo físico Δt .
- o banco de filtro de análise tem uma resolução de frequência física Δf
- o banco de filtro de síntese tem resolução de frequência física $F\Delta$ onde o fator de resolução $F \geq 1$ é um inteiro.

Além disso, é assumido que os bancos de filtro são regularmente empilhados, isto é, a subfaixa com índice zero é centrada ao redor da frequência zero, tal que as frequências de centro de banco de filtro de análise são dadas por $k\Delta f$ quando o índice de subfaixa de análise $k = 0, 1, \dots, L_A - 1$ e L_A é o número de subfaixas do banco de filtro de análise. As frequências de centro de banco de filtro de síntese são dadas por $nF\Delta f$ onde o índice de sub-

faixa de síntese $n = 0, 1, \dots, L_s - 1$ e L_s é o número de subfaixas do banco de filtro de síntese.

Quando se realiza transposição convencional de ordem de inteiro $T > 1$ conforme mostrado na figura 1, o fator de resolução F é selecionado como $F = T$, e a subfaixa de análise não - linearmente processada k é mapeada na subfaixa de síntese com o mesmo índice $n=k$. O processamento não linear tipicamente compreende multiplicação da fase de uma subfaixa ou sinal de subfaixa pelo fator T . Isto é, para cada amostra das subfaixas de banco de filtro, pode-se escrever

$$\theta_s(k) = T\theta_A(k), \quad (1)$$

onde $\theta_A(k)$ é a fase de uma amostra da subfaixa de análise k e $\theta_s(k)$ é a fase de uma amostra da subfaixa de síntese k . A grandeza ou amplitude de uma amostra da subfaixa pode ser mantida não modificada ou pode ser aumentada ou diminuída por um fator de ganho constante. Devido ao fato que T é um inteiro, a operação da equação (1) é independente da definição do ângulo de fase.

Se o fator de resolução F é selecionado para ser igual à ordem de transposição T , isto é, $F = T$, então a resolução de frequência do banco de filtro de síntese, isto é, $F\Delta f$, depende da ordem de transposição T . Consequentemente, é necessário usar bancos de filtros diferentes para ordens de transposição diferentes T ou no estágio de análise ou de síntese. Isto é decidido ao fato que a ordem de transposição T define o quociente resoluções de frequência físicas, isto é, o quociente da resolução de frequência Δf do banco de filtro de análise e a resolução de frequência $F\Delta f$ do banco de filtro de síntese.

De modo a ser capaz de usar um banco de filtro de análise comum 501 e um banco de filtro de síntese comum 504 para uma pluralidade de ordens de transposição diferentes T , é proposto ajustar a resolução de frequência do banco de filtro de síntese 504 a $F\Delta f$, isto é, é proposto produzir a resolução de frequência do banco de filtro de síntese 504 independente da ordem de transposição T . Em seguida, a questão se eleva de como implementar uma transposição de ordem T quando o fator de resolução F , isto é, o

quociente F da resolução de frequência física do banco de filtro de análise e banco de filtro de síntese, não obedece necessariamente a relação $F = T$.

Conforme esboçado acima, um princípio de transposição harmônica é que a entrada para a subfaixa de banco de filtro de síntese n com frequência central $nF\Delta f$ é determinado de uma subfaixa de análise a uma frequência central T vezes mais baixa, isto é, na frequência central $nF\Delta f / T$. As frequências centrais das subfaixas de análise são identificadas através do índice de subfaixa de análise k como $k\Delta f$. Ambas as expressões para a frequência central do índice de subfaixa de análise, isto é, $nF\Delta f / T$ e $k\Delta f$, pode ser equacionadas. Levando-se em conta que o índice n é um valor inteiro, a expressão nF/T é um número racional que pode ser expresso como uma soma de uma subfaixa de análise de índice de inteiro k e um restante $r \in \{0, 1/T, 2/T,$

$$(T-1)/T\} \text{ tal que } (nF/T) = k + r. \quad (2)$$

Como tal, pode ser estipulado que a entrada para uma subfaixa de síntese com índice de subfaixa de síntese n pode ser derivada usando uma transposição de ordem T , a partir da subfaixa de análise ou subfaixas k com o índice dado pela equação (2). Em vista do fato que nF/T é um número racional, o restante r pode ser diferente de 0, e o valor $k+r$ pode ser maior do que o índice de subfaixa de análise k e menor do que o índice de subfaixa de análise $k+1$. Consequentemente, a entrada para uma subfaixa de síntese com índice de subfaixa de síntese n deve ser derivada usando-se uma transposição de ordem T a partir das subfaixas de análise com o índice de subfaixa de análise k e $k+1$, no qual k é dado pela equação (2).

Como um resultado da análise acima, o processamento não linear avançado realizado em uma unidade de processamento não linear 502-1, 502-2, 502-P pode compreender, em geral, uma etapa de consideração de duas subfaixas de análise vizinhas com índice k e $k+1$ em ordem para proporcionar a saída para subfaixa de síntese n . Para uma ordem de transposição T , a modificação de fase realizada pela unidade de processamento não linear 502-1, 502-2, 502-P pode, portanto, ser definida pela regra de interpolação linear,

$$\theta_s(n) = T(1-r) \theta_A(k) + Tr\theta_A(k+1), \quad (3)$$

onde $\theta_A(k)$ é a fase de uma amostra da subfaixa de análise k , $\theta_A(k+1)$ é a fase de uma amostra da subfaixa de análise $k+1$, e $\theta_s(k)$ é a fase de uma amostra da subfaixa de síntese n . Isto é, se o restante r é perto de zero, isto é, se o valor $k+r$ é perto de k , então a contribuição principal da fase da amostra de subfaixa de síntese é derivada a partir da fase da amostra de subfaixa de análise da subfaixa k . Por outro lado, se o restante r é perto de um, isto é, se o valor $k+r$ é perto de $k+1$, então a contribuição principal da fase da amostra de subfaixa de síntese é derivada a partir da fase da amostra de subfaixa de análise da subfaixa $k+1$. Deve ser notado que os multiplicadores de fase $T(1-r)$ e Tr são ambos inteiros tal como as modificações de fase da equação (3) são bem definidas e independentes da definição do ângulo de fase.

Concernente às amostras de subfaixa, o seguinte valor médio geométrico pode ser selecionado para a determinação da grandeza das amostras de subfaixa de síntese,

$$a_s(n) = a_A(k)^{(1-r)} a_A(k+1)^r, \quad (4)$$

onde $a_s(n)$ denota a grandeza de uma amostra da subfaixa de síntese n , $a_A(k)$ denota a grandeza de uma amostra da subfaixa de análise k e $a_A(k+1)$ denota a grandeza de uma amostra da subfaixa de análise $k+1$.

Para o caso de um banco de filtro singularmente empilhado onde as frequências centrais de banco de filtro de análise são dadas por $(k+1/2)\Delta f$ com $k = 0, 1, \dots, L_A - 1$, e as frequências centrais do banco de filtro de síntese são dadas por $(n+1/2)F\Delta f$ com $n = 0, 1, \dots, L_S - 1$, uma equação correspondente à equação (2) pode derivar por equacionamento da frequência central do banco de filtro de síntese transposta $(n+1/2)F\Delta f/T$, e a frequência central do banco de filtro de análise $(k+1/2)\Delta f$. Assumindo um índice de inteiro k e um restante $r \in [0, 1]$, a seguinte equação para empilhamento singularmente de bancos de filtro pode ser derivada:

$$[(n + \frac{1}{2})F]/T = k + \frac{1}{2} + r. \quad (5)$$

Pode ser visto que se $T = F$, isto é, a diferença entre a ordem de transposição e o fator de resolução é constante, $T(1 - r)$ e Tr são ambos inteiros e as regras de interpolação das equações (3) e (4) podem ser usadas.

5 O mapeamento de subfaixas de análise em subfaixas de síntese é ilustrado na Fig, 5b. A figura 5b mostra quatro diagramas para ordens de transposição diferentes $T=1$ a $T=4$. Cada diagrama ilustra como caixas fonte 510, isto é, as subfaixas de análise são mapeadas em caixas-alvo 530, isto é, subfaixas de síntese. Para facilidade de ilustração, é assumido que o
10 fator de resolução F é igual a um. Em outras palavras, a figura 5b ilustra o mapeamento de sinais de subfaixa de análise para sinais de subfaixa de síntese usando as Eq. (2) e (3). No exemplo ilustrado, o banco de filtro de síntese/análise é regularmente empilhado, com $F = 1$ e a ordem de transposição máxima $P = A$.

15 No caso ilustrado, a equação (2) pode ser escrita como $n/T = k + r$. Consequentemente, para uma ordem de transposição $T=1$, uma subfaixa de análise com um índice k é mapeado para uma subfaixa de síntese correspondente n e o restante r é sempre zero. Isto pode ser visto na figura 5b onde uma caixa fonte 511 é mapeada para outra a uma caixa alvo 531.

20 No caso de uma ordem de transposição $T=2$, o restante r toma nos valores 0 e 1/2 e uma caixa fonte é mapeada para uma pluralidade de caixas-alvo. Quando da reversão da perspectiva, pode ser citado que cada caixa alvo 532, 535 recebe uma contribuição de até duas caixas fonte. Isto pode ser visto na figura 5b, onde a caixa alvo 535 recebe uma contribuição
25 das caixas fonte 512 e 515. Contudo, a caixa alvo 532 recebe uma contribuição da caixa fonte 512 somente. É assumido que a caixa alvo 532 tem um índice constante n , por exemplo, $n = 10$, então a equação (2) especifica que a caixa alvo 532 recebe uma contribuição a partir do caixa fonte 512 com um índice $k=n/2$, por exemplo, $k = 5$. O restante r é zero neste caso, isto é, não
30 existe contribuição a partir do caixa fonte 515 com índice $k+1$, por exemplo, $k+1=6$. Esta mudança para caixa alvo 535 com um índice ímpar n , por exemplo, $n = 11$. Neste caso, a equação (2) especifica que o caixa alvo 535

recebe contribuições a partir do caixa fonte 512 (índice $k=5$) e caixa fonte 515 (índice $AH-1=6$). Isto se aplica em uma maneira similar a ordem de transposição mais alta T , por exemplo, $T=3$ e $T=4$, conforme mostrado na figura 5b.

5 A situação similar para o caso de $F = 2$, onde a equação (2) pode ser escrita como $2n/T = k + r$ é representada na figura 5c. Para uma ordem de transposição $T=2$, uma subfaixa de análise com um índice k é mapeado a uma subfaixa de síntese correspondente n e o restante r é sempre zero. Isto pode ser visto na figura 5c onde uma caixa fonte 521 é mapeada uma a uma
10 a uma caixa alvo 541.

No caso de uma ordem de transposição $T=3$, o restante r toma os valores 0, $1/3$, e $2/3$ e uma caixa fonte é mapeada a uma pluralidade de caixas-alvo. Quando da reversão da perspectiva, pode ser citado que cada caixa alvo 542, 545 recebe uma contribuição de até duas caixas fonte. Isto
15 pode ser visto na figura 5c, onde a caixa alvo 545 recebe uma contribuição dos caixas fonte 522 e 525. Se for assumido que o caixa alvo 545 tem índice, por exemplo, $n = 8$, então a equação (2) especifica que $k = 5$ e $r = 1/3$, de modo que a caixa alvo 545 recebe contribuições a partir do caixa fonte 522 (índice $A=5$) e a caixa fonte 525 (índice $A+1=6$). Contudo, para o caixa alvo
20 546 com índice $n = 9$, o restante r é zero tal que a caixa alvo 546 recebe uma contribuição do caixa fonte 525 somente. Isto se aplica em uma maneira similar a ordem de transposição mais alta T , por exemplo, $T = 4$, conforme mostrado na figura 5c.

Uma interpretação adicional do processamento não linear avançado
25 çado acima pode ser como segue. O processamento não linear avançado pode ser compreendido como uma combinação de uma transposição de uma dada ordem T e um mapeamento subsequente dos sinais de subfaixa transpostos a uma grade de frequência definida pelo banco de filtro de síntese comum, isto é, por uma grade de frequência $F\Delta f$. De modo a ilustrar esta
30 interpretação, referência é feita novamente à figura 5b ou 5c. Contudo, no presente caso, as caixas fontes 510 ou 520 são consideradas serem subfaixas de síntese derivadas a partir das subfaixas de análise usando-se uma

ordem de transposição T . Estas subfaixas de síntese têm uma grade de frequência dada por $T\Delta f$. De modo a gerar sinais de subfaixa de síntese em uma grade de frequência pré-definida $F\Delta f$ dada pelas caixas-alvo 530 ou 540, as caixas fontes 510 ou 520, isto é, as subfaixas de síntese tendo a

5 grade de frequência $T\Delta f$, necessitam serem mapeadas na grade de frequência pré-definida $F\Delta f$. Isto pode ser realizado determinando uma caixa alvo 530 ou 540, isto é, um sinal de subfaixa de síntese na grade de frequência $F\Delta f$, pela interpolação de uma ou duas caixas fontes 510 ou 520, isto é, sinais de subfaixa de síntese na grade de frequência $T\Delta f$. Em uma concretiza-

10 ção preferida, interpolação linear é usada, no qual os pesos da interpolação são inversamente proporcionais à diferença entre a frequência central da caixa alvo 530 ou 540 e a correspondente caixa fonte 510 ou 520. Por meio de exemplo, se a diferença é zero, então o peso é 1, e se a diferença é $T\Delta f$, então o peso é 0.

15 Em suma, um método de processamento não linear foi descrito que permite a determinação de contribuições a uma subfaixa de síntese por meio da transposição de várias subfaixas de análise. O método de processamento não linear capacita o uso de banco de filtro de subfaixa de análise simples e banco de filtro de subfaixa de síntese comuns para ordens de

20 transposição diferentes, reduzindo, desse modo, significativamente, a complexidade computacional de transposers harmônicos múltiplos.

Nas seguintes várias concretizações de transposers harmônicos múltiplos ou sistemas de transposer harmônicos múltiplos são descritos. Em sistemas de codificação/decodificação de fonte de áudio empregando HFR

25 (reconstrução de alta frequência), tal como SBR (replicação de faixa espectral) especificados, por exemplo, em WO 98/57436 que é incorporado por referência, um cenário típico é que o decodificador de núcleo, isto é, o decodificador de um componente de baixa frequência de um sinal de áudio libera um sinal de domínio de tempo para o módulo de HFR ou sistema de HFR,

30 isto é, o módulo ou sistema realizando a reconstrução do componente de alta frequência do sinal de áudio. O componente de baixa frequência pode ter uma largura de faixa que é mais baixa do que metade da largura de faixa

do sinal de áudio original compreendendo o componente de baixa frequência e o componente de alta frequência. Conseqüentemente, o sinal de domínio de tempo compreendendo o componente de baixa frequência, também referido como o sinal de faixa baixo, pode ser amostrado em metade da taxa de amostragem do sinal de saída final do sistema de codificação/decodificação de áudio. Em tais casos, o módulo de HFR terá que reamostrar efetivamente o sinal de núcleo, isto é, o sinal de faixa baixo, a duas vezes a frequência de amostragem de modo a facilitar o sinal de núcleo a ser adicionado ao sinal de saída. Conseqüentemente, o assim denominado fator de extensão de largura de faixa aplicado ao módulo de HFR se iguala a 2.

