



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

(11) PI 0609530-5 B1

(22) Data do Depósito: 03/04/2006

(45) Data de Concessão: 29/10/2019



(54) Título: MÉTODOS E EQUIPAMENTO PARA ENCODIFICAR E DECODIFICAR UMA PORÇÃO DE BANDA ALTA DE UM SINAL DE FALA

(51) Int.Cl.: G10L 21/0208; G10L 19/02; G10L 19/038; G10L 21/038; G10L 19/24; (...).

(52) CPC: G10L 21/0208; G10L 19/0208; G10L 19/038; G10L 21/038; G10L 19/24; (...).

(30) Prioridade Unionista: 01/04/2005 US 60/667,901; 22/04/2005 US 60/673,965.

(73) Titular(es): QUALCOMM INCORPORATED.

(72) Inventor(es): KOEN BERNARD VOS; ANANTHAPADMANABHAN A. KANDHADAI.

(86) Pedido PCT: PCT US2006012231 de 03/04/2006

(87) Publicação PCT: WO 2006/107837 de 12/10/2006

(85) Data do Início da Fase Nacional: 28/09/2007

(57) Resumo: MÉTODOS E EQUIPAMENTO PARA ENCODIFICAR E DECODIFICAR UMA PORÇÃO DE BANDA ALTA DE UM SINAL DE FALA. Um codificador de fala de banda larga de acordo com uma modalidade inclui um codificador de banda baixa e um codificador de banda alta. O codificador de banda baixa é configurado para codificar uma porção de banda baixa de um sinal de fala de banda larga como um conjunto de parâmetros de filtro e um sinal de excitação codificado. O codificador de banda alta é configurado para calcular valores para codificar parâmetros que especificam um envelope espectral e um envelope temporal de uma porção de banda alta do sinal de fala de banda larga. o envelope temporal se baseia em um sinal de excitação de banda alta que é derivado do sinal de excitação codificado. Em tal exemplo, o envelope temporal se baseia em uma diferença em níveis entre a porção de banda alta e um sinal de banda alta sintetizado, em que o sinal de banda alta sintetizado é gerado de acordo com o sinal de excitação de banda alta e um conjunto de parâmetros de filtro de banda alta.

**"MÉTODOS E EQUIPAMENTO PARA ENCODIFICAR E DECODIFICAR UMA
PORÇÃO DE BANDA ALTA DE UM SINAL DE FALA"**

CAMPO DA INVENÇÃO

Esta invenção se refere a processamento de sinal.

5

FUNDAMENTOS

A comunicação de voz através de rede de telefonia pública comutada (PSTN) tem sido tradicionalmente limitada em largura de banda para a faixa de frequência de 300-3400 Hz. As novas redes para comunicação de voz, tal como telefonia celular e voz sobre IP (Protocolo Internet, VoIP), podem não ter os mesmos limites de largura de banda, e pode ser desejável transmitir e receber comunicações de voz que incluam uma faixa de frequência de banda larga através de tais redes. Por exemplo, pode ser desejável suportar uma faixa de frequência de áudio que se estenda de 50 Hz e/ou até 7 ou 8 kHz. Também pode ser desejável suportar outras aplicações, tal como áudio de alta qualidade ou conferência de áudio/vídeo, que pode ter conteúdo de fala de áudio nas faixas fora dos limites de PSTN tradicionais.

20

A extensão da faixa suportada por um codificador de fala em frequências superiores pode melhorar a inteligibilidade. Por exemplo, a informação que diferencia fricativas tais como "s" e "f" está em grande parte nas frequências elevadas. Extensão de banda alta também pode melhorar outras qualidades de fala, tal como presença. Por exemplo, mesmo uma vogal falada pode ter energia espectral bem acima do limite de PSTN.

25

Uma abordagem para codificação de fala de banda larga envolve escalonamento de uma técnica de codificação de fala de banda estreita (por exemplo, aquela configurada para encodificar a faixa de 0-4 kHz) para cobrir o espectro de banda larga. Por exemplo, um sinal de fala pode ser

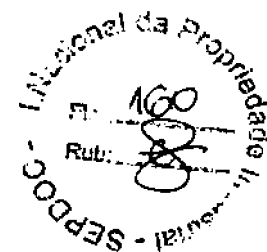
30



amostrado em uma taxa superior para incluir componentes em
altas frequências, e uma técnica de codificação de banda
estreita pode ser reconfigurada para utilizar mais
coeficientes de filtro para representar esse sinal de banda
5 larga. Contudo, técnicas de codificação de banda estreita
tal como CELP (predição linear excitada por livro-código)
são computacionalmente intensivas, e um codificador CELP de
banda larga pode consumir muitos ciclos de processamento
para ser prático para muitas aplicações móveis e outras
10 aplicações integradas. A encodificação do espectro inteiro
de um sinal de banda larga para uma qualidade desejada
usando tal técnica também pode levar a um aumento
inaceitavelmente grande em largura de banda. Além disso, a
transcodificação de tal sinal encodificado seria exigida
15 antes até mesmo que sua porção de banda estreita pudesse
ser transmitida para e/ou decodificada por um sistema que
suporta apenas codificação de banda estreita.

Outra abordagem para codificação de fala de banda
larga envolve extrapolar o envelope espectral de banda alta
20 a partir do envelope espectral de banda estreita
encodificado. Embora tal abordagem possa ser implementada
sem qualquer aumento em largura de banda e sem uma
necessidade de transcodificação, o envelope espectral
grosseiro ou estrutura formante da porção de banda alta de
25 um sinal de fala geralmente não pode ser predito exatamente
a partir do envelope espectral da porção de banda estreita.

Pode ser desejável implementar codificação de
fala de banda larga de tal modo que pelo menos a porção de
banda estreita do sinal encodificado possa ser enviada
30 através de um canal de banda estreita (tal como um canal
PSTN) sem transcodificação ou outra modificação
significativa. A eficiência da extensão de codificação de
banda larga também pode ser desejável, por exemplo, para



evitar uma redução significativa no número de usuários que podem ser servidos em aplicações tais como telefonia celular sem fio e transmissão por broadcast através de canais cabeados e de canais sem fio.

5

SUMÁRIO

10

15

Em uma modalidade, um método para encodificar uma porção de banda alta de um sinal de fala tendo uma porção de banda baixa e a porção de banda alta inclui calcular uma pluralidade de parâmetros de filtro que particularizam um envelope espectral da porção de banda alta; calcular um sinal espectralmente estendido mediante extensão do espectro de um sinal derivado da porção de banda baixa; gerar um sinal de banda alta sintetizado, de acordo com (A) um sinal de excitação de banda alta baseado no sinal espectralmente estendido e (B) a pluralidade de parâmetros de filtro; e calcular um envelope de ganho com base em uma relação entre a porção de banda alta e um sinal baseado na porção de banda baixa.

20

25

Em uma modalidade, um método para processamento de fala inclui gerar um sinal de excitação de banda alta com base em um sinal de excitação de banda baixa; gerar um sinal de banda alta sintetizado, com base em um sinal de fala de banda alta e no sinal de excitação de banda alta; e calcular uma pluralidade de fatores de ganho com base em uma relação entre o sinal de fala de banda alta e um sinal baseado no sinal de excitação de banda baixa.

30

Em outra modalidade, um método para decodificar uma porção de banda alta de um sinal de fala tendo uma porção de banda baixa e a porção de banda alta inclui receber uma pluralidade de parâmetros de filtro que particularizam um envelope espectral da porção de banda alta e uma pluralidade de fatores de ganho que particularizam um envelope temporal da porção de banda



alta; calcular um sinal espectralmente estendido mediante extensão do espectro de um sinal que se baseia em um sinal de excitação da banda baixa; gerar um sinal de banda alta sintetizado de acordo com (A) a pluralidade de parâmetros de filtro e (B) um sinal de excitação de banda alta com base no sinal espectralmente estendido; e modular um envelope de ganho do sinal de banda alta sintetizado de acordo com a pluralidade de fatores de ganho.

Em outra modalidade, um equipamento configurado para encodificar uma porção de banda alta de um sinal de fala tendo uma porção de banda baixa e a porção de banda alta inclui um módulo de análise configurado para calcular um conjunto de parâmetros de filtro que particularizam um envelope espectral da porção de banda alta; um extensor de espectro configurado para calcular um sinal espectralmente estendido mediante extensão do espectro de um sinal derivado da porção de banda baixa; um filtro de síntese configurado para gerar um sinal de banda alta sintetizado de acordo com (A) um sinal de excitação de banda alta com base no sinal espectralmente estendido e (B) o conjunto de parâmetros de filtro; e um calculador de fator de ganho configurado para calcular um envelope de ganho com base em uma relação variável no tempo entre a porção de banda alta e um sinal baseado na porção de banda baixa.

Em outra modalidade, um decodificador de fala de banda alta é configurado para receber (A) uma pluralidade de parâmetros de filtro que particularizam um envelope espectral de uma porção de banda alta de um sinal de fala e (B) um sinal de excitação de banda baixa encodificado baseado em uma porção de banda baixa do sinal de fala. O decodificador inclui um extensor de espectro configurado para calcular um sinal espectralmente estendido mediante extensão do espectro de um sinal que é baseado no sinal de

excitação de banda baixa encodificado; um filtro de síntese configurado para gerar um sinal de banda alta sintetizado de acordo com (A) uma pluralidade de parâmetros de filtro que particularizam um envelope espectral da porção de banda alta e (B) um sinal de excitação de banda alta baseado no sinal espectralmente estendido; e um elemento de controle de ganho configurado para modular um envelope de ganho do sinal de banda alta sintetizado, de acordo com uma pluralidade de fatores de ganho que particularizam um envelope temporal da porção da banda alta.

BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS

A Figura 1a mostra um diagrama de blocos de um encodificador de fala de banda larga A100 de acordo com uma modalidade.

A Figura 1b mostra um diagrama de blocos de uma implementação A102 de encodificador de fala de banda larga A100.

A Figura 2a mostra um diagrama de blocos de um decodificador de fala de banda larga B100 de acordo com uma modalidade.

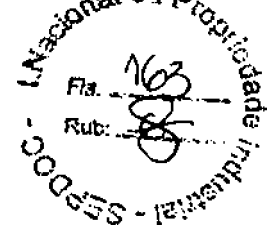
A Figura 2b mostra um diagrama de blocos de uma implementação B102 do decodificador de fala de banda larga B100.

A Figura 3a mostra um diagrama de blocos de uma implementação A112 de banco de filtros A110.

A Figura 3b mostra um diagrama de blocos de uma implementação B122 do banco de filtros B120.

A Figura 4a mostra cobertura de largura de banda das bandas baixa e alta para um exemplo de banco de filtros A110.

A Figura 4b mostra a cobertura de largura de banda das bandas baixa e alta para outro exemplo de banco de filtros A110.



A Figura 4c mostra um diagrama de blocos de uma implementação A114 de banco de filtros A112.

A Figura 4d mostra um diagrama de blocos de uma implementação B124 de banco de filtros B122.

5 A Figura 5a mostra um exemplo de um gráfico de log-amplitude versus frequência para um sinal de fala.

A Figura 5b mostra um diagrama de blocos de um sistema de codificação de predição linear básica.

10 A Figura 6 mostra um diagrama de blocos de uma implementação A122 do encodificador de banda estreita A120.

A Figura 7 mostra um diagrama de blocos de uma implementação B112 do decodificador de banda estreita B110.

15 A Figura 8a mostra um exemplo de um gráfico de log-amplitude versus frequência para um sinal residual para fala com voz.

A Figura 8b mostra um exemplo de um gráfico de log-amplitude versus tempo para um sinal residual para fala com voz.

20 A Figura 9 mostra um diagrama de blocos de um sistema de codificação de predição linear básica que também realiza predição de longo prazo.

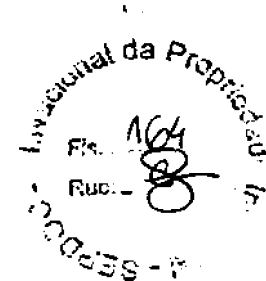
A Figura 10 mostra um diagrama de blocos de uma implementação A202 do encodificador de banda alta A200.

25 A Figura 11 mostra um diagrama de blocos de uma implementação A302 do gerador de excitação de banda alta A300.

A Figura 12 mostra um diagrama de blocos de uma implementação A402 do extensor de espectro A400.

30 A Figura 12a mostra gráficos de espectros de sinal em vários pontos em um exemplo de uma operação de extensão espectral.

A Figura 12b mostra gráficos de espectros de sinal em vários pontos em outro exemplo de uma operação de



extensão espectral.

A Figura 13 mostra um diagrama de blocos de uma implementação A304 do gerador de excitação de banda alta A302.

5 A Figura 14 mostra um diagrama de blocos de uma implementação A306 do gerador de excitação de banda alta A302.

A Figura 15 mostra um fluxograma para uma tarefa de cálculo de envelope T100.

10 A Figura 16 mostra um diagrama de blocos de uma implementação 492 do combinador 490.

A Figura 17 ilustra uma abordagem para calcular uma medida da periodicidade do sinal de banda alta S30.

15 A Figura 18 mostra um diagrama de blocos de uma implementação A312 do gerador de excitação de banda alta A302.

A Figura 19 mostra um diagrama de blocos de uma implementação A314 do gerador de excitação de banda alta A302.

20 A Figura 20 mostra um diagrama de blocos de uma implementação A316 do gerador de excitação de banda alta A302.

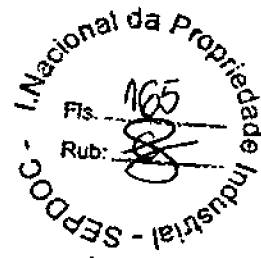
A Figura 21 mostra um fluxograma para uma tarefa de cálculo de ganho T200.

25 A Figura 22 mostra um fluxograma para uma implementação T210 da tarefa de cálculo de ganho T200.

A Figura 23a mostra um diagrama de uma função de janelamento.

30 A Figura 23b mostra uma aplicação de uma função de janelamento como mostrado na Figura 23a aos subquadros de um sinal de fala.

A Figura 24 mostra um diagrama de blocos para uma implementação B202 do decodificador de banda alta B200.



A Figura 25 mostra um diagrama de blocos de uma implementação AD10 do encodificador de fala de banda larga A100.

5 A Figura 26a mostra um diagrama esquemático de uma implementação D122 da linha de retardo D120.

A Figura 26b mostra um diagrama esquemático de uma implementação D124 da linha de retardo D120.

A Figura 27 mostra um diagrama esquemático de uma implementação D130 da linha de retardo D120.

10 A Figura 28 mostra um diagrama de blocos de uma implementação AD12 do encodificador de fala de banda larga AD10.

A Figura 29 mostra um fluxograma de um método de processamento de sinal MD100 de acordo com uma modalidade.

15 A Figura 30 mostra um fluxograma para um método M100 de acordo com uma modalidade.

A Figura 31a mostra um fluxograma para um método M200 de acordo com uma modalidade.

20 A Figura 31b mostra um fluxograma para uma implementação M210 do método M200.

A Figura 32 mostra um fluxograma para um método M300 de acordo com uma modalidade.

25 Nas figuras e descrição anexa, os mesmos rótulos de referência se referem aos mesmos elementos ou sinais análogos.

DESCRIÇÃO DETALHADA

30 As modalidades aqui descritas incluem sistemas, métodos e equipamento que podem ser configurados para prover uma extensão para um codificador de fala de banda estreita para suportar transmissão e/ou armazenamento de sinais de fala de banda larga em um aumento de largura de banda de apenas aproximadamente 800 a 1000 bps (bits por segundo). Vantagens potenciais de tais implementações



incluem codificação integrada para suportar compatibilidade com os sistemas de banda estreita, alocação e realocação de bits relativamente fáceis entre os canais de codificação de banda estreita e de banda alta, evitando uma operação de síntese de banda larga computacionalmente intensiva, e mantendo uma baixa taxa de amostragem para sinais a serem processados por rotinas de codificação de forma de onda computacionalmente intensivas.

A menos que expressamente limitado por seu contexto, o termo "calculando" é usado aqui para indicar quaisquer de seus significados comuns, tal como computando, gerando e selecionando a partir de uma lista de valores. Onde o termo "compreendendo" é usado na presente descrição e reivindicações, ele não exclui outros elementos ou operações. O termo "A se baseia em B" é usado para indicar quaisquer de seus significados comuns, incluindo os casos (i) "A é igual a B" e (ii) "A se baseia em pelo menos B". O termo "Protocolo Internet" inclui a versão 4, como descrito em IETF (Força Tarefa de Engenharia da Internet) RFC (Solicitação para Comentários) 791, e versões subseqüentes tal como a versão 6.

A Figura 1a mostra um diagrama de blocos de um encodificador de fala de banda larga A100 de acordo com uma modalidade. O banco de filtros A110 é configurado para filtrar um sinal de fala de banda larga S10 para produzir um sinal de banda estreita S20 e um sinal de banda alta S30. O encodificador de banda estreita A120 é configurado para encodificar o sinal de banda estreita S20 para produzir parâmetros de filtro de banda estreita (NB) S40 e um sinal residual de banda estreita S50. Como descrito em detalhe adicional aqui, o encodificador de banda estreita A120 é configurado tipicamente para produzir parâmetros de filtro de banda estreita S40 e sinal de excitação de banda

estreita encodificado S50 como índices de livro-código ou em uma outra forma quantizada. O encodificador de banda alta A200 é configurado para encodificar o sinal de banda alta S30 de acordo com informação no sinal de excitação de banda estreita encodificado S50 para produzir parâmetros de codificação de banda alta S60. Como descrito em detalhe adicional aqui, o encodificador de banda alta A200 é configurado tipicamente para produzir parâmetros de codificação de banda alta S60 como índices de livro-código ou em outra forma quantizada. Um exemplo específico de encodificador de fala de banda larga A100 é configurado para encodificar sinal de fala de banda larga S10 em uma taxa de aproximadamente 8,55 kbps (quilobits por segundo), com aproximadamente 7,55 kbps sendo usados para parâmetros de filtro de banda estreita S40 e sinal de excitação de banda estreita encodificado S50, e aproximadamente 1 kbps sendo usado para parâmetros de codificação de banda alta S60.

