



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

(11) PI 1008458-4 B1



(22) Data do Depósito: 17/02/2010

(45) Data de Concessão: 24/11/2020

(54) Título: APARELHO DE PROCESSAMENTO DE SINAL PARA FILTRAR E PROCESSAR UM SINAL DE ÁUDIO E MÉTODO REALIZADO POR UM APARELHO DE PROCESSAMENTO DE SINAL PARA FILTRAR E PROCESSAR UM SINAL DE ÁUDIO

(51) Int.Cl.: H03H 17/02.

(30) Prioridade Unionista: 02/11/2009 US 61/257,105; 18/02/2009 SE 09 00217-1.

(73) Titular(es): DOLBY INTERNATIONAL AB.

(72) Inventor(es): PER EKSTRAND.

(86) Pedido PCT: PCT EP2010051993 de 17/02/2010

(87) Publicação PCT: WO 2010/094710 de 26/08/2010

(85) Data do Início da Fase Nacional: 18/08/2011

(57) Resumo: BANCO DE FILTRO MODULADO DE BAIXO RETARDO. A invenção refere-se a bancos de filtro digital subamostrados, modulados, bem como a métodos e sistemas para o projeto de tais bancos de filtro. Em particular, a presente invenção refere-se a um método e aparelho para melhoramento de bancos de filtro digital modulados de baixo retardo. O método emprega modulação de um filtro protótipo passa-baixo assimétrico, e um novo método para otimizar os coeficientes deste filtro. Além disto, é fornecido um projeto específico para um banco de filtro de 64 canais utilizando um comprimento de filtro protótipo de 640 coeficientes e um retardo de sistema de 319 amostras. O método reduz substancialmente artefatos devido a aliasing que emerge de modificações independentes de sinais de sub-banda, por exemplo ao utilizar um banco de filtro como um equalizador espectral. O método é preferivelmente implementado em software que opera em um PC padrão ou em um processador de sinal digital (DSP), porém também pode ser codificado em um chip cliente. O método oferece melhoramento para diversos tipos de equalizadores digitais, filtros adaptáveis, compensadores multibanda, e bancos de filtro de ajustamento de envoltória espectral utilizados em reconstrução de alta frequência (HFR) ou sistemas estéreo paramétricos.

Relatório Descritivo da Patente de Invenção para "**APARELHO DE PROCESSAMENTO DE SINAL PARA FILTRAR E PROCESSAR UM SINAL DE ÁUDIO E MÉTODO REALIZADO POR UM APARELHO DE PROCESSAMENTO DE SINAL PARA FILTRAR E PROCESSAR UM SINAL DE ÁUDIO**".

[0001] A presente invenção refere-se a bancos de filtro digital modulados subamostrados, bem como a métodos e sistemas para o projeto de tais bancos de filtro. Em particular, ela fornece um novo método de projeto e aparelho para um banco de filtro modulado por cosseno ou exponencial complexa de baixo retardo de reconstrução quase perfeita, otimizado para supressão de "aliasing" que emerge de modificações de coeficientes espectrais ou sinais de sub-banda. Além disto, é fornecido um projeto específico para um banco de filtro de 64 canais utilizando um comprimento de filtro protótipo de 640 coeficientes e um retardo de sistema de 319 amostras.

[0002] Os ensinamentos deste documento podem ser aplicáveis a equalizadores digitais como delineado, por exemplo, em "An Efficient 20 Band Digital Audio Equalizer" A. J. S. Ferreira, J. M. N. Viera, AES preprint, 98th Convention 1995 February 25-28 Paris, N.Y., USA; filtros adaptáveis, como delineado, por exemplo, em "Adaptive Filtering in Subbands with Critical Sampling: Analysis, Experiments, and Application to Acoustic Echo Cancellation" A. Gilloire, M. Vetterli, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 40, no. 8, August, 1992; compansores multibanda; e a sistemas de codificação de áudio que utilizam métodos de reconstrução de alta frequência (HFR); ou sistemas de codificação de áudio que empregam assim chamadas técnicas estéreo paramétricas. Nos dois últimos exemplos, um banco de filtro digital é utilizado para o ajuste adaptativo da envoltória espectral do sinal de áudio. Um sistema HRF tomado como exemplo é o sistema Spectral Band Replication (SBR) delineado, por exemplo, na WO 98/57436, e

um sistema estéreo paramétrico delineado por exemplo, na EP 1410687.

[0003] Através de toda esta divulgação, inclusive das concretizações, as expressões “sinais de sub-banda” ou “amostras de sub-banda” indicam o sinal de saída ou sinais de saída ou amostra de saída ou amostras de saída a partir da parte de análise de um banco de filtro digital ou a saída a partir de uma transformada para frente, isto é, a transformada que opera nos dados em domínio de tempo de um sistema baseado em transformada. Exemplos da saída de tais transformadas para frente são os coeficientes de domínio de frequência a partir de uma transformada de Fourier digital com janelas (DFT) ou as amostras de saída a partir do estágio de análise de uma transformada de cosseno discreta modificada (MDCT).

[0004] Através de toda esta divulgação, inclusive das concretizações, a expressão “aliasing” indica uma distorção não linear que resulta da decimação e interpolação, possivelmente em combinação com modificação (por exemplo, atenuação ou quantização) das amostras de sub-banda em um banco de filtro digital subamostrado.

[0005] Um banco de filtro digital é uma coleção de dois ou mais filtros digitais paralelos. O banco de filtro de análise divide o sinal que entra em um número de sinais separados chamados sinais de sub-banda ou coeficientes espectrais. O banco de filtro é amostrado de forma crítica ou decimado de forma máxima quando o número total de amostras de sub-banda por unidade de tempo é o mesmo que aquele para o sinal de entrada. Um assim chamado banco de filtro de síntese combina os sinais de sub-banda em um sinal de saída. Um tipo popular de bancos de filtro amostrados de forma crítica é o banco de filtro modulado por cosseno onde os filtros são obtidos em modulação por cosseno de um filtro passa-baixo, um assim chamado filtro protótipo. O banco de filtro modulado por cosseno oferece implementações efetivas

e é muitas vezes utilizado em sistemas naturais de codificação de áudio. Para outros detalhes é feita referência a “Introduction to Perceptual Coding” K. Brandenburg, AES, Collected Papers on Digital Audio Bitrate Reduction, 1996.

[0006] Um problema comum em projeto de banco de filtro é que qualquer tentativa para alterar as amostras de sub-banda ou coeficientes espectrais, por exemplo aplicando uma curva de ganho de equalização ou quantizando as amostras, tipicamente forma “artefatos” de aliasing no sinal de saída. Portanto, projetos de banco de filtro são desejáveis, os quais reduzam tais artefatos mesmo quando as amostras de sub-banda são submetidas a modificações severas.

[0007] Uma abordagem possível é a utilização de bancos de filtro superamostrados, isto é, não amostrados de forma crítica. Um exemplo de um banco de filtro superamostrado é a classe de bancos de filtro modulados por exponenciais complexas onde uma parte imaginária modulada por seno é adicionada à parte real de um banco de filtro modulado por cosseno. Tal banco de filtro modulado por exponencial complexa está descrito na EP 1374399 que é aqui com isto incorporada para referência.

[0008] Uma das propriedades dos bancos de filtro modulados por exponenciais complexas é que eles são livres dos termos de aliasing principais presentes nos bancos de filtro modulados por cosseno. Como resultado, tais bancos de filtro são tipicamente menos sujeitos a artefatos induzidos por modificações às amostras de sub-banda. Não obstante, outros termos de aliasing permanecem, e técnicas de projeto sofisticadas para o filtro protótipo de tal banco de filtro modulado por exponencial complexa deveriam ser aplicadas para minimizar os des-casamentos tais como aliasing que emerge de modificações dos sinais de sub-banda. Tipicamente, os termos de aliasing remanescentes são menos significativos do que os termos de aliasing principais.

[0009] Uma outra propriedade de bancos de filtro é a quantidade de retardo que um sinal incorre ao passar através de tais bancos de filtro. Em particular para aplicações em tempo real, tais como fluxos (“streams”) de áudio e vídeo, o retardo do filtro ou sistema deveria ser baixo. Uma abordagem possível para obter um banco de filtro que tem um retardo de sistema total baixo, isto é, um retardo baixo ou latência de um sinal que atravessa um banco de filtro de análise seguido por um banco de filtro de síntese é a utilização de filtros protótipos simétricos curtos. Tipicamente, a utilização de filtros protótipos curtos conduz a características de separação de banda de frequência relativamente pobre, e a grandes áreas de superposição de frequência entre sub-bandas adjacentes. Em consequência, filtros protótipos curtos usualmente não permitem um projeto de banco de filtro que suprima o aliasing de maneira adequada ao modificar as amostras de sub-banda, e outras abordagens para o projeto de bancos de filtro de baixo retardo são requeridas.

[00010] É, portanto, desejável fornecer um método de projeto para bancos de filtro que combine um certo número de propriedades desejáveis. Tais propriedades são um nível elevado de não suscetibilidade a deteriorações de sinal tais como aliasing sujeito a modificações dos sinais de sub-banda; um baixo retardo ou latência de um sinal que atravessa os bancos de filtro de análise e síntese; e uma boa aproximação da propriedade de reconstrução perfeita. Em outras palavras, é desejável fornecer um método de projeto para bancos de filtro que gerem um baixo nível de erros. Bancos de filtro subamostrados tipicamente geram dois tipos de erros, distorção linear a partir do termo banda passante que ainda pode ser dividido em erros de amplitude e de fase, e distorção não linear que emerge dos termos de aliasing. Mesmo embora uma “boa aproximação” da propriedade PR (de reconstrução perfeita) pudesse manter todos esses erros em um baixo

nível, pode ser benéfico de um ponto de vista de percepção colocar uma ênfase maior na redução de distorções provocadas por aliasing.

[00011] Além disto é desejável fornecer um filtro protótipo que possa ser utilizado para projetar um banco de filtro de análise e/ou de síntese que apresente tais propriedades. É uma outra propriedade desejável de um banco de filtro apresentar um retardo de grupo quase constante para minimizar artefatos devido à dispersão de fase do sinal de saída.

[00012] O presente documento mostra que deteriorações que emergem de modificações dos sinais de sub-banda podem ser reduzidas de maneira significativa empregando um método de projeto de banco de filtro referido como método de minimização de termo de aliasing melhorado (IATM) para otimização de filtros protótipos simétricos ou assimétricos.

[00013] O presente documento ensina que o conceito de projetos pseudo QMF (Quadrature Mirror Filter), isto é, projetos de banco de filtro de reconstrução quase perfeita pode ser estendido para cobrir sistemas de banco de filtro de baixo retardo empregando filtros protótipos assimétricos. Como resultado, bancos de filtro de reconstrução quase perfeita com um retardo de sistema baixo, baixa suscetibilidade a aliasing, e/ou baixo nível de erros de banda passante incluindo dispersão de fase, podem ser projetados. Dependendo das necessidades particulares, a ênfase colocada em qualquer uma das propriedades do banco de filtro pode ser trocada. Daí, o método de projeto de banco de filtro de acordo com o presente documento alivia as limitações correntes de bancos de filtro PR utilizados em um sistema de equalização ou outros sistemas que modificam os coeficientes espectrais.

[00014] O projeto de um banco de filtro modulado por exponencial complexa de baixo retardo de acordo com o presente documento pode compreender as etapas:

- um projeto de um filtro protótipo passa-baixo assimétrico com uma frequência de corte de $\pi/2M$, otimizado para aliasing desejado e rejeição de erros de banda passante, ainda otimizado para um retardo de sistema D , M sendo o número de canais do banco de filtro; e

- uma construção de um banco de filtro de M canais por meio de modulação por exponencial complexa do filtro protótipo otimizado.

[00015] Além disto, a operação de tal banco de filtro modulado por exponencial complexa de baixo retardo de acordo com o presente documento pode compreender as etapas:

- uma filtragem de um sinal em domínio de tempo avaliado real através da parte de análise do banco de filtro;

- uma modificação dos sinais de sub-banda de valor complexo, por exemplo, de acordo com um ajustamento equalizador desejado, possivelmente variável no tempo;

- uma filtragem das amostras de sub-banda de valor complexo modificadas através da parte de síntese do banco de filtro; e

- uma computação da parte real do sinal de saída no domínio de tempo do valor complexo obtido a partir da parte de síntese do banco de filtro.

[00016] Em adição para apresentar um novo método de projeto de filtro, o presente documento descreve um projeto específico de um banco de filtro de 64 canais que tem um comprimento de filtro protótipo de 640 coeficientes e um retardo de sistema de 319 amostras.

[00017] Os ensinamentos do presente documento, notadamente o banco de filtro proposto e os bancos de filtro projetados de acordo com o método de projeto proposto, podem ser utilizados em diversas aplicações. Tais aplicações são o melhoramento de diversos tipos de equalizadores digitais, filtros adaptáveis, compensadores multibanda e

bancos de filtro de ajustamento de envoltória adaptável utilizados em sistemas HFR ou estéreo paramétricos.

[00018] De acordo com um primeiro aspecto, um método para determinar N coeficientes de um filtro protótipo assimétrico p_0 para utilização para construir um banco de filtro de análise/síntese subamostrado de baixo retardo de M canais é descrito. O banco de filtro de análise/síntese pode compreender M filtros de análise h_k e M filtros de síntese f_k onde k assume os valores desde 0 até $M-1$, e no qual tipicamente M é maior do que 1. O banco de filtro de análise/síntese tem uma função de transferência global que é tipicamente associada com os coeficientes dos filtros de análise e síntese, bem como com as operações de decimação e/ou interpolação.

[00019] O método compreende a etapa de escolher uma função de transferência alvo do banco de filtro que compreende um retardo alvo D . Tipicamente um retardo alvo D que é menor ou igual a N é selecionado. O método compreende ainda a etapa de determinar uma função de objetivo composto e_{tot} que compreende um termo de erro de banda passante e_t e um termo de erro de aliasing e_a . O termo de erro de banda passante é associado com o desvio entre a função de transferência do banco de filtro e a função de transferência alvo e o termo de erro de aliasing e_a é associado com erros incorridos devido à subamostragem, isto é, decimação e/ou interpolação do banco de filtro. Em uma outra etapa de método os N coeficientes do filtro protótipo assimétrico p_0 são determinados que reduzem a função de objetivo composto e_{tot} .

[00020] Tipicamente a etapa de determinar a função de erro de objetivo e_{tot} e a etapa de determinar os N coeficientes do filtro protótipo assimétrico p_0 são repetidas de maneira iterativa até que um mínimo da função de erro objetivo e_{tot} seja alcançado. Em outras palavras, a função de objetivo e_{tot} é determinada com base em um dado conjunto

de coeficientes do filtro protótipo, e um conjunto atualizado de coeficientes do filtro protótipo é gerado reduzindo a função de erro de objetivo. Este processo é repetido até que não mais reduções da função de objetivo possam ser alcançadas através da modificação dos coeficientes do filtro protótipo. Isto significa que a etapa de determinar a função de erro de objetivo e_{tot} pode compreender determinar um valor para a função de objetivo composto e_{tot} para dados coeficientes do filtro protótipo p_0 e a etapa de determinar os N coeficientes do filtro protótipo assimétrico p_0 pode compreender determinar coeficientes atualizados do filtro protótipo p_0 com base no gradiente da função de objetivo composto e_{tot} associada com os coeficientes do filtro protótipo p_0 .