Após geração de um componente de alta frequência, também referido como sinal gerado por HFR, o sinal gerado por HFR é dinamicamente ajustado para equiparar o sinal gerado por HFR mais próximo possível ao componente de alta frequência do sinal original, isto é, ao componente de alta frequência do sinal originalmente codificado. Este ajuste é tipicamente realizado por um assim denominado processador de HFR por meio de informação lateral transmitida. A informação lateral transmitida pode compreender informação no envelope espectral do componente de alta frequência do sinal original e o ajuste do sinal gerado por HFR pode compreender o ajuste do envelope espectral do sinal gerado por HFR.

De modo a realizar o ajuste do sinal gerado por HFR de acordo com a informação lateral transmitida, o sinal gerado por HFR é analisado por um banco de QMF de multicanal (Filtro de Espelho de Quadratura) que proporciona sinais de subfaixa de QMF espectral do sinal gerado por HFR. Subseqüentemente, o processador de HFR realiza o ajuste do sinal gerado por HFR nos sinais de subfaixa de QMF espectral obtidos de bancos de QMF de análise. Eventualmente, os sinais de subfaixa de QMF ajustados são sintetizados em um banco de QMF de síntese. De modo a realizar uma modificação da frequência de amostragem, por exemplo, de modo a dobrar a frequência de amostragem a partir da frequência de amostragem do sinal de faixa baixo para a frequência de amostragem do sinal de saída do sistema de codificação/decodificação de áudio, o número de faixas de QMF de análi-

se pode ser diferente a partir do número de faixas de QMF de síntese. Em uma concretização, o banco de QMF de análise gera 32 sinais de subfaixa de QMF e o banco de QMF de síntese processa 64 subfaixas de QMF, proporcionando, desse modo, o dobramento da frequência de amostragem. Deve ser notado que tipicamente o banco de filtro de sínteses e/ou de análise do transposer gera várias centenas de análise e/ou subfaixas de síntese, proporcionando, desse modo, uma resolução de frequência significativamente mais alta do que os bancos de QMF.

Um exemplo de um processo para a geração de um componente de alta frequência de um sinal é ilustrado no sistema de HFR 600 da figura 6. Uma corrente de bit transmitida é recebida no decodificador de núcleo 601, que proporciona um componente de baixa frequência do sinal de saída codificado a uma frequência de amostragem f_s . O componente de baixa frequência na frequência de amostragem é admitido nos transposers individuais diferentes 602-2,..., 602-P, no qual cada transposer simples corresponde a um transposer simples de ordem de transposição $T = 2, \dots, P$, conforme ilustrado na figura 1. Os sinais individualmente transpostos para $T = 1/2, \dots, P$ são separadamente alimentados a exemplos específicos de bancos de QMF de análise separados 603-1,..., 603-P. Deve ser notado que o componente de baixa frequência é considerado ser o sinal transposto de ordem $T = 1$. A reamostragem do sinal de núcleo, isto é, a reamostragem do componente de baixa frequência na frequência de amostragem f_s , é alcançada por filtragem do componente de baixa frequência usando um banco de QMF descendente-mente amostrado 603-1, tipicamente tendo 32 canais ao invés de 64 canais. Como um resultado, 32 sinais de subfaixa de QMF são gerados, no qual cada sinal de subfaixa de QMF tem uma frequência de amostragem $f_s/32$.

O impacto da transposição por uma ordem $T = 2$ em um sinal a uma frequência de amostragem f_s é mostrado nos diagramas de frequência ilustrados na figura 12a. O diagrama de frequência 1210 mostra um sinal de entrada para o transposer 602-2 com uma largura de faixa B Hz. O sinal de entrada é segmentado em sinais de subfaixa de análise usando um banco de filtro de análise. Isto é representado pela segmentação em faixas de fre-

quência 1211. Os sinais de subfaixa de análise são transpostos a uma faixa de frequência $T = 2$ vezes mais alta e a frequência de amostragem é dobrada. O sinal de domínio de frequência resultante é ilustrado no diagrama de frequência 1220, no qual o diagrama de frequência 1220 tem a mesma escala de frequência como o diagrama de frequência 1210. Pode ser visto que as subfaixas 1211 foram transpostas às subfaixas 1221. A operação de transposição é ilustrada pelas setas tracejadas. Além disso, o espectro periódico 1222 dos sinais de subfaixa transpostos é ilustrado no diagrama de frequência 1220. Alternativamente, o processo de transposição pode ser ilustrado como no diagrama de frequência 1230, onde o eixo de frequência foi escalado, isto é, multiplicado pelo fator de transposição $T = 2$. Em outras palavras, o diagrama de frequência 1230 corresponde ao diagrama de frequência 1220 a uma escala $T = 2$ vezes mais alta. Os segmentos de subfaixa 1231 cada têm larguras de faixa duas vezes aquela dos segmentos 1211. Isto resulta em um sinal de saída do transposer 602-2 que tem uma taxa de amostragem $T = 2$ vezes mais alta do que o sinal de entrada, isto é, uma taxa de amostragem de $2f_s$, enquanto o tempo de duração do sinal permanece não mudado.

Conforme pode ser visto na figura 6 e conforme foi esboçado acima, o sinal de saída do transposer individual 602-2 com ordem de transposição $T = 2$ tem uma frequência de amostragem de $2f_s$. De modo a gerar sinais de subfaixa de QMF a uma frequência de amostragem $f_s/32$, um banco de QMF de análise 603-2 tendo 64 canais deve ser usado. Em uma maneira similar, o sinal de saída do transposer individual 602-P com ordem de transposição $T = P$ tem uma frequência de amostragem Pf_s . De modo a gerar sinais de subfaixa de QMF a uma frequência de amostragem $f_s/32$, um banco de QMF de análise 603-2 tendo 32 canais P deve ser usado. Em outras palavras, as saídas de subfaixa de todos os exemplos dos bancos de QMF de análise 603-1, ..., 603-P terão frequências de amostragem iguais se o tamanho, isto é, o número de canais para cada um dos bancos de QMF de análise 603-1, ..., 603-P é adaptado ao sinal que se origina a partir do correspondente transposer 602-2, ..., 602-P. Os conjuntos de sinais de subfaixa de

QMF na frequência de amostragem $f_s/32$ são alimentados ao módulo de processamento de HFR 604, onde o ajuste espectral dos componentes de alta frequência é realizado de acordo com a informação lateral transmitida. Finalmente, os sinais de subfaixa ajustados são sintetizados a um sinal de domínio de tempo por um banco de QMF inverso ou de síntese 605 de 64 canais, produzindo, desse modo, efetivamente, um sinal de saída codificado na frequência de amostragem $2f_s$ a partir dos sinais de subfaixa de QMF amostrados a $f_s/32$.

Conforme foi esboçado acima, os módulos de transposer 602-2,..., 602-P produzem sinais de domínio de tempo de taxas de amostragem diferentes, isto é, taxas de amostragem $2f_s, \dots, P f_s$, respectivamente. A reamostragem dos sinais de saída dos módulos de transposer 602-2, ..., 602-P é alcançada pela "inserção" ou descarte de canais de subfaixa nos seguintes bancos de análise de QMF correspondentes 603-1, ..., 603-P. Em outras palavras, a reamostragem dos sinais de saída dos módulos de transposer 602-2,..., 602-P pode ser alcançada pelo uso de um número diferente de subfaixas de QMF nos subsequentes respectivos bancos de QMF de análise 603-1,..., 603-P e no banco de QMF de síntese 605. Consequentemente, os sinais de subfaixa de QMF de saída a partir dos bancos de QMF 602-2,..., 602-P podem necessitar de serem ajustados nos 64 canais finalmente sendo transmitidos ao banco de QMF de síntese 605. Este ajuste ou mapeamento pode ser alcançado por mapeamento ou adoção de 32 sinais de subfaixa de QMF provenientes a partir do banco de QMF de análise de 32 canais 603-1 para os primeiros 32 canais, isto é, os 32 canais de frequência mais baixos do banco de QMF de síntese ou inverso 605. Isto resulta efetivamente em um sinal que é filtrado pelo banco de QMF de análise 603-1 a ser ascendentemente amostrado por um fator 2. Todos os sinais de subfaixa provenientes a partir do banco de QMF de análise de 64 canais 603-2 podem ser mapeados ou adicionados diretamente aos 64 canais do banco de QMF inverso 605. Em vista do fato que o banco de QMF de análise 603-2 é de exatamente o mesmo tamanho conforme o banco de QMF de síntese 605, o respectivo sinal transposto não será reamostrado. Os bancos de QMF 603-3, ..., 603-P

têm um número de sinais de subfaixa de QMF de saída que excede 64 sinais de subfaixa. Em tais casos, os 64 canais inferiores podem ser mapeados a ou adicionados aos 64 canais do banco de QMF de síntese 605. Os canais remanescentes superiores podem ser descartados. Como um resultado do uso de um banco de QMF de análise de 32 P canais 603- P , o sinal que é filtrado pelo banco de QMF 603- P será descendentemente amostrado em um fator $P/2$. Conseqüentemente, esta reamostragem dependendo da ordem de transposição P resultará em todos os sinais transpostos tendo a mesma frequência de amostragem.

Em outras palavras, é desejável que os sinais de subfaixa tenham as mesmas taxas de amostragem quando alimentados ao módulo de processamento de ITFR 604, mesmo embora os módulos de transposer 602-2, 602- P produzam sinais de domínio de tempo de taxas de amostragem diferentes. Isto pode ser alcançado pelo uso de tamanhos diferentes dos bancos de QMF de análise 603-3, ..., 603- P , onde o tamanho tipicamente é $32T$, com T sendo o fator de transposição ou ordem de transposição. Desde que o módulo de processamento de HFR 604 e o banco de QMF de síntese 605 tipicamente operem em 64 sinais de subfaixa, isto é, duas vezes o tamanho do banco de QMF de análise 603-1, todos os sinais de subfaixa a partir dos bancos de QMF de análise 603-3, ..., 603- P com índices de subfaixa excedendo este número, podem ser descartados. Isto pode ser feito visto que os sinais de saída dos transposers 602-2, ..., 602- P podem raramente cobrir as faixas de frequência acima da frequência de Nyquist f_s do sinal de saída. Os sinais de subfaixa remanescentes, isto é, os sinais de subfaixa que foram mapeados para as subfaixas do banco de QMF de síntese 605, podem ser adicionados para gerar sinais transpostos de sobreposição de frequência (ver figura 12 b discutida abaixo) ou combinados em algum outro modo, por exemplo, para obter sinais transpostos de não sobreposição conforme representado na figura 12c (discutida abaixo). No caso de sinais transpostos de não sobreposição, um transposer 602- T de ordem de transposição T , no qual $T=2, \dots, P$ é tipicamente designado a uma faixa de frequência particular para qual o transposer 602- T exclusivamente gera um componente de frequência.

Em uma concretização, a faixa de frequência dedicada do transposer 602-T pode ser $[(T-1)B, TB]$, onde B é a largura de faixa do sinal de entrada ao transposer 602-T. Em tais casos, sinais de subfaixa de síntese do transposer 602-T que estão fora da faixa de frequência dedicada são ignorados ou descartados. Por outro lado, um transposer 602-T pode gerar componentes de frequência que se sobrepõem com os componentes de frequência de outros transposers 602-2, ..., 602-P. Em tais casos, esta sobreposição dos componentes de frequência é superposta no domínio de subfaixa de QMF.

Conforme indicado acima, em concretizações típicas, uma pluralidade de transposers 602-2, ..., 602-P são usados para gerar o componente de alta frequência do sinal de saída do módulo de HFR 600. É assumido que o sinal de entrada para os transposers 602-2, ..., 602-P, isto é, o componente de baixa frequência do sinal de saída, tem uma largura de faixa de B Hz e uma taxa de amostragem e o sinal de saída do módulo de HRF 600 tem uma taxa de amostragem $2f_s$. Consequentemente, o componente de alta frequência pode cobrir a faixa de frequência $[Bf_s]$. Cada um dos transposers 602-2, ..., 602-P pode proporcionar uma contribuição ao componente de alta frequência, no qual as contribuições podem ser de sobreposição e/ou não sobreposição. A figura 12b ilustra o caso onde o componente de alta frequência é gerado da sobreposição de contribuições dos transposers diferentes 602-2, ..., 602-P. O diagrama de frequência 1241 ilustra o componente de baixa frequência, isto é, o sinal de entrada para os transposers 602-2, ..., 602-P. O diagrama de frequência 1242 ilustra o sinal de saída da transposer de 2ª ordem 602-2 compreendendo subfaixas na faixa de frequência $[B, 2B]$ que é indicada pela faixa de frequência produzida. A faixa de frequência $[0, B]$ gerada pelo transposer é tipicamente ignorada ou descartada, visto que esta faixa é coberta sinal de entrada de baixa frequência. Isto é indicado pela faixa de frequência branca. P diagrama de frequência 1243 ilustra o sinal de saída do transposer de 3ª ordem 602-3 que cobre a faixa de frequência $[B, 3B]$ que é indicada pela faixa de frequência produzida. Em uma maneira similar, o transposer 602-P gera um sinal de saída que cobre a faixa de frequência $[B, PB]$ mostrada no diagrama de frequência 1244.

Eventualmente, os sinais de saída dos transposers diferentes 602-2,..., 602-P e o componente de baixa frequência são mapeados para as subfaixas de QMF usando bancos de QMF de análise 603-1,..., 603-P, gerando, desse modo, P conjuntos de subfaixas de QMF. Conforme pode ser visto no diagrama de frequência 1245, as subfaixas de QMF que cobrem a faixa de frequência $[0, B]$, sinal de referência 1246, recebe uma contribuição somente a partir do componente de baixa frequência, isto é, a partir do sinal obtido da transposição de 1ª ordem. As subfaixas de QMF que cobrem a faixa de frequência $[B, 2B]$, sinal de referência 1247, recebe uma contribuição a partir dos sinais de saída dos transposers de ordem $T=2, \dots, P$. As subfaixas de QMF que cobrem a faixa de frequência $[2B, 3B]$, sinal de referência 1248, recebe uma contribuição a partir dos sinais de saídas dos transposers de ordem $T=3, \dots, P$, e assim por diante. As subfaixas de QMF que cobrem a faixa de frequência $[(P-1)B, PB]$, sinal de referência 1249, recebe uma contribuição a partir do sinal de saída do transposer de ordem $T=P$.