Pode ser desejado combinar os sinais de banda estreita e de banda alta encodificados em um único fluxo de bits. Por exemplo, pode ser desejado multiplexar os sinais encodificados em conjunto para transmissão (por exemplo, através de um canal de transmissão cabeado, ótico ou sem fio), ou para armazenamento, como um sinal de fala de banda larga encodificado. A Figura 1b mostra um diagrama de blocos de uma implementação A102 de encodificador de fala de banda larga A100 que inclui um multiplexador A130 configurado para combinar parâmetros de filtro de banda estreita S40, sinal de excitação de banda estreita encodificado S50 e parâmetros de filtro de banda alta S60 em um sinal multiplexado S70.

Um equipamento incluindo encodificador A102 também pode incluir conjunto de circuitos configurado para



transmitir sinal multiplexado S70 em um canal de transmissão tal como um canal cabeado, ótico ou sem fio. Tal equipamento também pode ser configurado para realizar uma ou mais operações de encodificação de canal no sinal, tal como encodificação de correção de erros (por exemplo, encodificação convolucional compatível com taxa) e/ou encodificação de detecção de erros (por exemplo, encodificação por redundância cíclica), e/ou uma ou mais camadas de encodificação de protocolo de rede (por exemplo, Ethernet, TCP/IP, cdma2000).

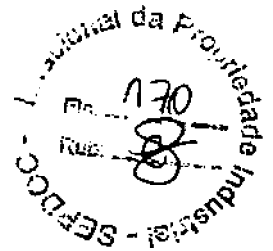
Pode ser desejável que o multiplexador A130 seja configurado para integrar o sinal de banda estreita encodificado (incluindo parâmetros de filtro de banda estreita S40 e sinal de excitação de banda estreita encodificado S50) como um subfluxo separável de sinal multiplexado S70, de tal modo que o sinal de banda estreita encodificado possa ser recuperado e decodificado independentemente de outra porção do sinal multiplexado S70 tal como um sinal de banda alta e/ou banda baixa. Por exemplo, o sinal multiplexado S70 pode ser disposto de tal modo que o sinal de banda estreita encodificado possa ser recuperado mediante remoção dos parâmetros de filtro de banda alta S60. Uma vantagem potencial de tal característica é a de evitar a necessidade de transcodificar o sinal de banda larga encodificado antes de passá-lo para um sistema que suporta decodificação do sinal de banda estreita, mas não suporta decodificação da porção de banda alta.

A Figura 2a é um diagrama de blocos de um decodificador de fala de banda larga B100 de acordo com uma modalidade. O decodificador de banda estreita B110 é configurado para decodificar parâmetros de filtro de banda estreita S40 e o sinal de excitação de banda estreita

encodificado S50 para produzir um sinal de banda estreita S90. O decodificador de banda alta B200 é configurado para decodificar os parâmetros de codificação de banda alta S60 de acordo com um sinal de excitação de banda estreita S80, com base no sinal de excitação de banda estreita encodificado S50, para produzir um sinal de banda alta S100. Nesse exemplo, o decodificador de banda estreita B110 é configurado para prover sinal de excitação de banda estreita S80 ao decodificador de banda alta B200. O banco de filtros B120 é configurado para combinar sinal de banda estreita S90 e sinal de banda alta S100 para produzir um sinal de fala de banda larga S110.

A Figura 2b é um diagrama de blocos de uma implementação B102 de decodificador de fala de banda larga B100 que inclui um demultiplexador B130 configurado para produzir sinais encodificados S40, S50 e S60 a partir do sinal multiplexado S70. Um equipamento incluindo decodificador B102 pode incluir conjunto de circuitos configurado para receber sinal multiplexado S70 proveniente de um canal de transmissão tal como um canal cabeado, ótico ou sem fio. Tal equipamento também pode ser configurado para realizar uma ou mais operações de decodificação de canal no sinal, tal como decodificação de correção de erro (por exemplo, decodificação convolucional compatível com taxa) e/ou decodificação por detecção de erros (por exemplo, decodificação por redundância cíclica), e/ou uma ou mais camadas de decodificação de protocolo de rede (por exemplo, Ethernet, TCP/IP, cdma2000).

O banco de filtros A110 é configurado para filtrar um sinal de entrada de acordo com um esquema de banda dividida para produzir uma sub-banda de baixa frequência e uma sub-banda de alta frequência. Dependendo dos critérios de projeto para aplicação específica, as sub-



bandas de saída podem ter larguras de banda iguais ou diferentes e podem ser sobrepostas ou não-sobrepostas. Uma configuração de banco de filtros A110 que produz mais do que duas sub-bandas também é possível. Por exemplo, um

5 banco de filtros pode ser configurado para produzir um ou mais sinais de banda baixa que incluem componentes em uma faixa de frequência abaixo daquela do sinal de banda estreita S20 (tal como a faixa de 50-300 Hz). Também é possível que tal banco de filtros seja configurado para

10 produzir um ou mais sinais de banda alta adicionais, que incluem componentes em uma faixa de frequência acima daquela do sinal de banda alta S30 (tal como uma faixa de 14-20, 16-20 ou 16-32 kHz). Em tal caso, o encodificador de fala de banda larga A100 pode ser implementado para

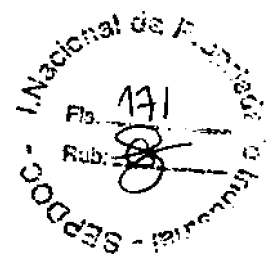
15 encodificar esse sinal ou sinais separadamente, e o multiplexador A130 pode ser configurado para incluir o sinal ou sinais codificados adicionais no sinal multiplexado S70 (por exemplo, como uma porção separável).

A Figura 3a mostra um diagrama de blocos de uma

20 implementação A112 do banco de filtros A110 que é configurado para produzir dois sinais de sub-banda tendo taxas de amostragem reduzidas. O banco de filtros A110 é disposto para receber um sinal de fala de banda larga S10 tendo uma porção de alta frequência (ou banda alta) e uma

25 porção de baixa frequência (ou banda baixa). O banco de filtros A112 inclui um caminho de processamento de banda baixa configurado para receber o sinal de fala de banda larga S10 e produzir um sinal de fala de banda estreita S20, e um caminho de processamento de banda alta

30 configurado para receber o sinal de fala de banda larga S10 e produzir sinal de fala de banda alta S30. Filtro passa-baixa 110 filtra o sinal de fala de banda larga S10 para passar uma sub-banda de baixa frequência selecionada, e



filtro passa-alta 130 filtra o sinal de fala de banda larga S10 para passar uma sub-banda de alta frequência selecionada. Devido ao fato de ambos os sinais de sub-banda terem mais larguras de banda estreita do que o sinal de fala de banda larga S10, suas taxas de amostragem podem ser reduzidas até certo ponto sem perda de informação. O downsampler 120 reduz a taxa de amostragem do sinal passa-baixa de acordo com um fator de decimação desejado (por exemplo, mediante remoção de amostras do sinal e/ou substituindo as amostras com valores médios), e o downsampler 140 similarmente reduz a taxa de amostragem do sinal passa-alta de acordo com outro fator de decimação desejado.

A Figura 3b mostra um diagrama de blocos de uma implementação correspondente B122 do banco de filtros B120. O upsampler 150 aumenta a taxa de amostragem do sinal de banda estreita S90 (por exemplo, mediante enchimento com zero e/ou mediante duplicação das amostras), e o filtro passa-baixa 160 filtra o sinal amostrado ascendentemente para passar apenas uma porção de banda baixa (por exemplo, para evitar aliasing). Similarmente, o upsampler 170 aumenta a taxa de amostragem do sinal de banda alta S100 e o filtro passa-alta 180 filtra o sinal amostrado ascendentemente para passar apenas uma porção de banda alta. Os dois sinais de banda passante são então somados para formar o sinal de fala de banda larga S110. Em algumas implementações do decodificador B100, o banco de filtros B120 é configurado para produzir uma soma ponderada dos dois sinais de banda passante de acordo com um ou mais pesos recebidos e/ou calculados pelo decodificador de banda alta B200. Uma configuração do banco de filtros B120 que combina mais do que dois sinais de banda passante também é considerada.



Cada um dos filtros 110, 130, 160, 180 pode ser implementado como um filtro de resposta finita ao impulso (FIR) ou como um filtro de resposta infinita ao impulso (IIR). As respostas de frequência dos filtros 110 e 130 do encodificador podem ter regiões de transição de formato simétrico ou de formato diferente entre a banda de parada e a banda passante. Similarmente, as respostas de frequência dos filtros 160 e 180 do decodificador podem ter regiões de transição simétricas ou de formato diferente entre banda de parada e banda passante. Pode ser desejável, mas não é estritamente necessário que o filtro passa-baixa 110 tenha a mesma resposta que o filtro passa-baixa 160, e que o filtro passa-alta 130 tenha a mesma resposta que o filtro passa-alta 180. Em um exemplo, os dois pares de filtros 110, 130 e 160, 180 são bancos de filtros de espelho em quadratura (QMF), com o par de filtros 110, 130 tendo os mesmos coeficientes que o par de filtros 160, 180.

Em um exemplo típico, o filtro passa-baixa 110 tem uma banda passante que inclui a faixa de PSTN limitada de 300-3400 Hz (por exemplo, a banda de 0 a 4 kHz). As Figuras 4a e 4b mostram larguras de banda relativas do sinal de fala de banda larga S10, sinal de banda estreita S20, e sinal de banda alta S30 em dois exemplos de implementação diferentes. Nesses dois exemplos específicos, o sinal de fala de banda larga S10 tem uma taxa de amostragem de 16 kHz (representando componentes de frequência dentro da faixa de 0 a 8 kHz), e o sinal de banda estreita S20 tem uma taxa de amostragem de 8 kHz (representando componentes de frequência dentro da faixa de 0 a 4 kHz).

No exemplo da Figura 4a, não existe sobreposição significativa entre as duas sub-bandas. Um sinal de banda alta S30, como mostrado nesse exemplo, pode ser obtido

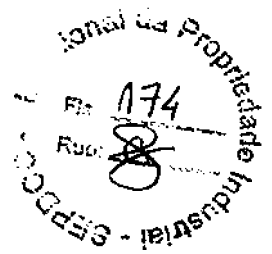


utilizando-se um filtro passa-alta 130 com uma banda passante de 4-8 kHz. Em tal caso, pode ser desejável reduzir a taxa de amostragem para 8 kHz mediante subamostragem do sinal filtrado por um fator de dois. Tal operação, a qual se pode esperar que reduza significativamente a complexidade computacional de operações de processamento adicionais no sinal, mudará a energia de banda passante descendentemente para a faixa de 0 a 4 kHz sem perda de informação.

No exemplo alternativo da Figura 4b, as sub-bandas superior e inferior têm uma sobreposição considerável, de tal modo que a região de 3,5 a 4 kHz seja descrita por ambos os sinais de sub-banda. Um sinal de banda alta S30, como nesse exemplo, pode ser obtido utilizando-se um filtro passa-alta 130 com uma banda passante de 3,5-7 kHz. Em tal caso, pode ser desejável reduzir a taxa de amostragem para 7 kHz mediante subamostragem do sinal filtrado por um fator de 16/7. Tal operação, que pode ser esperada para reduzir significativamente a complexidade computacional de operações de processamento adicionais no sinal, mudará a energia de banda passante descendentemente para a faixa de 0 a 3,5 kHz sem perda de informação.

Em um aparelho telefônico típico para comunicação telefônica, um ou mais dentre os transdutores (isto é, o microfone e o auricular ou alto-falante) não tem uma resposta considerável através da faixa de frequência de 7-8 kHz. No exemplo da Figura 4b, a porção do sinal de fala de banda larga S10 entre 7 e 8 kHz não é incluída no sinal encodificado. Outros exemplos específicos de filtro passa-alta 130 têm bandas passantes de 3,5-7,5 kHz e 3,5-8 kHz.

Em algumas implementações, prover uma sobreposição entre sub-bandas como no exemplo da Figura 4b



permite o uso de um filtro passa-baixa e/ou passa-alta tendo um roll-off suave sobre a região sobreposta. Tais filtros são, tipicamente, mais fáceis de projetar, menos complexos em termos de computação e/ou introduzem menos retardo do que os filtros com respostas mais acentuadas ou "parede de tijolos (brick-wall)". Os filtros tendo regiões de transmissão acentuadas tendem a ter lobos laterais maiores (os quais podem causar aliasing) do que os filtros de ordem similar que tem roll-offs suaves. Os filtros tendo regiões de transição acentuadas também podem ter respostas a impulso longas que podem causar artefatos de toque. Para implementações de banco de filtros tendo um ou mais filtros IIR, permitindo um roll-off suave através da região sobreposta pode permitir o uso de um filtro ou filtros cujos pólos estão mais distantes do círculo unitário, o que pode ser importante para garantir implementação de ponto fixo estável.

A sobreposição de sub-bandas permite uma combinação suave de banda baixa e banda alta que pode conduzir a um número menor de artefatos audíveis, reduzindo aliasing e/ou uma transição menos perceptível de uma banda para outra. Além disso, a eficiência de codificação do encodificador de banda estreita A120 (por exemplo, um codificador de forma de onda) pode diminuir com a frequência aumentando. Por exemplo, a qualidade de codificação do codificador de banda estreita pode ser reduzida em baixas taxas de bits, especialmente na presença de ruído de fundo. Em tais casos, prover uma sobreposição das sub-bandas pode aumentar a qualidade dos componentes de frequência reproduzidos na região sobreposta.

Além disso, a sobreposição de sub-bandas permite uma mistura suave de banda baixa e banda alta que pode levar a um número menor de artefatos audíveis, aliasing



reduzido e/ou uma transição menos perceptível de uma banda para a outra. Tal característica pode ser especialmente desejável para uma implementação na qual o codificador de banda estreita A120 e o codificador de banda alta A200 operam de acordo com diferentes metodologias de codificação. Por exemplo, técnicas de codificação diferentes podem produzir sinais que soam muito diferentes. Um codificador que encodifica um envelope espectral na forma de índices de livro-código pode produzir um sinal tendo um som diferente de um codificador que encodifica em vez disso o espectro de amplitude. Um codificador de domínio de tempo (por exemplo, uma modulação de pulso-código ou codificador PCM) pode produzir um sinal tendo um som diferente de um codificador de frequência-domínio. Um codificador que encodifica um sinal com uma representação do envelope espectral e o sinal residual correspondente pode produzir um sinal tendo um som diferente de um codificador que encodifica um sinal com apenas uma representação do envelope espectral. Um codificador que encodifica um sinal como uma representação de sua forma de onda pode produzir uma saída tendo um som diferente daquele de um codificador senoidal. Em tais casos, usar filtros tendo regiões de transição acentuadas para definir sub-bandas de não-sobreposição pode levar a uma transição abrupta e perceptível entre as sub-bandas no sinal de banda larga sintetizado.

Embora bancos de filtros QMF tendo respostas de frequência complementarmente sobrepostas sejam freqüentemente usados em técnicas de sub-banda, tais filtros são inadequados para pelo menos algumas das implementações de codificação de banda larga, aqui descritas. Um banco de filtros QMF no codificador é configurado para criar um grau significativo de aliasing

que é cancelado no banco de filtros QMF correspondente no decodificador. Tal arranjo pode não ser apropriado para uma aplicação na qual o sinal incorre em uma quantidade significativa de distorção entre os bancos de filtros, uma vez que a distorção pode reduzir a eficácia da propriedade de cancelamento de alias. Por exemplo, aplicações descritas aqui incluem implementações de codificação configuradas para operar em taxas de bits muito baixas. Como consequência da taxa de bits muito baixa, o sinal decodificado provavelmente parecerá significativamente distorcido em comparação com o sinal original, de tal modo que o uso de bancos de filtros QMF pode levar ao aliasing não-cancelado. Aplicações que utilizam bancos de filtros QMF têm tipicamente taxas de bits mais altas (por exemplo, acima de 12 kbps para AMR e 64 kbps para G.722).

Adicionalmente, um codificador pode ser configurado para produzir um sinal sintetizado que é perceptualmente similar ao sinal original, mas o qual difere efetivamente de forma significativa do sinal original. Por exemplo, um codificador que deriva a excitação de banda alta a partir do residual de banda estreita como descrito aqui pode produzir tal sinal, uma vez que o residual de banda alta efetivo pode estar completamente ausente do sinal decodificado. O uso de bancos de filtros QMF em tais aplicações pode levar a um grau significativo de distorção causado por aliasing não-cancelado.

A quantidade de distorção causada por aliasing QMF pode ser reduzida se a sub-banda afetada for estreita, uma vez que o efeito do aliasing é limitado a uma largura de banda igual à largura da sub-banda. Para exemplos como descritos aqui nos quais cada sub-banda inclui aproximadamente metade da largura de banda da banda larga,

contudo, a distorção causada por aliasing não-cancelado poderia afetar uma parte significativa do sinal. A qualidade do sinal também pode ser afetada pela localização da banda de frequência sobre a qual ocorre o aliasing não-cancelado. Por exemplo, distorção criada próxima ao centro de um sinal de fala de banda larga (por exemplo, entre 3 e 4 kHz) pode ser muito mais censurável do que a distorção que ocorre próximo a uma borda do sinal (por exemplo, acima de 6 kHz).