[00021] De acordo com um outro aspecto, a função de erro de objetivo composto e_{tot} é fornecida por

$$e_{tot}(\alpha) = \alpha e_t + (1 - \alpha) e_a$$

com e_t sendo o termo de erro de banda passante, e_a sendo o termo de erro de aliasing e α sendo uma constante de ponderação tomada em valores entre 0 e 1. O termo de erro de banda passante e_t pode ser determinado acumulando o desvio quadrado entre a função de transferência do banco de filtro e a função de transferência alvo para uma pluralidade de frequências. Em particular, o termo de erro de banda passante e_t pode ser calculado como

$$e_t = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{1}{2} (A_0(e^{j\omega}) + A_0^*(e^{-j\omega})) - P(\omega)e^{-j\omega D} \right|^2 d\omega,$$

com $P(\omega)e^{-j\omega D}$ sendo a função de transferência alvo, e

$$A_0(z) = \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z)F_k(z),$$

onde $H_k(z)$ e $F_k(z)$ são as transformadas- z dos filtros de análise e síntese $h_k(n)$ e $f_k(n)$, respectivamente.

[00022] O termo de erro de aliasing e_a é determinado acumulando a magnitude quadrada dos termos de ganho de aliasing para uma plura-

lidade de frequências. Em particular, o termo de erro de aliasing e_a é calculado como

$$e_a = \frac{1}{2\pi} \sum_{l=1}^{M-1} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \tilde{A}_l(e^{j\omega}) \right|^2 d\omega,$$

com $\tilde{A}_l(z) = \frac{1}{2}(A_l(z) + A_{M-l}^*(z))$, $l = 1 \dots M-1$, para $z = e^{j\omega}$ e com

$$A_l(z) = \sum_{k=0}^{M-1} H_k(zW^l)F_k(z)$$

[00023] Sendo o l -ésimo termo de ganho de aliasing avaliado no círculo unitário com $W = e^{-i2\pi/M}$, onde $H_k(z)$ e $F_k(z)$ são as transformadas z dos filtros de análise e síntese $h_k(n)$ e $f_k(n)$, respectivamente. A anotação $A_l^*(z)$ é a transformada z da sequência conjugada complexa $a_l(n)$.

[00024] De acordo com outro aspecto, a etapa de determinar um valor para a função de objetivo composto e_{tot} pode compreender gerar os filtros de análise $h_k(n)$ e os filtros de síntese $f_k(n)$ do banco de filtro de análise/síntese com base no filtro protótipo $p_0(n)$ utilizando modulação por cosseno, modulação por seno, e/ou modulação por exponencial complexa. Em particular, os filtros de análise e síntese podem ser determinados utilizando a modulação em cosseno como

$$h_k(n) = \sqrt{2} p_0(n) \cos \left\{ \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} \mp \frac{M}{2} \right) \right\},$$

com $n = 0 \dots N-1$, para os M filtros de análise do banco de filtro de análise e

$$f_k(n) = \sqrt{2} p_0(n) \cos \left\{ \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} \pm \frac{M}{2} \right) \right\},$$

com $n = 0 \dots N-1$, para os M filtros de síntese do banco de filtro de síntese.

[00025] Os filtros de análise e síntese também podem ser determi-

nados utilizando modulação por exponencial complexa como

$$h_k(n) = p_0(n) \exp \left\{ i \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} - A \right) \right\},$$

com $n = 0 \dots N-1$, e A sendo uma constante arbitrária para os M filtros de análise do banco de filtro de análise e

$$f_k(n) = p_0(n) \exp \left\{ i \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} + A \right) \right\},$$

com $n = 0 \dots N-1$, para os M filtros de síntese do banco de filtro de síntese.

[00026] De acordo com outro aspecto, a etapa de determinar um valor para a função de objetivo composto e_{tot} pode compreender ajustar no mínimo um dos canais do banco de filtro para zero. Isto pode ser conseguido aplicando ganhos zero para no mínimo um filtro de análise e/ou síntese, isto é, os coeficientes de filtro h_k e/ou f_k podem ser ajustados para zero para no mínimo um canal k . Em um exemplo, um número predeterminado de canais de baixa frequência e/ou um número predeterminado de canais de alta frequência podem ser ajustados para zero. Em outras palavras, os canais de banco de filtro de baixa frequência $k=0$ até C_{low} ; com C_{low} maior do que zero podem ser ajustados para zero. Alternativamente ou em adição, os canais de banco de filtro de alta frequência $k=C_{\text{high}}$ até $M-1$ com C_{high} menor do que $M-1$ podem ser ajustados para zero.

[00027] Neste caso, a etapa de determinar o valor para a função de objetivo composto e_{tot} pode compreender gerar os filtros de análise e síntese para os termos de aliasing C_{low} e $M-C_{\text{low}}$ e/ou C_{high} e $M-C_{\text{high}}$ utilizando modulação por exponencial complexa. Ela pode ainda compreender gerar os filtros de análise e síntese para os termos de aliasing remanescentes utilizando modulação em cosseno. Em outras palavras, o procedimento de otimização pode ser feito em uma maneira parcialmente avaliada complexa onde os termos de erro de aliasing

que são livres da aliasing principal são calculados utilizando filtros avaliados reais, por exemplo, filtros gerados utilizando modulação em cosseno, e onde os termos de erro de aliasing podem carregar a aliasing principal em um sistema avaliado real são modificados por processamento de valor complexo, por exemplo, utilizando filtros modulados por exponenciais complexas.

[00028] De acordo com outro aspecto, o banco de filtro de análise pode gerar M sinais de sub-banda a partir de um sinal de entrada que utiliza os M filtros de análise h_k . Estes M sinais de sub-banda podem ser decimados por um fator M , produzindo sinais de sub-banda decimados. Tipicamente os sinais de sub-banda decimados são modificados, por exemplo, para finalidades de equalização ou para finalidades de compressão. Os sinais de sub-banda decimados possivelmente modificados podem ser amostrados com taxa superior por um fator M e o banco de filtro de síntese pode gerar um sinal de saída a partir dos sinais de sub-banda decimados amostrados com taxa superior, utilizando os M filtros de síntese f_k .

[00029] De acordo com outro aspecto, um filtro protótipo assimétrico $p_0(n)$ que compreende coeficientes deriváveis dos coeficientes da Tabela 1 por qualquer uma das operações de arredondamento, truncamento, escalonamento, subamostragem ou superamostragem é descrito. Qualquer combinação das operações de arredondamento, truncamento, escalonamento, subamostragem ou superamostragem são possíveis.

[00030] A operação de arredondamento dos coeficientes de filtro pode compreender qualquer uma das seguintes: arredondar para mais do que 20 dígitos significativos, mais do que 19 dígitos significativos, mais do que 18 dígitos significativos, mais do que 17 dígitos significativos, mais do que 16 dígitos significativos, mais do que 15 dígitos significativos, mais do que 14 dígitos significativos, mais do que 13 dígitos

significativos, mais do que 12 dígitos significativos, mais do que 11 dígitos significativos, mais do que 10 dígitos significativos, mais do que 9 dígitos significativos, mais do que 8 dígitos significativos, mais do que 7 dígitos significativos, mais do que 6 dígitos significativos, mais do que 5 dígitos significativos, mais do que 4 dígitos significativos, mais do que 3 dígitos significativos, mais do que 2 dígitos significativos, mais do que 1 dígito significativo, 1 dígito significativo.

[00031] A operação de truncamento dos coeficientes de filtro pode compreender qualquer uma das seguintes: truncar até mais do que 20 dígitos significativos, mais do que 19 dígitos significativos, mais do que 18 dígitos significativos, mais do que 17 dígitos significativos, mais do que 16 dígitos significativos, mais do que 15 dígitos significativos, mais do que 14 dígitos significativos, mais do que 13 dígitos significativos, mais do que 12 dígitos significativos, mais do que 11 dígitos significativos, mais do que 10 dígitos significativos, mais do que 9 dígitos significativos, mais do que 8 dígitos significativos, mais do que 7 dígitos significativos, mais do que 6 dígitos significativos, mais do que 5 dígitos significativos, mais do que 4 dígitos significativos, mais do que 3 dígitos significativos, mais do que 2 dígitos significativos, mais do que 1 dígito significativo, 1 dígito significativo.

[00032] A operação de escalonamento do coeficiente de filtro pode compreender escalonar para cima ou escalonar para baixo os coeficientes de filtro. Em particular, pode compreender escalonar para cima e/ou para baixo pelo número M de canais de banco de filtro. Tal escalonamento para cima e/ou para baixo pode ser utilizado para manter a energia de entrada de um sinal de entrada para o banco de filtro na saída do banco de filtro.

[00033] A operação de subamostragem pode compreender subamostrar por um fator menor ou igual a 2, menor ou igual a 3, menor ou igual a 4, menor ou igual a 8, menor ou igual a 16, menor ou igual a

32, menor ou igual a 64, menor ou igual a 128, menor ou igual a 256. A operação de subamostragem pode ainda compreender a determinação dos coeficientes de filtro subamostrados como o valor médio de coeficiente de filtro adjacente. Em particular, o valor médio de coeficientes de filtro adjacente R pode ser determinado como o coeficiente de filtro subamostrado onde R é o fator de subamostragem.

[00034] A operação de superamostragem pode compreender superamostrar por um fator menor ou igual a 2, menor ou igual a 3, menor ou igual a 4, menor ou igual a 5, menor ou igual a 6, menor ou igual a 7, menor ou igual a 8, menor ou igual a 9, menor ou igual a 10. A operação de superamostragem pode ainda compreender a determinação dos coeficientes de filtro superamostrados como a interpolação entre dois coeficientes de filtro.

[00035] De acordo com outro aspecto, um banco de filtro que compreende M filtros é descrito. Os filtros deste banco de filtro são baseados em filtros protótipos assimétricos descritos no presente documento e/ou os filtros protótipos assimétricos determinados através dos métodos delineados no presente documento. Em particular, os M filtros podem ser uma versão modulada do filtro protótipo e a modulação pode ser uma modulação em cosseno, modulação por seno e/ou modulação por exponencial complexa.

[00036] De acordo com outro aspecto, um método para gerar sinais de sub-banda decimados com baixa sensibilidade a aliasing que emerge de modificações de ditos sinais de sub-banda é descrito. O método compreende as etapas de determinar filtros de análise de um banco de filtro de análise/síntese de acordo com métodos delineados no presente documento; filtrar um sinal no domínio de tempo de valor real através de ditos filtros de análise para obter sinais de sub-banda de valores complexos e decimar ditos sinais de sub-banda. Além disto, um método para gerar um sinal de saída de valor real a partir de uma

pluralidade de sinais de sub-banda de valores complexos com baixa sensibilidade a aliasing que emerge de modificações de ditos sinais de sub-banda é descrito. O método compreende as etapas de determinar filtros de síntese de um banco de filtro de análise/síntese de acordo com os métodos delineados no presente documento; interpolar dita pluralidade de sinais de sub-banda de valores complexos, filtrar dita pluralidade de sinais de sub-banda interpolados através de ditos filtros de síntese; gerar um sinal de saída no domínio de tempo de valor complexo como a soma dos sinais obtidos a partir de dita filtragem; e tomar a parte real do sinal de saída em domínio de tempo de valor de complexo como o sinal de saída de valor real.

[00037] De acordo com outro aspecto, um sistema operacional de gerar sinais de sub-banda a partir de um sinal de entrada no domínio de tempo é descrito, no qual o sistema compreende um banco de filtro de análise que foi gerado de acordo com métodos delineados no presente documento e/ou que é baseado nos filtros protótipos delineados no presente documento.

[00038] Deveria ser observado que os aspectos dos métodos e sistemas que incluem suas modalidades preferidas, como delineado no presente Pedido de Patente, podem ser utilizados isoladamente ou em combinação com os outros aspectos dos métodos e sistemas divulgados neste documento. Além disto, todos os aspectos dos métodos e sistemas delineados no presente Pedido de Patente podem ser combinados de maneira arbitrária. Em particular, os aspectos das concretizações podem ser combinados um com o outro em uma maneira arbitrária.

[00039] A presente invenção será descrita agora à guisa de exemplos ilustrativos não limitativos ao escopo, com referência aos desenhos que acompanham, nos quais:

A figura 1 ilustra as seções de análise e síntese de um ban-

co de filtro digital;

a figura 2 mostra as respostas de frequência estilizadas para um conjunto de filtros, para ilustrar o efeito adverso ao modificar as amostras de sub-banda em um banco de filtro modulado por cosseno, isto é, avaliado real;

a figura 3 mostra um fluxograma de um exemplo do procedimento de otimização;

a figura 4 mostra uma plotagem no domínio de tempo e a resposta em frequência de um filtro protótipo otimizado para um banco de filtro modulado de baixo retardo que tem 64 canais e um retardo total de sistema de 319 amostras; e

a figura 5 ilustra um exemplo das partes de análise e síntese de um sistema de banco de filtro modulado por exponencial complexa de baixo retardo.

[00040] Deveria ser entendido que os presentes ensinamentos são aplicáveis a uma faixa de implementações que incorpora bancos de filtro digitais diferentes daqueles explicitamente mencionados nesta Patente. Em particular, os presentes ensinamentos podem ser aplicáveis a outros métodos para projetar um banco de filtro com base em um filtro protótipo.

[00041] No que segue, a função transferência global de um banco de filtro de análise/síntese é determinada. Em outras palavras, a representação matemática de um sinal que atravessa tal sistema de banco de filtro é descrita. Um banco de filtro digital é uma coleção de M , M sendo dois ou mais filtros digitais paralelos que compartilham uma entrada comum ou uma saída comum. Para detalhes de tais bancos de filtro é feita referência à “Multirate Systems and Filter Banks” P.P. Vaidyanathan Prentice Hall: Englewood Cliffs, NJ, 1993. Quando compartilhando uma entrada comum, o banco de filtro pode ser chamado um banco de análise. O banco de análise divide o sinal que en-

tra em M sinais separados chamados sinais de sub-banda. Os filtros de análise são indicados $H_k(z)$ onde $k=0, \dots, M-1$. O banco de filtro é criticamente amostrado ou decimado de forma máxima quando os sinais de sub-banda são decimados por um fator M . Assim, o número total de amostras de sub-banda por unidade de tempo através de todas as sub-bandas é o mesmo que o número de amostras por unidade de tempo para o sinal de entrada. O banco de síntese combina estes sinais de sub-banda em um sinal de saída comum. Os filtros de síntese são indicados $F_k(z)$ para $k=0, \dots, M-1$.

[00042] Um banco de filtros decimado de maneira máxima com M canais ou sub-bandas está mostrado na figura 1. A parte de análise 101 produz a partir do sinal de entrada $X(z)$ os sinais de sub-banda $V_k(z)$ que constituem os sinais a serem transmitidos, armazenados ou modificados. A parte de síntese 102 recombina os sinais $V_k(z)$ para o sinal de saída $\hat{X}(z)$.