A figura 12c ilustra um cenário similar à figura 12b; contudo, os transposers 602-2,..., 602-P são configurados tal que as faixas de frequência de seus sinais de saída não se sobrepõem. O diagrama de frequência 1251 ilustra o componente de baixa frequência. O diagrama de frequência 1252 ilustra o sinal de saída do transposer de 2ª ordem 602-2 que cobre a faixa de frequência $[B, 2B]$. O diagrama de frequência 1253 ilustra o sinal de saída do transposer de 3ª ordem 602-3 que cobre a faixa de frequência $[2B, 3B]$, e o diagrama de frequência 1254 ilustra o sinal de saída do transposer de Pª ordem 602-P que cobre a faixa de frequência $[(P-1)B, PB]$. O componente de baixa frequência e os sinais de saída dos transposers 602-2,..., 602-P são alimentados a respectivos bancos de QMF de análise 603-1,..., 603-P que proporcionam P conjuntos de subfaixas de QMF. Tipicamente, estas subfaixas de QMF não compreendem contribuições na sobreposição de faixas de frequência. Isto é ilustrado no diagrama de frequência 1255. As subfaixas de QMF que cobrem a faixa de frequência $[0, B]$, sinal de referência 1256, recebe uma contribuição somente a partir do componente de baixa frequência, isto é, a partir do sinal obtido da transposição de 1ª ordem. As subfaixas de

QMF que cobrem a faixa de frequência $[B, 2B]$, sinal de referência 1257, recebe uma contribuição a partir do sinal de saída do transposer de ordem $T=2$. As subfaixas de QMF que cobrem a faixa de frequência $[2B, 3B]$, sinal de referência 1258, recebe uma contribuição a partir do sinal de saída do transposer de ordem $T=3$, e assim por diante. As subfaixas de QMF que cobrem a faixa de frequência $[(P-1)B, PB]$, sinal de referência 1259, recebe uma contribuição a partir do sinal de saída do transposer de ordem $T=P$.

As figuras 12b e 12c ilustram os cenários extremos de sinais de saída de sobreposição completa dos transposers 602-2, ..., 602-P e de sinais de saída de não sobreposição completa dos transposers 602-2, ..., 602-P. Deve ser notado que cenários misturados com sinais de saída de sobreposição parcial são possíveis. Além disso, deve ser notado que os dois cenários das figuras 12b e 12c descrevem sistemas onde os transposers 602-2, ..., 602-P são configurados tal que as faixas de frequência de seus sinais de saída se sobrepõem ou não se sobrepõem. Isto pode ser alcançado pela aplicação de janela no domínio espectral dos transposers, por exemplo, por ajuste de sinais de subfaixa selecionados a zero. Uma alternativa é deixar os transposers 602-2, 602-P, em ambos os cenários das figuras 12b e 12c, gerarem sinais de faixa ampla e realizarem a filtragem dos sinais transpostos no domínio de subfaixa de QMF por combinação dos sinais de subfaixa obtidos a partir dos bancos de QMF de análise 603-1, ..., 603-P em uma maneira apropriada. Por exemplo, no caso de não sobreposição, somente um dos bancos de QMF de análise 603-1, ..., 603-P contribuem para os sinais de subfaixa alimentados ao processador de HFR 604 em cada saída faixa de frequência do transposer. Para o caso de sobreposição, pluralidades dos sinais de subfaixa são adicionados antes de entrar no processador de HFR 604.

Uma implementação mais eficiente do sistema da figura 6 é obtida se alguns ou todos dos sinais do sistema de HRF 600 são (perto de) criticamente amostrados, conforme mostrado na figura 7 e nas figuras 13 a 16 para o sistema de HFR 700. Isto significa que o sinal de saída do decodificador de núcleo 701 e preferivelmente também outros sinais intermediários do

sistema de HFR 700, por exemplo, os sinais de saída dos transposers 702-2, 702-P são criticamente descendentemente amostrados. Por exemplo, o sinal decodificado de núcleo na saída do decodificador de núcleo 701 é descendentemente amostrado por um fator racional $Q=M_1/M_2$, onde M_1 e M_2 são apropriadamente valores inteiros escolhidos. O fator de baixa amostragem Q deve ser o fator maior que força o sinal de entrada de largura de faixa B a estar perto de criticamente amostrado. Ao mesmo tempo, Q deve ser selecionado tal que o tamanho $(32/Q)$ do banco de QMF 703-1 permaneça um inteiro. A amostragem descendente por um fator racional Q é realizada em um amostrador descendente 706 e produz um sinal de saída na frequência de amostragem f_s/Q . De modo a proporcionar sinais transpostos que são também criticamente amostrados, os transposers 702-2,..., 702-P preferivelmente somente liberam a parte do sinal transposto que é relevante, isto é, a faixa de frequência que é raramente usada pelo processador de HFE 704. A faixa de frequência relevante para um transposer 702-T de ordem de transposição T pode ser a range $[(T-1)B, TB]$ para um sinal de entrada tendo uma largura de faixa B Hz no caso de não sobreposição.

Isto significa que a saída a partir do amostrador descendente 706 e a saída a partir dos transposers 702-2,..., 702-P são criticamente amostradas. O sinal de saída do transposer de 2ª ordem 702-2 teria uma frequência de amostragem f_s/Q que é idêntica ao sinal de saída do amostrador descendente 706. Contudo, deve ser notado que o sinal a partir do transposer de 2ª ordem 702-2 é raramente um sinal de alta passagem com uma largura de faixa de $f_s/(2Q)$ que é modulada à uma faixa base, visto que o transposer 702-2 é configurado tal que ele somente sintetiza uma faixa de frequência transposta de aproximadamente B a $2B$ Hz.

Para transposers de ordem maior, por exemplo, transposers 702-P, pelo menos dois cenários similares são possíveis. O primeiro cenário é que os sinais transpostos são de sobreposição, isto é, a parte de frequência inferior do sinal transposto de P^o ordem é de sobreposição com a faixa de frequência do sinal transposto de ordem $P-1$ (ver figura 12b). Neste caso, a saída a partir do transposer criticamente amostrado 702-P tem a frequência

de amostragem Sf_s/Q , onde $S = \min(P-1, 2Q-1)$. Quando $S=P-1$, a frequência mais superior do sinal transposto de ordem P^n está ainda abaixo da frequência de Nyquist f_s do sinal de saída do sistema de HFR 700, e quando $S=2Q-1$, o sinal transposto de ordem P^n é de largura de faixa limitada pela frequência de Nyquist f_s do sinal de saída do sistema de HFR 700. Isto é, a frequência de amostragem do sinal de saída do transposer 702-P nunca é maior do que $(2 - 1/Q)f_s$, que corresponde a um sinal que cobre o intervalo de frequência de $f_s/(2Q)$ (frequência mais alta de sinal de faixa baixo) até a frequência de Nyquist f_s . O outro cenário é que os sinais transpostos são de não sobreposição. Neste caso, $S = 1$, e todos os sinais transpostos têm frequências de amostragem idêntica, apesar de cobrirem faixas de frequência de não sobreposição diferentes no sinal de saída do banco de QMF inverso 705, isto é, no sinal de saída do sistema de HFR 700 (ver figura 12c).

O efeito da subamostragem ou amostragem descendente descrito em um sinal de saída do decodificador de núcleo 701 tendo uma largura de faixa B Hz, é ilustrado nas figuras 13 a 16. A figura 13 ilustra esquematicamente a transição do sinal a partir da saída do decodificador de núcleo 701 para a saída do transposer 702-2 de ordem de transposição $T=2$. O diagrama de frequência 1310 mostra o sinal de saída do decodificador de núcleo 701 com largura de faixa B Hz. Este sinal é criticamente descendente-mente amostrado no amostrador descendente 706. O fator de baixa amostragem Q é um valor racional que assegura que a faixa de QMF de análise 703-1 tem um número inteiro $32/Q$ de subfaixas. Além disso, o amostrador descendente 706 deve proporcionar um sinal de saída criticamente amostrado, isto é, um sinal de saída tendo uma frequência de amostragem f_s/Q que é mais próxima possível a duas vezes a largura de faixa B do sinal decodificado de núcleo, isto é, $Q < f_s/2B$. Tal sinal criticamente amostrado é ilustrado no diagrama de frequência 1320. Este sinal criticamente amostrado com frequência de amostragem f_s/Q é passado ao transposer 702-2 onde ele é segmentado em subfaixas de análise. Tal sinal segmentado é ilustrado no diagrama de frequência 1330. Subsequentemente, processamento não linear é realizado nos sinais de subfaixa de análise que resulta em um estiramento

das subfaixas de análise a $T=2$ vezes mais alta do que as faixas de frequência e uma frequência de amostragem $2f_s/Q$. Isto é ilustrado no diagrama de frequência 1340, que alternativamente pode ser visto como o diagrama de frequência 1330 com eixo de frequência em escala. Deve ser notado que

5 somente um subconjunto das subfaixas transpostas será tipicamente considerado no módulo de processamento de HFR 704. Estas subfaixas transpostas relevantes são indicadas no diagrama de frequência 1340 como as subfaixas produzidas que cobrem a faixa de frequência $[B, 2B]$. Somente as subfaixas produzidas podem necessitar de serem consideradas no banco de

10 filtro de síntese de transposer, e, conseqüentemente, a faixa relevante pode ser modulada abaixo da faixa base e o sinal pode ser descendentemente amostrado por um fator 2 a uma frequência de amostragem de f_s/Q . Isto é ilustrado no diagrama de frequência 1360, onde pode ser visto que o sinal que cobre uma faixa de frequência $[B, 2B]$ foi modulado na faixa de faixa base $[0, B]$. O fato que o sinal modulado cobre atualmente a faixa de frequência

15 mais alta $[B, 2B]$ é ilustrado pelo sinal de referências "B" e "2B".

Deve ser notado que as etapas ilustradas de transposição (mostradas no diagrama de frequência 1340) e a modulação subsequente na faixa base (mostrada no diagrama de frequência 1360) são somente mostradas

20 para proposta ilustrativa. Ambas as operações podem ser realizadas por designação das subfaixas produzidas (mostradas no diagrama de frequência 1340) para as subfaixas de síntese de um banco de filtro de síntese tendo metade do número de subfaixas como o banco de filtro de análise. Como um resultado de tal operação de mapeamento, o sinal de saída mostrado no di-

25 agrama de frequência 1360, que é modulado na faixa base, isto é, que é centrado ao redor da frequência zero, pode ser obtido. No cenário de não sobreposição, o tamanho do banco de filtro de síntese é reduzido com relação ao banco de filtro de análise de modo a capacitar o fator de baixa amostragem alcançável que é dado pela proporção entre a faixa de frequência

30 total $[0, PB]$ que pode ser coberta pelo sinal de saída de um transposer de ordem $P^n 702-P$ e a faixa de frequência $[(P-1)B, PB]$ coberta pelo sinal de saída do transposer de ordem $P^n 702-P$, isto é, o fator P .

A figura 14 ilustra esquematicamente a transição do sinal a partir da saída do decodificador de núcleo 701 para a saída do transposer 702-3 de ordem de transposição $T=3$ no cenário de sobreposição de faixas de frequência. O sinal com largura de faixa B mostrado no diagrama de frequência 1410 é descendentemente amostrado por um fator Q no amostrador descendente 706 para produzir o sinal mostrado no diagrama de frequência 1420. As subfaixas de análise mostradas no diagrama de frequência 1430 são transpostas às subfaixas com frequências $T=3$ vezes mais altas. As subfaixas transpostas são ilustradas no diagrama de frequência 1440, onde a taxa de amostragem é aumentada de f_s/Q para $3f_s/Q$. Conforme esboçado no texto da figura 13, isto pode ser visto como uma mudança em escala do eixo de frequência por um fator 3. Pode ser visto que a faixa de frequência do transposer de 3ª ordem 702-3, isto é, a faixa de frequência produzida $[B, 3B]$, sobrepõe com a faixa de frequência do transposer de 2ª ordem 702-2. Em uma maneira similar à figura 13, as subfaixas produzidas podem ser alimentadas em um banco de filtro de síntese de um tamanho reduzido, produzindo, desse modo, um sinal compreendendo somente frequências a partir das subfaixas produzidas. Este sinal de alta passagem é, desse modo, modulado abaixo da faixa base usando um fator de baixa amostragem $3/2$. O sinal de saída criticamente amostrado resultante do transposer 702-2 tendo uma frequência de amostragem $2f_s/Q$ é ilustrado no diagrama de frequência 1460.

Em uma maneira similar à figura 13, deve ser notado que a operação de transposição mostrada no diagrama de frequência 1440 e a modulação na faixa base mostrada no diagrama de frequência 1460 é realizada por mapeamento das subfaixas produzidas de diagrama de frequência 1440 para as subfaixas de síntese de um banco de filtro de síntese de tamanho reduzido. No cenário de sobreposição, o tamanho do banco de filtro de síntese é reduzido com relação ao banco de filtro de análise de modo a capacitar o fator de baixa amostragem alcançável que é dado pela proporção entre a faixa de frequência total $[0, PB]$ que pode ser coberta pelo sinal de saída do transposer de ordem P^n 702 - P e a faixa de frequência $[B, PB]$ coberta pelo sinal de saída do transposer de ordem P^n 702- P , isto é, o fator $P/(P-1)$.

A figura 15 ilustra esquematicamente a transição do sinal a partir da saída do amostrador descendente 706 para a saída do transposer 702-P de ordem de transposição $T=P$ para o caso que a faixa de frequência transposta não está em sobreposição com a faixa de frequência relevante do transposer de ordem mais baixa $T=P-1$ isto é, $[(P-2)B, (P-1)B]$. Conforme esboçado no contexto com a figura 13, o sinal descendentemente amostrado mostrado no diagrama de frequência 1530 é transposto pelo transposer 702-P. As subfaixas transpostas que cobrem a faixa de frequência relevante $[(P-1)B, PB]$ são ilustradas no diagrama de frequência 1540 como a faixa de frequência produzida. As subfaixas correspondentes à faixa de frequência produzida são alimentadas no banco de filtro de síntese de tamanho reduzido, gerando, desse modo, um sinal compreendendo somente frequências na faixa $[(P-1)B, PB]$. Conseqüentemente, este sinal de alta passagem é modulado na faixa base e descendentemente amostrado usando um fator P . Como um resultado, o sinal de saída criticamente amostrado do transposer 702-P mostrado no diagrama de frequência 1560 é obtido. Este sinal de saída do transposer 702-P compreende componentes de frequência da faixa de frequência $[(P-1)B, PB]$. Isto tem que ser considerado quando se mapeia a saída do transposer às subfaixas de QMF para processamento de HFR.

A figura 16 ilustra esquematicamente a transição do sinal a partir da saída do amostrador descendente 706 para a saída do transposer 702-P de ordem de transposição $T=P$ para o caso que a faixa de frequência transposta está em sobreposição com a faixa de frequência relevante dos transposers de ordem mais baixa $T=2, \dots, P-1$, isto é, $[B, (P-1)B]$. Conforme esboçado no contexto com a figura 14, o sinal descendentemente amostrado mostrado no diagrama de frequência 1630 é transposto no transposer 702-P. As subfaixas transpostas que cobrem a faixa de frequência $[B, PB]$ são ilustradas no diagrama de frequência 1640 como a faixa de frequência produzida. Em uma maneira similar à figura 14, pode ser visto que as subfaixas produzidas cobrem frequências abaixo $(P-1)B$. Conseqüentemente, as subfaixas produzidas se sobrepõe com as faixas de frequência dos transposers de ordem mais baixa 702-2, ..., 702-P-1. Além disso, devido ao fato que as subfai-

5 xas produzidas cobrem uma faixa maior do que $[(P-1)B, PB]$, somente um fator de baixa amostragem reduzido pode ser usado. Conforme esboçado acima, este fator de amostragem descendente é $P/(P-1)$ se a faixa de frequência coberta pelo sinal de saída do transposer de ordem P^n 702-P é $[B, (P-1)B]$. Como um resultado, um sinal de saída descendentemente amostrado do transposer 702-P tendo uma frequência de amostragem $(P-1)fs/Q$ é obtido.