Embora as respostas dos filtros de um banco de filtros QMF sejam estritamente relacionadas uma à outra, os percursos de banda baixa e de banda alta dos bancos de filtros A110 e B120 podem ser configurados para ter espectros que são completamente não-relacionados exceto pela sobreposição das duas sub-bandas. Definimos a sobreposição de duas sub-bandas como a distância a partir do ponto no qual a resposta em frequência do filtro de banda alta cai para -20 dB até o ponto no qual a resposta em frequência do filtro de banda baixa cai para -20 dB. Em vários exemplos do banco de filtros A110 e/ou B120, essa sobreposição varia de aproximadamente 200 Hz a aproximadamente 1 kHz. A faixa de aproximadamente 400 a aproximadamente 600 Hz pode representar uma compensação desejável entre eficiência de codificação e suavidade perceptual. Em um exemplo específico, como mencionado acima, a sobreposição é de aproximadamente 500 Hz.

Pode ser desejável implementar o banco de filtros A112 e/ou B122 para realizar operações conforme ilustrado nas Figuras 4a e 4b em vários estágios. Por exemplo, a Figura 4c mostra um diagrama de blocos de uma implementação A114 do banco de filtros A112 que realiza um equivalente funcional das operações de subamostragem e de filtragem por passa-alta utilizando uma série de operações de



interpolação, reamostragem, decimação e outras. Tal implementação pode ser mais fácil de projetar e/ou pode permitir a reutilização de blocos funcionais de lógica e/ou código. Por exemplo, o mesmo bloco funcional pode ser usado para realizar as operações de decimação para 14 kHz e decimação para 7 kHz como mostrado na Figura 4c. A operação de reversão espectral pode ser implementada mediante multiplicação do sinal com a função $e^{j\pi n}$ ou a sequência $(-1)^n$, cujos valores alternam entre +1 e -1. A operação de formatação espectral pode ser implementada como um filtro passa-baixa configurado para formatar o sinal para obter uma resposta de filtro global desejada.

Observa-se que como uma consequência da operação de reversão espectral, o espectro do sinal de banda alta S30 é revertido. Operações subseqüentes no encodificador e decodificador correspondente podem ser configuradas de acordo. Por exemplo, o gerador de excitação de banda alta A300 como aqui descrito pode ser configurado para produzir um sinal de excitação de banda alta S120 que também tem uma forma espectralmente revertida.

A Figura 4d mostra um diagrama de blocos de uma implementação B124 do banco de filtros B122 que realiza um equivalente funcional das operações de superamostragem e filtragem por passa-alta utilizando uma série de operações de interpolação, reamostragem e outras. O banco de filtros B124 inclui uma operação de reversão espectral na banda alta que reverte uma operação similar conforme realizada, por exemplo, em um banco de filtros do encodificador, tal como o banco de filtros A114. Nesse exemplo específico, o banco de filtros B124 inclui também filtros rejeita-banda (notch filter) na banda baixa e banda alta que atenuam uma componente do sinal em 7100 Hz, embora tais filtros sejam opcionais e não precisem ser incluídos. O Pedido de Patente



"SYSTEMS, METHODS, AND APPARATUS FOR SPEECH SIGNAL FILTERING" depositado com o presente, agora numeração de publicação U.S. 2007/0088558, inclui descrição adicional e figuras relacionadas às respostas de elementos de implementações específicas dos bancos de filtros A110 e B120, e esse material é pelo presente incorporado como referência.

O encodificador de banda estreita A120 é implementado de acordo com um modelo de filtro-fonte que encodifica o sinal de fala de entrada como (A) um conjunto de parâmetros que descrevem um filtro e (B) um sinal de excitação que aciona o filtro descrito para produzir uma reprodução sintetizada do sinal de fala de entrada. A Figura 5A mostra um exemplo de um envelope espectral de um sinal de fala. Os picos que particularizam esse envelope espectral representam ressonâncias do trato vocal e são denominados formantes. A maioria dos codificadores de fala encodifica pelo menos essa estrutura espectral grosseira como um conjunto de parâmetros, tais como coeficientes de filtro.

A Figura 5B mostra um exemplo de um arranjo de filtro-fonte básico conforme aplicado na codificação do envelope espectral do sinal de banda estreita S20. Um módulo de análise calcula um conjunto de parâmetros que particulariza um filtro correspondendo ao som de fala por um período de tempo (tipicamente 20 ms). Um filtro branqueador (também denominado um filtro de erro de predição ou análise) configurado de acordo com tais parâmetros de filtro remove o envelope espectral para aplanar espectralmente o sinal. O sinal branqueado resultante (também chamado residual) tem menos energia e desse modo menos variância e é mais fácil de encodificar do que o sinal de fala original. Erros resultantes da



codificação do sinal residual podem também ser espalhados mais igualmente através do espectro. Os parâmetros de filtro e residual são tipicamente quantizados para transmissão eficiente através do canal. No decodificador, um filtro de síntese configurado de acordo com os parâmetros de filtro é excitado por um sinal com base no residual para produzir uma versão sintetizada do som de fala original. O filtro de síntese é configurado tipicamente para ter uma função de transferência que é o inverso da função de transferência do filtro branqueador.

A Figura 6 mostra um diagrama de blocos de uma implementação básica A122 do encodificador de banda estreita A120. Nesse exemplo, um módulo de análise de codificação de predição linear (LPC) 210 encodifica o envelope espectral do sinal de banda estreita S20 como um conjunto de coeficientes de predição linear (LP) (por exemplo, coeficientes de um filtro todos os pólos $1/A(z)$). O módulo de análise processa tipicamente o sinal de entrada como uma série de quadros de não-sobreposição, com um novo conjunto de coeficientes sendo calculado para cada quadro. O período de quadro é geralmente um período através do qual se pode esperar que o sinal seja localmente estacionário; um exemplo comum é de 20 milissegundos (equivalente a 160 amostras em uma taxa de amostragem de 8 kHz). Em um exemplo, o módulo de análise LPC 210 é configurado para calcular um conjunto de 10 coeficientes de filtro LP para particularizar a estrutura de formando de cada quadro de 20-milissegundos. Também é possível implementar o módulo de análise para processar o sinal de entrada como uma série de quadros sobrepostos.

O modo de análise pode ser configurado para analisar as amostras de cada quadro diretamente, ou as amostras podem ser ponderadas em primeiro lugar de acordo



com a função de janelamento (por exemplo, uma janela de Hamming). A análise também pode ser realizada através de uma janela que é maior do que o quadro, tal como uma janela de 30 ms. Essa janela pode ser simétrica (por exemplo, 5-20-5, de tal modo que ela inclua os 5 milissegundos imediatamente antes e após o quadro de 20 milissegundos) ou assimétrica (por exemplo, 10-20, de tal modo que ela inclua os últimos 10 milissegundos do quadro precedente). Um módulo de análise LPC é configurado tipicamente para calcular os coeficientes de filtro LP utilizando uma recursão Levinson-Durbin ou o algoritmo Leroux-Gueguen. Em outra implementação, o módulo de análise pode ser configurado para calcular um conjunto de coeficiente cepstrais para cada quadro em vez de um conjunto de coeficientes de filtro LP.

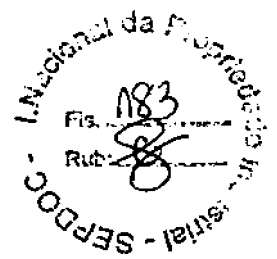
A taxa de saída do encodificador A120 pode ser reduzida significativamente, com relativamente pouco efeito sobre a qualidade de reprodução, mediante quantização dos parâmetros de filtro. Os coeficientes de filtro de predição linear são difíceis de quantizar eficientemente e normalmente são mapeados em outra representação, tal como pares espectrais de linha (LSPs) ou frequências espectrais de linha (LSFs), para quantização e/ou encodificação de entropia. No exemplo da Figura 6, a transformada de coeficiente de filtro LP para LSF 220 transforma o conjunto de coeficientes de filtro LP em um conjunto correspondente de LSFs. Outra representação de um-para-um dos coeficientes de filtro LP incluem coeficientes parcor; valores de logarítimo-de-relação-de-área; pares espectrais de imitância (ISPs); e frequências espectrais de imitância (ISFs), que são usados no codec de GSM (Sistema Global para Comunicações Móveis) AMR-WB (Banda Larga-Multitaxa Adaptativa). Tipicamente uma transformada entre um conjunto



de coeficientes de filtro LP e um conjunto correspondente de LSFs é reversível, mas as modalidades também incluem implementações do encodificador A120 no qual a transformada não é reversível sem erro.

5 O quantizador 230 é configurado para quantizar o conjunto de LSFs de banda estreita (ou outra representação de coeficiente), e o encodificador de banda estreita A122 é configurado para emitir o resultado dessa quantização como os parâmetros de filtro de banda estreita S40. Tal
10 quantizador inclui tipicamente um quantizador de vetor que encodifica o vetor de entrada como um índice para uma entrada de vetor correspondente em uma tabela ou livro-código.

 Como visto na Figura 6, o encodificador de banda
15 estreita A122 também gera um sinal residual mediante passagem do sinal de banda estreita S20 através de um filtro branqueador 260 (também denominado filtro de erro de predição ou análise) que é configurado de acordo com o conjunto de coeficientes de filtro. Nesse exemplo
20 específico, o filtro branqueador 260 é implementado como um filtro FIR, embora implementações IIR também possam ser usadas. Esse sinal residual conterá tipicamente informações perceptualmente importantes do quadro de fala, tal como estrutura de longo prazo relacionada à pitch, que não é
25 representado nos parâmetros de filtro de banda estreita S40. O quantizador 270 é configurado para calcular uma representação quantizada desse sinal residual para saída como sinal de excitação de banda estreita encodificado S50. Tal quantizador inclui tipicamente um quantizador de vetor
30 que encodifica o vetor de entrada como um índice para uma entrada de vetor correspondente em uma tabela ou livro-código. Alternativamente, tal quantizador pode ser configurado para enviar um ou mais parâmetros a partir dos



quais o vetor pode ser gerado dinamicamente no decodificador, ao invés de ser recuperado a partir do armazenamento, como em um método de livro-código disperso. Tal método é usado em esquemas de codificação tal como CELP algébrico (predição linear por excitação de livro-código) e codecs tal como 3GPP2 ("Projeto de Parceria de Terceira Geração 2") EVRC (Codec de Taxa Variável Aperfeiçoado).

É desejável para um encodificador de banda estreita A122 gerar o sinal de excitação de banda estreita encodificado de acordo com os mesmos valores de parâmetros de filtro que estarão disponíveis para o decodificador de banda estreita correspondente. Dessa maneira, o sinal de excitação de banda estreita encodificado resultante, já pode considerar até certo ponto as não-idealidades em tais valores de parâmetro, tal como erro de quantização. Conseqüentemente, é desejável configurar o filtro branqueador utilizando os mesmos valores de coeficiente que estarão disponíveis no decodificador. No exemplo básico do encodificador A122 como mostrado na Figura 6, o quantizador inverso 240 dequantiza os parâmetros de codificação de banda estreita S40, a transformada de coeficiente de filtro de LSF-para-LP 250 mapeia os valores resultantes de volta para um conjunto correspondente de coeficientes de filtro LP, e esse conjunto de coeficientes é usado para configurar o filtro branqueador 260 para gerar o sinal residual que é quantizado pelo quantizador 270.

Algumas implementações do encodificador de banda estreita A120 são configuradas para calcular o sinal de excitação de banda estreita encodificado S50 mediante identificação de um vetor entre um conjunto de vetores de livro-código que melhor coincide com o sinal residual. Observa-se, contudo, que o encodificador de banda estreita A120 também pode ser implementado para calcular uma



representação quantizada do sinal residual sem efetivamente gerar o sinal residual. Por exemplo, o encodificador de banda estreita A120 pode ser configurado para usar um número de vetores de livro-código para gerar sinais sintetizados correspondentes (por exemplo, de acordo com um conjunto atual de parâmetros de filtro), e para selecionar o vetor de livro-código associado ao sinal gerado que melhor coincide com o sinal de banda estreita original S20 em um domínio perceptualmente ponderado.

A Figura 7 mostra um diagrama de blocos de uma implementação B112 de decodificador de banda estreita B110. Quantizador inverso 310 dequantiza os parâmetros de filtro de banda estreita S40 (nesse caso, para um conjunto de LSFs), e a transformada de coeficiente de filtro LSF-para-LP 320 transforma os LSFs em um conjunto de coeficientes de filtro (por exemplo, como descrito acima com referência ao quantizador inverso 240 e transformada 250 do encodificador de banda estreita A122). O quantizador inverso 340 dequantiza o sinal de excitação de banda estreita encodificado S50 para produzir um sinal de excitação de banda estreita S80. Com base nos coeficientes de filtro e sinal de excitação de banda estreita S80, o filtro de síntese de banda estreita 330 sintetiza o sinal de banda estreita S90. Em outras palavras, o filtro de síntese de banda estreita 330 é configurado para formatar espectralmente o sinal de excitação de banda estreita S80 de acordo com os coeficientes de filtro dequantizados para produzir o sinal de banda estreita S90. O decodificador de banda estreita B112 também provê sinal de excitação de banda estreita S80 ao encodificador de banda alta A200, que o utiliza para derivar o sinal de excitação de banda alta S120 como descrito aqui. Em algumas implementações como descrito abaixo, o decodificador de banda estreita B110



pode ser configurado para prover informação adicional ao decodificador de banda alta B200 que se refere ao sinal de banda estreita, tal como inclinação espectral, ganho e atraso de pitch, e modo de fala.

5 O sistema do encodificador de banda estreita A122 e do decodificador de banda estreita B112 é um exemplo básico de um codec de fala de análise-por-síntese. A codificação por predição linear de excitação de livro-código (CELP) é uma família popular de codificação de análise-por-síntese, e implementações de tais codificadores
10 podem realizar encodificação de forma de onda do residual, incluindo operações tais como seleção de entradas a partir de livros-código fixos e adaptativos, operações de minimização de erro, e/ou operações de ponderação perceptual. Outras implementações de codificação de
15 análise-por-síntese incluem predição linear de excitação mista (MELP), CELP algébrico (ACELP), CELP de relaxamento (RCELP), excitação de pulso regular (RPE), CELP multi-pulso (MPE), e codificação de predição linear excitada de vetor-soma (VSELP). Métodos de codificação relacionados incluem
20 codificação por excitação de multibanda (BEM) e por interpolação de forma de onda protótipo (PWI). Exemplos de codecs de fala de análise-por-síntese padronizados incluem o codec de taxa completa ETSI (Instituto de Padrões de
25 Telecomunicações Europeu)-GSM (GSM 06.10), que utiliza predição linear excitada residual (RELP); o codec de taxa completa aperfeiçoado GSM (ETSI-GSM 06.60); codificador Annex E 11.8 kb/s G.729 padrão ITU (União Internacional de Telecomunicações); os codecs IS (Padrão Interim)-641 para
30 IS-136 (um esquema de acesso múltiplo por divisão de tempo); os codecs multitaxa adaptativos GSM (GSM-AMR); e o codec 4GV™ (Vocoder™ de Quarta Geração) (QUALCOMM Incorporated, San Diego, CA). O encodificador de banda



estreita A120 e o decodificador correspondente B110 podem ser implementados de acordo com qualquer uma dessas tecnologias, ou qualquer outra tecnologia de codificação de fala (seja conhecida ou a ser desenvolvida) que represente um sinal de fala como (A) um conjunto de parâmetros que descreve um filtro e (B) um sinal de excitação usado para orientar o filtro descrito para reproduzir o sinal de fala.

Mesmo após o filtro branqueador ter removido o envelope espectral grosseiro do sinal de banda estreita S20, uma quantidade considerável de estrutura harmônica fina pode permanecer, especialmente para fala com voz. A Figura 8A mostra um gráfico espectral de um exemplo de um sinal residual, conforme pode ser produzido por um filtro branqueador, para um sinal com voz tal como uma vogal. A estrutura periódica visível nesse exemplo é relacionada ao pitch, e diferentes sons de voz falados pelo mesmo orador podem ter diferentes estruturas formantes, porém estruturas de pitch similares. A Figura 8B mostra um gráfico de domínio do tempo de um exemplo de tal sinal residual que mostra uma sequência de pulsos de pitch em tempo.

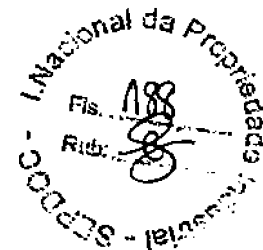
A eficiência de codificação e/ou qualidade de fala pode ser aumentada mediante uso de um ou mais valores de parâmetro para encodificar características da estrutura de pitch. Uma característica importante da estrutura de pitch é a frequência do primeiro harmônico (também denominada frequência fundamental), a qual é tipicamente na faixa de 60 a 400 Hz. Essa característica é tipicamente encodificada como o inverso da frequência fundamental, também denominado atraso de pitch. O atraso de pitch indica o número de amostras em um período de pitch e pode ser encodificado como um ou mais índices de livro-código. Sinais de fala de oradores masculinos tendem a ter retardos



de pitch maiores do que os sinais de fala de oradores do sexo feminino.

Outra característica de sinal relacionado à estrutura de pitch é a periodicidade, que indica a intensidade da estrutura harmônica ou, em outras palavras, o grau no qual o sinal é harmônico ou não-harmônico. Dois indicadores típicos de periodicidade são: cruzamentos zero e funções de autocorrelação normalizadas (NACFs). A periodicidade também pode ser indicada pelo ganho de pitch, que é comumente encodificado como um ganho de livro-código (por exemplo, um ganho de livro-código adaptativo quantizado).