[00043] A recombinação de $V_k(z)$ para obter a aproximação $\hat{X}(z)$ do sinal original $X(z)$ está sujeita a diversos erros potenciais. Os erros podem ser devidos a uma aproximação da propriedade de reconstrução perfeita, e incluem deteriorações não lineares devido a aliasing, que podem ser provocadas por decimação e interpolação das sub-bandas. Outros erros que resultam de aproximações da propriedade de reconstrução perfeita podem ser devidos às deteriorações lineares, tais como distorção de fase e a amplitude.

[00044] Seguindo as anotações da figura 1, as saídas dos filtros de análise $H_k(z)$ 103 são

$$X_k(z) = H_k(z)X(z), \quad (1)$$

onde $k=0, \dots, M-1$. Os redutores 104 também referidos como unidades de amostragem para baixo fornecem as saídas

$$V_k(z) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X_k(z^{1/M} W^l) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} H_k(z^{1/M} W^l) X(z^{1/M} W^l), \quad (2)$$

onde $W = e^{-i2\pi/M}$. As saídas dos interpoladores 105, também referidas como unidades de amostragem para cima, são fornecidas por

$$U_k(z) = V_k(z^M) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} H_k(zW^l)X(zW^l), \quad (3)$$

e a soma dos sinais obtidos a partir dos filtros de síntese 106 pode ser escrita como

$$\begin{aligned} \hat{X}(z) &= \sum_{k=0}^{M-1} F_k(z)U_k(z) = \sum_{k=0}^{M-1} F_k(z) \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} H_k(zW^l)X(zW^l) = \\ &= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X(zW^l) \sum_{k=0}^{M-1} H_k(zW^l)F_k(z) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X(zW^l)A_l(z) \end{aligned} \quad (4)$$

onde

$$A_l(z) = \sum_{k=0}^{M-1} H_k(zW^l)F_k(z) \quad (5)$$

é o ganho para o l -ésimo termo de aliasing $X(zW^l)$. A equação 4 mostra que $\hat{X}(z)$ é uma soma de M componentes que consistem no produto do sinal de entrada modulado $X(zW^l)$ e o termo de ganho de aliasing correspondente $A_l(z)$. A equação 4 pode ser reescrita como

$$\hat{X}(z) = \frac{1}{M} \left\{ X(z)A_0(z) + \sum_{l=1}^{M-1} X(zW^l)A_l(z) \right\}. \quad (6)$$

[00045] A última soma do lado direito (RHS) constitui a soma de todos os termos de aliasing não desejados.

[00046] Cancelar todo o aliasing, isto é, forçando esta soma para zero por meio de escolhas adequadas de $H_k(z)$ e $F_k(z)$, fornece:

$$\hat{X}(z) = \frac{1}{M} X(z) A_0(z) = \frac{1}{M} X(z) \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z) F_k(z) = X(z) T(z), \quad (7)$$

onde

$$T(z) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z) F_k(z) \quad (8)$$

é a função transferência global ou função distorção. A equação 8 mostra que dependendo de $H_k(z)$ e $F_k(z)$, $T(z)$ poderia ser livre de ambas, da distorção de fase e da distorção de amplitude. A função transferência global deveria, neste caso, ser simplesmente um retardo de D amostras com um fator de escala constante e, isto é,

$$T(z) = cz^{-D}, \quad (9)$$

que substituída na equação 7 fornece

$$\hat{X}(z) = cz^{-D} X(z). \quad (10)$$

[00047] O tipo de filtros que satisfaz à equação 10 é dito terem a propriedade de reconstrução perfeita (PR). Se a equação 10 não é satisfeita de maneira perfeita, embora satisfeita de maneira aproximada, os filtros são da classe de filtros de reconstrução perfeita aproximada.

[00048] No que segue, um método para projetar bancos de filtro de análise e síntese a partir de um filtro protótipo é descrito. Os bancos de filtro resultantes são referidos como bancos de filtro modulados em cosseno. Na teoria tradicional para bancos de filtro modulados em cosseno, os filtros de análise $h_k(n)$ e os filtros de síntese $f_k(n)$ são versões moduladas em cosseno de um filtro protótipo passa-baixo simétrico $p_0(n)$, isto é

$$h_k(n) = \sqrt{2} p_0(n) \cos \left\{ \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{N}{2} \mp \frac{M}{2} \right) \right\}, \quad 0 \leq n \leq N, 0 \leq k < M \quad (11)$$

$$f_k(n) = \sqrt{2} p_0(n) \cos \left\{ \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{N}{2} \pm \frac{M}{2} \right) \right\}, \quad 0 \leq n \leq N, 0 \leq k < M \quad (12)$$

[00049] Respectivamente, onde M é o número de canais no banco de filtro e N é a ordem do filtro protótipo.

[00050] O banco de filtro de análise acima modulado em cosseno produz amostras de sub-banda avaliadas reais para sinais de entrada avaliados reais. As amostras de sub-banda são amostradas para baixo por um fator M, tornando o sistema amostrado de maneira crítica. Dependendo da escolha do filtro protótipo, o banco de filtro pode constituir um sistema de reconstrução perfeita aproximada, isto é, um assim chamado banco pseudo QMF descrito, por exemplo, na US 5.436.940, ou um sistema de reconstrução perfeita (PR). Um exemplo de um sistema PR é a transformada superposta modulada (MLT) descrita em mais detalhe em “Lapped Transforms for Efficient Transform/Subband Coding” H.S. Malvar, IEEE Trans ASSP, vol. 38, no. 6, 1990. O retardo global ou retardo do sistema para um banco de filtro tradicional modulado em cosseno é N.

[00051] Para obter sistemas de banco de filtro que tenham retardos de sistema mais baixos, o presente documento ensina substituir os filtros protótipos simétricos utilizados em bancos de filtro convencionais por filtros protótipos assimétricos. Na técnica precedente, o projeto de filtros protótipos assimétricos foi restringido a sistemas tendo a propriedade de reconstrução perfeita PR. Tal sistema de reconstrução perfeita utilizando filtros protótipos assimétricos está descrito em EP 0874458. Contudo, a restrição de reconstrução perfeita impõe limitações a um banco de filtro utilizado, por exemplo, em um sistema de equalização devido aos graus de liberdade restringidos ao projetar o filtro protótipo. Deveria ser observado que filtros protótipos assimétricos têm uma fase linear, isto é, eles têm um retardo de grupo constante através de todas as frequências. Por outro lado, filtros assimétricos tipicamente têm uma fase não linear, isto é, eles têm um retardo de

grupo que pode mudar com a frequência.

[00052] Em sistemas de banco de filtro que utilizam filtros protótipos assimétricos, os filtros de análise e síntese podem ser descritos como

$$h_k(n) = \sqrt{2} \hat{h}_0(n) \cos \left\{ \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} \mp \frac{M}{2} \right) \right\}, \quad 0 \leq n < N_h, 0 \leq k < M \quad (13)$$

$$f_k(n) = \sqrt{2} \hat{f}_0(n) \cos \left\{ \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} \pm \frac{M}{2} \right) \right\}, \quad 0 \leq n < N_f, 0 \leq k < M \quad (14)$$

respectivamente, onde $\hat{h}_0(n)$ e $\hat{f}_0(n)$ são os filtros protótipos de análise e síntese de comprimentos N_h e N_f , respectivamente, e D é o retardo total do sistema de banco de filtro. Sem limitar o escopo, os bancos de filtro modulados, estudados no que segue, são sistemas onde os protótipos de análise e síntese são idênticos, isto é

$$\hat{f}_0(n) = \hat{h}_0(n) = p_0(n), \quad 0 \leq n < N_h = N_f = N \quad (15)$$

onde N é o comprimento do filtro protótipo $p_0(n)$.

[00053] Deveria ser observado, contudo, ao utilizar os esquemas de projeto de filtro delineados no presente documento, que bancos de filtro utilizando diferentes filtros protótipos de análise e síntese podem ser determinados.

[00054] Uma propriedade inerente da modulação por cosseno é que cada filtro tem duas bandas passantes, uma na faixa de frequência positiva e uma que corresponde à banda passante na faixa de frequência negativa. Pode ser verificado que os termos de aliasing assim chamados principais ou significativos, emergem da superposição em frequência entre quaisquer das bandas passantes dos filtros de bandas que passam negativas com versões moduladas em frequência das bandas que passam positivas ou, de maneira recíproca, os filtros de bandas que passam positivas com versões de frequência modulada

das bandas que passam negativas. Os últimos termos nas equações 13 e 14, isto é, os termos $\frac{\pi}{2}\left(k + \frac{1}{2}\right)$, são selecionados de modo a fornecer a anulação dos termos de aliasing principais em bancos de filtro modulados em cosseno. Não obstante, ao modificar as amostras de sub-banda, a anulação de termos de aliasing principais é deteriorada, resultando com isto em um forte impacto de aliasing dos termos de aliasing principais. É, portanto, desejável remover estes termos de aliasing principais das amostras de sub-banda, tudo junto.

[00055] A remoção dos termos de aliasing principais pode ser conseguida pela utilização dos bancos assim chamados Bancos de Filtro Modulados por Exponencial Complexa, que são baseados em uma extensão da modulação por cosseno para modulação por exponencial complexa. Tal extensão produz os filtros de análise $h_k(n)$ como

$$h_k(n) = p_0(n) \exp \left\{ i \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} \mp \frac{M}{2} \right) \right\}, \quad 0 \leq n < N, 0 \leq k < M \quad (16)$$

utilizando a mesma notação que antes. Isto pode ser observado como adicionar uma parte imaginária ao banco de filtro avaliado real, onde a parte imaginária consiste em versões moduladas em seno do mesmo filtro protótipo. Considerando um sinal de entrada avaliado real, a saída a partir do banco de filtro pode ser interpretada como um conjunto de sinais de sub-banda onde as partes real e imaginária são transformadas de Hilbert uma da outra. As sub-bandas resultantes são assim os sinais analíticos da saída avaliada real obtida a partir do banco de filtro modulado por cosseno. Daí, devido à representação de valor complexo os sinais de sub-banda são superamostrados por um fator 2.

[00056] Os filtros de síntese são estendidos da mesma maneira para

$$f_k(n) = p_0(n) \exp \left\{ i \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} \pm \frac{M}{2} \right) \right\}, \quad 0 \leq n < N, 0 \leq k < M. \quad (17)$$

[00057] As equações 16 e 17 implicam que a saída a partir do banco de síntese é de valor complexo. Utilizando notação matricial onde C_a é uma matriz com os filtros de análise modulados em cosseno a partir da equação 13, e S_a é uma matriz com a modulação em seno do mesmo argumento, os filtros da equação 16 são obtidos como $C_a + jS_a$. Nessas matrizes k é o índice de fileira e n é o índice de coluna. De maneira análoga, a matriz C_s tem filtros de síntese a partir da equação 14, e S_s é a versão correspondente modulada em seno. A equação 17 pode assim ser escrita $C_s + jS_s$, onde k é o índice de coluna e n é o índice de fileira. Indicando o sinal de entrada x , o sinal de saída y é encontrado de

$$y = (C_s + j S_s) (C_a + j S_a) x = (C_s C_a - S_s S_a) x + j (C_s S_a + S_s C_a) x \quad (18)$$

[00058] Como visto da equação 18, a parte real compreende dois termos; a saída a partir do banco de filtro modulado por cosseno e uma saída a partir de um banco de filtro modulado em seno. É facilmente verificado que se um banco de filtro modulado por cosseno tem a propriedade PR, então sua versão modulada em seno, com uma mudança de sinal, constitui também um sistema PR. Assim, assumindo a parte real da saída, o sistema modulado por exponencial complexa oferece a mesma precisão de reconstrução que a versão correspondente modulada em cosseno. Em outras palavras, ao utilizar um sinal de entrada de valor real, o sinal de saída do sistema modulado por exponencial complexa pode ser determinado assumindo a parte real do sinal de saída.

[00059] O sistema modulado por exponencial complexa pode ser estendido para manipular também sinais de entrada de valores complexos. Estendendo o número de canais para $2M$, isto é, adicionando

os filtros para frequências negativas e mantendo a parte imaginária do sinal de saída, um sistema pseudo QMF ou PR para sinais de valores complexos é obtido.

[00060] Deveria ser observado que o banco de filtro modulado por exponencial complexa tem somente uma banda passante para cada filtro na faixa de frequência positiva. Daí, ele estar livre dos termos de aliasing principais. A ausência de termos de aliasing principais torna a restrição de anulação de aliasing a partir do banco de filtro modulado por cosseno (ou seno) obsoleta na versão modulada por exponencial complexa. Os filtros de análise e síntese podem, assim, ser fornecidos como

$$h_k(n) = p_0(n) \exp \left\{ i \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} - A \right) \right\}, \quad 0 \leq n < N, 0 \leq k < M \quad (19)$$

e

$$f_k(n) = p_0(n) \exp \left\{ i \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} + A \right) \right\}, \quad 0 \leq n < N, 0 \leq k < M \quad (20)$$

onde A é uma constante arbitrária (possivelmente zero) e, como antes, M é número de canais, N é o comprimento do filtro protótipo, e D é o retardo do sistema. Utilizando diferentes valores de A , implementações mais eficientes dos bancos de filtro de análise e síntese, isto é, implementações com complexidade reduzida, podem ser obtidas.

[00061] Antes de apresentar um método para otimização de filtros protótipos as abordagens divulgadas para o projeto de bancos de filtro são resumidas. Com base em filtros protótipos simétricos ou assimétricos, bancos de filtro podem ser gerados, por exemplo, modulando os filtros protótipos utilizando uma função cosseno ou uma função exponencial complexa. Os filtros protótipos para os bancos de filtro de análise e síntese podem ser diferentes ou idênticos. Ao utilizar modulação por exponencial complexa os termos de aliasing principais dos bancos de filtro estão obsoletos e podem ser removidos, reduzindo com isto a

sensibilidade de aliasing para modificações dos sinais de sub-banda dos bancos de filtro resultantes. Além disto, ao utilizar filtros protótipos assimétricos o retardo global do sistema dos bancos de filtro pode ser reduzido. Também foi mostrado que ao utilizar bancos de filtro modulados por exponenciais complexas o sinal de saída a partir de um sinal de entrada de valor real pode ser determinado assumindo a parte real do sinal de saída complexo do banco de filtro.

[00062] No que segue, um método para otimização dos filtros protótipos é descrito em detalhe. Dependendo das necessidades, a otimização pode ser direcionada para aumentar o grau de reconstrução perfeito, isto é, na redução da combinação de aliasing e distorção de amplitude, na redução da sensibilidade para aliasing, na redução do retardo do sistema, na redução de distorção de fase e/ou na redução de distorção de amplitude. Para otimizar o filtro protótipo $p_0(n)$ primeiras expressões para os termos de ganho de aliasing são determinadas. No que segue, os termos de ganho de aliasing para um banco de filtro modulado por exponencial complexa são derivados. Contudo, deveria ser observado que os termos de ganho de aliasing delineados também são válidos para um banco de filtro modulado por cosseno (avaliado real).