10 Conforme já indicado acima, deve ser notado que os sinais intermediários dentro do transposer 706-P, isto é, notavelmente os sinais mostrados nos diagramas de frequência 1340, 1440, 1540, 1640 não são sinais físicos presentes no sistema de HFR mostrado na figura 7. Estes sinais foram mostrados para proposta ilustrativa e podem ser vistos como sinais "virtuais" dentro do transposer 702-P, mostrando o efeito de transposição e filtragem na presença de amostragem descendente implícita.

15 Deve ser notado que no exemplo esboçado acima, o sinal de saída a partir do decodificador de núcleo 701 pode possivelmente já ser criticamente amostrado com a taxa de amostragem f_s/Q quando entra no módulo de HFR 700. Isto pode ser efetuado, por exemplo, pelo uso de um tamanho de transformação de síntese menor do que o tamanho nominal no decodificador de núcleo 701. Neste cenário, complexidade computacional é diminuída devido à transformação de síntese menor usada no decodificador de núcleo 701 e devido ao amostrador descendente obsoleto 706.

25 Outra medida para aperfeiçoamento da eficiência de um sistema de HFR é combinar os transposers individuais 602-2,...602-P da figura 6 de acordo com um dos esquemas esboçados no contexto das figuras 3, 4 ou 5. Como um exemplo, ao invés de usar transposers individuais 602-2,..., 602-P para as ordens de transposição diferentes $T=2, \dots, P$, um sistema de transposer múltiplo 300, 400 ou 500 pode ser usado. Um cenário possível é ilustrado na figura 8, onde os transposers para fatores de transposição T iguais ou maiores do que dois são agrupados juntos a um transposer múltiplo 802, que

 30 pode ser implementado de acordo com qualquer dos aspectos esboçados em relação às figuras 3 a 5. No exemplo ilustrado, a saída a partir do trans-

5 poser múltiplo 802 tem uma frequência de amostragem $2f_s$, isto é, uma frequência de amostragem que é duas vezes mais alta do que a frequência de amostragem do sinal de entrada para o transposer múltiplo 802. O sinal de saída do transposer múltiplo 802 é filtrado por um banco de QMF de análise simples 803-2 tendo 64 canais.

Conforme esboçado no contexto da figura 6, a reamostragem do sinal de núcleo, isto é, a reamostragem do sinal de saída do decodificador de núcleo 801, pode ser alcançada pela filtragem do sinal usando um banco de QMF descendentemente amostrado 803-1 tendo somente 32 canais. Como
 10 uma consequência, ambos os conjuntos de sinais de subfaixa de QMF têm sinais de subfaixa de QMF com uma frequência de amostragem $f_s/32$. Os dois conjuntos de sinais de subfaixa de QMF são alimentados ao módulo de processamento de HFR 804 e, finalmente, os sinais de subfaixa de QMF ajustados são sintetizados a um sinal de domínio de tempo pelo 64 banco de
 15 QMF de síntese 805. Deve ser notado que no cenário ilustrado o transposer múltiplo 802 produz um sinal transposto de domínio de tempo de duas vezes a taxa de amostragem f_s . Conforme esboçado no contexto das figuras 3, 4 e 5, este sinal transposto de domínio de tempo é a soma de vários sinais transpostos de fatores de transposição diferentes T , onde T é um inteiro maior do que 1. A razão para o fato que o transposer múltiplo 802 proporcio-
 20 na sinais de saída com uma frequência de amostragem $2f_s$ é que o sinal de saída do transposer múltiplo 802 cobre a alta faixa de frequência no sinal de saída do módulo de HFR 800, isto é, em muita da faixa $[Bf_s]$, no qual B é a largura de faixa do componente de baixa frequência e f_s é a frequência de
 25 Nyquist do sinal de saída do módulo de HRF 800.

Conforme esboçado no contexto da figura 7, a eficiência do sistema de HFR 800 pode ser aumentada adicionalmente pelo aumento do nível de subamostragem dos sinais de domínio de tempo, isto é, pela provisão de sinais criticamente descendentemente amostrados, preferivelmente na
 30 saída do decodificador de núcleo e na saída do transposer. Isto é ilustrado na figura 9, onde discernimento esboçado no contexto da figura 7 e das figuras 13 a 16 pode ser aplicado. O sinal de saída do decodificador de núcleo

901 é descendentemente amostrado na unidade de baixa amostragem 906, produzindo um sinal descendentemente amostrado a uma frequência de amostragem f_s/Q . Este sinal é alimentado ao transposer múltiplo 902 e ao banco de QMF de análise 903-1. A saída do transposer múltiplo 902 tem a
5 frequência de amostragem Sf_s/Q , onde $S = \min(P-1, 2Q-1)$, visto que a saída a partir do transposer múltiplo 902 é uma combinação de sinais com ordens de transposição de $T=2$ a P . O sinal transposto é alimentado em um banco de QMF de análise 903-2 de tamanho $32S/Q$. Em uma maneira similar conforme esboçado acima, os dois conjuntos de sinais de subfaixa de QMF são
10 processados no processador de HFE 904 e, eventualmente, convertidos em um sinal de domínio de tempo usando o banco de QMF de síntese 905.

Nas concretizações, o banco de QMF que analisa o sinal do codificador do núcleo, isto é, o banco de QMF de análise 803-1 da figura 8, pode ser omitido se o transposer múltiplo é também configurado para passar
15 através de uma cópia inalterada do sinal de núcleo, isto é, uma cópia inalterada do sinal de saída do decodificador de núcleo. Na terminologia de transposer, isto é equivalente a uma transposição usando o fator de transposição $T=1$, isto é, uma transposição de 1ª ordem. Se uma transposição de 1ª ordem é adicionada ao sistema de transposer múltiplo 802 da figura 8, um dia-
20 grama de blocos do módulo de HFE modificado 1000 pode ser representado conforme mostrado na figura 10. Conforme mostrado na figura 10, o sinal decodificado pelo decodificador de núcleo 1001 é meramente usado como entrada para o transposer múltiplo 1002, isto é, o sinal decodificado pelo de-
codificador de núcleo 1001 não é passado a qualquer componente adicional do módulo de HFR 1000. O transposer múltiplo 1002 é configurado tal que
25 seu sinal de saída simples tem uma frequência de amostragem $2f_s$. Em outras palavras, o transposer múltiplo 1002 produz um sinal de domínio de tempo de duas vezes a taxa de amostragem, no qual o sinal de domínio de tempo é a soma de vários sinais transpostos de fatores de transposição dife-
30 rentes T , onde T toma os valores de 1 a P . Este sinal de saída simples a partir do transposer múltiplo 1002 é analisado por um banco de QMF de 64 canais 1003, e os sinais de subfaixa de QMF são subsequentemente alimenta-

dos no módulo de processamento de HFR 1004 que ajusta os sinais de subfaixa de QMF usando a informação lateral transmitida. Os sinais de subfaixa de QMF ajustados são finalmente sintetizados pelo banco de QMF de síntese de 64 canais 1005.

5 Em uma maneira similar à amostragem descendente descrita no contexto das figuras 7 e 9, a eficiência do módulo de HRF 1000 pode ser aumentada por meio de subamostragem dos sinais de domínio de tempo. Tal módulo de HRF 1100 é mostrado na figura 11. Uma corrente de bit recebida é decodificada pelo decodificador de núcleo 1101 que proporciona um
10 sinal de saída de domínio de tempo na frequência de amostragem f_s . Este sinal de saída de domínio de tempo é descendentemente amostrado por um fator Q usando a unidade de baixa amostragem 1106. O sinal descendentemente amostrado na frequência de amostragem f_s/Q é passado ao transposer múltiplo 1102. A saída a partir do transposer múltiplo 1102 terá a frequência de amostragem Sf_s/Q . Esta vez, contudo, o parâmetro S é selecionado como $S = \min(P, 2Q)$, visto que o sinal transposto também compreende o sinal de saída decodificado e descendentemente amostrado do decodificador de núcleo 1101. O sinal de saída do transposer múltiplo 1102 é segmentado em sinais de subfaixa de QMF usando um banco de QMF de análise
15 1103 tendo $32S/Q$ canais. Os sinais de subfaixa de QMF são ajustados usando a informação lateral transmitida e, subsequentemente, fundidos por um banco de QMF de síntese de 64 canais 1105.

Conforme mencionado acima, os transposers múltiplos 802, 902, 1002, e 1102 ilustrados nas figuras 8 a 11 podem ser baseados em qualquer
25 das configurações apresentadas no contexto das figuras 3 a 5. Em adição, a configuração do transposer ilustrado na figura 2 pode ser usada, apesar de sua eficiência inferior computacional comparada aos desenhos de transposer múltiplo da figura 3 a 5. Em uma primeira concretização preferida, as configurações de módulo de HRF ilustradas nas figuras 10 e 11 são usadas em
30 combinação com o transposer múltiplo descrito no contexto da figura 5. Um mapeamento exemplar das subfaixas de análise de transposer é ilustrado na figura 5b. Em uma segunda concretização preferida, as configurações do

módulo de HRF ilustradas nas figuras 8 e 9 são usadas em combinação com o transposer múltiplo descrito no contexto da figura 5. Um mapeamento exemplar das subfaixas de análise do transposer para as subfaixas de síntese do transposer está nesta concretização ilustrada na figura 5c.

5 Com os exemplos esboçados no contexto das figuras 7, 9, 11, e 13-16, um bloco de construção geral de um transposer maximamente decimado, ou criticamente amostrado, pode ser identificado. Tal bloco de construção 170 é ilustrado na figura 17. Um sinal de entrada de frequência de amostragem f_s é primeiro processado no amostrador descendente de fator Q 10 171, e filtrado através de um banco de filtro de análise de transposer 172. O banco de filtro de análise tem um tamanho de banco de filtro, ou tamanho de transformação de N_a , e um tamanho ou avanço de sinal de entrada, de $\bar{\delta}_a$ amostras. Os sinais de subfaixa são subseqüentemente processados por uma unidade de processamento não linear 173, usando o fator de transposi- 15 ção T . A unidade de processamento não linear 173 pode implementar qualquer do processamento não linear esboçado no presente documento. Em uma concretização, o processamento não linear esboçado no contexto das figuras 5, 5b, 5c pode ser realizado na unidade de processamento não linear 173. Finalmente, os sinais de subfaixa são montados em um sinal de domi- 20 nio de tempo de frequência de amostragem Rf_s em um banco de filtro de síntese de transposer 174, no qual R é um fator de reamostragem desejado. O banco de filtro de síntese tem um tamanho de banco de filtro, ou tamanho de transformação de N_s , e um tamanho ou avanço de sinal de saída de $\bar{\delta}_s$ amostras. O fator de expansão W compreendendo o banco de filtro de análise 25 172, a unidade de processamento não linear 173, e o banco de filtro de síntese 174, é a proporção das frequências de amostragem do sinal de saída a partir do banco de filtro de síntese e o sinal de entrada para o banco de filtro de análise como

$$W = (Rf_s/f_s/Q) = RQ \quad (6)$$

30 O banco de filtro, ou tamanhos de transformação, N_a e N_s podem ser relacionados como

$$N_s = (W/T) N_a \quad (7)$$

e o tamanhos ou avanços de sinal δ_a e δ_s podem ser relacionados como

$$\delta_s = W\delta_a \quad (8)$$

O bloco de construção de transposer maximamente decimado, ou criticamente amostrado 170 pode ter ou o sinal de entrada para o banco de filtro de análise 172, ou a saída a partir do banco de filtro de síntese 174, ou ambos, que cobrem exclusivamente a largura de faixa espectral relevante para o processamento subsequente, tal como a unidade de processamento de HFR 704 da figura 7. A amostragem crítica do sinal de entrada pode ser obtida por filtragem e possivelmente modulação, seguido por decimação do sinal de entrada no amostrador descendente 171. Em uma concretização, a amostragem crítica do sinal de saída pode ser realizada por mapeamento de sinais de subfaixa para um banco de filtro de síntese 174 de um tamanho mínimo adequado para cobrir exclusivamente os canais de subfaixa relevantes para processamento subsequente, por exemplo, conforme indicado pela equação (7). As figuras 13-16 ilustram a condição quando a saída a partir do banco de filtro de síntese cobre exclusivamente a largura de faixa espectral relevante e, desse modo, é maximamente decimada.

Uma pluralidade dos blocos de construção 170 pode ser combinada e configurada tal que um sistema de transposer criticamente amostrado de várias ordens de transposição é obtido. Em tal sistema, um ou mais dos módulos 171-174 do bloco de construção 170 podem ser compartilhados entre os blocos de construção usando-se ordens de transposição diferentes. Tipicamente, um sistema usando um banco de filtro de análise comum 301, conforme esboçado no contexto da figura 3, pode ter sinais de saída maximamente decimados a partir do banco de filtro de sínteses 303-1, ..., 303-P, enquanto o sinal de entrada para o banco de filtro de análise comum 301 pode ser maximamente decimado com relação ao bloco de construção de transposer 170 que requer a largura de faixa de sinal de entrada maior. Um sistema usando um banco de filtro de síntese comum 404, conforme esboçado no contexto da figura 4, pode ter sinais de entrada maximamente decimados para o banco de filtro de análises 401-1, ..., 401-P, e pode ter um sinal de saída maximamente decimado a partir do banco de filtro de síntese

comum 404. O sistema esboçado no contexto da figura 2, preferivelmente tem ambos sinais de entrada maximamente decimados para o banco de filtro de análises e sinais de saída maximamente decimados a partir dos bancos de filtro de síntese. Neste caso, a estrutura do sistema pode ser meramente

5 uma pluralidade dos blocos de construção de transposer 170 em paralelo. Um sistema usando ambos um banco de filtro de análise comum 501 e um banco de filtro de síntese comum 504, conforme esboçado no contexto da figura 5, tipicamente tem um sinal de saída maximamente decimado a partir do banco de filtro de síntese comum 504, enquanto o sinal de entrada para o

10 banco de filtro de análise comum 501 pode ser maximamente decimado com relação ao sinal em que a ordem de transposição requer a largura de faixa de sinal de entrada maior. Para este sistema, o fator de transposição T na equação (7) é substituído pelo fator F esboçado no contexto das figuras 5, 5b e 5c. Deve ser notado que a soma das unidades 202 da figura 2 e 304 da

15 figura 3, nos cenários acima, pode ser configurada para manusear e combinar os sinais de subfaixa criticamente amostrados a partir dos bancos de filtro de síntese de blocos de construção de transposer. Em uma concretização, as unidades de soma podem compreender bancos de filtro de análise de QMF, seguidos por meios para combinar os sinais de subfaixa ou rea-

20 mostragem de domínio de tempo e unidades de modulação, seguidos por meios para adicionar os sinais.