O encodificador de banda estreita A120 pode incluir um ou mais módulos configurados para encodificar a estrutura harmônica de longo prazo de sinal de banda estreita S20. Como mostrado na Figura 9, um paradigma CELP típico que pode ser usado inclui um módulo de análise LPC de loop aberto, o qual encodifica as características de curto prazo ou envelope espectral grosseiro, seguido de um estágio de análise de predição de longo prazo de loop fechado, que encodifica a estrutura harmônica ou de pitch fina. As características de curto prazo são encodificadas como coeficientes de filtro, e as características de longo prazo são encodificadas como valores para parâmetros tais como atraso de pitch e ganho de pitch. Por exemplo, o encodificador de banda estreita A120 pode ser configurado para emitir sinal de excitação de banda estreita encodificado S50 em uma forma que inclui um ou mais índices de livro-código (por exemplo, um índice de livro-código fixo e um índice de livro-código adaptativo) e valores de ganho correspondentes. Cálculo dessa representação quantizada do sinal residual de banda estreita (por exemplo, pelo quantizador 270) pode incluir selecionar tais



índices e calcular tais valores. A encodificação da estrutura de pitch também pode incluir interpolação de uma forma de onda protótipo de pitch, cuja operação pode incluir calcular uma diferença entre pulsos de pitch sucessivos. A modelagem da estrutura de longo prazo pode ser desabilitada para os quadros correspondendo a uma fala sem voz, a qual é tipicamente semelhante a ruído e não estruturada.

Uma implementação do decodificador de banda estreita B110 de acordo com um paradigma como mostrado na Figura 9 pode ser configurada para emitir sinal de excitação de banda estreita S80 para o decodificador de banda alta B200 após a estrutura de longo prazo (estrutura harmônica ou de pitch) ter sido restaurada. Por exemplo, tal decodificador pode ser configurado para emitir sinal de excitação de banda estreita S80 como uma versão dequantizada do sinal de excitação de banda estreita encodificado S50. Evidentemente, também é possível implementar o decodificador de banda estreita B110 de tal modo que o decodificador de banda alta B200 realiza dequantização do sinal de excitação de banda estreita encodificado S50 para obter o sinal de excitação de banda estreita S80.

Em uma implementação do encodificador de fala de banda larga A100 de acordo com um paradigma como mostrado na Figura 9, o encodificador de banda alta A200 pode ser configurado para receber o sinal de excitação de banda estreita conforme produzido pela análise de curto prazo ou filtro branqueador. Em outras palavras, o encodificador de banda estreita A120 pode ser configurado para emitir o sinal de excitação de banda estreita para o encodificador de banda alta A200 antes da encodificação da estrutura de longo prazo. É desejável, contudo, que o encodificador de



banda alta A200 receba a partir do canal de banda estreita a mesma informação de codificação que será recebida pelo decodificador de banda alta B200, de tal modo que os parâmetros de codificação produzidos pelo encodificador de banda alta A200 já possam considerar até certo ponto as não-idealidades naquela informação. Desse modo pode ser preferível que o encodificador de banda alta A200 reconstrua o sinal de excitação de banda estreita S80 a partir do mesmo sinal de excitação de banda estreita encodificado parametrizado e/ou quantizado S50 a ser emitido pelo encodificador de fala de banda larga A100. Uma vantagem potencial dessa abordagem é o cálculo mais exato dos fatores de ganho de banda alta S60b descritos abaixo.

Além dos parâmetros que particularizam a estrutura de curto prazo e/ou longo prazo do sinal de banda estreita S20, o encodificador de banda estreita A120 pode produzir valores de parâmetro que se relacionam a outras características do sinal de banda estreita S20. Esses valores, os quais podem ser adequadamente quantizados para emissão pelo encodificador de fala de banda larga A100, podem ser incluídos entre os parâmetros de filtro de banda estreita S40 ou emitidos separadamente. O encodificador de banda alta A200 também pode ser configurado para calcular os parâmetros de codificação de banda alta S60 de acordo com um ou mais desses parâmetros adicionais (por exemplo, após dequantização). No decodificador de fala de banda larga B100, o decodificador de banda alta B200 pode ser configurado para receber os valores de parâmetro via o decodificador de banda estreita B110 (por exemplo, após dequantização). Alternativamente, o decodificador de banda alta B200 pode ser configurado para receber (e possivelmente dequantizar) os valores de parâmetro diretamente.



Em um exemplo de parâmetros de codificação de banda estreita adicionais, o encodificador de banda estreita A120 produz valores para inclinação espectral e parâmetros de modo de fala para cada quadro. Inclinação espectral se refere ao formato do envelope espectral sobre a banda passante e é tipicamente representada pelo primeiro coeficiente de reflexão quantizado. Para a maioria dos sons com voz, a energia espectral diminui com o aumento da frequência, de tal modo que o primeiro coeficiente de reflexão é negativo e pode se aproximar de -1. A maioria dos sons com voz tem um espectro que ou é plano, de tal modo que o primeiro coeficiente de reflexão seja próximo de zero, ou tem mais energia em frequências altas, de tal modo que o primeiro coeficiente de reflexão seja positivo e pode se aproximar de +1.

O modo de fala (também chamado modo de voz) indica se o quadro atual representa fala com voz ou sem voz. Esse parâmetro pode ter um valor binário com base em uma ou mais medidas de periodicidade (por exemplo, cruzamentos com zero, NACFs, ganho de pitch) e/ou atividade de voz para o quadro, tal como uma relação entre uma medida e o valor limite. Em outras implementações, o parâmetro de modo de fala tem um ou mais outros estados para indicar modos tais como ruído de fundo ou silêncio, ou uma transição entre silêncio e fala com voz.

O encodificador de banda alta A200 é configurado para encodificar sinal de banda alta S30 de acordo com um modelo de fonte-filtro, com a excitação para esse filtro se baseando no sinal de excitação de banda estreita encodificado. A Figura 10 mostra um diagrama de blocos de uma implementação A202 do encodificador de banda alta A200 que é configurado para produzir um fluxo de parâmetros de codificação de banda alta S60 incluindo parâmetros de



filtro de banda alta S60a e fatores de ganho de banda alta S60b. O gerador de excitação de banda alta A300 deriva um sinal de excitação de banda alta S120 a partir do sinal de excitação de banda estreita encodificado S50. O módulo de análise A210 produz um conjunto de valores de parâmetro que particularizam o envelope espectral do sinal de banda alta S30. Nesse exemplo específico, o módulo de análise A210 é configurado para realizar análise LPC para produzir um conjunto de coeficientes de filtro LP para cada quadro do sinal de banda alta S30. Transformada de coeficiente de filtro de predição linear-para-LSF 410 transforma o conjunto de coeficientes de filtro LP em um conjunto correspondente de LSFs. Como observado acima com referência ao módulo de análise 210 e transformada 220, o módulo de análise A210 e/ou transformada 410 pode ser configurado para usar outros conjuntos de coeficiente (por exemplo, coeficientes cepstrais) e/ou representações de coeficiente (por exemplo, ISPs).

O quantizador 420 é configurado para quantizar o conjunto de LSFs de banda alta (ou outra representação de coeficiente, tal como ISPs), e o encodificador de banda alta A202 é configurado para emitir o resultado dessa quantização como os parâmetros de filtro de banda alta S60a. Tal quantizador inclui tipicamente um quantizador de vetor que encodifica o vetor de entrada como um índice para uma entrada de vetor correspondente em uma tabela ou livro-código.

O encodificador de banda alta A202 também inclui um filtro de síntese A220 configurado para produzir um sinal de banda alta sintetizado S130 de acordo com o sinal de excitação de banda alta S120 e o envelope espectral encodificado (por exemplo, o conjunto de coeficientes de filtro LP) produzido pelo módulo de análise A210. O filtro

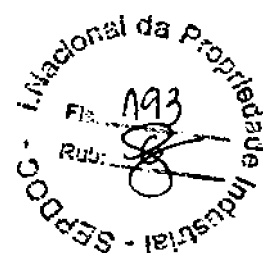


de síntese A220 é tipicamente implementado como um filtro IIR, embora as implementações em FIR também possam ser usadas. Em um exemplo específico, o filtro de síntese A220 é implementado como um filtro auto-regressivo linear de sexta ordem.

O calculador de fator de ganho de banda alta A230 calcula uma ou mais diferenças entre os níveis do sinal de banda alta original S30 e o sinal de banda alta sintetizado S130 para especificar um envelope de ganho para o quadro. O quantizador 430, o qual pode ser implementado como um quantizador de vetor que encodifica o vetor de entrada como um índice para uma entrada de vetor correspondente em uma tabela ou livro-código, quantiza o valor ou valores especificando o envelope de ganho, e o encodificador de banda alta A202 é configurado para emitir o resultado dessa quantização como fatores de ganho de banda alta S60b.

Em uma implementação como mostrado na Figura 10, o filtro de síntese A220 é disposto para receber os coeficientes de filtro a partir do módulo de análise A210. Uma implementação alternativa do encodificador de banda alta A202 inclui um quantizador inverso e uma transformada inversa configurada para decodificar os coeficientes de filtro a partir dos parâmetros de filtro de banda alta S60a, e nesse caso o filtro de síntese A220 é disposto para receber em vez disso os coeficientes de filtro decodificados. Tal arranjo alternativo pode suportar cálculo mais exato do envelope de ganho pelo calculador de ganho de banda alta A230.

Em um exemplo específico, o módulo de análise A210 e o calculador de ganho de banda alta A230 emitem um conjunto de seis LSFs e um conjunto de cinco valores de ganho por quadro, respectivamente, de tal modo que uma extensão de banda larga do sinal de banda estreita S20 pode



ser conseguida apenas com onze valores adicionais por quadro. O ouvido tende a ser menos sensível aos erros em frequência em frequências altas, de tal modo que codificação de banda alta em uma ordem LPC baixa possa produzir um sinal tendo uma qualidade perceptual comparável à codificação de banda estreita em uma ordem LPC superior. Uma implementação típica do encodificador de banda alta A200 pode ser configurada para emitir de 8 a 12 bits por quadro para reconstrução de alta qualidade do envelope espectral e outros 8 a 12 bits por quadro para reconstrução de alta qualidade do envelope temporal. Em outro exemplo específico, o módulo de análise A210 emite um conjunto de oito LSFs por quadro.

Algumas implementações do encodificador de banda alta A200 são configuradas para produzir sinal de excitação de banda alta S120 mediante geração de um sinal de ruído aleatório tendo componentes de frequência de banda alta e modulando em amplitude o sinal de ruído de acordo com o envelope de domínio de tempo do sinal de banda estreita S20, sinal de excitação de banda estreita S80, ou sinal de banda alta S30. Contudo, embora tal método baseado em ruído possa produzir resultados adequados para sons sem voz, ele pode não ser desejável para sons com voz, cujos residuais são normalmente harmônicos e conseqüentemente têm certa estrutura periódica.

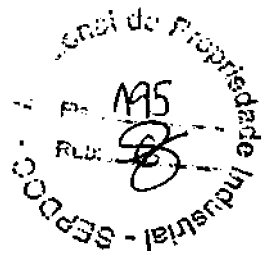
O gerador de excitação de banda alta A300 é configurado para gerar sinal de excitação de banda alta S120 mediante extensão do espectro do sinal de excitação de banda estreita S80 para a faixa de frequência de banda alta. A Figura 11 mostra um diagrama de blocos de uma implementação A302 do gerador de excitação de banda alta A300. O quantizador inverso 450 é configurado para dequantizar o sinal de excitação de banda estreita



encodificado S50 para produzir o sinal de excitação de banda estreita S80. O extensor de espectro A400 é configurado para produzir um sinal estendido harmonicamente S160 baseado no sinal de excitação de banda estreita S80. O combinador 470 é configurado para combinar um sinal de ruído aleatório gerado pelo gerador de ruído 480 e um envelope de domínio do tempo calculado pelo calculador de envelope 460 para produzir um sinal de ruído modulado S170. O combinador 490 é configurado para misturar o sinal harmonicamente estendido S160 e o sinal de ruído modulado S170 para produzir o sinal de excitação de banda alta S120.

Em um exemplo, o extensor de espectro A400 é configurado para realizar uma operação de dobramento espectral (também denominado espelhagem) no sinal de excitação de banda estreita S80 para produzir sinal harmonicamente estendido S160. Dobramento espectral pode ser realizado pelo sinal de excitação de enchimento com zeros S80 e, então, aplicando-se um filtro passa-alta para reter o alias. Em outro exemplo, o extensor de espectro A400 é configurado para produzir sinal harmonicamente estendido S160 mediante translação espectral do sinal de excitação de banda estreita S80 para a banda alta (por exemplo, por intermédio de superamostragem seguida de multiplicação com um sinal de co-seno de frequência constante).

Os métodos de translação e dobramento espectral podem produzir sinais espectralmente estendidos cuja estrutura harmônica é descontínua com a estrutura harmônica original do sinal de excitação de banda estreita S80, em fase e/ou frequência. Por exemplo, tais métodos podem produzir sinais tendo picos que não são geralmente localizados em múltiplos da frequência fundamental, que pode causar artefatos de sonoridade minúscula no sinal de



fala reconstruído. Esses métodos também tendem a produzir harmônicos de alta frequência que têm características tonais não naturalmente fortes. Além disso, devido ao fato de um sinal PSTN poder ser amostrado em 8 kHz, porém limitado em banda a não mais do que 3.400 Hz, o espectro superior do sinal de excitação de banda estreita S80 pode conter pouca ou nenhuma energia, de tal modo que um sinal estendido gerado de acordo com uma operação de translação espectral ou dobramento espectral pode ter um buraco espectral acima de 3.400 Hz.

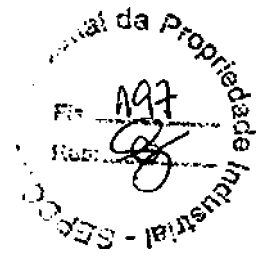
Outros métodos para gerar sinal harmonicamente estendido S160 incluem identificar uma ou mais frequências fundamentais do sinal de excitação de banda estreita S80 e gerar tons harmônicos de acordo com aquela informação. Por exemplo, a estrutura harmônica de um sinal de excitação pode ser particularizada pela frequência fundamental em conjunto com informações de fase e amplitude. Outra implementação do gerador de excitação de banda alta A300 gera um sinal harmonicamente estendido S160 com base na frequência fundamental e amplitude (conforme indicado, por exemplo, pelo atraso de pitch e ganho de pitch). Contudo, a menos que o sinal harmonicamente estendido seja coerente em fase com o sinal de excitação de banda estreita S80, a qualidade da fala decodificada resultante pode não ser aceitável.

Uma função não-linear pode ser usada para criar um sinal de excitação de banda alta que é coerente em fase com a excitação de banda estreita e preserva a estrutura harmônica sem descontinuidade de fase. Uma função não-linear também pode prover um nível de ruído aumentado entre harmônicos de alta frequência, o que tende a soar mais natural do que os harmônicos de alta frequência tonal produzidos por métodos tal como translação espectral e



dobramento espectral. Funções não-lineares sem memória típicas que podem ser aplicadas pelas várias implementações do extensor de espectro A400 incluem a função de valor absoluto (também chamada de retificação de onda completa),
5 retificação de meia onda, elevação ao quadrado, ao cubo, e corte. Outras implementações do extensor de espectro A400 podem ser configuradas para aplicar uma função não-linear tendo memória.

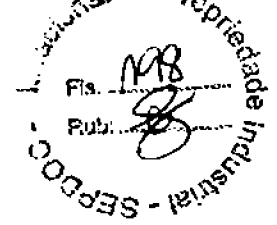
10 A Figura 12 é um diagrama de blocos de uma implementação A402 do extensor de espectro A400 que é configurada para aplicar uma função não-linear para estender o espectro do sinal de excitação de banda estreita S80. O upsampler 510 é configurado para realizar superamostragem do sinal de excitação de banda estreita
15 S80. Pode ser desejável realizar superamostragem do sinal suficientemente para minimizar aliasing quando da aplicação da função não-linear. Em um exemplo específico, o upsampler 510 realiza superamostragem do sinal por um fator de oito. O upsampler 510 pode ser configurado para realizar a
20 operação de superamostragem mediante preenchimento com zeros do sinal de entrada e filtragem por passa-baixa do resultado. O calculador de função não-linear 520 é configurado para aplicar uma função não-linear ao sinal superamostrado. Uma vantagem potencial da função de valor
25 absoluto em relação às outras funções não-lineares para extensão espectral, tal como quadratura, é que a normalização de energia não é necessária. Em algumas implementações, a função de valor absoluto pode ser aplicada eficientemente mediante remoção ou retirada do bit
30 de sinal de cada amostra. O calculador de função não-linear 520 também pode ser configurado para realizar uma distorção em amplitude do sinal espectralmente estendido ou superamostrado.



O downsampler 530 é configurado para realizar subamostragem do resultado espectralmente estendido da aplicação da função não-linear. Pode ser desejável que o downsampler 530 realize uma operação de filtragem por banda passante para selecionar uma banda de frequência desejada do sinal espectralmente estendido antes de reduzir a taxa de amostragem (por exemplo, para reduzir ou evitar aliasing ou corrupção por uma imagem não desejada). Também pode ser desejável que o downsampler 530 reduza a taxa de amostragem em mais do que um estágio.