[00063] Fazendo referência à equação 4, a transformada-z da parte real do sinal de entrada $\hat{x}(n)$ é

$$Z\{\text{Re}(\hat{x}(n))\} = \hat{X}_R(z) = \frac{\hat{X}(z) + \hat{X}^*(z)}{2}. \quad (21)$$

[00064] A anotação $\hat{X}^*(z)$ é a transformada-z da sequência conjugada complexa $\hat{x}(n)$. A partir da equação 4 segue-se que a transformada da parte real do sinal de saída é

$$\hat{X}_R(z) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} \frac{1}{2} \left(X(zW^l)A_l(z) + X(zW^{-l})A_l^*(z) \right), \quad (22)$$

[00065] Onde foi utilizado que o sinal de entrada $x(n)$ é avaliado real, isto é, $X_*(zW^l) = X(zW^{-l})$. A equação 22 pode ser escrita depois de ser rearranjada

$$\begin{aligned}\hat{X}_R(z) &= \frac{1}{M} \left(X(z) \frac{1}{2} (A_0(z) + A_{0*}(z)) + \sum_{l=1}^{M-1} \frac{1}{2} (X(zW^l) A_l(z) + X(zW^{M-l}) A_{l*}(z)) \right) = \\ &= \frac{1}{M} \left(X(z) \frac{1}{2} (A_0(z) + A_{0*}(z)) + \sum_{l=1}^{M-1} X(zW^l) \frac{1}{2} (A_l(z) + A_{M-l*}(z)) \right) = \quad (23) \\ &= \frac{1}{M} \left(X(z) \tilde{A}_0(z) + \sum_{l=1}^{M-1} X(zW^l) \tilde{A}_l(z) \right)\end{aligned}$$

onde

$$\tilde{A}_l(z) = \frac{1}{2} (A_l(z) + A_{M-l*}(z)), \quad 0 \leq l < M \quad (24)$$

são os termos de ganho de aliasing utilizados na otimização. Pode ser observado da equação 24 que

$$\tilde{A}_{M-l}(z) = \frac{1}{2} (A_{M-l}(z) + A_{l*}(z)) = \tilde{A}_{l*}(z). \quad (25)$$

[00066] Especificamente para sistemas avaliados reais

$$A_{M-l*}(z) = A_l(z) \quad (26)$$

o que simplifica a equação 24 para

$$\tilde{A}_l(z) = A_l(z), \quad 0 \leq l < M. \quad (27)$$

[00067] Inspeccionando a equação 23 e retomando a transformada da equação 21, pode ser visto que a parte real de $a_0(n)$ deve ser um pulso Dirac para um sistema PR, isto é, $\tilde{A}_0(z)$ é na forma $\tilde{A}_0(z) = c z^{-D}$. Além disto, a parte real de $a_{M/2}(n)$ deve ser zero, isto é, $\tilde{A}_{M/2}(z)$ deve ser zero, e os ganhos de aliasing para $l \neq 0, M/2$, devem satisfazer a

$$A_{M-l}(z) = -A_{l*}(z), \quad (28)$$

que para um sistema avaliado real com a equação 26 em mente, signi-

fica que todo $a_l(n)$, $l = 1 \dots M-1$ deve ser zero. Em sistemas pseudo QMF a equação 28 se mantém verdadeira apenas de maneira aproximada. Além disto, a parte real de $a_0(n)$ não é exatamente um pulso Dirac nem a parte real de $a_{M/2}(n)$ é exatamente zero.

[00068] Antes de ir para detalhes adicionais na otimização dos filtros protótipos, o impacto de modificações das amostras de sub-banda em aliasing é investigada. Como já mencionado acima, mudanças de ganhos dos canais em um banco de filtro modulado por cosseno, isto é, utilizar o sistema de análise/síntese como um equalizador, cria distorção severa devido aos termos de aliasing principais. Em teoria, os termos de aliasing principais se anulam um ou outro em um par, em maneira emparelhada. Contudo, esta teoria de anulação de termo de aliasing principal quebra quando ganhos diferentes são aplicados a diferentes canais de sub-banda. Daí, a aliasing no sinal de saída pode ser substancial. Para mostrar isso considere um banco de filtro onde o canal p e canais mais elevados são ajustados para ganhos zero, isto é,

$$v'_k(n) = g_k v_k(n), \quad \begin{cases} g_k = 1 & , 0 \leq k < p \\ g_k = 0 & , p \leq k < M - 1 \end{cases} \quad (29)$$

[00069] As respostas em frequência estilizadas dos filtros de análise e síntese de interesse estão mostradas na figura 2. A figura 2a mostra os filtros de canal de síntese $F_{p-1}(z)$ e $F_p(z)$ destacados por meio dos sinais de referência 201 e 202, respectivamente. Como já indicado acima, a modulação em cosseno para cada canal resulta em um filtro de frequência positiva e um filtro de frequência negativa. Em outras palavras, os filtros de frequência positiva 201 e 202 têm filtros de frequência negativa correspondentes 203 e 204, respectivamente.

[00070] A p -ésima modulação do filtro de análise $H_{p-1}(z)$, i.e. $H_{p-1}(zW^p)$ indicada pelos sinais de referência 211 a 213 está delineada na figura 2b juntamente com o filtro de síntese $F_{p-1}(z)$, indicado pelos si-

nais de referência 201 e 203. Nesta figura o sinal de referência 211 indica a versão modulada do filtro $H_{p-1}(z)$ de frequência originalmente positiva e o sinal de referência 203 indica a versão modulada do filtro $H_{p-1}(z)$ de frequência originalmente negativa. Devido à modulação da ordem p , o filtro de frequência negativa 213 é movido para a área de frequência positiva e, portanto, se superpõe como filtro de síntese positivo 201. A superposição sombreada 220 dos filtros ilustra a energia de um termo de aliasing principal.

[00071] Na figura 2c a p -ésima modulação $H_{p-1}(z)$, i.e. $H_{p-1}(zW^p)$ indicada pelos sinais de referência 212 e 214 está mostrada juntamente com o filtro de síntese $F_p(z)$, sinais de referência 202 e 204. Novamente o filtro de frequência negativa 214 é movido para a área de frequência positiva devido à modulação de ordem p . A área sombreada 211 novamente mostra de maneira pictórica a energia de um termo de aliasing principal e deveria de maneira típica não-cancelada, resultar em aliasing significativa. Para anular o aliasing, o termo deveria ser a cópia em polaridade invertida do aliasing obtida a partir da interseção dos filtros $H_{p-1}(zW^p)$ 213, e $F_{p-1}(zW^p)$ 201 da figura 2b, isto é, a cópia da polaridade invertida da área sombreada 220. Em um banco de filtro modulado por cosseno, onde os ganhos são não-mudados, estes termos de aliasing principais usualmente irão anular completamente um ao outro. Contudo, neste exemplo, o ganho do filtro p de análise (ou de síntese) é zero, de modo que o aliasing induzida pelos filtros $p-1$ irá permanecer não-anulada no sinal de saída. Um resíduo de aliasing igualmente forte também irá emergir na faixa de frequência negativa.

[00072] Ao utilizar bancos de filtro modulados por exponencial complexa, a modulação de valor complexo resulta em somente filtros de frequência positiva. Consequentemente, os termos de aliasing principais se foram, isto é, não há superposição significativa entre os filtros de análise modulados $H_p(zW^p)$ e seus filtros de síntese corresponden-

tes $F_p(z)$ e aliasing pode ser reduzido de maneira significativa ao utilizar tais sistemas de banco de filtro como equalizadores. O aliasing resultante é dependente apenas do grau de supressão dos termos de aliasing remanescentes.

[00073] Daí, mesmo ao utilizar bancos de filtro modulados por exponencial complexa é crucial projetar um filtro protótipo para supressão máxima dos termos de ganhos de aliasing, embora os termos de aliasing principais tenham sido removidos para tais bancos de filtro. Mesmo embora os termos de aliasing remanescentes sejam menos significativos do que os termos de aliasing principais, eles podem ainda gerar aliasing que provoca artefatos para o sinal processado. Portanto, o projeto de tal filtro protótipo pode ser realizado preferivelmente minimizando uma função de objetivo composto. Para esta finalidade, diversos algoritmos de otimização podem ser utilizados. Exemplos são, por exemplo, métodos de programação linear, Método Simplex Downhill ou um método baseado em gradiente não restringido ou outros algoritmos de otimização não linear. Em uma modalidade tomada como exemplo, uma solução inicial para o filtro protótipo é selecionada. Utilizando a função de objetivo composto, uma direção para modificar os coeficientes de filtro protótipo é determinada, a qual fornece o gradiente o mais elevado da função de objetivo composto. Então, os coeficientes de filtro são modificados utilizando um certo comprimento de etapa, e o procedimento iterativo é repetido até que um mínimo da função de objetivo composto é obtido. Para outros detalhes em tais algoritmos de otimização é feita referência à "Numerical Recipes in C, The Art of Scientific Computing, Second Edition" W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, B. P. Flannery, Cambridge University Press, NY, 1992, que é incorporada para referência.

[00074] Para minimização do termo de aliasing melhorado (IATM) do filtro protótipo, uma função de objetivo preferida pode ser indicada

$$e_{tot}(\alpha) = \alpha e_t + (1 - \alpha) e_a, \quad (30)$$

onde o erro total $e_{tot}(\alpha)$ é uma soma ponderada do erro da função de transferência e_t e o erro de aliasing e_a . O primeiro termo no lado direito (RHS) da equação 23 avaliada no círculo unitário, isto é, para $z = e^{j\omega}$ pode ser utilizado para fornecer uma medida da energia do erro e_t da função de transferência como

$$e_t = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{1}{2} \left(A_0(e^{j\omega}) + A_0^*(e^{-j\omega}) \right) - P(\omega)e^{-j\omega D} \right|^2 d\omega, \quad (31)$$

onde $P(\omega)$ é uma função simétrica avaliada real que define as faixas de banda passante e de banda suprimida e D é o retardo total do sistema. Em outras palavras, $P(\omega)$ descreve a função de transferência desejada. No caso o mais genérico, tal função de transferência compreende uma magnitude que é uma função da frequência ω . Para um sistema avaliado real a equação 31 se simplifica para

$$e_t = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| A_0(e^{j\omega}) - P(\omega)e^{-j\omega D} \right|^2 d\omega \quad (32)$$

[00075] A função alvo $P(\omega)$ e o retardo alvo D podem ser selecionados como um parâmetro de entrada para o procedimento de otimização. A expressão $P(\omega)e^{-j\omega D}$ pode se referida como a função de transferência alvo.

[00076] Uma medida da energia de aliasing total e_a pode ser calculada avaliando a soma de todos os termos de aliasing do lado direito (RHS) da equação 23, isto é, o segundo termo da equação 23 no círculo unitário como

$$e_a = \frac{1}{2\pi} \sum_{l=1}^{M-1} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \tilde{A}_l(e^{j\omega}) \right|^2 d\omega, \quad (33)$$

[00077] Para sistemas avaliados reais e isso se traduz para

$$e_a = \frac{1}{2\pi} \sum_{l=1}^{M-1} \int_{-\pi}^{\pi} |A_l(e^{j\omega})|^2 d\omega . \quad (34)$$

[00078] No global, um procedimento de otimização para determinar um filtro protótipo $p_0(n)$ pode ser baseado na minimização do erro da equação 30. O parâmetro α pode ser utilizado para distribuir a ênfase entre a função de transferência e a sensibilidade para aliasing do filtro protótipo. Enquanto aumentar o parâmetro α no sentido de 1 irá colocar mais ênfase no erro da função de transferência e_t , reduzir o parâmetro α no sentido de zero irá colocar mais ênfase no erro de aliasing e_a . Os parâmetros $P(\omega)$ e D podem ser utilizados para estabelecer uma função de transferência alvo do filtro protótipo $p_0(n)$, isto é, definir o comportamento da banda passante e da banda reprimida para definir o retardo total do sistema.

[00079] De acordo com um exemplo, um número dos canais do banco de filtro k pode ser ajustado para zero, por exemplo, a metade superior dos canais do banco de filtro recebe ganho zero. Conseqüentemente, o banco de filtro é disparado para gerar uma grande quantidade de aliasing. Este aliasing será em seguida minimizado por meio do processo de otimização. Em outras palavras, ajustando um certo número de canais do banco de filtro para zero o aliasing será induzido para gerar um erro de aliasing e_a que pode ser minimizado durante o procedimento de otimização. Além disto, a complexidade de computação do processo de otimização pode ser reduzida ajustando canais do banco de filtro para zero.

[00080] De acordo com um exemplo, um filtro protótipo é otimizado para um valor real, isto é, modulado por cosseno, que pode ser mais apropriado que otimizar diretamente a versão de valor complexo. Isto porque processamento de valor real prioriza a atenuação de aliasing remoto por uma extensão maior do que processamento de valor com-

plexo. Contudo, quando disparando aliasing como delineado acima, a parte principal do aliasing induzida neste caso irá se originar tipicamente dos termos que carregam os termos de aliasing principais. Daí, o algoritmo de otimização pode gastar recursos na maximização do aliasing principal que inerentemente não está presente no sistema modulado por exponencial complexa resultante. Para aliviar isto, a otimização pode ser feita em um sistema parcialmente complexo; para os termos de aliasing que estão livres de aliasing principal, a otimização pode ser feita utilizando processamento de filtro avaliado real. Por outro lado, os termos de aliasing que deveriam carregar os termos de aliasing principais, em um sistema de valor real, deveriam ser modificados para processamento de filtro de valor complexo. Por meio de tal otimização parcialmente complexa, os benefícios de realizar o processamento utilizando processamento de valor real podem ser obtidos, enquanto ainda otimizando o filtro protótipo para utilização em um sistema de banco de filtro modulado complexo.

[00081] Em uma otimização tomada como exemplo, onde exatamente a metade superior dos canais de banco de filtro é ajustada para zero, o único termo de aliasing calculado a partir de filtros de valor complexo é o termo $I=M/2$ da equação 33. Neste exemplo, a função $P(\omega)$ da equação 31 pode ser escolhida como uma constante de magnitude unitária que se situa desde $-\pi/2 + \epsilon$ até $\pi/2 - \epsilon$ onde ϵ é uma fração de $\pi/2$ para cobrir a faixa de frequência que constitui a banda passante. Fora da banda passante a função $P(\omega)$ pode ser definida ser zero ou ser deixada indefinida. Neste último caso a energia de erro da função de transferência (equação 31) é somente avaliada entre $-\pi/2 + \epsilon$ e $\pi/2 - \epsilon$. De maneira alternativa e preferida, o erro de banda passante e_i poderia ser calculado sobre todos os canais $k=0, \dots, M-1$ desde $-\pi$ até $+\pi$ com $P(\omega)$ sendo constante enquanto o aliasing é ainda calculado com uma pluralidade dos canais ajustados para zero, como

descrito acima.

[00082] Tipicamente, o procedimento de otimização é um procedimento iterativo onde dados os coeficientes de filtro protótipo $p_0(n)$ ($n=0, \dots, N-1$) em uma certa etapa de interação, o retardo alvo D , o número de canais M , os números de canais de banda baixa ajustados para zero $loCut$, o número de canais de banda alta ajustados para zero $hiCut$ e o fator de ponderação α , um valor para a função de objetivo para esta etapa de reiteração é calculado. Utilizando operações semicomplexas e isto compreende as etapas:

1. Para obter o erro de banda passante e_t avaliar a equação 32 com $P(\omega)$ sendo uma constante utilizar

$$A_0(e^{j\omega}) = \sum_{k=0}^{M-1} H_k(e^{j\omega}) F_k(e^{j\omega}), \quad (35)$$

onde a $H_k(e^{j\omega})$ e $F_k(e^{j\omega})$ são as transformadas DFT dos filtros de análise e síntese $h_k(n)$ e $f_k(n)$ como gerados dos coeficientes de filtros protótipos nesta etapa de interação a partir das equações 13 até 15, respectivamente.