No presente documento, um esquema de transposição múltiplo foi descrito que permite o uso de um banco de filtro de análise comum e um banco de filtro de síntese comum. De modo a capacitar o uso de um banco

25 filtro de síntese e de análise comuns, um esquema de processamento não linear avançado foi descrito que envolve o mapeamento de subfaixas de análise múltiplas a uma subfaixa de síntese. Como um resultado de usar um banco de filtro de análise comum e um banco de filtro de síntese comum, o esquema de transposição múltiplo pode ser implementado na complexidade

30 computacional reduzida comparada a esquemas de transposição convencionais. Em outras palavras, a complexidade computacional dos métodos de HFR harmônicos é grandemente reduzida por meio da capacitação do com-

partilhamento de um par de banco de filtro de síntese e de análise para vários transposers harmônicos, ou por um ou vários transposers harmônicos em combinação com um amostrador ascendente.

Além disso, várias configurações de módulos de HRF compreendendo transposição múltipla foram descritas. Em particular, configurações de módulos de HRF em complexidade reduzida foram descritas que manipulam sinais criticamente descendentemente amostrados. Os métodos e sistemas esboçados podem ser empregados em vários dispositivos de decodificação, por exemplo, em receptores multimídia, caixas de topo de ajuste de vídeo/áudio, dispositivos móveis, áudio players, vídeo players, etc.

Os métodos e sistemas para transposição e/ou reconstrução de alta frequência descritos no presente documento podem ser implementados como software, firmware e/ou hardware. Certos componentes podem, por exemplo, serem implementados como software operando em um processador de sinal digital ou microprocessador. Outros componentes podem, por exemplo, serem implementados como hardware e ou como circuitos integrados de aplicação específica.

Os sinais encontrados nos métodos e sistemas descritos podem ser armazenados em meios tais como memória de acesso aleatória ou meio de armazenamento ótico. Eles podem ser transferidos via redes, tais como redes de rádio, redes de satélite, redes sem fio ou redes de linha com fio, por exemplo, a internet. Dispositivos típicos que fazem uso dos métodos e sistemas descritos no presente documento são dispositivos eletrônicos portáteis ou outro equipamento de consumidor que são usados para armazenar e/ou dar em troca sinais de áudio. Os métodos e sistema podem também serem usados em sistemas de computador, por exemplo, servidores de internet web, que armazenam e proporcionam sinais de áudio, por exemplo, sinais de música, para download.

REIVINDICAÇÕES

1. Sistema configurado para gerar um componente de alta frequência de um sinal de áudio em uma segunda frequência de amostragem a partir de um componente de baixa frequência do sinal de áudio em uma primeira frequência de amostragem, em que a segunda frequência de amostragem é R vezes a primeira frequência de amostragem, $R \geq 1$, o sistema compreendendo:

um transposer harmônico (1102) de ordem T configurado para gerar um componente de alta frequência modulado a partir do componente de baixa frequência,

em que o componente de alta frequência modulado é determinado com base em uma porção espectral do componente de baixa frequência transposta a uma faixa de frequência T vezes mais alta,

em que o componente de alta frequência modulado está na primeira frequência de amostragem multiplicada por um fator S ,

em que $T > 1$ e $S < R$.

2. Sistema, de acordo com a reivindicação 1, ainda compreendendo:

um banco de filtro de espelho de quadratura de análise (1103), referido como um banco de QMF, configurado para mapear o componente de alta frequência modulado em pelo menos uma das subfaixas de X QMF, em que X é um múltiplo de S , produzindo desse modo, pelo menos um sinal de subfaixa de QMF;

um módulo de reconstrução de alta frequência (1104) configurado para modificar pelo menos um sinal de subfaixa de QMF; e

um banco de QMF de síntese (1105) configurado para gerar o componente de alta frequência a partir de pelo menos um sinal de subfaixa de QMF modificado.

3. Sistema, de acordo com a reivindicação 1 ou 2, em que o transposer harmônico (1102) compreende:

um banco de filtro de análise (101) configurado para proporcionar um conjunto de sinais de subfaixa de análise a partir do componente de

baixa frequência do sinal;

uma unidade de processamento não linear (102) associada com a ordem de transposição T e configurada para determinar um conjunto de sinais de subfaixa de síntese a partir do conjunto de sinais de subfaixa de análise pela alteração de uma fase do conjunto de sinais de subfaixa de análise; e

um banco de filtro de síntese (103) configurado para gerar o componente de alta frequência modulado do sinal a partir do conjunto de sinais de subfaixa de síntese.

10 4. Sistema, de acordo com a reivindicação 3, em que:
o componente de baixa frequência tem uma largura de faixa B ;
o conjunto de sinais de subfaixa de síntese envolve uma faixa de frequência $(T-1)*B$ até $T*B$; e

o transposer harmônico (1102) é configurado para modular o conjunto de sinais de subfaixa de síntese em uma faixa base centrada ao redor de frequência zero, produzindo, desse modo, o componente de alta frequência modulado.

15 5. Sistema, de acordo com a reivindicação 4, em que o transposer harmônico (1102) é configurado para mapear o conjunto de sinais de subfaixa de síntese em subfaixas do banco de filtro de síntese (103).

20 6. Sistema, de acordo com qualquer uma das reivindicações 1 a 5, em que o transposer harmônico (1102) compreende um sistema configurado para gerar um componente de alta frequência de um sinal de áudio a partir de um componente de baixa frequência do sinal de áudio, o sistema compreendendo:

25 um banco de filtro de análise (501) configurado para proporcionar um conjunto de sinais de subfaixa de análise a partir do componente de baixa frequência do sinal, em que o conjunto de sinais de subfaixa de análise compreende pelo menos dois sinais de subfaixa de análise, em que o banco de filtro de análise (501) tem uma resolução de frequência de Δf ,

30 uma unidade de processamento não linear (502) configurada para determinar um conjunto de sinais de subfaixa de síntese a partir do con-

junto de sinais de subfaixa de análise usando uma ordem de transposição P , em que o conjunto de sinais de subfaixa de síntese é determinado com base em uma porção do conjunto de fase de sinais de subfaixa de análise alterada por uma quantidade derivada a partir da ordem de transposição P , em que a
5 unidade de processamento não linear (502) é configurada para determinar um número de sinais de subfaixa de síntese em uma saída da unidade de processamento não linear (502) que é diferente do número de sinais de subfaixa de análise em uma entrada da unidade de processamento não linear (502); e

10 um banco de filtro de síntese (504) configurado para gerar o componente de alta frequência do sinal a partir do conjunto de sinais de subfaixa de síntese, em que o banco de filtro de síntese (504) tem uma resolução de frequência de $F\Delta f$, com F sendo um fator de resolução, com $F \geq 1$, em que a ordem de transposição P é diferente do fator de resolução F .

15 7. Sistema, de acordo com qualquer uma das reivindicações 1 a 5, em que o transposer harmônico (1102) compreende um sistema configurado para gerar um componente de alta frequência de um sinal de áudio a partir de um componente de baixa frequência do sinal de áudio, o sistema compreendendo:

20 um banco de filtro de análise (501) configurado para proporcionar um conjunto de sinais de subfaixa de análise a partir do componente de baixa frequência do sinal, em que o conjunto de sinais de subfaixa de análise compreende pelo menos dois sinais de subfaixa de análise;

uma primeira unidade de processamento não linear (502) confi-
25 gurada para determinar um primeiro conjunto de sinais de subfaixa de síntese a partir do conjunto de sinais de subfaixa de análise usando uma primeira ordem de transposição P_1 ; em que o primeiro conjunto de sinais de subfaixa de síntese é determinado baseado em uma porção do conjunto de sinais de subfaixa de análise alterado por fase por uma quantidade derivada a partir
30 da primeira ordem de transposição P_1 ;

uma segunda unidade de processamento não linear (502) confi-
gurada para determinar um segundo conjunto de sinais de subfaixa de síntese

se a partir do conjunto de sinais de subfaixa de análise usando uma segunda ordem de transposição P_2 , em que o segundo conjunto de sinais de subfaixa de síntese é determinado com base em uma porção do conjunto de sinais de subfaixa de análise alterado por fase por uma quantidade derivada a partir da segunda ordem de transposição P_2 , em que a primeira ordem de transposição P_1 e a segunda ordem de transposição P_2 são diferentes;

uma unidade de combinação (503) configurada para combinar o primeiro e o segundo conjuntos de sinais de subfaixa de síntese, produzindo desse modo, um conjunto combinado de sinais de subfaixa de síntese; e

um banco de filtro de síntese (504) configurado para gerar o componente de alta frequência do sinal a partir do conjunto combinado de sinais de subfaixa de síntese.

8. Sistema, de acordo com qualquer uma das reivindicações 2 a 7, ainda compreendendo meios de baixa amostragem (1106) a montante do transposer harmônico (1102), configurados para proporcionar um componente de baixa frequência criticamente baixo amostrado na primeira frequência de amostragem dividido por um fator de baixa amostragem Q a partir do componente de baixa frequência do sinal, em que:

o componente de alta frequência modulado está na primeira frequência de amostragem multiplicado por um fator S e dividido pelo fator de baixa amostragem Q ; e

X é um múltiplo de S/Q .

9. Método para gerar um componente de alta frequência de um sinal de áudio em uma segunda frequência de amostragem de um componente de baixa frequência do sinal de áudio a uma primeira frequência de amostragem em que a segunda frequência de amostragem é R vezes a primeira frequência de amostragem, $R \geq 1$, o método compreendendo as etapas de:

gerar um componente de alta frequência modulado a partir do componente de baixa frequência pela aplicação de uma transposição harmônica de ordem T ,

em que o componente de alta frequência modulado é determina-

do baseado em uma porção espectral do componente de baixa frequência transposto a uma faixa de frequência T vezes mais alta,

em que o componente de alta frequência modulado está na primeira frequência de amostragem multiplicada por um fator S , e

5 em que o qual $T > 1$ e $S < R$.

10. Aparelho conversor para decodificar um sinal recebido compreendendo pelo menos um sinal de áudio, o aparelho conversor compreendendo:

10 um sistema conforme definido em qualquer uma das reivindicações 1 a 8 para gerar o componente de alta frequência do sinal de áudio a partir do componente de baixa frequência do sinal de áudio.

11. Software adaptado para execução em um processador e para realização das etapas do método conforme definido na reivindicação 9, quando efetuado em um dispositivo de computação.

15 12. Meio de armazenamento compreendendo um software adaptado para execução em um processador e para realizar as etapas do método conforme definido na reivindicação 9, quando efetuado em um dispositivo de computação.

20 13. Produto de programa de computador compreendendo instruções executáveis para realizar o método conforme definido na reivindicação 9, quando executado em um computador.