A Figura 12a é um diagrama que mostra os espectros de sinal em vários pontos em um exemplo de uma operação de extensão espectral, onde a escala de frequência é a mesma através dos vários gráficos. O gráfico (a) mostra o espectro de um exemplo do sinal de excitação de banda estreita S80. O gráfico (b) mostra o espectro após o sinal S80 ter sofrido superamostragem por um fator de oito. O gráfico (c) mostra um exemplo do espectro estendido após aplicação de uma função não-linear. O gráfico (d) mostra o espectro após filtragem por passa-baixa. Nesse exemplo, a banda passante se estende até o limite de frequência superior do sinal de banda alta S30 (por exemplo, 7 kHz ou 8 kHz).

O gráfico (e) mostra o espectro após um primeiro estágio de subamostragem, no qual a taxa de amostragem é reduzida em um fator de quatro para obter um sinal de banda larga. O gráfico (f) mostra o espectro após uma operação de filtragem por passa-alta para selecionar a porção de banda alta do sinal estendido, e o gráfico (g) mostra o espectro após um segundo estágio de subamostragem, no qual a taxa de amostragem é reduzida por um fator de dois. Em um exemplo específico, o downsampler 530 realiza a filtragem passa-alta e segundo estágio de subamostragem mediante passagem



do sinal de banda larga através do filtro passa-alta 130 e downsampler 140 do banco de filtros A112 (ou outras estruturas ou rotinas tendo a mesma resposta) para produzir um sinal espectralmente estendido tendo a faixa de

5 frequência e taxa de amostragem do sinal de banda alta S30.

Como pode ser visto no gráfico (g) subamostragem do sinal passa-alta, mostrada no gráfico (f) causa uma reversão de seu espectro. Nesse exemplo, o downsampler 530, é também configurado para realizar uma operação de inversão

10 espectral no sinal. O gráfico (h) mostra um resultado da aplicação da operação de inversão espectral, a qual pode ser realizada mediante multiplicação do sinal com a função $e^{jn\pi}$ ou a sequência $(-1)^n$, cujos valores alternam entre +1 e -1. Tal operação é equivalente a deslocar o espectro

15 digital do sinal no domínio da frequência por uma distância de π . Observa-se que o mesmo resultado também pode ser obtido mediante aplicação das operações de inversão espectral e subamostragem em uma ordem diferente. As operações de superamostragem e/ou subamostragem também

20 podem ser configuradas para incluir reamostragem para se obter um sinal espectralmente estendido tendo a taxa de amostragem do sinal de banda alta S30 (por exemplo, 7 kHz).

Como observado acima, os bancos de filtros A110 e B120 podem ser implementados de tal modo que um ou ambos os

25 sinais de banda estreita e banda alta S20, S30 tenham uma forma espectralmente reversa na saída do banco de filtros A110, sejam encodificados e decodificados na forma espectralmente reversa, e sejam outra vez espectralmente reversos no banco de filtros B120 antes de serem emitidos

30 no sinal de fala de banda larga S110. Em tal caso, evidentemente, uma operação de inversão espectral como mostrado na Figura 12A não seria necessária, uma vez que



seria desejável que o sinal de excitação de banda alta S120 tivesse também uma forma espectralmente reversa.

As várias tarefas de superamostragem e subamostragem de uma operação de extensão espectral conforme realizada pelo extensor de espectro A402 podem ser configuradas e dispostas em muitas formas diferentes. Por exemplo, a Figura 12b é um diagrama que mostra os espectros de sinal em vários pontos em outro exemplo de uma operação de extensão espectral, onde a escala de frequência é a mesma através dos vários gráficos. O gráfico (a) mostra o espectro de um exemplo de sinal de excitação de banda estreita S80. O gráfico (b) mostra o espectro após o sinal S80 ter sofrido superamostragem por um fator de dois. O gráfico (c) mostra um exemplo do espectro estendido após aplicação de uma função não-linear. Nesse caso, o aliasing que pode ocorrer nas frequências mais altas é aceito.

O gráfico (d) mostra o espectro após uma operação de reversão espectral. O gráfico (e) mostra o espectro após um único estágio de subamostragem, no qual a taxa de amostragem é reduzida por um fator de dois para se obter o sinal espectralmente estendido desejado. Nesse exemplo, o sinal está na forma espectralmente reversa e pode ser usado em uma implementação do encodificador de banda alta A200 que processou o sinal de banda alta S30 em tal forma.

O sinal espectralmente estendido produzido pelo calculador de função não-linear 520 provavelmente tem um declive (dropoff) pronunciado em amplitude à medida que a frequência aumenta. O extensor de espectro A402 inclui um aplanador espectral 540 configurado para realizar uma operação de branqueamento no sinal subamostrado. O aplanador espectral 540 pode ser configurado para realizar uma operação de branqueamento fixa ou para realizar uma operação de branqueamento adaptativa. Em um exemplo



específico de branqueamento adaptativo, o aplanador
espectral 540 inclui um módulo de análise LPC configurado
para calcular um conjunto de quatro coeficientes de filtro
a partir do sinal amostrado descendentemente e um filtro de
análise de quarta ordem configurado para branquear o sinal
de acordo com esses coeficientes. Outras implementações do
extensor de espectro A400 incluem configurações nas quais o
aplanador espectral 540 opera no sinal espectralmente
estendido antes do downsampler 530.

O gerador de excitação de banda alta A300 pode
ser implementado para emitir sinal harmonicamente estendido
S160 como sinal de excitação de banda alta S120. Em alguns
casos, contudo, utilizar apenas um sinal harmonicamente
estendido como a excitação de banda alta pode resultar em
artefatos audíveis. A estrutura harmônica da fala é
geralmente menos pronunciada na banda alta do que na banda
baixa, e usar muita estrutura harmônica no sinal de
excitação de banda alta pode resultar em um som com
zumbido. Esse artefato pode ser especialmente perceptível
em sinais de fala a partir de oradores do sexo feminino.

As modalidades incluem implementações de gerador
de excitação de banda alta A300 que são configurados para
misturar sinal harmonicamente estendido S160 com um sinal
de ruído. Como mostrado na Figura 11, o gerador de
excitação de banda alta A302 inclui um gerador de ruído 480
que é configurado para produzir um sinal de ruído
aleatório. Em um exemplo, o gerador de ruído 480 é
configurado para produzir um sinal de ruído pseudo-
aleatório branco de variância unitária, embora em outras
implementações o sinal de ruído não precise ser branco e
possa ter uma densidade de potência que varia com a
frequência. Pode ser desejável que o gerador de ruído 480
seja configurado para emitir o sinal de ruído como uma



função determinística de tal modo que seu estado possa ser duplicado no decodificador. Por exemplo, o gerador de ruído 480 pode ser configurado para produzir o sinal de ruído como uma função determinística de informações codificada anteriormente dentro do mesmo quadro, tal como os parâmetros de filtro de banda estreita S40 e/ou sinal de excitação de banda estreita encodificado S50.

Antes de ser misturado com o sinal harmonicamente estendido S160, o sinal de ruído aleatório produzido pelo gerador de ruído 480 pode ser modulado em amplitude para ter um envelope de domínio do tempo que se aproxima da distribuição de energia em relação ao tempo do sinal de banda estreita S20, sinal de banda alta S30, sinal de excitação de banda estreita S80, ou sinal harmonicamente estendido S160. Como mostrado na Figura 11, o gerador de excitação de banda alta A302 inclui um combinador 470 configurado para modular em amplitude o sinal de ruído produzido pelo gerador de ruído 480 de acordo com um envelope de domínio do tempo calculado pelo calculador de envelope 460. Por exemplo, o combinador 470 pode ser implementado como um multiplicador disposto para escalonar a saída do gerador de ruído 480 de acordo com o envelope de domínio do tempo calculado pelo calculador de envelope 460 para produzir o sinal de ruído modulado S170.

Em uma implementação A304 do gerador de excitação de banda alta A302, como mostrado no diagrama de blocos da Figura 13, o calculador de envelope 460 é disposto para calcular o envelope do sinal harmonicamente estendido S160. Em uma implementação A306 do gerador de excitação de banda alta A302, como mostrado no diagrama de blocos da Figura 14, o calculador de envelope 460 é disposto para calcular o envelope do sinal de excitação de banda estreita S80. Implementações adicionais do gerador de excitação de banda



alta A302 podem ser configuradas de outra forma para adicionar ruído ao sinal harmonicamente estendido S160 de acordo com os locais dos pulsos de pitch de banda estreita em tempo.

5 O calculador de envelope 460 pode ser configurado para realizar um cálculo de envelope como uma tarefa que inclui uma série de subtarefas. A Figura 15 mostra um fluxograma de um exemplo T100 de tal tarefa. A subtarefa T110 calcula o quadrado de cada amostra do quadro do sinal
10 cujo envelope deve ser modelado (por exemplo, sinal de excitação de banda estreita S80 ou sinal harmonicamente estendido S160) para produzir uma seqüência de valores elevados ao quadrado. A subtarefa T120 realiza uma operação de suavização na seqüência de valores elevados ao quadrado.
15 Em um exemplo, a subtarefa T120 aplica um filtro passa-baixa IIR de primeira ordem para a seqüência de acordo com a expressão

$$y(n) = ax(n) + (1-a)y(n-1), \quad (1)$$

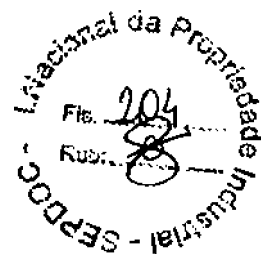
onde x é a entrada de filtro, y é a saída de filtro, n é um
20 índice de domínio do tempo, e a é um coeficiente de suavização tendo um valor entre 0,5 e 1. O valor do coeficiente de suavização a pode ser fixo ou, em uma implementação alternativa, pode ser adaptativo de acordo com uma indicação de ruído no sinal de entrada, de tal modo
25 que a seja mais próximo de 1 na ausência de ruído e mais próximo de 0,5 na presença de ruído. A subtarefa T130 aplica uma função de raiz quadrada a cada amostra da seqüência suavizada para produzir o envelope de domínio do tempo.

30 Tal implementação de calculador de envelope 460 pode ser configurada para realizar as várias subtarefas da tarefa T100 na forma serial e/ou paralela. Em implementações adicionais da tarefa T100, a subtarefa T110

pode ser precedida por uma operação passa-faixa configurada para selecionar uma porção de frequência desejada do sinal cujo envelope deve ser modelado, tal como a faixa de 3-4 kHz.

5 O combinador 490 é configurado para misturar o sinal harmonicamente estendido S160 e o sinal de ruído modulado S170 para produzir o sinal de excitação de banda alta S120. Implementações do combinador 490 podem ser configuradas, por exemplo, para calcular o sinal de
10 excitação de banda alta S120 como uma soma do sinal harmonicamente estendido S160 e sinal de ruído modulado S170. Tal implementação do combinador 490 pode ser configurada para calcular o sinal de excitação de banda
15 alta S120 como uma soma ponderada mediante aplicação de um fator de ponderação ao sinal harmonicamente estendido S160 e/ou sinal de ruído modulado S170 antes da soma. Cada tal
20 fator de ponderação pode ser calculado de acordo com um ou mais critérios e pode ser um valor fixo ou, alternativamente, um valor adaptativo que é calculado em
uma base quadro-por-quadro ou subquadro-por-subquadro.

 A Figura 16 mostra um diagrama de blocos de uma implementação 492 do combinador 490 que é configurada para
calcular o sinal de excitação de banda alta S120 como uma
soma ponderada do sinal harmonicamente estendido S160 e do
25 sinal de ruído modulado S170. O combinador 492 é configurado para ponderar o sinal harmonicamente estendido
S160 de acordo com o fator de ponderação de harmônico S180,
para ponderar o sinal de ruído modulado S170 de acordo com
o fator de ponderação de ruído S190, e para emitir o sinal
30 de excitação de banda alta S120 como uma soma dos sinais ponderados. Nesse exemplo, o combinador 492 inclui um
calculador de fator de ponderação 550 que é configurado



para calcular o fator de ponderação de harmônico S180 e o fator de ponderação de ruído S190.

O calculador de fator de ponderação 550 pode ser configurado para calcular os fatores de ponderação S180 e S190 de acordo com uma razão desejada de conteúdo de harmônico para conteúdo de ruído no sinal de excitação de banda alta S120. Por exemplo, pode ser desejável para o combinador 492 produzir sinal de excitação de banda alta S120 para ter uma relação de energia de harmônico para energia de ruído similar àquela do sinal de banda alta S30. Em algumas implementações do calculador de fator de ponderação 550, os fatores de ponderação S180, S190 são calculados de acordo com um ou mais parâmetros relacionados a uma periodicidade do sinal de banda estreita S20 ou do sinal residual de banda estreita, tal como ganho de pitch e/ou modo de fala. Tal implementação do calculador de fator de ponderação 550 pode ser configurada para atribuir um valor ao fator de ponderação de harmônico S180 que é proporcional ao ganho de pitch, por exemplo, e/ou para atribuir um valor superior ao fator de ponderação de ruído S190 para sinais de fala sem voz do que para os sinais de fala com voz.

Em outras implementações, o calculador de fator de ponderação 550 é configurado para calcular valores para o fator de ponderação de harmônico S180 e/ou fator de ponderação de ruído S190 de acordo com uma medida de periodicidade do sinal de banda alta S30. Em tal exemplo, o calculador de fator de ponderação 550 calcula o fator de ponderação de harmônico S180 como o valor máximo do coeficiente de autocorrelação do sinal de banda alta S30 para o quadro ou subquadro atual, onde a autocorrelação é realizada através de uma faixa de busca que inclui um retardo de um atraso de pitch e não inclui um retardo de



amostras zero. A Figura 17 mostra um exemplo de uma tal faixa de busca de comprimento de n amostras que é centrada em torno de um retardo de um atraso de pitch e tem uma largura não maior do que um atraso de pitch.

5 A Figura 17 mostra também um exemplo de outra abordagem na qual o calculador de fator de ponderação 550 calcula uma medida da periodicidade do sinal de banda alta S30 em vários estágios. Em um primeiro estágio, o quadro atual é dividido em um número de subquadros, e o retardo para o qual o coeficiente de autocorrelação é máximo é
10 identificado separadamente para cada subquadro. Como mencionado acima, a autocorrelação é realizada através de uma faixa de busca que inclui um retardo de um atraso de pitch e não inclui um retardo de amostras zero.

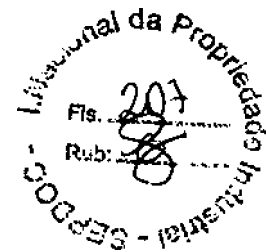
15 Em um segundo estágio, o quadro retardado é construído mediante aplicação do correspondente retardo identificado para cada subquadro, concatenando os subquadros resultantes para construir um quadro otimamente retardado, e calculando o fator de ponderação de harmônico
20 S180 como o coeficiente de correlação entre o quadro original e o quadro otimamente retardado. Em uma alternativa adicional, o calculador de fator de ponderação 550 calcula o fator de ponderação de harmônico S180 como uma média dos coeficientes de autocorrelação máximos
25 obtidos no primeiro estágio para cada subquadro. Implementações do calculador de fator de ponderação 550 também podem ser configuradas para escalonar o coeficiente de correlação, e/ou para combinar o mesmo com outro valor, para calcular o valor para o fator de ponderação de
30 harmônico S180.

Pode ser desejável que o calculador de fator de ponderação 550 calcule uma medida de periodicidade do sinal de banda alta S30 apenas em casos onde uma presença de



periodicidade no quadro é de outro modo indicada. Por exemplo, o calculador de fator de ponderação 550 pode ser configurado para calcular uma medida da periodicidade do sinal de banda alta S30 de acordo com uma relação entre outro indicador de periodicidade do quadro atual, tal como ganho de pitch, e um valor limite. Em um exemplo, o calculador de fator de ponderação 550 é configurado para realizar uma operação de autocorrelação no sinal de banda alta S30 apenas se o ganho de pitch do quadro (por exemplo, o ganho de livro-código adaptativo do residual de banda estreita) tiver um valor de mais do que 0.5 (alternativamente, pelo menos 0.5). Em outro exemplo, o calculador de fator de ponderação 550 é configurado para realizar uma operação de autocorrelação no sinal de banda alta S30 apenas para os quadros tendo estados específicos de modo de fala (por exemplo, apenas para sinais com voz). Em tais casos, o calculador de fator de ponderação 550 pode ser configurado para atribuir um fator de ponderação default aos quadros que têm outros estados de modo de fala e/ou valores de ganho de pitch inferiores.

As modalidades incluem implementações adicionais do calculador de fator de ponderação 550 que são configuradas para calcular fatores de ponderação de acordo com as características diferentes de, ou em adição à periodicidade. Por exemplo, tal implementação pode ser configurada para atribuir um valor superior ao fator de ganho de ruído S190 para sinais de fala tendo um atraso de pitch maior do que para os sinais de fala tendo um menor atraso de pitch. Outra implementação do calculador de fator de ponderação 550 é configurada para determinar uma medida da harmonicidade do sinal de fala de banda larga S10, ou do sinal de banda alta S30, de acordo com uma medida da energia do sinal em múltiplos da frequência fundamental



relativa à energia do sinal em outros componentes de frequência.

Algumas implementações do encodificador de fala de banda larga A100 são configuradas para emitir uma indicação de periodicidade ou harmonicidade (por exemplo, um flag de um bit indicando se o quadro é harmônico ou não-harmônico) com base no ganho de pitch e/ou outra medida de periodicidade ou harmonicidade como descrito aqui. Em um exemplo, um decodificador de fala de banda larga correspondente B100 utiliza essa indicação para configurar uma operação tal como cálculo de fator de ponderação. Em outro exemplo, tal indicação é usada no encodificador e/ou decodificador no cálculo de um valor para um parâmetro do modo de fala.