2. Para obter o erro de aliasing e_a para termos de aliasing não submetidos a aliasing significativa, avaliar

$$e_{aReal} = \frac{1}{2\pi} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq loCut, hiCut, \\ M-loCut, \\ M-hiCut}}^{M-1} \int_{-\pi}^{\pi} \left| A_l(e^{j\omega}) \right|^2 d\omega, \quad (36)$$

onde $A_l(e^{j\omega})$ é calculado como

$$A_l(e^{j\omega}) = \sum_{k=loCut}^{M-1-hiCut} H_k(e^{j(\omega - \frac{2\pi l}{M})}) F_k(e^{j\omega}) \quad (37)$$

e $H_k(e^{j\omega})$ e $F_k(e^{j\omega})$ são as transformadas, isto é, as transformadas-z avaliadas no círculo unitário dos filtros de análise e síntese $h_k(n)$ e $f_k(n)$ a partir das equações 13 até 15.

3. Para os termos submetidos s aliasing significativa avaliar:

$$e_{aCplx} = \frac{1}{2\pi} \sum_{l=loCut, -\pi}^{hiCut, \pi} \int_{-hiCut}^{hiCut} \left| \tilde{A}_l(e^{j\omega}) \right|^2 d\omega \quad (38)$$

hiCut,
M-loCut,
M-hiCut

onde $\tilde{A}_l(e^{j\omega})$ é fornecida pela equação 24, com $A_l(e^{j\omega})$ como equação 37, com $H_k(e^{j\omega})$ e $F_k(e^{j\omega})$ sendo as transformadas DFT de $h_k(n)$ e $f_k(n)$ a partir das equações 19 e 20.

4. O erro é em seguida ponderado com α como

$$e_{tot}(\alpha) = \alpha e_t + (1 - \alpha)(e_{aReal} + e_{aCplx}). \quad (39)$$

[00083] Utilizando qualquer um dos algoritmos de otimização não linear referidos acima, este erro total é reduzido modificando os coeficientes do filtro protótipo até que um conjunto ótimo de coeficientes seja obtido. À guisa de exemplo, a direção do gradiente de máximo da função de erro $e_{\omega t}$ é determinada para os coeficientes de filtro protótipo em uma dada etapa de iteração. Utilizando uma certa dimensão de etapa, os coeficientes de filtro protótipo são modificados na direção do gradiente máximo. Os coeficientes de filtro protótipo modificado são utilizados como um ponto de partida para a etapa de iteração subsequente. O procedimento é repetido até que o procedimento de otimização tenha convergido para um valor mínimo da função de erro e_{tot} .

[00084] Uma modalidade tomada como exemplo do procedimento de otimização está ilustrada na figura 3, como um fluxograma 300. Em uma etapa de determinação de parâmetro 301 os parâmetros do procedimento de otimização, isto é, notadamente a função de transferência alvo que compreende o retardo alvo D, o número de canais M do banco de filtro alvo, o número N de coeficientes do filtro protótipo, o

parâmetro de ponderação α da função de erro objetivo, bem como os parâmetros para a geração de aliasing, isto é, loCut e/ou hiCut são definidos. Em uma etapa de inicialização 302 um primeiro conjunto de coeficientes do filtro protótipo é selecionado.

[00085] Na unidade de determinação de erro de banda passante 303 o termo de erro de banda passante e_t é determinado utilizando o conjunto dado de coeficientes do filtro protótipo. Isto pode ser feito utilizando a equação 32 em combinação com as equações 35 e 13 até 15. Na unidade de determinação de erro de aliasing avaliado 304 uma primeira parte e_{aReal} do termo de erro de aliasing e_a pode ser determinada utilizando as equações 36 e 37 em combinação com as equações 13 até 15. Além disto, na unidade de determinação de erro de aliasing de valor complexo 305 uma segunda parte

e_{aCplx} do termo de erro de aliasing e_a pode ser determinada utilizando a equação 38 em combinação com as equações 19 e 20. Como uma consequência, a função de objetivo e_{wt} pode ser determinada a partir dos resultados das unidades 303, 304 e 305, utilizando a equação 39.

[00086] A unidade de otimização não linear 306 utiliza métodos de otimização, tais como programação linear, para reduzir o valor da função de objetivo. À guisa de exemplo, isto pode ser feito determinando um gradiente possivelmente máximo da função de objetivo com relação a modificações dos coeficientes do filtro protótipo. Em outras palavras, estas modificações dos coeficientes do filtro protótipo podem ser determinadas, o que resulta em uma redução possivelmente máxima da função de objetivo.

[00087] Se o gradiente determinado na unidade 306 permanece dentro de limites predeterminados, a unidade de decisão 307 decide que um mínimo da função de objetivo foi alcançado e termina o procedimento de otimização na etapa 308. Se, por outro lado, o gradiente excede o valor predeterminado, então os coeficientes do filtro protótipo

são atualizados na unidade de atualização 309. A atualização dos coeficientes pode ser realizada modificando os coeficientes com uma etapa predeterminada para a direção fornecida pelo gradiente. Eventualmente os coeficientes atualizados do filtro protótipo são reinseridos como uma entrada para a unidade de determinação de erro da banda passante 303 para outra iteração do procedimento de otimização.

[00088] No global, pode ser descrito que utilizando a função de erro acima e um algoritmo de otimização apropriado, filtros protótipos podem ser determinados, os quais são utilizados em relação ao seu grau de reconstrução perfeita, isto é, com relação a um aliasing baixa em combinação com fase baixa e/ou distorção de amplitude, sua resiliência a aliasing devido a modificações de sub-banda, seu retardo de sistema e/ou sua função de transferência. O método de projeto fornece parâmetros, notadamente um parâmetro de ponderação α , um retardo alvo D , uma função de transferência alvo $P(w)$, um comprimento de filtro N , um número de canais de banco de filtro M , bem como parâmetros de disparo de aliasing $hiCut$, $loCut$, que podem ser selecionados para obter uma combinação ótima das propriedades de filtro mencionadas acima. Além disto, o ajustamento para zero de um certo número de canais de sub-banda, bem como o processamento complexo parcial podem ser utilizados para reduzir a complexidade global do procedimento de otimização. Como resultado, filtros protótipos assimétricos com uma propriedade de reconstrução quase perfeita, baixa sensibilidade o aliasing e um retardo baixo do sistema, podem ser determinados para utilização em um banco de filtro modulado por exponencial complexa. Deveria ser observado que o esquema de determinação acima de um filtro protótipo foi delineado no contexto de um banco de filtro modulado por exponencial complexa. Se outros métodos de projeto de banco de filtro são utilizados, por exemplo, métodos de projeto de banco de filtro modulados em cosseno ou modulados em

seno, então o procedimento de otimização pode ser adaptado para gerar os filtros de análise e síntese $h_k(n)$ e $f_k(n)$ utilizando as equações de projeto do respectivo método de projeto de banco de filtro. À guisa de exemplo, as equações 13 até 15 podem ser utilizadas no contexto de um banco de filtro modulado por cosseno.

[00089] No que segue, um exemplo detalhado de um banco de filtro de retardo baixo de 64 canais é descrito. Utilizando o método de otimização proposto anteriormente mencionado, um exemplo detalhado de um banco de filtro de 64 canais ($M=64$) de retardo baixo utilizado em termo de ganho de aliasing será delineado. Neste exemplo o método de otimização parcialmente complexo foi utilizado e os 40 canais os mais superiores foram ajustados para zero durante otimização do filtro protótipo, isto é, $hiCut = 40$, enquanto o parâmetro $loCut$ permaneceu não utilizado. Daí, todos os termos de ganho de aliasing exceto \tilde{A}_l , onde $l = 24, 40$ são calculados utilizando filtros avaliados reais. O retardo total do sistema escolhido como $D=319$ e o comprimento do filtro protótipo $N=640$. Uma plotagem no domínio de tempo do filtro protótipo resultante é fornecida na figura 4a e a resposta em frequência do filtro protótipo está delineada na figura 4b. O banco de filtro oferece um erro de reconstrução de banda passante (amplitude e fase) de -72 dB. O desvio de fase de uma fase linear é menor do que $\pm 0,02^\circ$, e a supressão de aliasing é 76 dB quando nenhuma modificação é feita nas amostras de sub-banda. Os coeficientes de filtro reais estão tabulados na Tabela 1. Observar que os coeficientes são escalonados por um fator $M=64$ com relação a outras equações neste documento que são dependentes de um escalonamento absoluto do filtro protótipo.

[00090] Embora a descrição acima do projeto do banco de filtro seja baseada em uma notação de banco de filtro padrão, um exemplo para operar o banco de filtro indicado, pode operar em outras descrições ou notações de banco de filtro, por exemplo, implementações de banco

de filtro que permitem uma operação mais eficiente em um processador de sinal digital.

[00091] Em um exemplo, as etapas para filtrar um sinal em domínio de tempo que utiliza o filtro protótipo otimizado podem ser descritas como a seguir:

- para operar o banco de filtro em uma maneira eficiente, o filtro protótipo, isto é, $p_0(n)$ da Tabela 1, é primeiro arranjado na representação polifásica onde cada outro dos coeficientes de filtro polifásicos é negado e todos os coeficientes são deslocados no tempo como

$$p'_0(639 - 128m - n) = (-1)^m p_0(128m + n), \quad 0 \leq n < 128, 0 \leq m < 5 \quad (40)$$

- o estágio de análise começa com a representação polifásica do filtro sendo aplicada ao sinal no domínio de tempo $x(n)$ para produzir um vetor $x_l(n)$ de comprimento 128 como

$$x_{127-l}(n) = \sum_{m=0}^4 p'_0(128m + l)x(128m + l + 64n), \quad 0 \leq l < 128, n = 0, 1, \dots \quad (41)$$

- $x_l(n)$ é em seguida multiplicado com uma matriz de modulação como

$$v_k(n) = \sum_{l=0}^{127} x_l(n) \exp\left(j \frac{\pi}{128} \left(k + \frac{1}{2}\right)(2l + 129)\right), \quad 0 \leq k < 64, \quad (42)$$

onde $v_k(n)$, $k=0\dots 63$, constituem os sinais de sub-banda. O índice tempo n é em seguida fornecido em amostras de sub-banda.

- os sinais de sub-banda de valor complexo podem então ser modificados, por exemplo, de acordo com alguma curva de equalização $g_k(n)$ desejada, possivelmente variável com o tempo e de valor complexo como

$$v_k^{(m)}(n) = g_k(n)v_k(n), \quad 0 \leq k < 64. \quad (43)$$

[00092] O estágio de síntese começa com uma etapa de demodulação dos sinais de sub-banda modificados como

$$u_l(n) = \frac{1}{64} \sum_{k=0}^{63} \operatorname{Re} \left\{ v_k^{(m)}(n) \exp\left(j \frac{\pi}{128} \left(k + \frac{1}{2}\right)(2l - 255)\right) \right\}, \quad 0 \leq l < 128. \quad (44)$$

[00093] Deveria ser observado que as etapas de modulação das equações 42 e 44 podem ser realizadas em uma maneira muito eficiente computacionalmente e com algoritmos rápidos que utilizam núcleos de transformada rápida de Fourier (FFT).

[00094] As amostras demoduladas são filtradas com a representação polifásica do filtro protótipo e acumuladas para o sinal de domínio de tempo de saída $\hat{x}(n)$ de acordo com

$$\hat{x}(128m + l + 64n) = \hat{x}(128m + l + 64n) + p'_0(639 - 128m - l)u_l(l), \quad (45)$$

$$0 \leq l < 128, 0 \leq m < 5, n = 0, 1, \dots$$

onde $\hat{x}(n)$ é ajustado para zero para todos os n no momento de partida.

[00095] Deveria ser observado que ambas as implementações de ponto flutuante e ponto fixo deveriam mudar a precisão numérica dos coeficientes fornecidos na Tabela um para algo mais adequado para processamento. Sem limitar o escopo, os valores podem ser quantizados para uma precisão numérica mais baixa por arredondamento, truncamento e/ou escalonamento dos coeficientes para inteiros ou outras representações, em particular representações que são adaptadas para os recursos disponíveis de uma plataforma de hardware e/ou software na qual o banco de filtro deve operar.

[00096] Além disto, o exemplo acima delinea operação onde o sinal de saída no domínio de tempo é da mesma frequência de amostragem que o sinal de entrada. Outras implementações podem reamostrar o sinal em domínio de tempo utilizando diferentes tamanhos, isto é, diferente número de canais dos bancos de filtro de análise e síntese, respectivamente. Contudo, os bancos de filtro deveriam ser baseados no mesmo filtro protótipo e são obtidos reamostrando o filtro protótipo original através de decimação ou de interpolação. Como um exemplo, um filtro protótipo para um banco de filtro de 32 canais é conseguido reamostrando os coeficientes $p_0(n)$ como

$$p_0^{(32)}(i) = \frac{1}{2} [p_0(2i+1) + p_0(2i)], \quad 0 \leq i < 320$$

[00097] O comprimento do novo filtro protótipo é daí 320, e o retardo é $D = \lfloor 319/2 \rfloor = 159$, onde o operador $\lfloor \cdot \rfloor$ retorna à parte inteira de seu argumento.