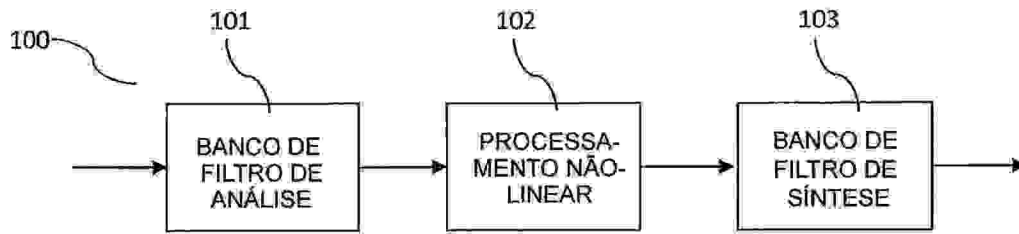


Fig. 1

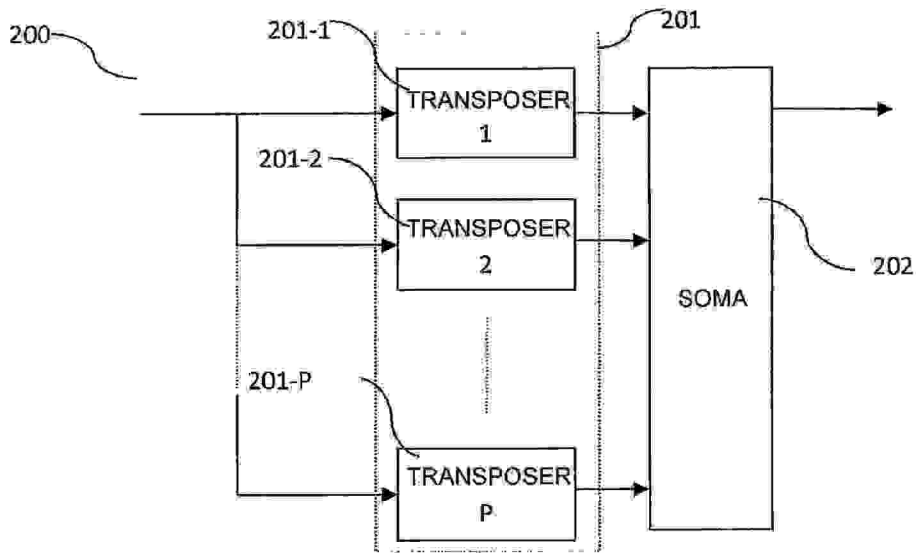


Fig. 2

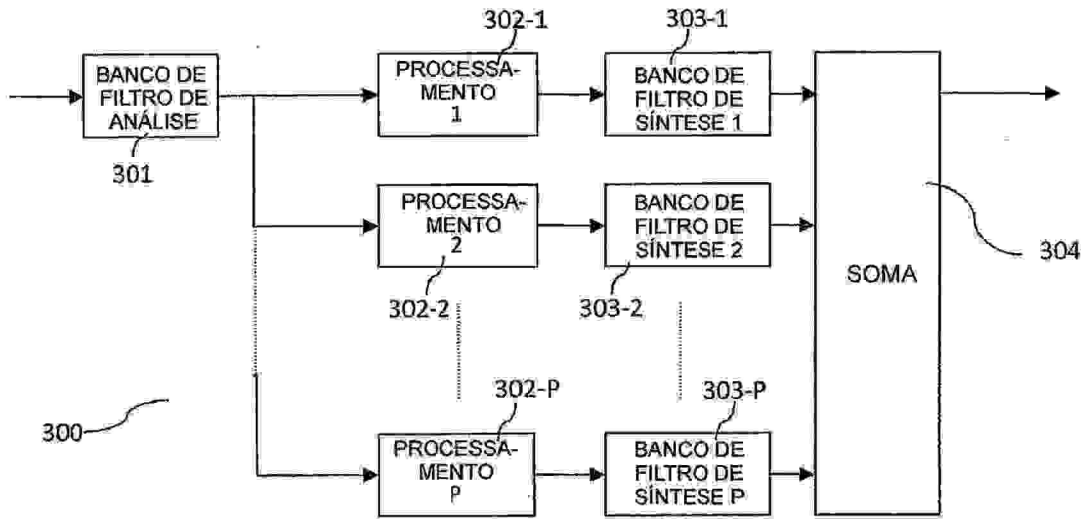


Fig. 3

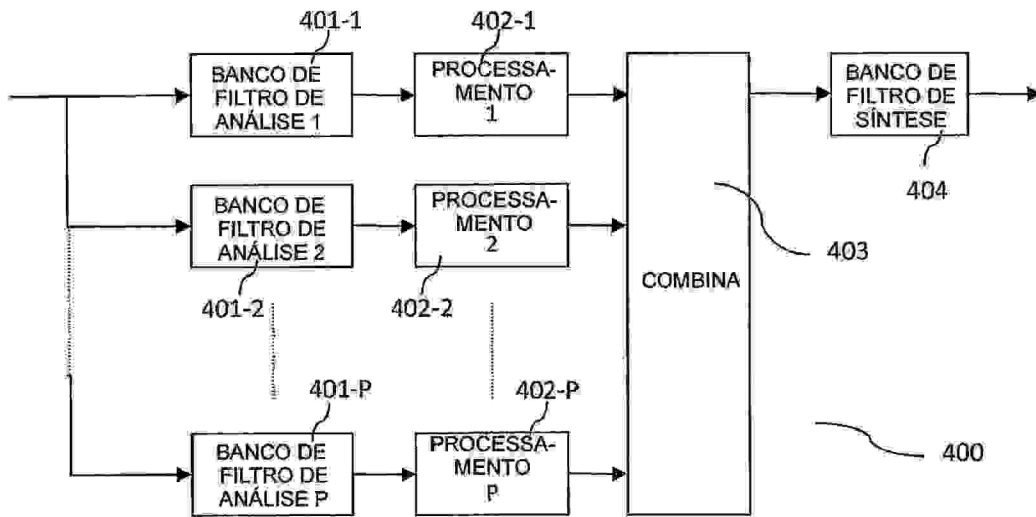


Fig. 4

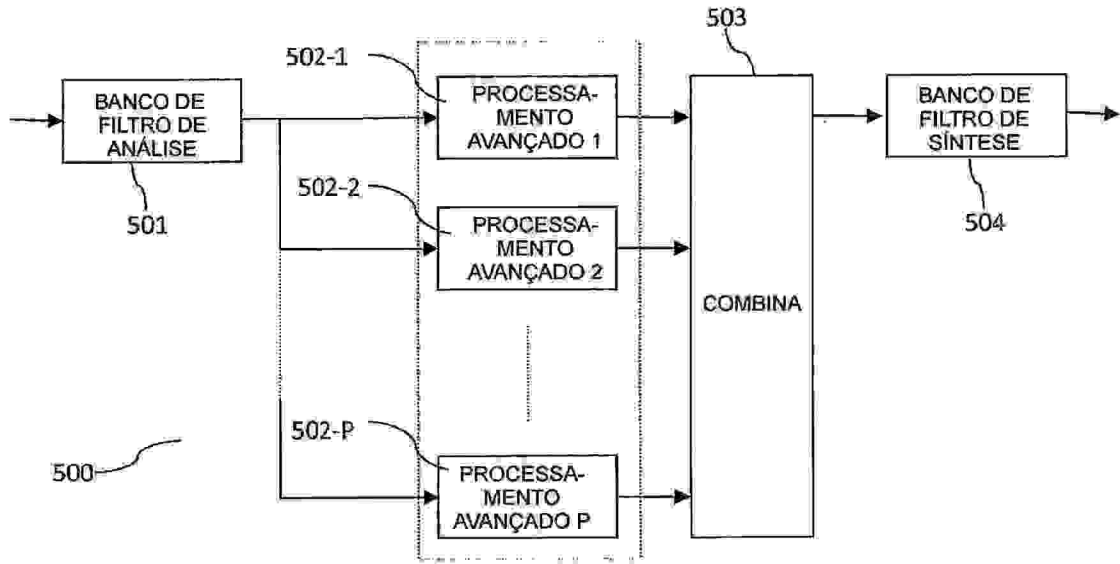


Fig. 5

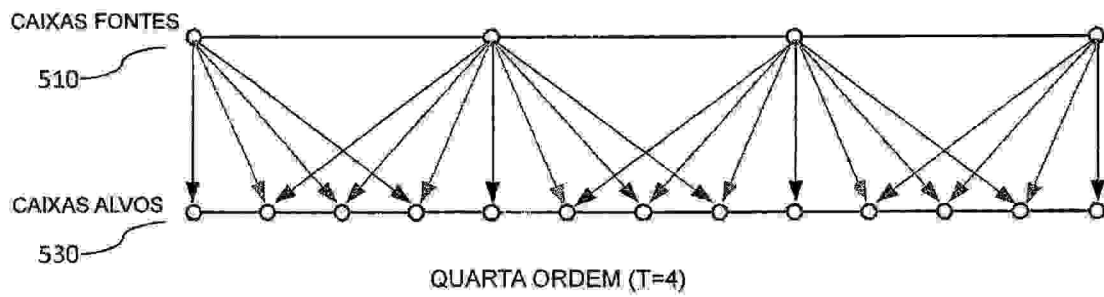
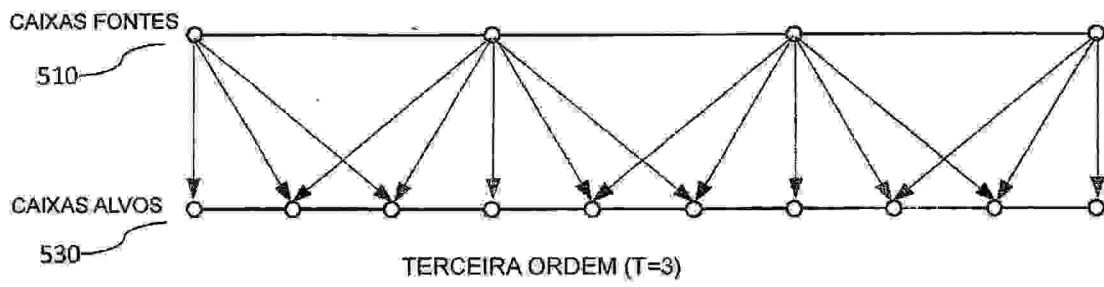
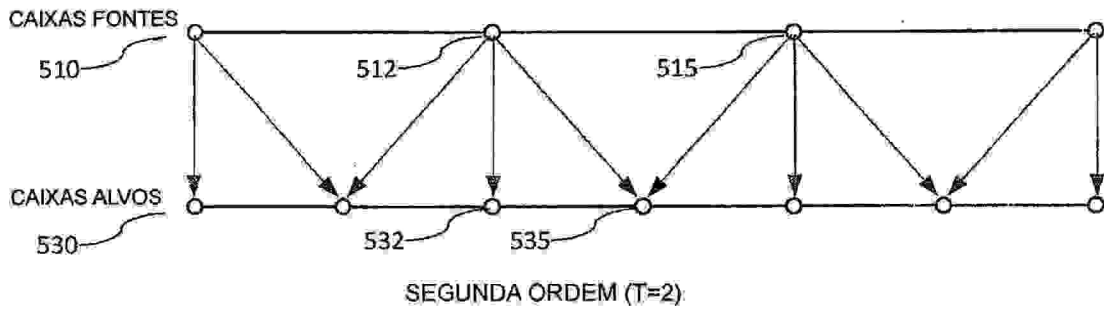
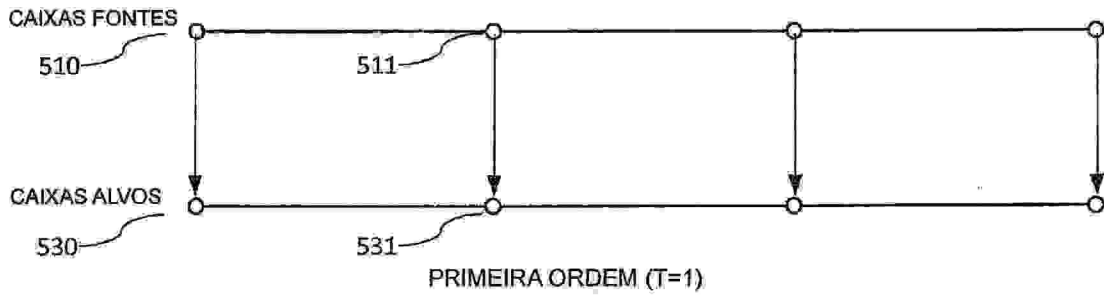