Pode ser desejável para o gerador de excitação de banda alta A302 gerar o sinal de excitação de banda alta S120 de tal modo que a energia do sinal de excitação seja substancialmente não afetada pelos valores específicos dos fatores de ponderação S180 e S190. Em tal caso, o calculador de fator de ponderação 550 pode ser configurado para calcular um valor para o fator de ponderação de harmônico S180 ou para o fator de ponderação de ruído S190 (ou para receber tal valor a partir do armazenamento ou de outro elemento do encodificador de banda alta A200) e para derivar um valor para o outro fator de ponderação de acordo com uma expressão tal como

$$(W_{\text{harmônico}})^2 + (W_{\text{ruído}})^2 = 1, \quad (2)$$

onde $W_{\text{harmônico}}$ denota fator de ponderação de harmônico S180 e $W_{\text{ruído}}$ denota o fator de ponderação de ruído S190.

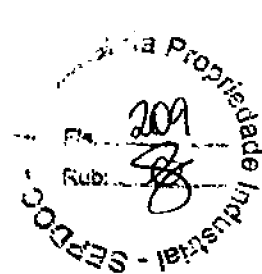
Alternativamente, o calculador de fator de ponderação 550 pode ser configurado para selecionar, de acordo com um valor de uma medida de periodicidade para o quadro ou



subquadro atual, um fator correspondente entre uma pluralidade de pares de fatores de ponderação S180, S190, onde os pares são pré-calculados para satisfazer a uma relação de energia-constante tal como a expressão (2). Para uma implementação de calculador de fator de ponderação 550 no qual a expressão (2) é observada, valores típicos para o fator de ponderação de harmônico S180 variam de aproximadamente 0,7 a aproximadamente 1,0, e valores típicos para o fator de ponderação de ruído S190 variam de aproximadamente 0,1 a aproximadamente 0,7. Outras implementações de calculador de fator de ponderação 550 podem ser configuradas para operar de acordo com uma versão da expressão (2) que é modificada de acordo com uma ponderação de linha base desejada entre o sinal harmonicamente estendido S160 e sinal de ruído modulado S170.

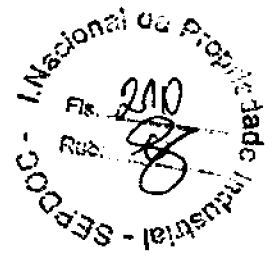
Artefatos podem ocorrer em um sinal de fala sintetizado quando um livro-código disperso (aquele cujas entradas são na maior parte valores zero) foi utilizado para calcular a representação quantizada do residual. Dispersão de livro-código ocorre especialmente quando o sinal de banda estreita é encodificado em uma baixa taxa de bits. Os artefatos causados pela dispersão de livro-código são tipicamente quase periódicos no tempo e ocorrem na maior parte acima de 3 kHz. Devido ao fato da audição humana ter melhor resolução de tempo em frequências superiores, esses artefatos podem ser mais perceptíveis na banda alta.

Modalidades incluem implementações do gerador de excitação de banda alta A300 que são configuradas para realizar filtragem anti-dispersão. A Figura 18 mostra um diagrama de blocos de uma implementação A312 do gerador de excitação de banda alta A302 que inclui um filtro anti-



dispersão 600 disposto para filtrar o sinal de excitação de banda estreita dequantizado produzido pelo quantizador inverso 450. A Figura 19 mostra um diagrama de blocos de uma implementação A314 do gerador de excitação de banda alta A302 que inclui um filtro anti-dispersão 600 disposto para filtrar o sinal espectralmente estendido produzido pelo extensor de espectro A400. A Figura 20 mostra um diagrama de blocos de uma implementação A316 do gerador de excitação de banda alta A302 que inclui um filtro anti-dispersão 600 disposto para filtrar a saída do combinador 490 para produzir o sinal de excitação de banda alta S120. Evidentemente, implementações do gerador de excitação de banda alta A300 que combinam as características de quaisquer das implementações A304 e A306 com as características de quaisquer das implementações A312, A314 e A316 são consideradas e aqui expressamente reveladas. O filtro anti-dispersão 600 também pode ser disposto dentro do extensor de espectro A400: por exemplo, após quaisquer dos elementos 510, 520, 530 e 540 no extensor de espectro A402. É expressamente verificado que o filtro anti-dispersão 600 também pode ser usado com implementações do extensor de espectro A400 que realiza dobramento espectral, translação espectral, ou extensão de harmônico.

O filtro anti-dispersão 600 pode ser configurado para alterar a fase de seu sinal de entrada. Por exemplo, pode ser desejável que o filtro anti-dispersão 600 seja configurado e disposto de tal modo que a fase do sinal de excitação de banda alta S120 se torne aleatória ou, de outro modo, distribuída mais igualmente ao longo do tempo. Também pode ser desejável que a resposta do filtro anti-dispersão 600 seja espectralmente plana, de tal modo que o espectro de magnitude do sinal filtrado não seja consideravelmente mudado. Em um exemplo, o filtro anti-



dispersão 600 é implementado como um filtro passa-tudo tendo uma função de transferência de acordo com a seguinte expressão:

$$H(z) = \frac{-0,7 + z^{-4}}{1 - 0,7z^{-4}} \cdot \frac{0,6 + z^{-6}}{1 + 0,6z^{-6}}. \quad (3)$$

5 Um efeito de tal filtro pode ser o de espalhar a energia do sinal de entrada de modo que ela não mais seja concentrada em apenas umas poucas amostras.

Os artefatos causados por dispersão de livro-código são normalmente mais perceptíveis para os sinais semelhantes a ruído, onde o residual inclui menos informação de pitch, e também para fala em ruído de fundo. A dispersão tipicamente causa um número menor de artefatos em casos onde a excitação tem estrutura de longo prazo, e na realidade modificação de fase pode causar ruído nos

10 sinais com voz. Desse modo pode ser desejável configurar o filtro anti-dispersão 600 para filtrar os sinais sem voz e passar pelo menos alguns sinais com voz sem alteração. Os sinais sem voz são particularizados por um baixo ganho de pitch (por exemplo, ganho de livro-código adaptativo de

15 banda estreita quantizada) e uma inclinação espectral (por exemplo, primeiro coeficiente de reflexão quantizado) que é próximo de zero ou positivo, indicando um envelope espectral que é plano ou inclinado no sentido para cima com frequência incremental. Implementações típicas de filtro

20 anti-dispersão 600 são configuradas para filtrar sons sem voz (por exemplo, como indicado pelo valor da inclinação espectral), para filtrar os sinais com voz quando o ganho de pitch está abaixo de um valor limite (alternativamente, não superior ao valor limite), e de outro modo para passar

25 o sinal sem alteração.

30

Implementações adicionais do filtro anti-dispersão 600 incluem dois ou mais filtros que são



configurados para ter diferentes ângulos de modificação de fase máxima (por exemplo, até 180 graus). Em tal caso, o filtro anti-dispersão 600 pode ser configurado para selecionar dentre esses filtros componentes de acordo com um valor do ganho de pitch (por exemplo, o livro-código adaptativo quantizado ou ganho LTP), de tal modo que um ângulo de modificação de fase máximo maior seja usado para quadros tendo valores de ganho de pitch menores. Uma implementação do filtro anti-dispersão 600 também pode incluir diferentes filtros componentes que são configurados para modificar a fase através de mais ou menos do espectro de frequência, de tal modo que um filtro configurado para modificar a fase através de uma faixa de frequência mais ampla do sinal de entrada seja usado para os quadros tendo valores de ganho de pitch menores.

Para reprodução exata do sinal de fala encodificado, pode ser desejável que a relação entre os níveis das porções de banda alta e de banda estreita do sinal de fala de banda larga sintetizado S100 seja similar àquele no sinal de fala de banda larga original S10. Em adição a um envelope espectral conforme representado pelos parâmetros de codificação de banda alta S60a, o encodificador de banda alta A200 pode ser configurado para particularizar o sinal de banda alta S30 mediante especificação de um envelope de ganho ou de tempo. Como mostrado na Figura 10, o encodificador de banda alta A202 inclui um calculador de fator de ganho de banda alta A230 que é configurado e disposto para calcular um ou mais fatores de ganho de acordo com uma relação entre o sinal de banda alta S30 e o sinal de banda alta sintetizado S130, tal como uma diferença ou relação entre as energias dos dois sinais através de um quadro ou de certa porção do mesmo. Em outras implementações do encodificador de banda



alta A202, o calculador de ganho de banda alta A230 pode ser similarmente configurado, porém disposto em vez disso para calcular o envelope de ganho de acordo com tal relação variável em tempo entre o sinal de banda alta S30 e o sinal de excitação de banda estreita S80 ou sinal de excitação de banda alta S120.

Os envelopes temporais do sinal de excitação de banda estreita S80 e sinal de banda alta S30 provavelmente devem ser similares. Portanto, encodificar um envelope de ganho que se baseia em uma relação entre o sinal de banda alta S30 e o sinal de excitação de banda estreita S80 (ou um sinal derivado a partir daí, tal como sinal de excitação de banda alta S120 ou sinal de banda alta sintetizada S130) geralmente será mais eficiente do que encodificar um envelope de ganho com base apenas no sinal de banda alta S30. Em uma implementação típica, o encodificador de banda alta A202 é configurado para emitir um índice quantizado de 8 a 12 bits que especifica cinco fatores de ganho para cada quadro.

O calculador de fator de ganho de banda alta A230 pode ser configurado para realizar cálculo de fator de ganho como uma tarefa que inclui uma ou mais séries de subtarefas. A Figura 21 mostra um fluxograma de um exemplo T200 de tal tarefa que calcula um valor de ganho para um subquadro correspondente de acordo com as energias relativas do sinal de banda alta S30 e sinal de banda alta sintetizado S130. As tarefas 220a e 220b calculam as energias dos subquadros correspondentes dos respectivos sinais. Por exemplo, as tarefas 220a e 220b podem ser configuradas para calcular a energia como uma soma dos quadrados das amostras do respectivo subquadro. A tarefa T230 calcula um fator de ganho para o subquadro como a raiz quadrada da relação dessas energias. Nesse exemplo, a



tarefa T230 calcula o fator de ganho como a raiz quadrada da relação da energia do sinal de banda alta S30 para a energia do sinal de banda alta sintetizado S130 em relação ao subquadro.

5 Pode ser desejável que o calculador de fator de ganho de banda alta A230 seja configurado para calcular as energias de subquadro de acordo com uma função de janelamento. A Figura 22 mostra um fluxograma de tal implementação T210 da tarefa de cálculo de fator de ganho
10 T200. A tarefa T215a aplica uma função de janelamento ao sinal de banda alta S30, e a tarefa T215b aplica a mesma função de janelamento ao sinal de banda alta sintetizado S130. As implementações 222a e 222b das tarefas 220a e 220b calculam as energias das respectivas janelas, e a tarefa
15 T230 calcula um fator de ganho para o subquadro como a raiz quadrada da relação das energias.

 Pode ser desejável aplicar uma função de janelamento que sobrepõe subquadros adjacentes. Por exemplo, a função de janelamento que produz fatores de ganho que podem ser aplicados em uma forma de sobreposição-
20 adição pode ajudar a reduzir ou evitar a descontinuidade entre subquadros. Em um exemplo, o calculador de fator de ganho de banda alta A230 é configurado para aplicar uma função de janelamento trapezoidal como mostrado na Figura
25 23a, na qual a janela se sobrepõe a cada um dos dois subquadros adjacentes em um milissegundo. A Figura 23b mostra uma aplicação dessa função de janelamento para cada um dos cinco subquadros de um quadro de 20 milissegundos. Outras implementações do calculador de fator de ganho de
30 banda alta A230 podem ser configuradas para aplicar funções de janelamento tendo diferentes períodos de sobreposição e/ou diferentes formatos de janela (por exemplo, retangular, Hamming) que podem ser simétricos ou



assimétricos. Também é possível para uma implementação do
calculador de fator de ganho de banda alta A230 ser
configurada para aplicar diferentes funções de janelamento
aos diferentes subquadros dentro de um quadro e/ou para um
quadro incluir subquadros de comprimentos diferentes.

Sem limitação, os valores a seguir são
apresentados como exemplos para implementações específicas.
Um quadro de 20 ms é suposto para esses casos, embora
qualquer outra duração possa ser usada. Para um sinal de
banda alta amostrado em 7 kHz, cada quadro tem 140
amostras. Se tal quadro é dividido em cinco subquadros de
comprimento igual, cada subquadro terá 28 amostras, e a
janela como mostrado na Figura 23a terá 42 amostras de
largura. Para um sinal de banda alta amostrado em 8 kHz,
cada quadro tem 160 amostras. Se tal quadro é dividido em
cinco subquadros de comprimento igual, cada subquadro terá
32 amostras, e a janela como mostrado nas Figuras 23a será
de 48 amostras de largura. Em outras implementações, os
subquadros de qualquer largura podem ser usados, e é até
mesmo possível que uma implementação do calculador de ganho
de banda alta A230 seja configurada para produzir um fator
de ganho diferente para cada amostra de um quadro.

A Figura 24 mostra um diagrama de blocos de uma
implementação B202 do decodificador de banda alta B200. O
decodificador de banda alta B202 inclui um gerador de
excitação de banda alta B300 que é configurado para
produzir o sinal de excitação de banda alta S120 com base
no sinal de excitação de banda estreita S80. Dependendo das
escolhas do projeto de sistema específico, o gerador de
excitação de banda alta B300 pode ser implementado de
acordo com qualquer uma das implementações do gerador de
excitação de banda alta A300 como descrito aqui.
Tipicamente, é desejável implementar o gerador de excitação



de banda alta B300 para ter a mesma resposta que o gerador de excitação de banda alta do encodificador de banda alta do sistema de codificação específico. Devido ao fato do decodificador de banda estreita B110 realizar tipicamente a dequantização do sinal de excitação de banda estreita encodificado S50, contudo, na maioria dos casos o gerador de excitação de banda alta B300 pode ser implementado para receber o sinal de excitação de banda estreita S80 a partir do decodificador de banda estreita B110 e não precisar incluir um quantizador inverso configurado para dequantizar o sinal de excitação de banda estreita encodificado S50. Também é possível que o decodificador de banda estreita B110 seja implementado para incluir uma ocorrência do filtro anti-dispersão 600 disposto para filtrar o sinal de excitação de banda estreita dequantizado antes de ser introduzido em um filtro de síntese de banda estreita, tal como filtro 330.

O quantizador inverso 560 é configurado para dequantizar os parâmetros de filtro de banda alta S60a (nesse exemplo, para um conjunto de LSFs), e a transformada de coeficiente de filtro de LSF-para-LP 570 é configurada para transformar os LSFs em um conjunto de coeficientes de filtro (por exemplo, como descrito acima com referência ao quantizador inverso 240 e transformada 250 do encodificador de banda estreita A122). Em outras implementações, como mencionado acima, conjuntos de coeficientes diferentes (por exemplo, coeficientes cepstrais) e/ou representações de coeficientes (por exemplo, ISPs) podem ser usados. O filtro de síntese de banda alta B204 é configurado para produzir um sinal de banda alta sintetizado de acordo com o sinal de excitação de banda alta S120 e o conjunto de coeficientes de filtro. Para um sistema no qual o encodificador de banda alta inclui um filtro de síntese (como no exemplo do



encodificador A202 descrito acima, por exemplo), pode ser desejável implementar o filtro de síntese de banda alta B204 para ter a mesma resposta (por exemplo, a mesma função de transferência) que aquela do filtro de síntese.

5 O decodificador de banda alta B202 inclui também um quantizador inverso 580 configurado para dequantizar os fatores de ganho de banda alta S60b, e um elemento de controle de ganho 590 (por exemplo, um multiplicador ou amplificador) configurado e disposto para aplicar os

10 fatores de ganho dequantizados ao sinal de banda alta sintetizado para produzir o sinal de banda alta S100. Para um caso no qual o envelope de ganho de um quadro é especificado por mais do que um fator de ganho, o elemento de controle de ganho 590 pode incluir lógica configurada

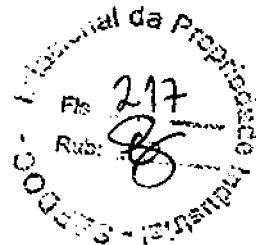
15 para aplicar os fatores de ganho aos respectivos subquadros, possivelmente de acordo com uma função de janelamento que pode ser a mesma ou uma diferente função de janelamento conforme aplicada por um calculador de ganho (por exemplo, calculador de ganho de banda alta A230) do

20 encodificador de banda alta correspondente. Em outras implementações do decodificador de banda alta B202, o elemento de controle de ganho 590 é similarmente configurado, mas é disposto em vez disso para aplicar os

25 fatores de ganho dequantizados ao sinal de excitação de banda estreita S80 ou ao sinal de excitação de banda alta S120.

 Como mencionado acima, pode ser desejável obter o mesmo estado no encodificador de banda alta e no decodificador de banda alta (por exemplo, mediante uso de

30 valores dequantizados durante encodificação). Desse modo pode ser desejável em um sistema de codificação de acordo com tal implementação garantir o mesmo estado para os geradores de ruído correspondentes nos geradores de



excitação de banda alta A300 e B300. Por exemplo, os geradores de excitação de banda alta A300 e B300 de tal implementação podem ser configurados de tal modo que o estado do gerador de ruído seja uma função determinística de informações já codificadas dentro do mesmo quadro (por exemplo, parâmetros de filtro de banda estreita S40 ou uma porção do mesmo e/ou sinal de excitação de banda estreita encodificado S50 ou uma porção do mesmo).