Tabela 1 - Coeficientes de um filtro protótipo de baixo retardo de 64 canais

n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$
0	-7.949261005955764e-4	160	8.968337036455653e-1	320	-1.210755701624524e-1	480	4.764720830452409e-3
1	-1.232074328145439e-3	161	9.023985431182168e-1	321	-1.185237142283346e-1	481	4.666469548192818e-3
2	-1.601053942982895e-3	162	9.075955881221292e-1	322	-1.159184450952715e-1	482	4.565946029127366e-3
3	-1.980720409470913e-3	163	9.124187296760565e-1	323	-1.132654367461266e-1	483	4.463150894014690e-3
4	-2.397504953865715e-3	164	9.168621399784253e-1	324	-1.105698782276963e-1	484	4.358150755039186e-3
5	-2.838709203607079e-3	165	9.209204531389191e-1	325	-1.078369135648348e-1	485	4.250967471708103e-3
6	-3.314755401090670e-3	166	9.245886139655739e-1	326	-1.050716118804287e-1	486	4.141634861746089e-3
7	-3.825180949035082e-3	167	9.278619263447355e-1	327	-1.022789198651472e-1	487	4.030165355928349e-3
8	-4.365307413613105e-3	168	9.307362242659798e-1	328	-9.946367410320074e-2	488	3.916597675997815e-3
9	-4.93726093539922e-3	169	9.332075222986479e-1	329	-9.663069107327295e-2	489	3.800994685405442e-3
10	-5.537381514710146e-3	170	9.352724511271509e-1	330	-9.378454802679648e-2	490	3.683451012833619e-3
11	-6.164241937824271e-3	171	9.369278287932853e-1	331	-9.092970207094843e-2	491	3.563914929838276e-3
12	-6.816579194002503e-3	172	9.381709878904797e-1	332	-8.807051083640835e-2	492	3.442490007998456e-3
13	-7.490102145765528e-3	173	9.38996917291260e-1	333	-8.521107266503664e-2	493	3.319256438897666e-3
14	-8.183711450708110e-3	174	9.394121230559878e-1	334	-8.235562752947133e-2	494	3.194250476422174e-3
15	-8.894930051379498e-3	175	9.394068064126931e-1	335	-7.950789957683559e-2	495	3.067525877056119e-3
16	-9.620004581607449e-3	176	9.389829174860432e-1	336	-7.667177989755110e-2	496	2.939139106182801e-3
17	-1.035696814015217e-2	177	9.381397976778112e-1	337	-7.385092587441364e-2	497	2.809151898728351e-3
18	-1.110238617202191e-2	178	9.368773370086998e-1	338	-7.104866702770536e-2	498	2.677703006241942e-3
19	-1.185358556146692e-2	179	9.351961242404785e-1	339	-6.826847016140082e-2	499	2.544830774162231e-3
20	-1.260769256679562e-2	180	9.330966718935136e-1	340	-6.551341011471171e-2	500	2.410617950987095e-3
21	-1.336080675156018e-2	181	9.305803205049067e-1	341	-6.278658929544248e-2	501	2.275190768887402e-3
22	-1.411033176541011e-2	182	9.276488080866625e-1	342	-6.009091369370080e-2	502	2.138586519570023e-3
23	-1.485316243134798e-2	183	9.243040558859498e-1	343	-5.742919825387360e-2	503	2.000881763033976e-3
24	-1.558550942227883e-2	184	9.205488097488350e-1	344	-5.480383115198150e-2	504	1.862161137529843e-3
25	-1.630436835497356e-2	185	9.163856478189402e-1	345	-5.221738078737957e-2	505	1.722850651410707e-3
26	-1.700613959422392e-2	186	9.118180055332041e-1	346	-4.967213638808988e-2	506	1.583005323492318e-3
27	-1.768770555992799e-2	187	9.068503557855540e-1	347	-4.717023345307148e-2	507	1.442635273572746e-3
28	-1.834568069395711e-2	188	9.014858673099563e-1	348	-4.471364025371278e-2	508	1.301735673138880e-3
29	-1.897612496482356e-2	189	8.957295448806664e-1	349	-4.230438144160113e-2	509	1.160531184883257e-3
30	-1.957605813345359e-2	190	8.895882558527375e-1	350	-3.994384828552555e-2	510	1.018710154718430e-3
31	-2.014213322475170e-2	191	8.830582442418677e-1	351	-3.763371362431132e-2	511	8.753658738743612e-4
32	-2.067061748933033e-2	192	8.761259906419252e-1	352	-3.537544041600725e-2	512	7.250868879948704e-4

n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$
33	-2.115814831921453e-2	193	8.688044201931157e-1	353	-3.317035188016126e-2	513	5.901514303345345e-4
34	-2.160130854695980e-2	194	8.611140376567749e-1	354	-3.101971215825843e-2	514	4.571251178344833e-4
35	-2.199696217022438e-2	195	8.530684188588082e-1	355	-2.892453070357571e-2	515	3.254504484897777e-4
36	-2.234169110698344e-2	196	8.446723286380624e-1	356	-2.688575425197388e-2	516	1.951832637892118e-4
37	-2.263170795250229e-2	197	8.359322523144003e-1	357	-2.490421725219031e-2	517	6.661818101906931e-5
38	-2.286416556008894e-2	198	8.268555005748937e-1	358	-2.298058501129975e-2	518	-6.002729636107936e-5
39	-2.303589449043864e-2	199	8.174491260941859e-1	359	-2.111545692324888e-2	519	-1.845163192347697e-4
40	-2.314344724218223e-2	200	8.077214932837783e-1	360	-1.930927680100128e-2	520	-3.065712811761140e-4
41	-2.318352524475873e-2	201	7.976809997929416e-1	361	-1.756239270089077e-2	521	-4.259661821125124e-4
42	-2.315297727262040e-2	202	7.873360271773119e-1	362	-1.587511449869362e-2	522	-5.424773586381941e-4
43	-2.304918234544422e-2	203	7.766956604639097e-1	363	-1.424750749465213e-2	523	-6.558084462274315e-4
44	-2.286864521420490e-2	204	7.657692341138960e-1	364	-1.267955527855867e-2	524	-7.659101269870789e-4
45	-2.260790764376614e-2	205	7.545663748526984e-1	365	-1.117125833414906e-2	525	-8.724859431432570e-4
46	-2.226444264459477e-2	206	7.430967641354331e-1	366	-9.722405440999532e-3	526	-9.753531169034512e-4
47	-2.183518667784246e-2	207	7.313705248813991e-1	367	-8.332704660914712e-3	527	-1.074300123306481e-3
48	-2.131692017682024e-2	208	7.193979757178656e-1	368	-7.001789872901951e-3	528	-1.169143931350576e-3
49	-2.070614962636994e-2	209	7.071895814695481e-1	369	-5.729226040772489e-3	529	-1.259725653234229e-3
50	-1.999981321635736e-2	210	6.947561322714310e-1	370	-4.514503359783591e-3	530	-1.345834916989234e-3
51	-1.919566223498554e-2	211	6.821083135331770e-1	371	-3.356946762357950e-3	531	-1.427339710937440e-3
52	-1.828936158524688e-2	212	6.692573319585476e-1	372	-2.255849987026407e-3	532	-1.504079803740054e-3
53	-1.727711874492186e-2	213	6.562143182387809e-1	373	-1.210459261524451e-3	533	-1.575880973843057e-3
54	-1.615648494779686e-2	214	6.429904538706975e-1	374	-2.199474640570699e-4	534	-1.642633580824677e-3
55	-1.492335807272955e-2	215	6.295973685335782e-1	375	7.167268627887994e-4	535	-1.704200291375062e-3
56	-1.357419760297910e-2	216	6.160464554756299e-1	376	1.600440185590357e-3	536	-1.760514312756149e-3
57	-1.210370330110896e-2	217	6.023493418727370e-1	377	2.432366605744087e-3	537	-1.811458673156579e-3
58	-1.050755164953818e-2	218	5.885176369189331e-1	378	3.213605482343768e-3	538	-1.856981580032126e-3
59	-8.785746151726750e-3	219	5.745630487304467e-1	379	3.945301462616821e-3	539	-1.897029046447624e-3
60	-6.927329556345040e-3	220	5.604973280717471e-1	380	4.628665378925932e-3	540	-1.931585942699363e-3
61	-4.929378450735877e-3	221	5.463322649085826e-1	381	5.264976586624488e-3	541	-1.960627084932276e-3
62	-2.800333941149626e-3	222	5.320795532569365e-1	382	5.855653555178131e-3	542	-1.984178530495641e-3
63	-4.685580749545335e-4	223	5.177509557831821e-1	383	6.401634331453516e-3	543	-2.002288840866127e-3
64	2.210315255690887e-3	224	5.033582842235876e-1	384	6.903046246257517e-3	544	-2.014916352347506e-3
65	5.183294908090526e-3	225	4.889131973708936e-1	385	7.364537203059431e-3	545	-2.022189226793424e-3
66	8.350964449424035e-3	226	4.744274511088447e-1	386	7.785917436812734e-3	546	-2.024254777335021e-3
67	1.166118535611788e-2	227	4.599125196114154e-1	387	8.168780818165564e-3	547	-2.021156706871573e-3
68	1.513166797475777e-2	228	4.453800290341801e-1	388	8.514510536234886e-3	548	-2.013111787438794e-3
69	1.877264877027943e-2	229	4.308413090599260e-1	389	8.824526581578384e-3	549	-2.000212633130633e-3
70	2.258899222368603e-2	230	4.163077444128621e-1	390	9.100444687042341e-3	550	-1.982687042477966e-3
71	2.659061474958830e-2	231	4.017905891818764e-1	391	9.343819821939981e-3	551	-1.960693892404943e-3
72	3.078087745385930e-2	232	3.873008819361793e-1	392	9.556089247587111e-3	552	-1.934407806173517e-3

n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$
73	3.516391224752870e-2	233	3.728496914938361e-1	393	9.738929904236388e-3	553	-1.904123563599214e-3
74	3.974674893613862e-2	234	3.584479879275654e-1	394	9.893728065983530e-3	554	-1.870072199436830e-3
75	4.453308211110493e-2	235	3.441060828393923e-1	395	1.002221842309897e-2	555	-1.832519954023970e-3
76	4.952626097917320e-2	236	3.298346836739700e-1	396	1.012567516563336e-2	556	-1.791756667369466e-3
77	5.473026727738295e-2	237	3.156442070098094e-1	397	1.020575952382967e-2	557	-1.747978720577777e-3
78	6.014835645056577e-2	238	3.015447421741344e-1	398	1.026389875785943e-2	558	-1.701541033746949e-3
79	6.578414516120631e-2	239	2.875462383794429e-1	399	1.030162959448537e-2	559	-1.652689459435072e-3
80	7.163950999489413e-2	240	2.736584401802921e-1	400	1.032037849566083e-2	560	-1.601690868666912e-3
81	7.771656494569829e-2	241	2.598909819775319e-1	401	1.032154667898522e-2	561	-1.548954090992685e-3
82	8.401794441130064e-2	242	2.462531686198759e-1	402	1.030658039367325e-2	562	-1.49470979777335e-3
83	9.054515924487507e-2	243	2.327540108460799e-1	403	1.027682791880806e-2	563	-1.439190571857024e-3
84	9.729889691289549e-2	244	2.194025590645563e-1	404	1.023360327572998e-2	564	-1.382763830841281e-3
85	1.042804039148369e-1	245	2.062071988727463e-1	405	1.017821017226088e-2	565	-1.325642967049430e-3
86	1.114900795290448e-1	246	1.931765200055820e-1	406	1.011195224927225e-2	566	-1.268184236874211e-3
87	1.189284254931251e-1	247	1.803186073942884e-1	407	1.003602653649432e-2	567	-1.210596701555163e-3
88	1.265947532678997e-1	248	1.676410590306998e-1	408	9.951564927254814e-3	568	-1.153025111297160e-3
89	1.344885599112251e-1	249	1.551517472268748e-1	409	9.859735321541087e-3	569	-1.095962010293130e-3
90	1.426090972422485e-1	250	1.428578337203540e-1	410	9.761689935477358e-3	570	-1.039553843860894e-3
91	1.509550307914161e-1	251	1.307662172525294e-1	411	9.658335268268776e-3	571	-9.838346246983619e-4
92	1.595243494708706e-1	252	1.188837988250476e-1	412	9.550506541750015e-3	572	-9.290281181623759e-4
93	1.683151598707939e-1	253	1.072167300568495e-1	413	9.439239790180602e-3	573	-8.749810533387956e-4
94	1.773250461581686e-1	254	9.577112136322552e-2	414	9.325311662898867e-3	574	-8.215803921619577e-4
95	1.865511418631904e-1	255	8.455282024161610e-2	415	9.209571052890813e-3	575	-7.706114369075383e-4
96	1.959902227114119e-1	256	7.355793885744523e-2	416	9.092729858436259e-3	576	-7.240453976226097e-4
97	2.056386275763479e-1	257	6.280513608528435e-2	417	8.975504153186832e-3	577	-6.849432723864428e-4
98	2.154925974105375e-1	258	5.229589453075828e-2	418	8.858564024669505e-3	578	-6.499492788836954e-4
99	2.255475564993390e-1	259	4.203381031272017e-2	419	8.742547510216072e-3	579	-6.169265465797999e-4
100	2.357989864681126e-1	260	3.202301123728688e-2	420	8.627917215653412e-3	580	-5.864023580206857e-4
101	2.462418809459464e-1	261	2.226720136600903e-2	421	8.515236113018675e-3	581	-5.585564628691223e-4
102	2.568709554604541e-1	262	1.277000586069404e-2	422	8.404834686887089e-3	582	-5.332623456777386e-4
103	2.676805358910440e-1	263	3.534672952747162e-3	423	8.297046056582970e-3	583	-5.106711356117643e-4
104	2.786645734207760e-1	264	-5.435672410526313e-3	424	8.192181771808344e-3	584	-4.907668696713635e-4
105	2.898168394038287e-1	265	-1.413857081863553e-2	425	8.090558375952284e-3	585	-4.734587422398502e-4
106	3.011307516871287e-1	266	-2.257147752062613e-2	426	7.992340268718087e-3	586	-4.585871522474066e-4
107	3.125994749246541e-1	267	-3.073254829666290e-2	427	7.897787592331651e-3	587	-4.460035977692689e-4
108	3.242157192666507e-1	268	-3.861994968092324e-2	428	7.806979111626161e-3	588	-4.356377129231574e-4
109	3.359722796803192e-1	269	-4.623245158508806e-2	429	7.720005213599928e-3	589	-4.273247732616044e-4
110	3.478614117031655e-1	270	-5.356875686113461e-2	430	7.636899169053526e-3	590	-4.208333621911742e-4
111	3.598752336287570e-1	271	-6.062844791918062e-2	431	7.557692588413262e-3	591	-4.159437129295563e-4
112	3.720056632072922e-1	272	-6.741087925238425e-2	432	7.482361735247336e-3	592	-4.123958508631197e-4