Fig. 5b

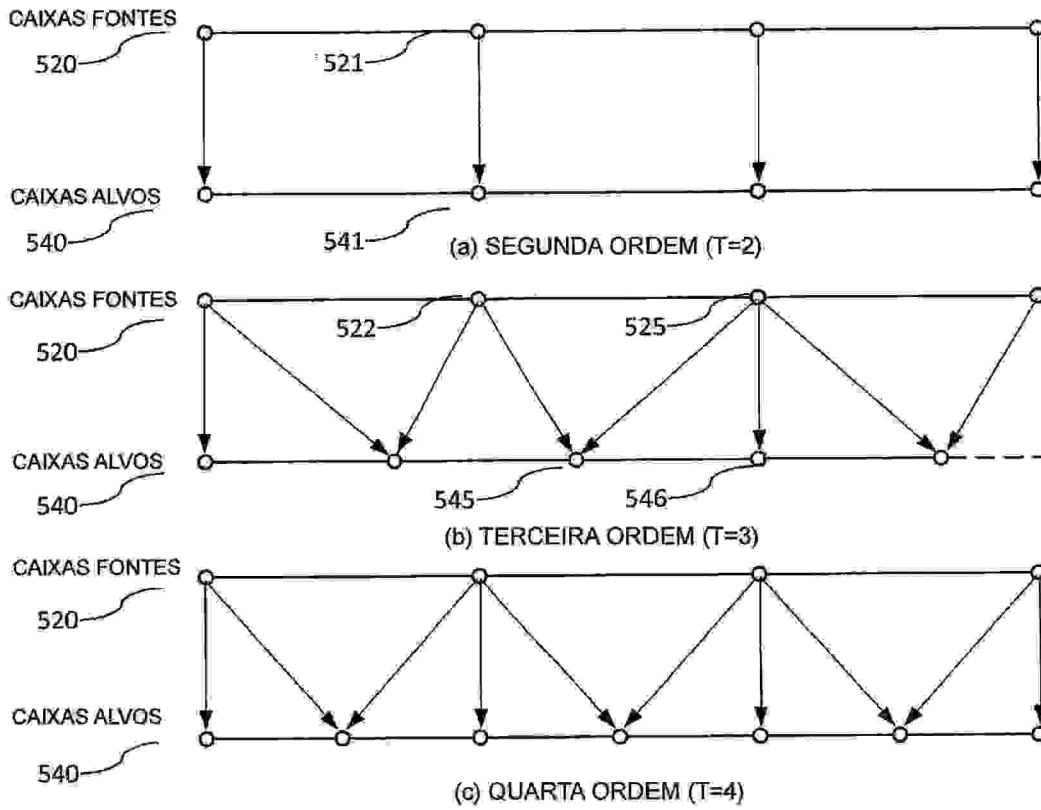


Fig. 5c

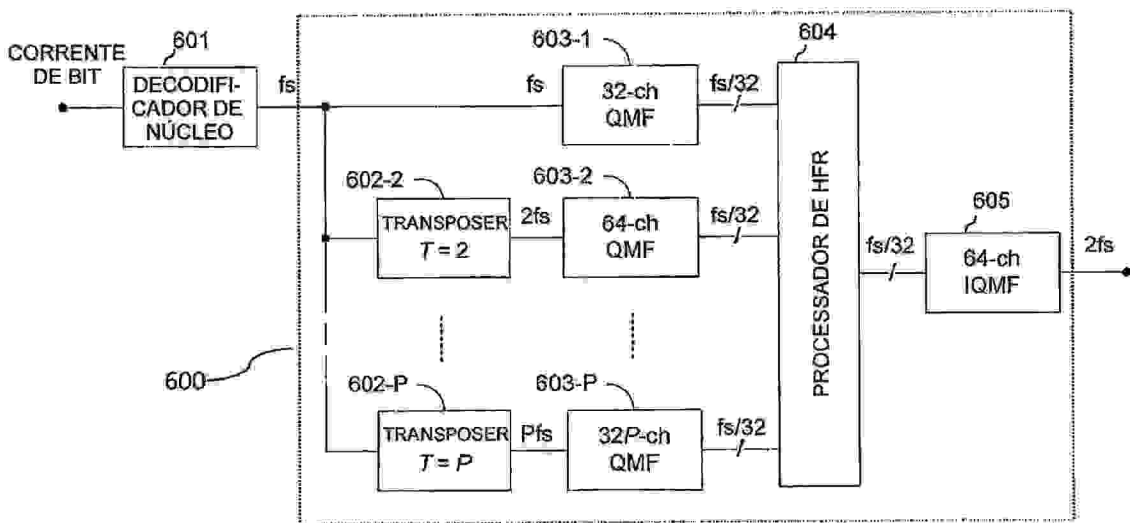


Fig. 6

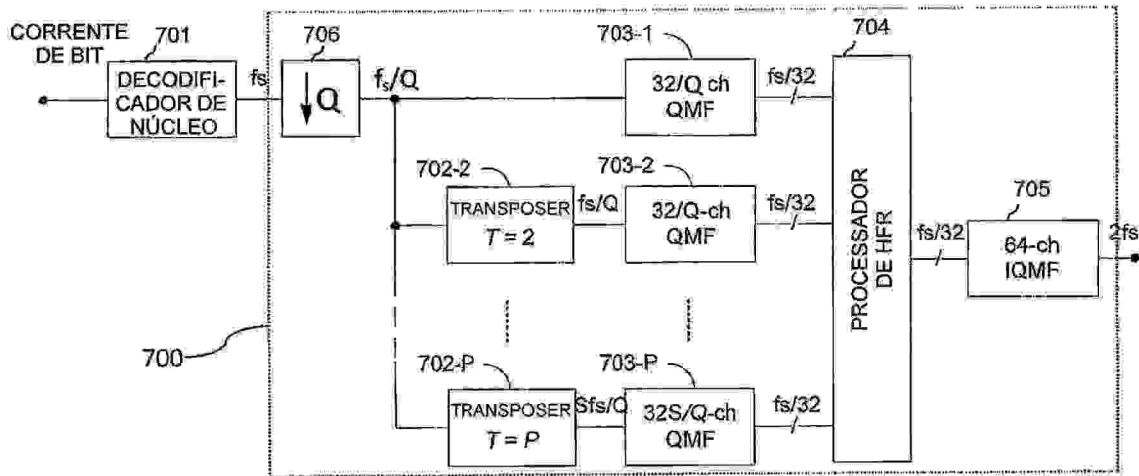


Fig. 7

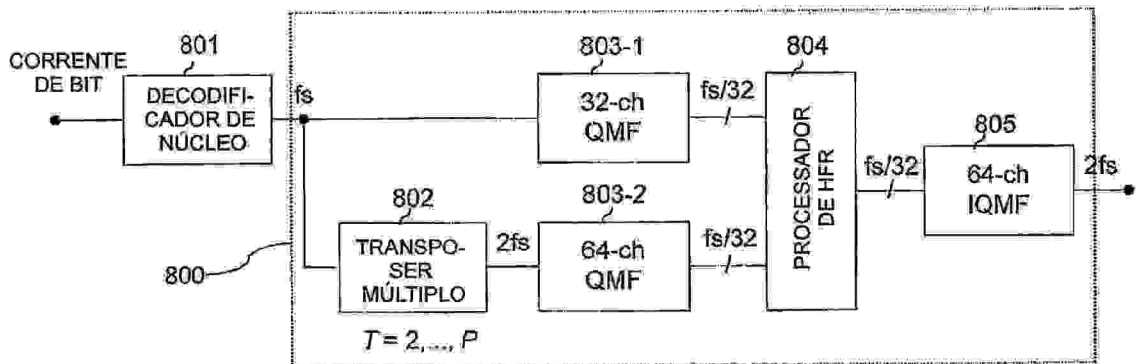


Fig. 8

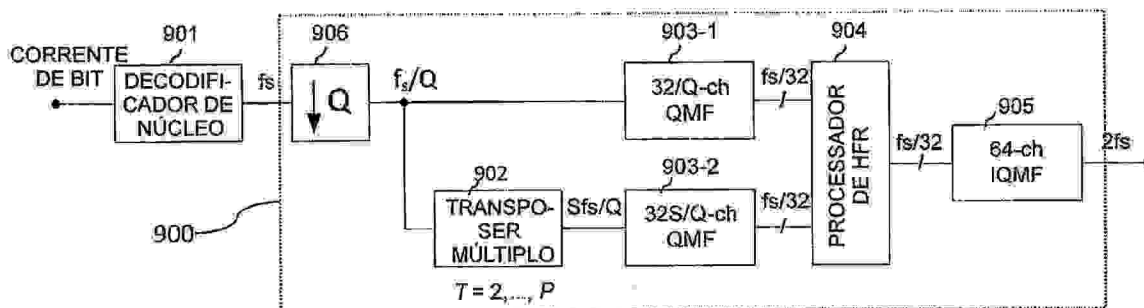


Fig. 9

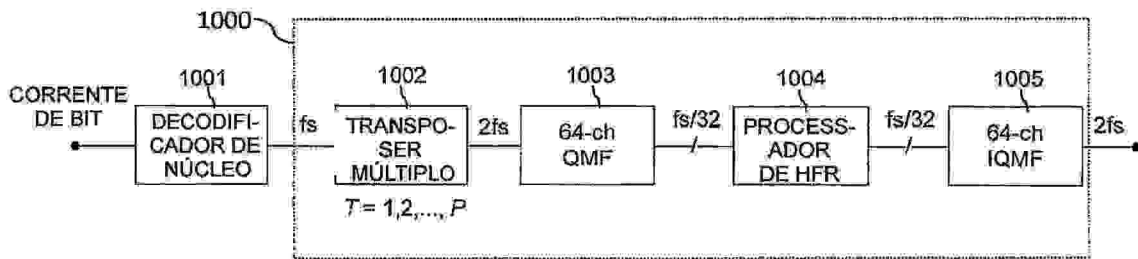


Fig. 10

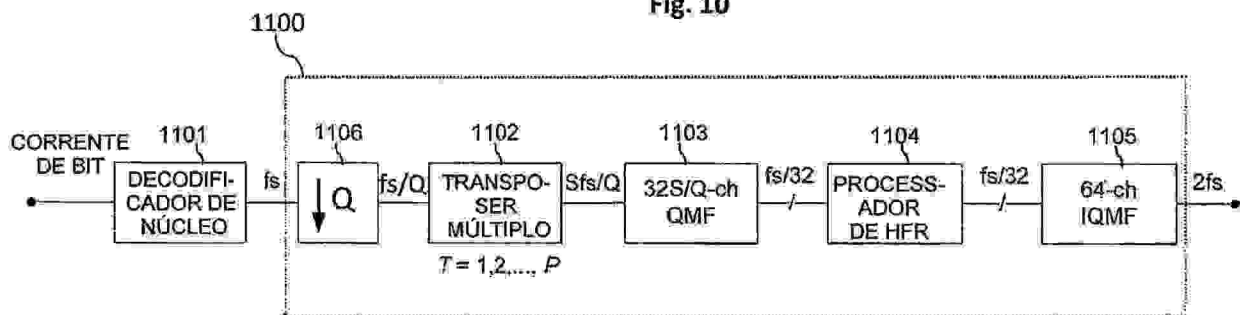


Fig. 11

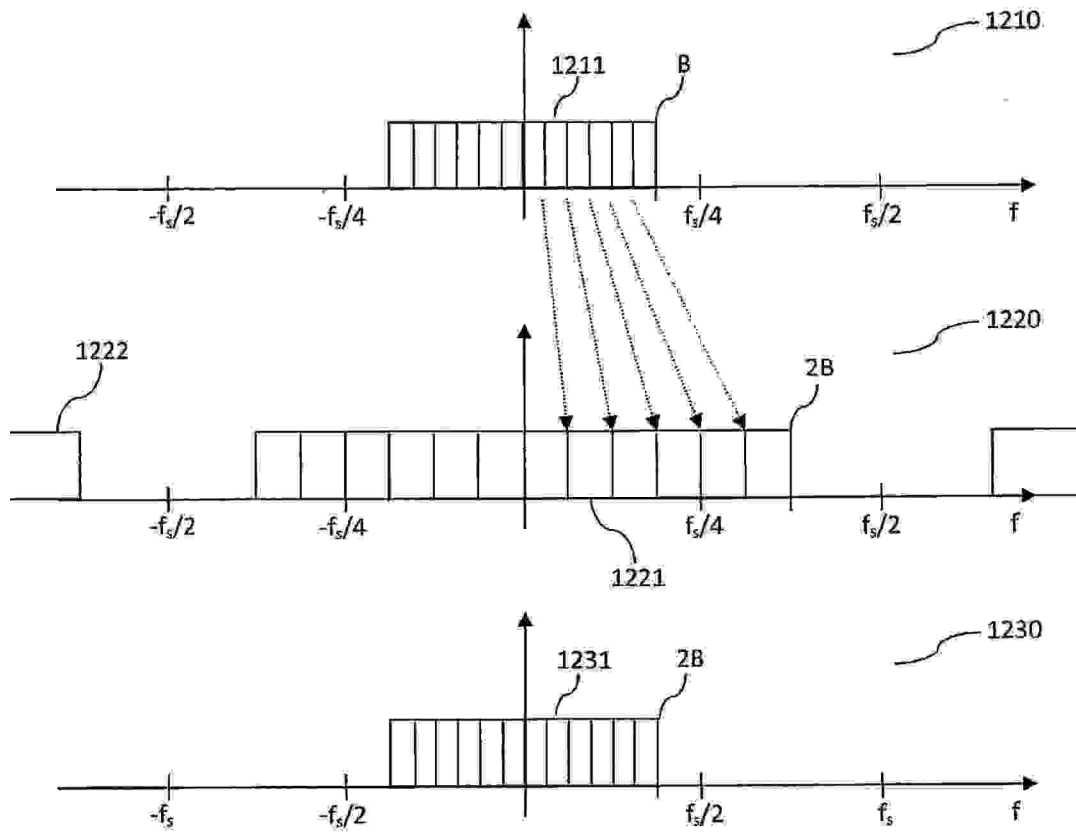


Fig. 12a

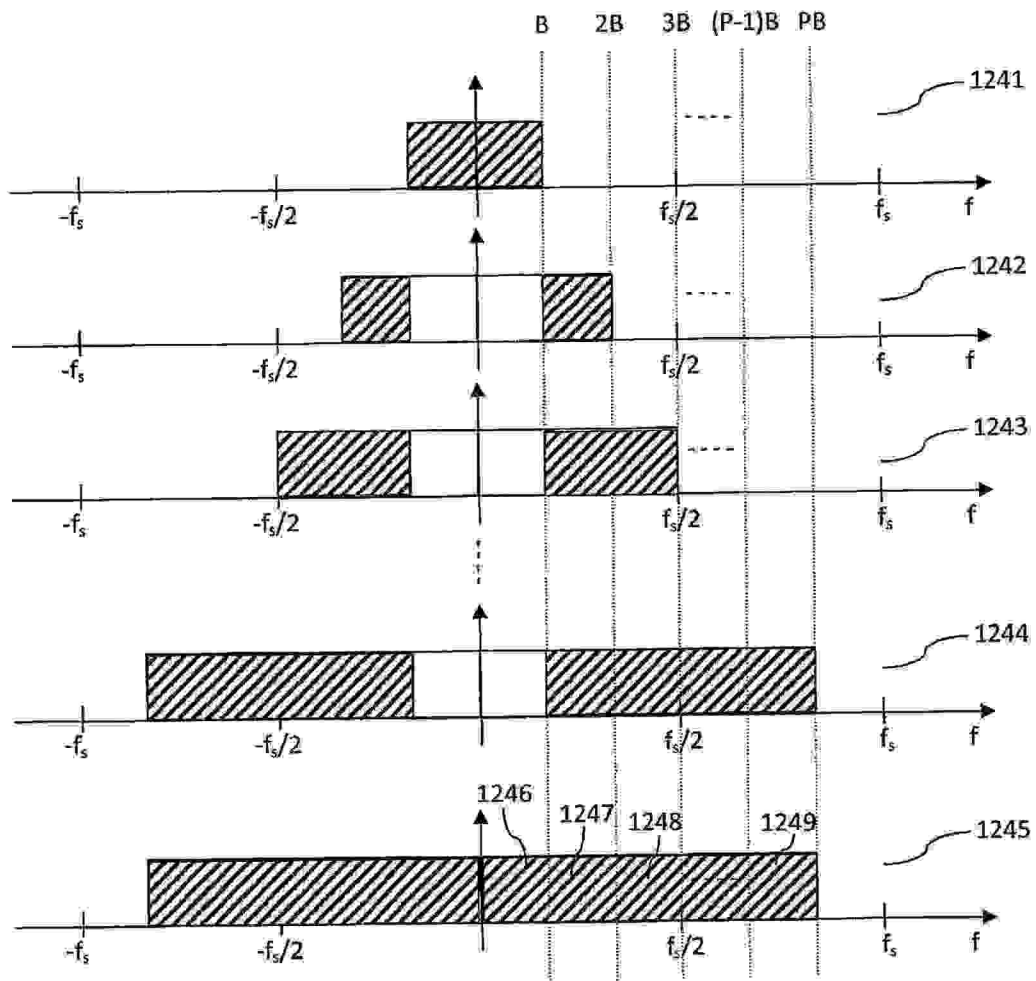


Fig. 12b

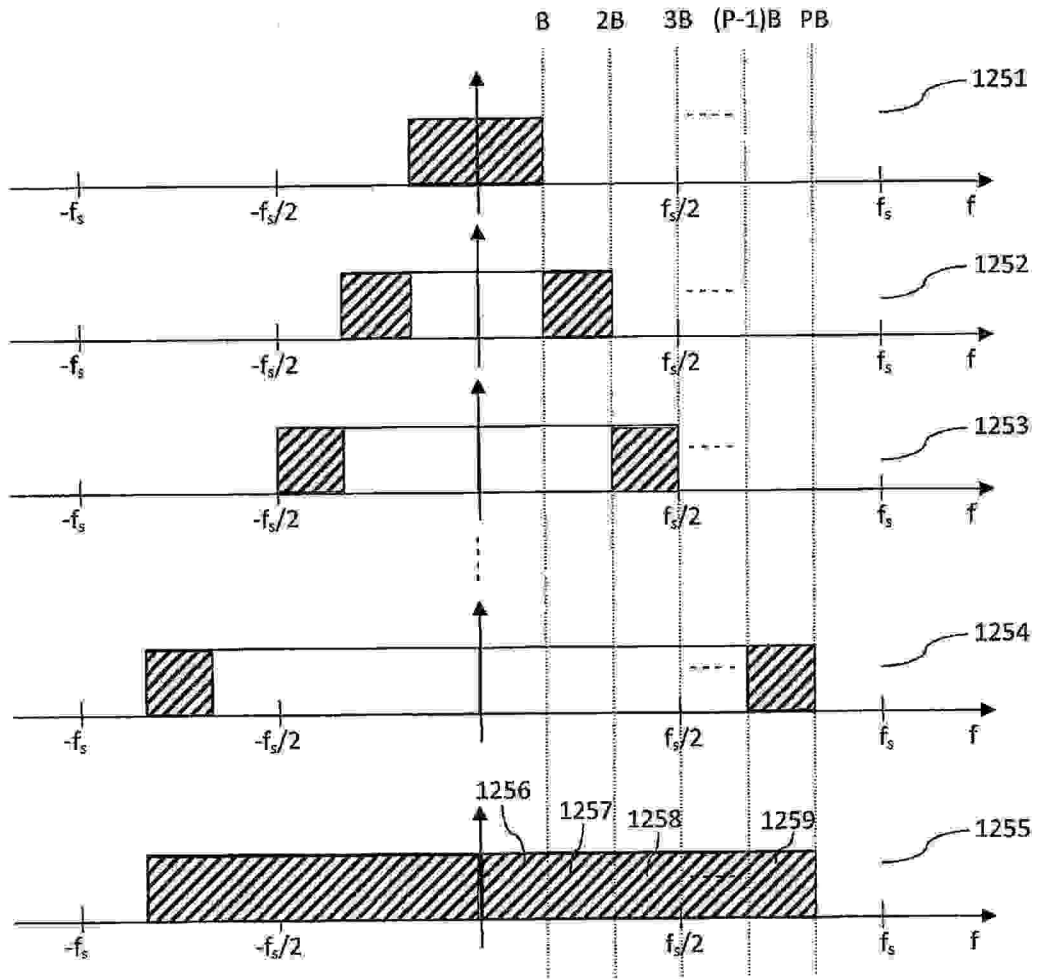


Fig. 12c

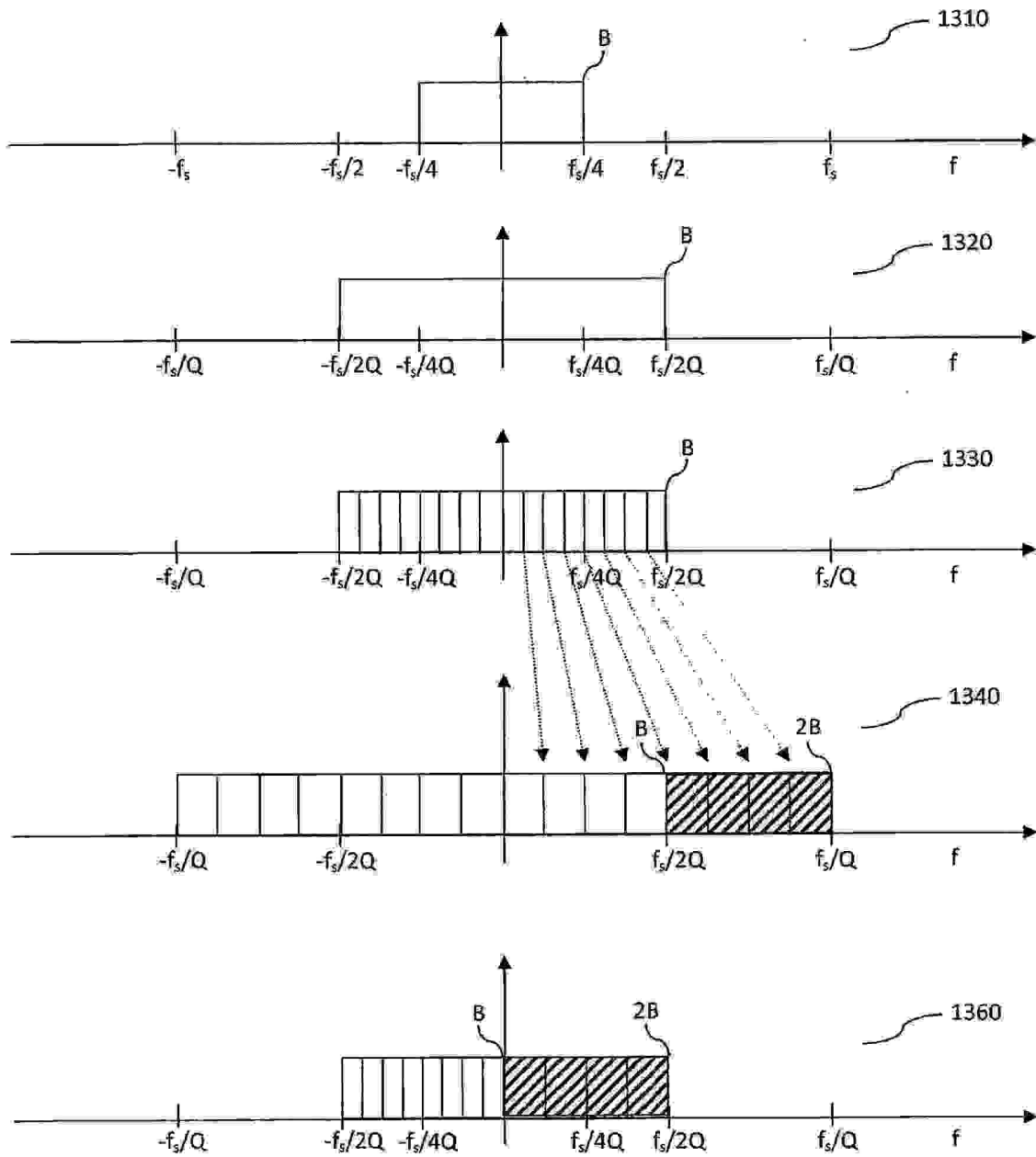


Fig. 13

12/14

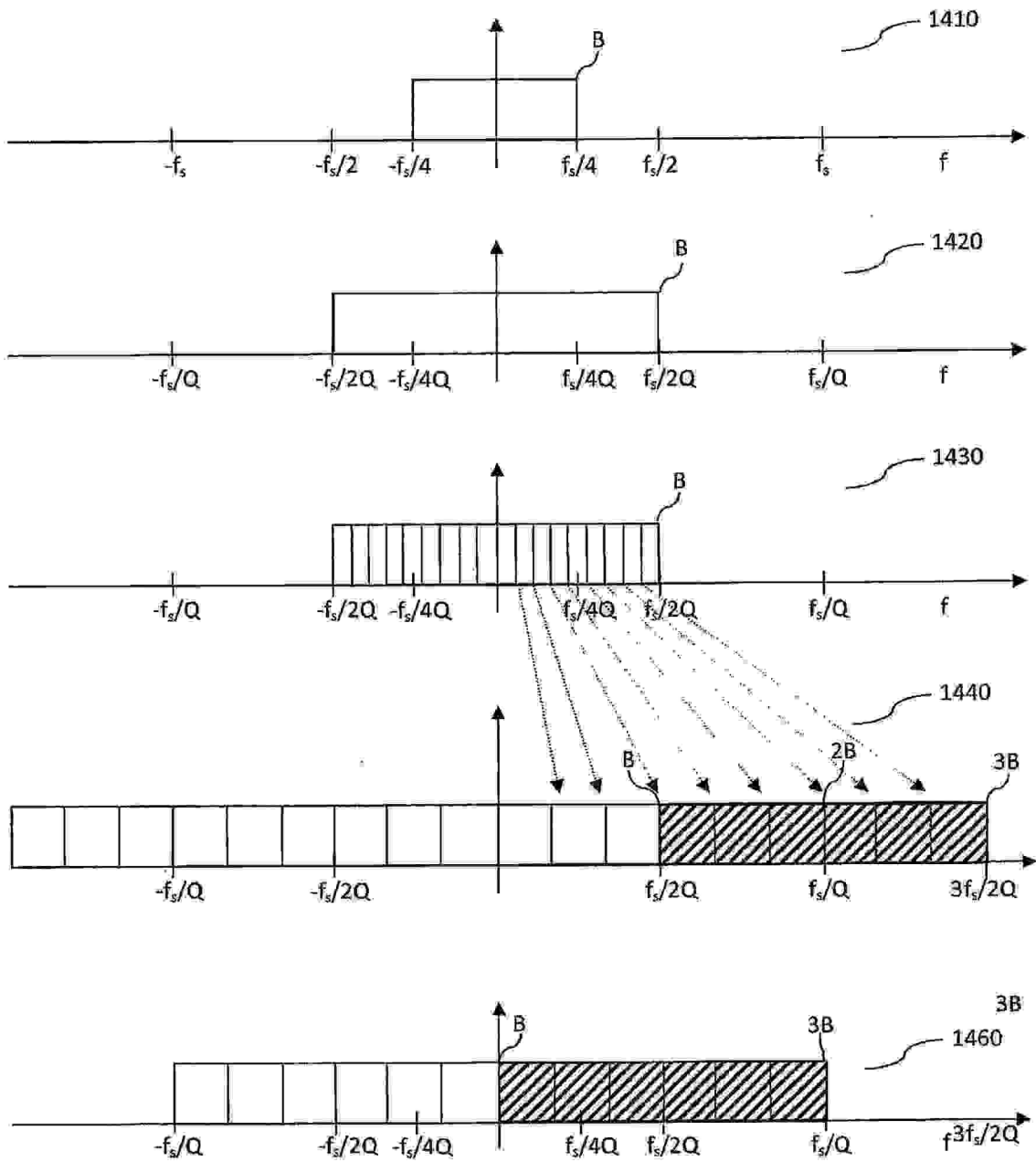


Fig. 14

13/14

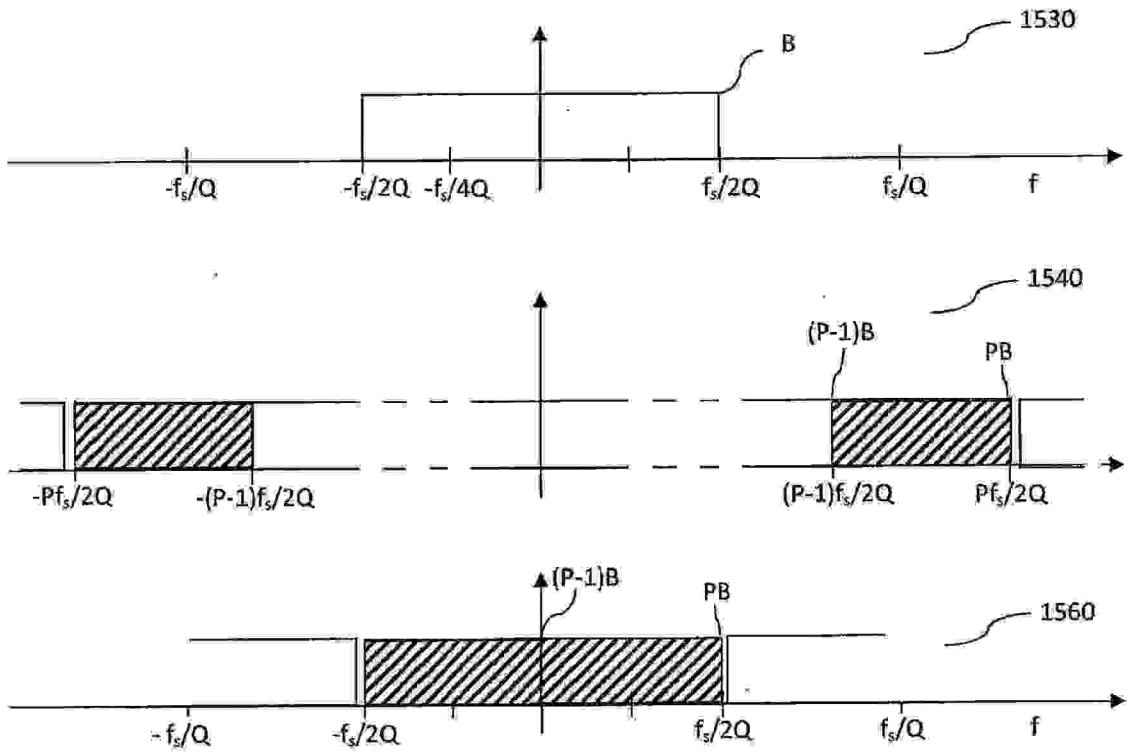


Fig. 15

14/14

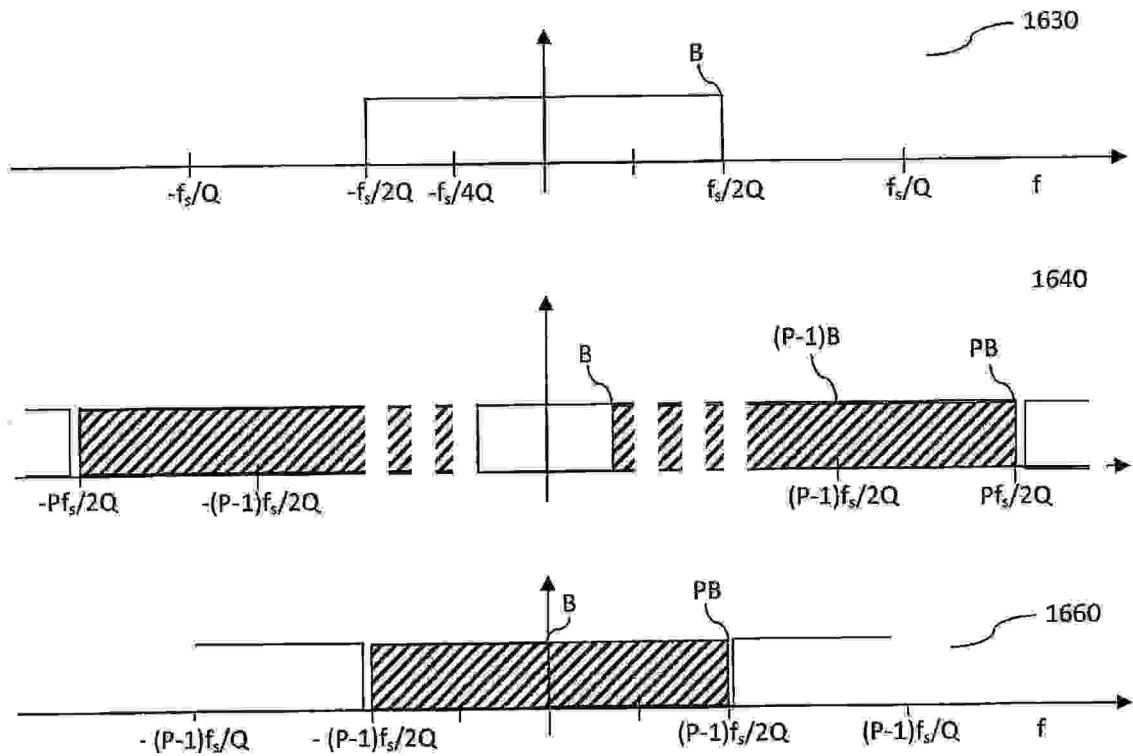


Fig. 16

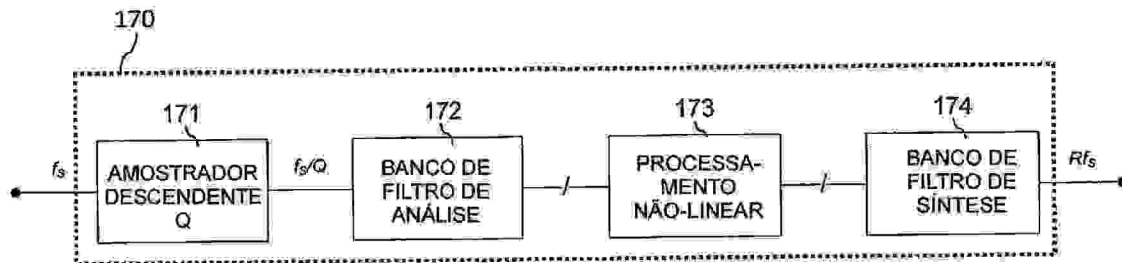


Fig. 17

RESUMO

Patente de Invenção: "TRANSPOSIÇÃO HARMÔNICA COMBINADA EFICIENTE".

A presente invenção refere-se a sistemas de codificação de áudio que fazem uso de um método de transposição harmônico para reconstrução de alta frequência (HFR), e a processadores de efeito digital, por exemplo, assim denominados excitadores, onde a geração de distorção harmônica adiciona brilho ao sinal processado. Em particular, um sistema configurado para gerar um componente de alta frequência de um sinal de um componente de baixa frequência do sinal é descrito. O sistema pode compreender um banco de filtro de análise (501) configurado para proporcionar um conjunto de sinais de subfaixa de análise a partir do componente de baixa frequência do sinal; no qual o conjunto de sinais de subfaixa de análise compreende pelo menos dois sinais de subfaixa de análise; no qual o banco de filtro de análise (501) tem uma resolução de frequência de Δf . O sistema compreende adicionalmente uma unidade de processamento não linear (502) configurada para determinar um conjunto de sinais de subfaixa de síntese a partir do conjunto de sinais de subfaixa de análise usando uma ordem de transposição P ; no qual o conjunto de sinais de subfaixa de síntese compreende uma porção do conjunto de sinais de subfaixa de análise alterado por fase por uma quantidade derivada a partir da ordem de transposição P ; e um banco de filtro de síntese (504) configurado para gerar o componente de alta frequência do sinal a partir do conjunto de sinais de subfaixa de síntese; no qual o banco de filtro de síntese (504) tem uma resolução de frequência de $F\Delta f$, com F sendo um fator de resolução, com $F > 1$; no qual a ordem de transposição P é diferente do fator de resolução F .