Um ou mais dos quantizadores dos elementos aqui descritos (por exemplo, quantizador 230, 420 ou 430) podem ser configurados para realizar quantização de vetor classificado. Por exemplo, tal quantizador pode ser configurado para selecionar um dentre um conjunto de livros-código com base em informações que já foram codificadas dentro do mesmo quadro no canal de banda estreita e/ou no canal de banda alta. Tal técnica tipicamente provê maior eficiência de codificação à custa de armazenamento de livro-código adicional.

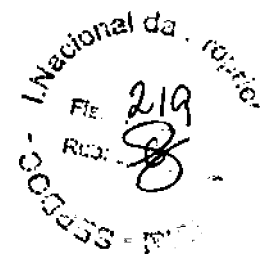
Como discutido acima com referência, por exemplo, às Figuras 8 e 9, uma quantidade considerável de estrutura periódica pode permanecer no sinal residual após remoção do envelope espectral grosseiro a partir do sinal de fala de banda estreita S20. Por exemplo, o sinal residual pode conter uma sequência de pulsos ou picos aproximadamente periódicos ao longo do tempo. Tal estrutura, a qual é tipicamente relacionada ao pitch, é especialmente provável de ocorrer nos sinais de fala com voz. O cálculo de uma representação quantizada do sinal residual de banda estreita pode incluir encodificação dessa estrutura de pitch de acordo com um modelo de periodicidade de longo prazo conforme representado, por exemplo, por um ou mais livros-código.



A estrutura de pitch de um sinal residual efetivo pode não coincidir exatamente com o modelo de periodicidade. Por exemplo, o sinal residual pode incluir pequenos jitters na regularidade dos locais dos pulsos de pitch, de tal modo que as distâncias entre pulsos de pitch sucessivos em um quadro não sejam exatamente iguais e a estrutura não seja muito regular. Essas irregularidades tendem a reduzir a eficiência de codificação.

Algumas implementações do encodificador de banda estreita Al20 são configuradas para realizar uma regularização da estrutura de pitch mediante aplicação de uma distorção de tempo adaptativa ao residual antes ou durante quantização ou, de outro modo, mediante inclusão de uma distorção de tempo adaptativa no sinal de excitação encodificado. Por exemplo, tal encodificador pode ser configurado para selecionar ou, de outro modo, calcular um grau de distorção de tempo (por exemplo, de acordo com um ou mais critérios de ponderação perceptual e/ou minimização de erro) de tal modo que o sinal de excitação resultante se ajuste otimamente ao modelo de periodicidade de longo prazo. A regularização da estrutura de pitch é realizada por um subconjunto de encodificadores CELP denominados encodificadores de Predição Linear Excitada por Código de Relaxamento (RCELP).

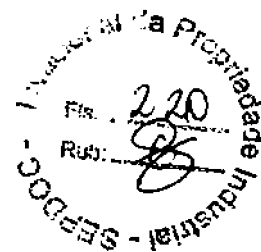
Um encodificador RCELP é configurado tipicamente para realizar a distorção de tempo como um deslocamento de tempo adaptativo. Esse deslocamento de tempo pode ser um retardo variando de uns poucos milissegundos negativos até uns poucos milissegundos positivos, e normalmente é variado suavemente para evitar descontinuidades audíveis. Em algumas implementações, tal encodificador é configurado para aplicar a regularização de uma forma sucessiva, em que cada quadro ou subquadro é distorcido em um deslocamento de



tempo fixo correspondente. Em outras implementações, o encodificador é configurado para aplicar a regularização como uma função de distorção contínua, de tal modo que um quadro ou subquadro seja distorcido de acordo com um contorno de pitch (também denominado trajetória de pitch). Em alguns casos, (por exemplo, como descrito na Publicação de Pedido de Patente US 2004/0098255), o encodificador é configurado para incluir uma distorção de tempo no sinal de excitação encodificado mediante aplicação do deslocamento a um sinal de entrada perceptualmente ponderado que é usado para calcular o sinal de excitação encodificado.

O encodificador calcula um sinal de excitação encodificado que é regularizado e quantizado, e o decodificador dequantiza o sinal de excitação encodificado para obter um sinal de excitação que é usado para sintetizar o sinal de fala decodificado. O sinal de saída decodificado desse modo exibe o mesmo retardo variável que foi incluído no sinal de excitação encodificado por intermédio da regularização. Tipicamente, nenhuma informação especificando as quantidades de regularização é transmitida para o decodificador.

A regularização tende a tornar o sinal residual mais fácil de encodificar, o que melhora o ganho de codificação a partir do preditor de longo prazo e, desse modo, aumenta a eficiência de codificação global, geralmente sem gerar artefatos. Pode ser desejável realizar regularização apenas em quadros que têm voz. Por exemplo, o encodificador de banda estreita A124 pode ser configurado para deslocar apenas aqueles quadros ou subquadros tendo uma estrutura de longo prazo, tal como sinais com voz. Pode ainda ser desejável realizar a regularização apenas em subquadros que incluem energia de pulso de pitch. Várias implementações de codificação RCELP são descritas nas



Patentes US 5.704.003 (Kleijn et al.) e 6.879.955 (Rao) e na Publicação de Pedido de Patente US 2004/0098255 (Kovesi et al.). Implementações existentes de codificadores RCELP incluem o Codec de Taxa Variável Aperfeiçoado (EVRC), conforme descrito na Associação de Indústrias de Telecomunicações (TIA) IS-127, e o Vocoder de modo selecionável (SMV) do "Projeto de Parceria de Terceira Geração 2" (3GPP2).

Infelizmente, regularização pode causar problemas para um codificador de fala de banda larga no qual a excitação de banda alta é derivada do sinal de excitação de banda estreita encodificado (tal como um sistema incluindo encodificador de fala de banda larga A100 e o decodificador de fala de banda larga B100). Devido à sua derivação a partir de um sinal distorcido no tempo, o sinal de excitação de banda alta terá geralmente um perfil de tempo que é diferente daquele do sinal de fala de banda alta original. Em outras palavras, o sinal de excitação de banda alta não mais será síncrono com o sinal de fala de banda alta original.

Um desalinhamento no tempo entre o sinal de excitação de banda alta distorcido e o sinal de fala de banda alta original pode causar vários problemas. Por exemplo, o sinal de excitação de banda alta distorcido pode não mais prover uma excitação de fonte adequada para um filtro de síntese que é configurado de acordo com os parâmetros de filtro extraídos do sinal de fala de banda alta original. Como resultado, o sinal de banda alta sintetizado pode conter artefatos audíveis que reduzem a qualidade percebida do sinal de fala de banda larga decodificado.

O desalinhamento no tempo também pode causar ineficiências na encodificação de envelope de ganho. Como



5 mencionado acima, é provável que exista uma correlação entre os envelopes temporais do sinal de excitação de banda estreita S80 e o sinal de banda alta S30. Mediante encodificação do envelope de ganho do sinal de banda alta de acordo com uma relação entre esses dois envelopes temporais, um aumento em eficiência de codificação pode ser realizado em comparação com a encodificação do envelope de ganho diretamente. Contudo, quando o sinal de excitação de banda estreita encodificado é regularizado, essa correlação
10 pode ser enfraquecida. O desalinhamento no tempo entre o sinal de excitação de banda estreita S80 e o sinal de banda alta S30 pode fazer com que apareçam flutuações em fatores de ganho de banda alta S60b, e a eficiência de codificação pode cair.

15 As modalidades incluem métodos para encodificação de fala de banda larga que realizam distorção de tempo de um sinal de fala de banda alta de acordo com uma distorção de tempo incluída em um sinal de excitação de banda estreita encodificado correspondente. Vantagens potenciais de tais métodos incluem melhorar a qualidade de um sinal de
20 fala de banda larga decodificado e/ou melhorar a eficiência da codificação de um envelope de ganho de banda alta.

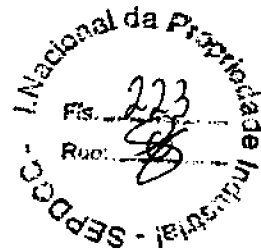
A Figura 25 mostra um diagrama de blocos de uma implementação AD10 de encodificador de fala de banda larga A100. O encodificador AD10 inclui uma implementação A124 de
25 encodificador de banda estreita A120 que é configurada para realizar regularização durante cálculo do sinal de excitação de banda estreita encodificado S50. Por exemplo, o encodificador de banda estreita A124 pode ser configurado de acordo com uma ou mais implementações RCELP discutidas
30 acima.

O encodificador de banda estreita A124 também é configurado para emitir um sinal de dados de regularização



SD10 que especifica o grau de distorção de tempo aplicado. Para diversos casos nos quais o encodificador de banda estreita A124 é configurado para aplicar um deslocamento de tempo fixo a cada quadro ou subquadro, o sinal de dados de regularização SD10 pode incluir uma série de valores indicando cada quantidade de deslocamento de tempo como um valor de número inteiro ou de número não inteiro em termos de amostras, milissegundos, ou algum outro incremento de tempo. Para um caso no qual o encodificador de banda estreita A124 é configurado para de outro modo modificar a escala de tempo de um quadro ou outra sequência de amostras (por exemplo, mediante compactação de uma porção e expandindo outra porção), o sinal de informação de regularização SD10 pode incluir uma descrição correspondente da modificação, tal como um conjunto de parâmetros de função. Em um exemplo específico, o encodificador de banda estreita A124 é configurado para dividir um quadro em três subquadros e para calcular um deslocamento de tempo fixo para cada subquadro, de tal modo que o sinal de dados de regularização SD10 indique três quantidades de deslocamento de tempo para cada quadro regularizado do sinal de banda estreita encodificado.

O encodificador de fala de banda larga AD10 inclui uma linha de retardo D120 configurada para avançar ou retardar porções do sinal de fala de banda alta S30, de acordo com quantidades de retardo indicadas por um sinal de entrada, para produzir o sinal de fala de banda alta distorcido no tempo S30a. No exemplo mostrado na Figura 25, a linha de retardo D120 é configurada para distorcer no tempo o sinal de fala de banda alta S30 de acordo com a distorção indicada pelo sinal de dados de regularização SD10. De tal modo, a mesma quantidade de distorção de tempo que foi incluída no sinal de excitação de banda estreita



encodificado S50 também é aplicada à porção correspondente do sinal de fala de banda alta S30 antes da análise. Embora esse exemplo mostre linha de retardo D120 como um elemento separado do encodificador de banda alta A200, em outras implementações a linha de retardo D120 é disposta como parte do encodificador de banda alta.

Implementações adicionais do encodificador de banda alta A200 podem ser configuradas para realizar análise espectral (por exemplo, análise LPC) do sinal de fala de banda alta não-distorcido S30 e para realizar distorção de tempo do sinal de fala de banda alta S30 antes do cálculo dos parâmetros de ganho da banda alta S60b. Tal encodificador pode incluir, por exemplo, uma implementação da linha de retardo D120 disposta para realizar a distorção de tempo. Em tais casos, contudo, os parâmetros de filtro de banda alta S60a com base na análise do sinal não-distorcido S30 pode descrever um envelope espectral que é desalinhado no tempo com o sinal de excitação de banda alta S120.

A linha de retardo D120 pode ser configurada de acordo com qualquer combinação de elementos lógicos e elementos de armazenamento adequados para aplicar as operações de distorção de tempo desejadas ao sinal de fala de banda alta S30. Por exemplo, a linha de retardo D120 pode ser configurada para ler o sinal de fala de banda alta S30 a partir de um buffer de acordo com os deslocamentos de tempo desejados. A Figura 26a mostra um diagrama esquemático de tal implementação D122 da linha de retardo D120 que inclui um registrador de deslocamento SR1. O registrador de deslocamento SR1 é um buffer de certo comprimento m que é configurado para receber e armazenar as m amostras mais recentes do sinal de fala de banda alta S30. O valor m é igual pelo menos à soma dos deslocamentos



de tempo máximos positivos (ou "avanço") e negativos (ou "demora") a serem suportados. Pode ser desejável que o valor m seja igual ao comprimento de um quadro ou subquadro do sinal de banda alta S30.

5 A linha de retardo D122 é configurada para emitir o sinal de banda alta distorcido no tempo S30a a partir de um local de offset OL do registrador de deslocamento SR1. A posição do local de offset OL varia em torno de uma posição de referência (deslocamento de tempo zero) de acordo com o
10 deslocamento de tempo atual conforme indicado, por exemplo, pelo sinal de dados de regularização SD10. A linha de retardo D122 pode ser configurada para suportar limites iguais de avanço e demora ou, alternativamente, um limite maior do que o outro de tal modo que um deslocamento maior
15 possa ser realizado em uma direção do que na outra. A Figura 26a mostra um exemplo específico que suporta um deslocamento de tempo positivo maior do que negativo. A linha de retardo D122 pode ser configurada para emitir uma ou mais amostras em um tempo (dependendo de uma largura de
20 barramento de saída, por exemplo).

Um deslocamento de tempo de regularização tendo uma magnitude de mais do que uns poucos milissegundos pode causar artefatos audíveis no sinal decodificado. Tipicamente a magnitude de um deslocamento de tempo de
25 regularização conforme realizado por um encodificador de banda estreita A124 não excederá uns poucos milissegundos de tal modo que os deslocamentos de tempo indicados pelo sinal de dados de regularização SD10 serão limitados. Contudo, pode ser desejado em tais casos que a linha de
30 retardo D122 seja configurada para impor um limite máximo aos deslocamentos de tempo na direção positiva e/ou negativa (por exemplo, para observar um limite mais curto



do que aquele imposto pelo encodificador de banda estreita).

A Figura 26b mostra um diagrama esquemático de uma implementação D124 de linha de retardo D124 que inclui uma janela de deslocamento SW. Nesse exemplo, a posição do local de offset OL é limitada pela janela de deslocamento SW. Embora a Figura 26b mostre um caso no qual o comprimento do buffer m é maior do que a largura da janela de deslocamento SW, a linha de retardo D124 também pode ser implementada de tal modo que a largura da janela de deslocamento SW seja igual a m.

Em outras implementações, a linha de retardo D120 é configurada para gravar o sinal de fala de banda alta S30 em um buffer de acordo com os deslocamentos de tempo desejados. A Figura 27 mostra um diagrama esquemático de tal implementação D130 da linha de retardo D120 que inclui dois registradores de deslocamento SR2 e SR3 configurados para receber e armazenar o sinal de fala de banda alta S30. A linha de retardo D130 é configurada para gravar um quadro ou subquadro a partir do registrador de deslocamento SR2 para o registrador de deslocamento SR3 de acordo com um deslocamento de tempo como indicado, por exemplo, pelo sinal de dados de regularização SD10. O registrador de deslocamento SR3 é configurado como um buffer FIFO disposto para emitir o sinal de banda alta distorcido no tempo S30a.

No exemplo específico mostrado na Figura 27, o registrador de deslocamento SR2 inclui uma porção de buffer de quadro FB1 e uma porção de buffer de retardo DB, e o registrador de deslocamento SR3 inclui uma porção de buffer de quadro SB2, uma porção de buffer de avanço AB, e uma porção de buffer de atraso RB. Os comprimentos do buffer de avanço AB e do buffer de atraso RB podem ser iguais, ou um deles pode ser maior do que o outro, de tal modo que um



deslocamento maior em uma direção seja suportado do que em outra. O buffer de retardo DB e a porção de buffer de atraso RB podem ser configurados para ter o mesmo comprimento. Alternativamente, o buffer de retardo DB pode ser mais curto do que o buffer de atraso RB para considerar um intervalo de tempo exigido para transferir amostras a partir do buffer de quadro FB1 para o registrador de deslocamento SR3, o que pode incluir outras operações de processamento tal como distorção das amostras antes do armazenamento no registrador de deslocamento SR3.

No exemplo da Figura 27, o buffer de quadro FB1 é configurado para ter um comprimento igual àquele de um quadro do sinal de banda alta S30. Em outro exemplo, o buffer de quadro FB1 é configurado para ter um comprimento igual àquele de um subquadro do sinal de banda alta S30. Em tal caso, a linha de retardo D130 pode ser configurada para incluir lógica para aplicar o mesmo retardo (por exemplo, uma média) a todos os subquadros de um quadro a ser deslocado. A linha de retardo D130 também pode incluir lógica para valores médios a partir do buffer de quadro FB1 com valores a serem sobrescritos no buffer de atraso RB ou buffer de avanço AB. Em um exemplo adicional, o registrador de deslocamento SR3 pode ser configurado para receber valores do sinal de banda alta S30 apenas por intermédio do buffer de quadro FB1, e em tal caso a linha de retardo D130 pode incluir lógica para interpolar através de intervalos entre quadros ou subquadros sucessivos gravados no registrador de deslocamento SR3. Em outras implementações, a linha de retardo D130 pode ser configurada para realizar uma operação de distorção nas amostras a partir do buffer de quadro FB1 antes de gravá-las no registrador de deslocamento SR3 (por exemplo, de acordo com uma função descrita pelo sinal de dados de regularização SD10).



Pode ser desejável que a linha de retardo D120 aplique uma distorção de tempo que se baseia, mas não é idêntica, à distorção especificada pelo sinal de dados de regularização SD10. A Figura 28 mostra um diagrama de blocos de uma implementação AD12 do encodificador de fala de banda larga AD10 que inclui um mapeador de valores de retardo D110. O mapeador de valores de retardo D110 é configurado para mapear a distorção indicada pelo sinal de dados de regularização SD10 em valores de retardo mapeados SD10a. A linha de retardo D120 é disposta para produzir sinal de fala de banda alta distorcido no tempo S30a de acordo com a distorção indicada pelos valores de retardo mapeados SD10a.