n	$P_o(n)$	n	$P_o(n)$	n	$P_o(n)$	n	$P_o(n)$
113	3.842444358173011e-1	273	-7.391592258255635e-2	433	7.410882580163479e-3	593	-4.100224176114866e-4
114	3.965831241942321e-1	274	-8.014393008412193e-2	434	7.343084196594709e-3	594	-4.085466400930828e-4
115	4.090129566893579e-1	275	-8.609517876186421e-2	435	7.278918614409016e-3	595	-4.077080867389932e-4
116	4.215250930838456e-1	276	-9.177059647159572e-2	436	7.218206312830178e-3	596	-4.073254606881664e-4
117	4.341108982328533e-1	277	-9.717118785672957e-2	437	7.160843298305507e-3	597	-4.070933269997811e-4
118	4.467608231633283e-1	278	-1.022983899423088e-1	438	7.106600272887440e-3	598	-4.067607615013048e-4
119	4.594659376709624e-1	279	-1.071535873159799e-1	439	7.055249359796239e-3	599	-4.061488056951641e-4
120	4.722166595058233e-1	280	-1.117390940373963e-1	440	7.006591539682229e-3	600	-4.050555465493161e-4
121	4.850038204075748e-1	281	-1.160565563647874e-1	441	6.960450953203489e-3	601	-4.033838274959328e-4
122	4.978178235802594e-1	282	-1.201089957775325e-1	442	6.916554770130135e-3	602	-4.008810861049167e-4
123	5.106483456192374e-1	283	-1.238986104503973e-1	443	6.874623603448978e-3	603	-3.973769462134710e-4
124	5.234865375971977e-1	284	-1.274286534385776e-1	444	6.834443173086539e-3	604	-3.928186163645286e-4
125	5.363218470709771e-1	285	-1.307022037585206e-1	445	6.795786363014294e-3	605	-3.870561868619109e-4
126	5.491440356706657e-1	286	-1.337226598624689e-1	446	6.758476537306303e-3	606	-3.799993669990150e-4
127	5.619439923555571e-1	287	-1.364936502000925e-1	447	6.722125942626111e-3	607	-3.715971708042990e-4
128	5.746001351404267e-1	288	-1.390190836588895e-1	448	6.686140904391229e-3	608	-3.617549303005874e-4
129	5.872559277139351e-1	289	-1.413030335001078e-1	449	6.650228698006217e-3	609	-3.505340232816606e-4
130	5.998618924353250e-1	290	-1.433497698594264e-1	450	6.614354298921371e-3	610	-3.378810708512397e-4
131	6.123980151490041e-1	291	-1.451636222445455e-1	451	6.578320578669048e-3	611	-3.237820254163679e-4
132	6.248504862282382e-1	292	-1.467494079461177e-1	452	6.541865503698597e-3	612	-3.083797394566325e-4
133	6.372102969387355e-1	293	-1.481116975400198e-1	453	6.504729306516950e-3	613	-2.916580376245428e-4
134	6.494654463921502e-1	294	-1.492556249421260e-1	454	6.466690242148724e-3	614	-2.737128656378774e-4
135	6.616044277534099e-1	295	-1.501862836334994e-1	455	6.427556828582072e-3	615	-2.546266898474145e-4
136	6.736174463977084e-1	296	-1.509089024309573e-1	456	6.387124476277924e-3	616	-2.344785058384558e-4
137	6.854929931488056e-1	297	-1.514289033634045e-1	457	6.345262303711465e-3	617	-2.134575242388197e-4
138	6.972201618598393e-1	298	-1.517517580141857e-1	458	6.301766582696827e-3	618	-1.916264055195752e-4
139	7.087881675504216e-1	299	-1.518832057448775e-1	459	6.256542736138121e-3	619	-1.692851860592005e-4
140	7.201859881692665e-1	300	-1.518289202172233e-1	460	6.209372064970386e-3	620	-1.466953561242506e-4
141	7.314035334082558e-1	301	-1.515947694390820e-1	461	6.160215935384255e-3	621	-1.236855725370398e-4
142	7.424295078874311e-1	302	-1.511866738705995e-1	462	6.108902434484468e-3	622	-1.005737421222391e-4
143	7.532534422335129e-1	303	-1.506105955209982e-1	463	6.055355267266873e-3	623	-7.750656629326379e-5
144	7.638649113306198e-1	304	-1.498725980913964e-1	464	5.999473903317320e-3	624	-5.466984383016220e-5
145	7.742538112450130e-1	305	-1.489787144055076e-1	465	5.941211676077848e-3	625	-3.255925659037227e-5
146	7.844095212375462e-1	306	-1.479352185844335e-1	466	5.880495927392625e-3	626	-1.096860208856302e-5
147	7.943222347831999e-1	307	-1.467481851768966e-1	467	5.817286139372493e-3	627	9.881411051921578e-6
148	8.039818519286321e-1	308	-1.454239120021382e-1	468	5.751536864441650e-3	628	2.951496818998434e-5
149	8.133789939828571e-1	309	-1.439685961257477e-1	469	5.683230954033062e-3	629	4.810106298036608e-5
150	8.225037151897938e-1	310	-1.423884130127772e-1	470	5.61237599953358e-3	630	6.513783951460106e-5
151	8.313468549324594e-1	311	-1.406896926563808e-1	471	5.538957988293047e-3	631	8.051456871678129e-5
152	8.398991600556686e-1	312	-1.388785953623746e-1	472	5.462963107291498e-3	632	9.429776656872437e-5

n	$P_o(n)$	n	$P_o(n)$	n	$P_o(n)$	n	$P_o(n)$
153	8 481519810689574e-1	313	-1 369612022106282e-1	473	5 384396217909888e-3	633	1 058298511976110e-4
154	8 560963550316389e-1	314	-1 349437727408798e-1	474	5 303337109336215e-3	634	1.155823148740170e-4
155	8 637239863984174e-1	315	-1 328323917411932e-1	475	5 219739772898678e-3	635	1.229659417867084e-4
156	8 710266607496513e-1	316	-1 306331212230066e-1	476	5 133623037830525e-3	636	1.266886375085138e-4
157	8 779965198108476e-1	317	-1 283520431992394e-1	477	5 045046346880483e-3	637	1.279376783418106e-4
158	8 846258145496611e-1	318	-1 259952253813674e-1	478	4 954008597884707e-3	638	1.216914974923773e-4
159	8 909071890560218e-1	319	-1 235680807908494e-1	479	4 860588885693231e-3	639	9.386301157644215e-5

no que segue, diferentes aspectos de implementações práticas são delineados. Utilizar uma operação em tempo real padrão, PC ou DSP de um banco de filtro modulado por exponencial complexa de retardo baixo é possível. O banco de filtro também pode ser codificado em um chip cliente. A figura 5a mostra a estrutura para uma implementação efetiva da parte de análise de um sistema de banco de filtro modulado por exponencial complexa. O sinal de entrada analógico é primeiro alimentado para um conversor A/D 501. O sinal digital em domínio de tempo é alimentado para um registrador de deslocamento que sustenta 2M amostras deslocando M amostras em um momento 502. Os sinais a partir do registrador de deslocamento são então filtrados através de coeficientes polifásicos do filtro protótipo 503. Os sinais filtrados são em seguida combinados 504 e em paralelo transformados com uma transformada DCT-IV 505 e uma DST-IV 506. As saídas das transformadas em cosseno e seno constituem as partes real e imaginária das amostras de sub-banda, respectivamente. Os ganhos das amostras de sub-banda são modificados de acordo com o ajuste do ajustador de envoltória espectral corrente 507.

[00098] Uma implementação efetiva da parte de síntese de um sistema modulado por exponencial complexa de retardo baixo está mostrada na figura 5b. As amostras de sub-banda são primeiro multiplicadas com fatores manipulados de valores complexos, isto é, constantes dependentes de canal de valores complexos 511 e a parte real é modulada com um DCT-IV 512 e a parte imaginária com uma transforma-

da DST-IV 513. As saídas das transformadas são combinadas 514 e alimentadas através dos componentes polifásicos do filtro protótipo 515. O sinal de saída em domínio de tempo é obtido a partir do registro de deslocamento 516. Finalmente, o sinal de saída digital é convertido de volta para uma forma de onda analógica 517.

[00099] Embora as implementações delineadas acima utilizem transformadas DCT e DST de tipo IV, implementações utilizando núcleos DCT tipo II e tipo III são igualmente possíveis (e também implementações baseadas em DST tipo II e III). Contudo, as implementações computacionalmente mais eficientes para bancos modulados por exponenciais complexas utilizam núcleos FFT puros. Implementações que utilizam uma multiplicação direta de matriz-vetor também são possíveis, porém são inferiores em eficiência.

[000100] Em resumo, o presente documento descreve um método de projeto para filtros protótipos utilizados em bancos de filtro de análise e síntese. Propriedades desejadas dos filtros protótipos e os bancos de filtro de análise/síntese resultantes são de reconstrução quase perfeita, retardo baixo, baixa sensibilidade a aliasing e distorção mínima de amplitude/fase. Uma função de erro é proposta, a qual pode ser utilizada em um algoritmo de otimização para determinar coeficientes apropriados dos filtros protótipos. A função de erro compreende um conjunto de parâmetros que pode ser sintonizado para modificar a ênfase entre as propriedades de filtro desejadas. Preferivelmente, filtros protótipos assimétricos são utilizados. Além disto, um filtro protótipo é descrito, o qual fornece um bom compromisso de propriedades de filtro desejadas, isto é, reconstrução quase perfeita, retardo baixo, alta resiliência a aliasing, e distorção mínima de fase/amplitude.

[000101] Embora modalidades e aplicações específicas tenham sido descritas aqui, será evidente àqueles de talento ordinário na técnica, que diversas variações nas modalidades e aplicações descritas aqui

são possíveis sem se afastar do escopo da invenção descrita e aqui reivindicada. Deveria ser entendido que embora certas formas da invenção tenham sido mostradas e descritas, a invenção não está limitada às modalidades específicas descritas e mostradas, ou aos métodos específicos descritos.

[000102] O método e sistema de projeto de filtro, bem como o banco de filtro descrito no presente documento, podem ser implementados como software, firmware e/ou hardware. Certos componentes podem, por exemplo, ser implementados como software que opera em um processador ou microprocessador de sinal digital. Outros componentes podem ser, por exemplo, implementados como hardware e/ou circuitos integrados de aplicação específica. Os sinais encontrados nos métodos e sistemas descritos podem ser armazenados em mídias tais como memória de acesso randômico ou meio ótico de armazenagem. Eles podem ser transferidos através de redes tais como redes de rádio, redes de satélite, redes sem fio ou redes com fio, por exemplo a Internet. Dispositivos típicos que fazem uso dos bancos de filtro descritos no presente documento são caixas de sincronização ou outros equipamentos de instalações de cliente, que decodificam sinais de áudio. No lado de codificação os bancos de filtro podem ser utilizados em estações de radiodifusão, por exemplo, em sistemas de radiodifusão sonora de vídeo.

REIVINDICAÇÕES

1. Aparelho de processamento de sinal para filtrar e processar um sinal de áudio, **caracterizado pelo fato de que** o aparelho de processamento de sinal compreende:

um banco de filtros de análise que recebe amostras de áudio de entrada no domínio do tempo com valor real e gera amostras complexas de sub-bandas com valor;

um reconstrutor de alta frequência ou processador estéreo paramétrico que gera amostras modificadas de sub-bandas com valores complexos; e

um banco de filtros de síntese que recebe amostras modificadas de sub-bandas com valor complexo e gera amostras de áudio de saída no domínio do tempo,

em que o banco de filtros de análise compreende filtros de análise ($h_k(n)$) que são versões moduladas exponenciais complexas de um filtro de protótipo ($p_0(n)$) de acordo com:

$$h_k(n) = p_0(n) \exp \left\{ i \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} - A \right) \right\},$$

$$0 \leq n < N, 0 \leq k < M$$

onde A é uma constante de mudança de fase arbitrária, o banco de filtros de análise possui M canais, o filtro de protótipo ($p_0(n)$) possui um comprimento N e o banco de filtros de análise e o banco de filtros de síntese têm um atraso no sistema de D amostras,

em que um ou mais dentre o banco de filtros de análise, o reconstrutor de alta frequência, o processador estéreo paramétrico e o banco de filtros de síntese são implementados, pelo menos em parte, por um ou mais elementos de hardware do aparelho de processamento de sinal.

2. Aparelho de processamento de sinal, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado pelo fato de que** o filtro de protótipo ($p_0(n)$) é um filtro de protótipo de passa-baixo simétrico ou um filtro de

protótipo de passa-baixo assimétrico.

3. Aparelho de processamento de sinal, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado pelo fato de que** o banco de filtro de análise é um pseudo banco de QMF.

4. Aparelho de processamento de sinal, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado pelo fato de que** uma ordem do filtro de protótipo ($p_0(n)$) é igual ao atraso do sistema.

5. Aparelho de processamento de sinal, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado pelo fato de que** o reconstrutor de alta frequência executa replicação de banda espectral (SBR).

6. Aparelho de processamento de sinal, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado pelo fato de que** um valor da constante de mudança de fase arbitrária é escolhido para reduzir a complexidade de uma implementação do aparelho.

7. Aparelho de processamento de sinal, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado pelo fato de que** um ou mais elementos de hardware compreendem um processador de sinal digital, um microprocessador ou uma memória.

8. Método realizado por um aparelho de processamento de sinal para filtrar e processar um sinal de áudio, o método **caracterizado pelo fato de que** compreende as etapas de:

receber amostras de áudio de entrada no domínio do tempo em valor real;

filtrar as amostras de áudio de entrada no domínio do tempo em valor com um banco de filtros de análise para gerar amostras complexas de sub-bandas com valor;

gerar amostras modificadas de sub-bandas com valor complexo através de um processo de reconstrução de alta frequência ou de um processo estéreo paramétrico;

receber as amostras modificadas de sub-bandas com valor

complexo;

filtrar as amostras modificadas de sub-bandas com valor complexo com um banco de filtros de síntese para gerar amostras de áudio de saída no domínio do tempo,

em que o banco de filtros de análise compreende filtros de análise ($h_k(n)$) que são versões moduladas exponenciais complexas de um filtro de protótipo ($p_0(n)$) de acordo com:

$$h_k(n) = p_0(n) \exp \left\{ i \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} - A \right) \right\},$$

$$0 \leq n < N, 0 \leq k < M$$

onde A é uma constante de mudança de fase arbitrária, o banco de filtros de análise possui M canais, o filtro de protótipo ($p_0(n)$) possui um comprimento N e o banco de filtros de análise e o banco de filtros de síntese têm um atraso no sistema de amostras D , em que o aparelho de processamento de sinal compreende um ou mais elementos de hardware.

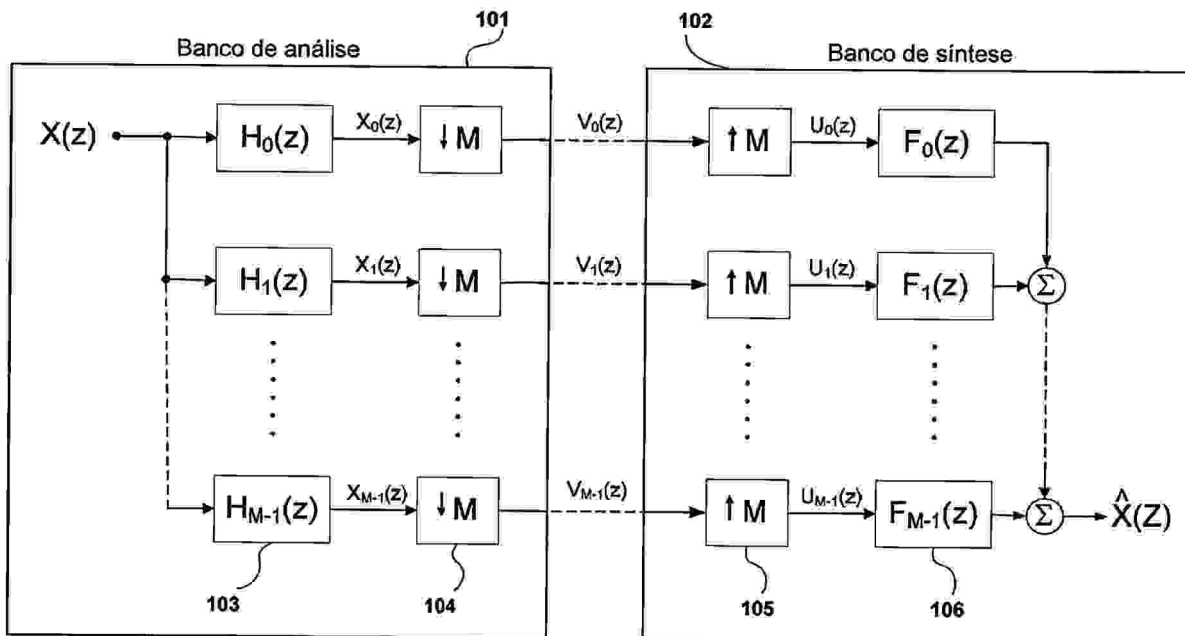


Fig. 1

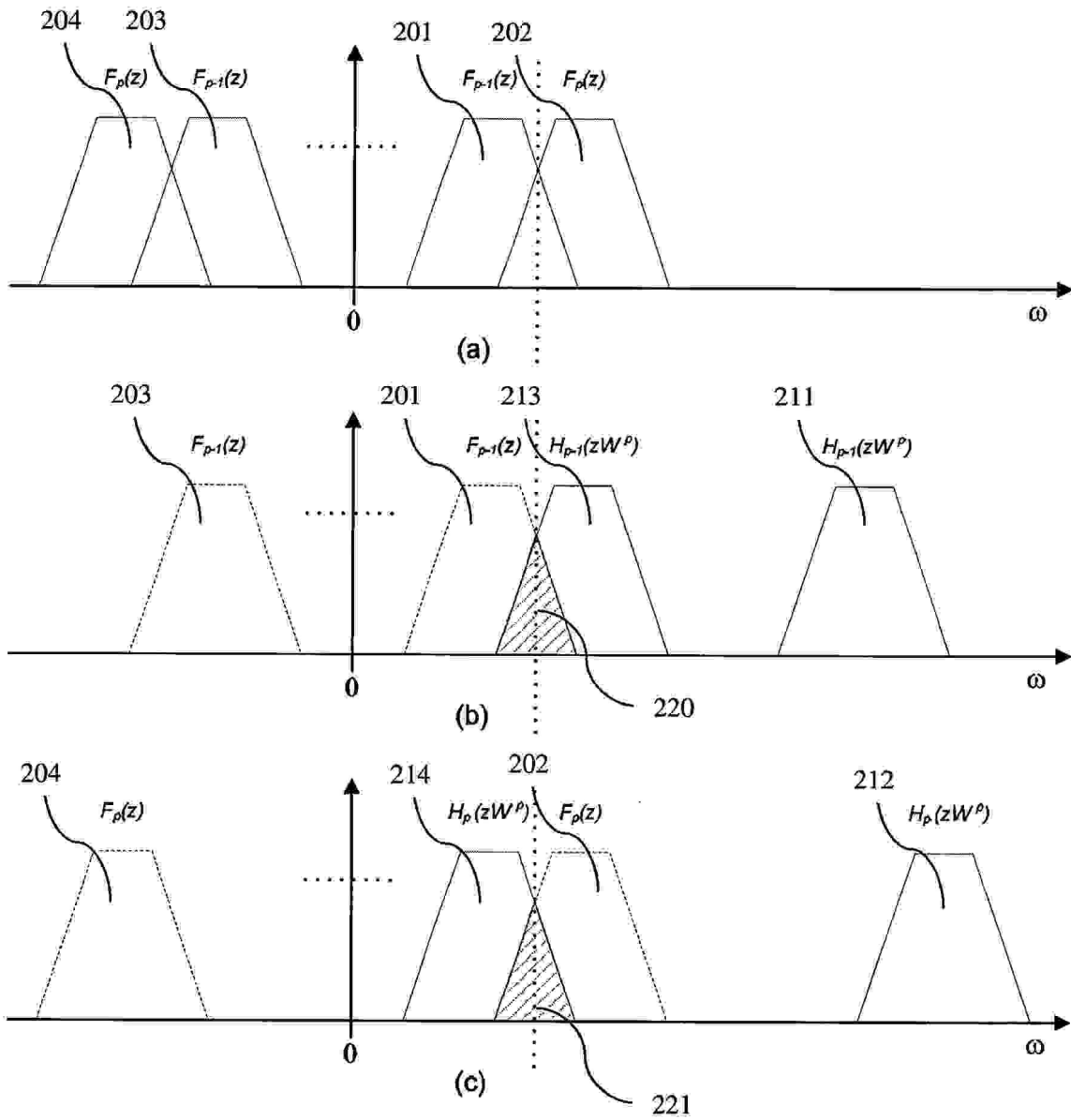


Fig. 2

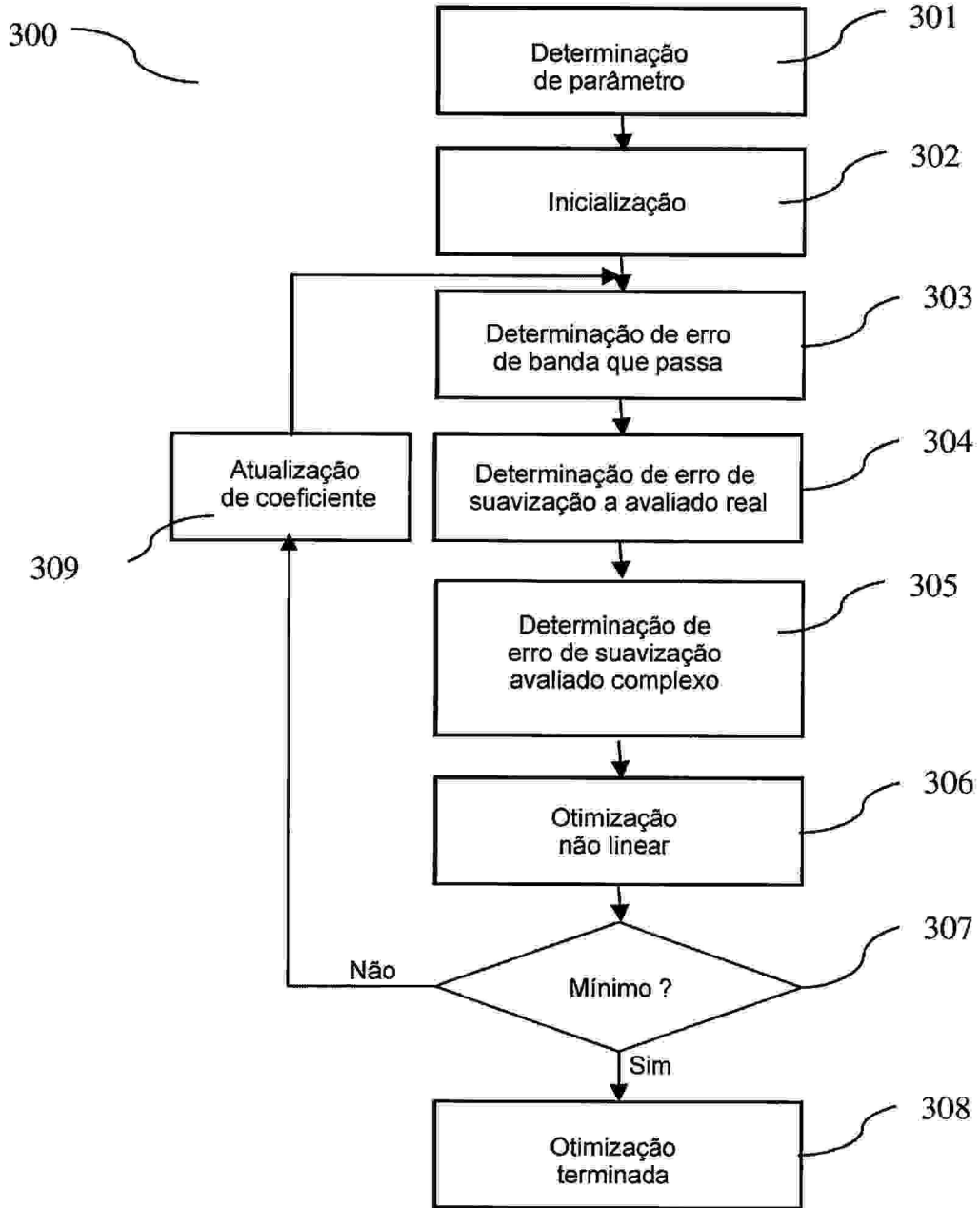
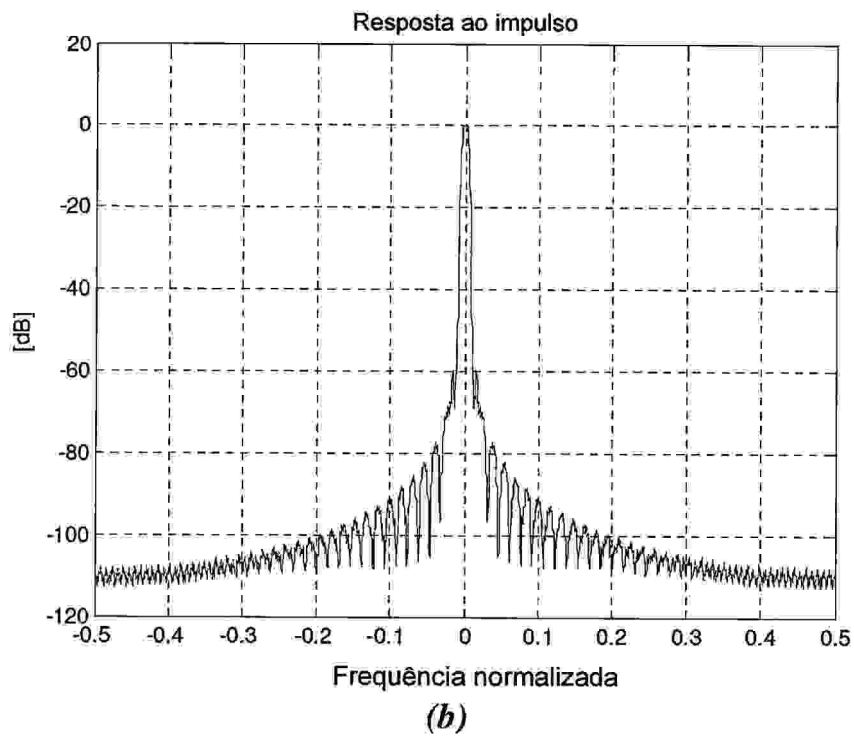
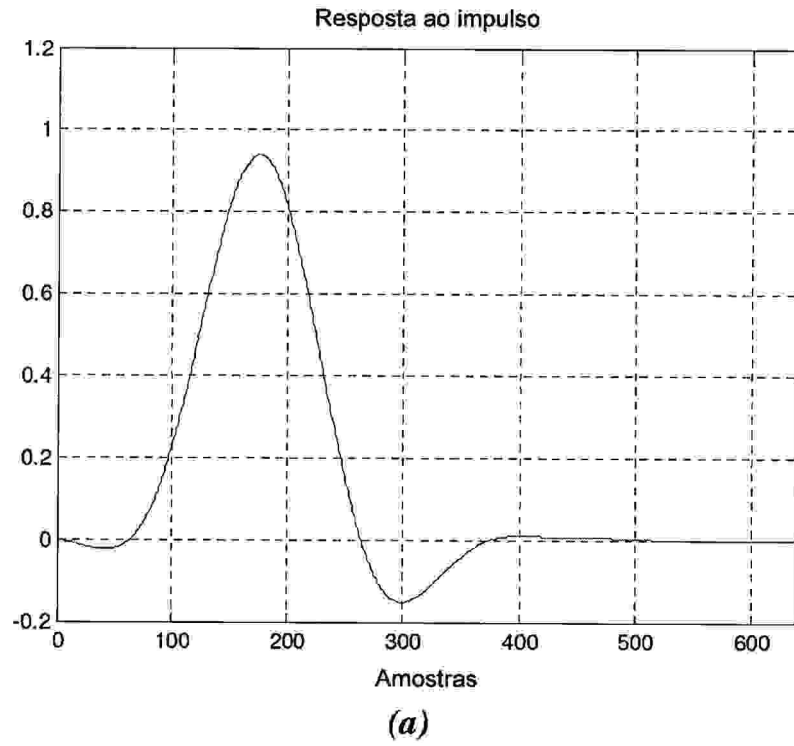
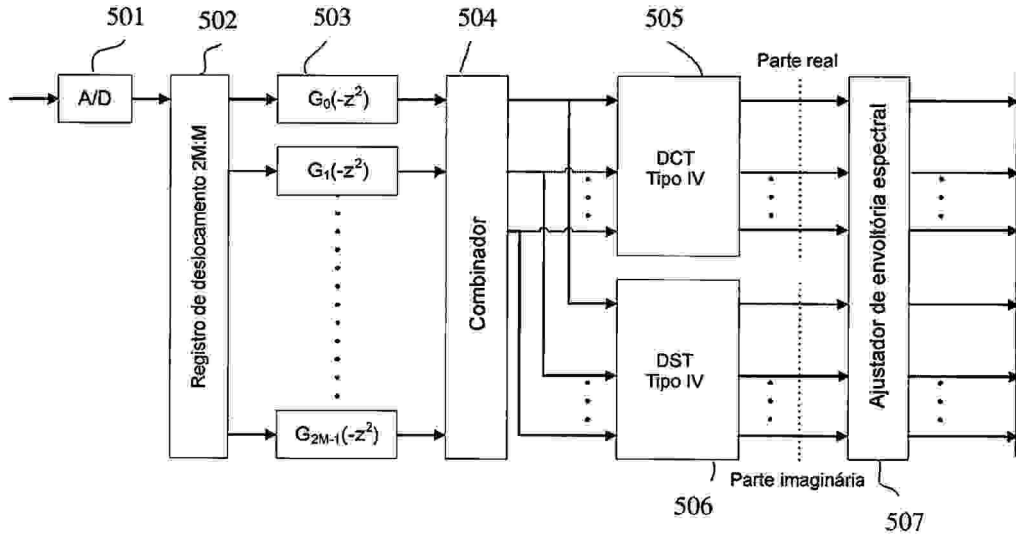
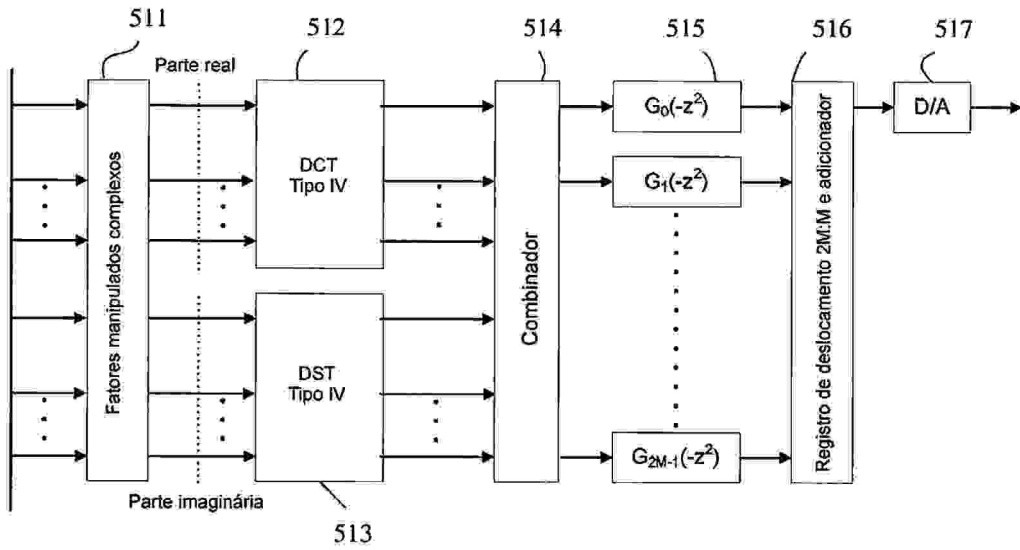


Fig. 3

**Fig. 4**



(a)



(b)

Fig. 5