Pode-se esperar que o deslocamento de tempo aplicado pelo encodificador de banda estreita se desenvolva suavemente ao longo do tempo. Portanto, é tipicamente suficiente computar o deslocamento de tempo de banda estreita médio, aplicado aos subquadros durante um quadro de fala, e deslocar um quadro correspondente do sinal de fala de banda alta S30 de acordo com essa média. Em tal exemplo, o mapeador de valores de retardo D110 é configurado para calcular uma média dos valores de retardo de subquadro para cada quadro, e a linha de retardo D120 é configurada para aplicar a média calculada a um quadro correspondente do sinal de banda alta S30. Em outros exemplos, uma média em relação a um período mais curto (tal como dois subquadros, ou metade de um quadro) ou um período mais longo (tal como dois quadros) pode ser calculada e aplicada. Em um caso onde a média é um valor de número não-inteiro de amostras, o mapeador de valores de retardo D110 pode ser configurado para arredondar o valor para um número inteiro de amostras antes de emití-lo para a linha de retardo D120.



O encodificador de banda estreita A124 pode ser configurado para incluir um deslocamento de tempo de regularização de um número não-inteiro de amostras no sinal de excitação de banda estreita encodificado. Em tal caso, pode ser desejável que o mapeador de valores de retardo D110 seja configurado para arredondar o deslocamento de tempo de banda estreita para um número inteiro de amostras e que a linha de retardo D120 aplique o deslocamento de tempo arredondado ao sinal de fala de banda alta S30.

Em algumas implementações de encodificador de fala de banda larga AD10, as taxas de amostragem do sinal de fala de banda estreita S20 e do sinal de fala de banda alta S30 podem diferir. Em tais casos, o mapeador de valores de retardo D110 pode ser configurado para ajustar quantidades de deslocamento de tempo indicadas no sinal de dados de regularização SD10 para considerar uma diferença entre as taxas de amostragem do sinal de fala de banda estreita S20 (ou sinal de excitação de banda estreita S80) e sinal de fala de banda alta S30. Por exemplo, o mapeador de valores de retardo D110 pode ser configurado para escalonar as quantidades de deslocamento de tempo de acordo com uma relação das taxas de amostragem. Em um exemplo específico, como mencionado acima, o sinal de fala de banda estreita S20 é amostrado em 8 kHz, e o sinal de fala de banda alta S30 é amostrado em 7 kHz. Nesse caso, o mapeador de valores de retardo D110 é configurado para multiplicar cada quantidade de deslocamento por 7/8. Implementações do mapeador de valores de retardo D110 também podem ser configuradas para realizar tal operação de escalonamento em conjunto com um arredondamento para número inteiro e/ou uma operação de cálculo de média de deslocamento de tempo conforme descrito aqui.



Em implementações adicionais, a linha de retardo D120 é configurada para de outro modo modificar a escala de tempo de um quadro ou outra sequência de amostras (por exemplo, mediante compressão de uma porção e expansão de outra porção). Por exemplo, o encodificador de banda estreita A124 pode ser configurado para realizar a regularização de acordo com uma função tal como um contorno ou trajetória de pitch. Em tal caso, o sinal de dados de regularização SD10 pode incluir uma descrição correspondente da função, tal como um conjunto de parâmetros, e a linha de retardo D120 pode incluir lógica configurada para distorcer quadros ou subquadros do sinal de fala de banda alta S30 de acordo com a função. Em outras implementações, o mapeador de valores de retardo D110 é configurado para calcular a média, escalonar, e/ou arredondar a função antes dela ser aplicada ao sinal de fala de banda alta S30 pela linha de retardo D120. Por exemplo, o mapeador de valores de retardo D110 pode ser configurado para calcular um ou mais valores de retardo de acordo com a função, cada valor de retardo indicando um número de amostras, as quais são então aplicadas pela linha de retardo D120 para distorcer no tempo um ou mais quadros ou subquadros correspondentes do sinal de fala de banda alta S30.

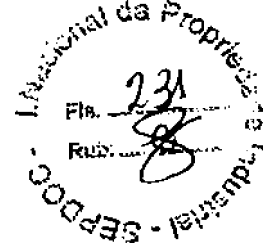
A Figura 29 mostra um fluxograma para um método MD100 de distorção de tempo de um sinal de fala de banda alta de acordo com uma distorção de tempo incluída em um sinal de excitação de banda estreita encodificado correspondente. A tarefa TD100 processa um sinal de fala de banda larga para obter um sinal de fala de banda estreita e um sinal de fala de banda alta. Por exemplo, a tarefa TD100 pode ser configurada para filtrar o sinal de fala de banda larga utilizando um banco de filtros tendo filtros passa-



baixa e passa-alta, tal como uma implementação de banco de filtros All0. A tarefa TD200 encodifica o sinal de fala de banda estreita pelo menos em um sinal de excitação de banda estreita encodificado e uma pluralidade de parâmetros de filtro de banda estreita. O sinal de excitação de banda estreita encodificado e/ou os parâmetros de filtro podem ser quantizados, e o sinal de fala de banda estreita encodificado também pode incluir outros parâmetros tal como um parâmetro de modo de fala. A tarefa TD200 inclui também uma distorção de tempo no sinal de excitação de banda estreita encodificado.

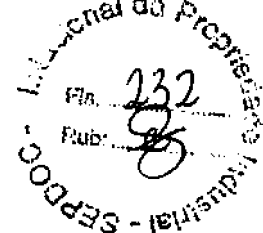
A tarefa TD300 gera um sinal de excitação de banda alta com base em um sinal de excitação de banda estreita. Nesse caso, o sinal de excitação de banda estreita se baseia no sinal de excitação de banda estreita encodificado. De acordo pelo menos com o sinal de excitação de banda alta, a tarefa TD400 encodifica o sinal de fala de banda alta pelo menos em uma pluralidade de parâmetros de filtro de banda alta. Por exemplo, a tarefa TD400 pode ser configurada para encodificar o sinal de fala de banda alta em uma pluralidade de LSFs quantizados. A tarefa TD500 aplica um deslocamento de tempo ao sinal de fala de banda alta que se baseia em informações relacionadas a uma distorção de tempo incluída no sinal de excitação de banda estreita encodificado.

A tarefa TD400 pode ser configurada para realizar uma análise espectral (tal como uma análise LPC) no sinal de fala de banda alta, e/ou calcular um envelope de ganho do sinal de fala de banda alta. Em tais casos, a tarefa TD500 pode ser configurada para aplicar o deslocamento de tempo ao sinal de fala de banda alta antes da análise e/ou do cálculo de envelope de ganho.



Outras implementações do encodificador de fala de banda larga A100 são configuradas para reverter uma distorção de tempo do sinal de excitação de banda alta S120 causada por uma distorção de tempo incluída no sinal de excitação de banda estreita encodificado. Por exemplo, o gerador de excitação de banda alta A300 pode ser implementado para incluir uma implementação da linha de retardo D120 que é configurada para receber sinal de dados de regularização SD10 ou valores de retardo mapeados SD10a, e para aplicar um deslocamento de tempo reverso correspondente ao sinal de excitação de banda estreita S80, e/ou a um sinal subsequente baseado no mesmo tal como sinal harmonicamente estendido S160 ou o sinal de excitação de banda alta S120.

Implementações adicionais do encodificador de fala de banda larga podem ser configuradas para encodificar o sinal de fala de banda estreita S20 e sinal de fala de banda alta S30 independentemente um do outro, de tal modo que o sinal de fala de banda alta S30 seja encodificado como uma representação de um envelope espectral de banda alta e um sinal de excitação de banda alta. Tal implementação pode ser configurada para realizar distorção de tempo do sinal residual de banda alta ou para, de outro modo, incluir uma distorção de tempo em um sinal de excitação de banda alta encodificado, de acordo com informações relacionadas a uma distorção de tempo incluída no sinal de excitação de banda estreita encodificado. Por exemplo, o encodificador de banda alta pode incluir uma implementação da linha de retardo D120 e/ou mapeador de valor de retardo D110 conforme descrito aqui que são configurados para aplicar uma distorção de tempo ao sinal residual de banda alta. Potenciais vantagens de tal operação incluem a encodificação mais eficiente do sinal

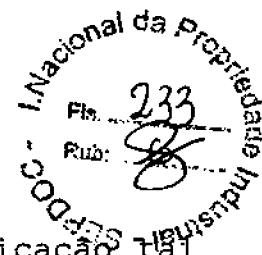


residual de banda alta e uma melhor coincidência entre os sinais de fala de banda estreita e de banda alta sintetizados.

5 Como mencionado acima, as modalidades conforme aqui descritas incluem implementações que podem ser usadas para realizar codificação integrada, suportar compatibilidade com os sistemas de banda estreita e evitar uma necessidade de transcodificação. O suporte a codificação de banda alta também pode servir para
10 diferenciar em uma base de custo entre chips, conjuntos de chips, dispositivos, e/ou redes tendo suporte de banda larga com compatibilidade retroativa, e tais tendo apenas suporte de banda estreita. O suporte a codificação de banda alta conforme descrito aqui também pode ser usado em
15 conjunto com uma técnica para suportar codificação de banda baixa, e um sistema, método ou equipamento de acordo com tal modalidade pode suportar codificação de componentes de frequência, por exemplo, a partir de aproximadamente 50 ou 100 Hz até aproximadamente 7 ou 8 kHz.

20 Como mencionado acima, adicionar suporte de banda alta a um codificador de fala pode aperfeiçoar a inteligibilidade, especialmente com relação à diferenciação de fricativas. Embora tal diferenciação normalmente possa ser derivada por um ouvinte humano a partir do contexto
25 específico, o suporte de banda alta pode servir para habilitar recurso em reconhecimento de fala e outras aplicações de interpretação de máquina, tais como sistemas para navegação de menu de voz automatizado e/ou processamento de chamada automático.

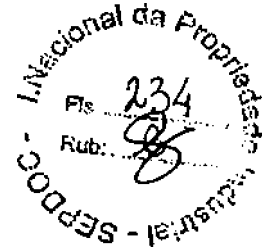
30 Um equipamento de acordo com uma modalidade pode ser integrado em um dispositivo portátil para comunicações sem fio tal como um telefone celular ou um assistente pessoal digital (PDA). Alternativamente, tal equipamento



pode ser incluído em outro dispositivo de comunicação tal como um aparelho de telefone VoIP, um computador pessoal configurado para suportar comunicações VoIP, ou um dispositivo de rede configurado para rotear comunicações telefônicas ou VoIP. Por exemplo, um equipamento de acordo com uma modalidade pode ser implementado em um chip ou conjunto de chips para um dispositivo de comunicações. Dependendo da aplicação específica, tal dispositivo também pode incluir recursos tais como conversão de analógico/digital e/ou digital/analógico de um sinal de fala, conjunto de circuitos para realizar amplificação e/ou outras operações de processamento de sinal em um sinal de fala, e/ou conjunto de circuitos de radiofrequência para transmissão e/ou recepção do sinal de fala codificado.

É explicitamente considerado e revelado que as modalidades podem incluir e/ou ser usadas com uma ou mais das outras características reveladas nos Pedidos Provisórios de Patente US 60/667.901 e 60/673.965 dos quais esse pedido reivindica benefício. Tais características incluem a remoção de rajadas de alta energia de curta duração que ocorrem na banda alta e substancialmente estão ausentes na banda estreita. Tais características incluem suavização fixa ou adaptativa de representações de coeficiente tal como LSFs de banda alta. Tais características incluem modelagem fixa ou adaptativa de ruído associado à quantização de representações de coeficiente tais como LSFs. Tais características também incluem suavização fixa ou adaptativa de um envelope de ganho, e atenuação adaptativa de um envelope de ganho.

A apresentação anterior das modalidades descritas é provida para permitir que qualquer pessoa versada na técnica realize ou utilize a presente invenção. Diversas modificações a essas modalidades são possíveis, e os



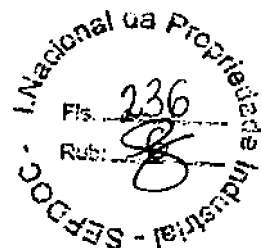
princípios genéricos apresentados aqui podem ser aplicados também a outras modalidades. Por exemplo, uma modalidade pode ser implementada em parte ou integralmente como um circuito fixo, como uma configuração de circuito fabricada em um circuito integrado de aplicação específica, ou como um programa de firmware carregado em armazenamento não-volátil ou um programa de software carregado de ou em um meio de armazenamento de dados como código legível por máquina, tal código tendo instruções executáveis por um arranjo de elementos lógicos tal como um microprocessador ou outra unidade de processamento de sinal digital. O meio de armazenamento de dados pode ser qualquer arranjo de elementos de armazenamento tal como memória de semicondutor (a qual pode incluir sem limitação RAM (memória de acesso aleatório) dinâmica ou estática, ROM (memória de leitura), e/ou RAM flash), ou memória ferroelétrica, magneto-resistiva, ovônica, polimérica, ou de mudança de fase; ou um meio de disco tal como um disco magnético ou ótico. O termo "software" deve ser entendido como incluindo código fonte, código de linguagem assembly, código de máquina, código binário, firmware, macrocódigo, microcódigo, qualquer um ou mais conjuntos ou seqüências de instruções executáveis por um arranjo de elementos lógicos, e qualquer combinação de tais exemplos.

Os vários elementos de implementações de geradores de excitação de banda alta A300 e B300, codificador de banda alta A200, decodificador de banda alta B200, codificador de fala de banda larga A100, e decodificador de fala de banda larga B100 podem ser implementados como dispositivos eletrônicos e/ou óticos residindo, por exemplo, no mesmo chip ou entre dois ou mais chips em um conjunto de chips, embora outros arranjos sem tal limitação também sejam considerados. Um ou mais



elementos de tal equipamento podem ser implementados integralmente ou em parte como um ou mais conjuntos de instruções dispostos para executar um ou mais arranjos fixos ou programáveis de elementos lógicos (por exemplo, transistores, portas) tais como microprocessadores, processadores integrados, núcleos IP, processadores de sinal digital, FPGAs (arranjos de portas programáveis em campo), ASSPs (produtos padrão de aplicação específica), e ASICs (circuitos integrados de aplicação específica). Também é possível que um o mais de tais elementos tenham estrutura em comum (por exemplo, um processador usado para executar porções de código correspondendo a elementos diferentes em tempos diferentes, um conjunto de instruções executadas para realizar tarefas correspondendo a elementos diferentes em tempos diferentes, ou um arranjo de dispositivos eletrônicos e/ou óticos realizando operações para elementos diferentes em tempos diferentes). Além disso, é possível que um ou mais de tais elementos sejam usados para realizar tarefas ou executar outros conjuntos de instruções que não são diretamente relacionados a uma operação do equipamento, tal como uma tarefa relacionada à outra operação de um dispositivo ou sistema no qual o equipamento é integrado.

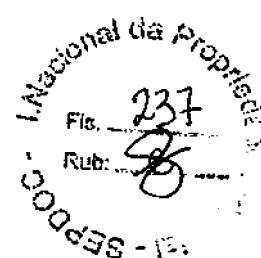
A Figura 30 mostra um fluxograma de um método M100, de acordo com uma modalidade, para encodificar uma porção de banda alta de um sinal de fala tendo uma porção de banda estreita e a porção de banda alta. A tarefa X100 calcula um conjunto de parâmetros de filtro que particulariza um envelope espectral da porção de banda alta. A tarefa X200 calcula um sinal espectralmente estendido mediante aplicação de uma função não-linear a um sinal derivado da porção de banda estreita. A tarefa X300 gera um sinal de banda alta, sintetizado de acordo com (A)



o conjunto de parâmetros de filtro e (B) um sinal de excitação de banda alta com base no sinal espectralmente estendido. A tarefa X400 calcula um envelope de ganho com base em uma relação entre (C) energia da porção de banda alta e (D) energia de um sinal derivado da porção de banda estreita.

A Figura 31a mostra um fluxograma de um método M200 para gerar um sinal de excitação de banda alta de acordo com uma modalidade. A tarefa Y100 calcula um sinal harmonicamente estendido mediante aplicação de uma função não-linear a um sinal de excitação de banda estreita derivado de uma porção de banda estreita de um sinal de fala. A tarefa Y200 mistura o sinal harmonicamente estendido com um sinal de ruído modulado para gerar um sinal de excitação de banda alta. A Figura 31b mostra um fluxograma de um método M210 para gerar um sinal de excitação de banda alta de acordo com outra modalidade incluindo as tarefas Y300 e Y400. A tarefa Y300 calcula um envelope de domínio do tempo de acordo com a energia ao longo do tempo de um entre o sinal de excitação de banda estreita e o sinal harmonicamente estendido. A tarefa Y400 modula um sinal de ruído de acordo com o envelope de domínio do tempo para produzir o sinal de ruído modulado.

A Figura 32 mostra um fluxograma de um método M300 de acordo com uma modalidade, para decodificar uma porção de banda alta de um sinal de fala tendo uma porção de banda estreita e a porção de banda alta. A tarefa Z100 recebe um conjunto de parâmetros de filtro que particulariza um envelope espectral da porção de banda alta e um conjunto de fatores de ganho que particulariza um envelope temporal da porção de banda alta. A tarefa Z200 calcula um sinal espectralmente estendido mediante aplicação de uma função não-linear a um sinal derivado da porção de banda estreita. A



5 tarefa Z300 gera um sinal de banda alta sintetizado de acordo com (A) o conjunto de parâmetros de filtro e (B) um sinal de excitação de banda alta com base no sinal espectralmente estendido. A tarefa Z400 modula um envelope de ganho do sinal de banda alta sintetizado com base no conjunto de fatores de ganho. Por exemplo, a tarefa Z400 pode ser configurada para modular o envelope de ganho do sinal de banda alta sintetizado mediante aplicação do conjunto de fatores de ganho a um sinal de excitação derivado da porção de banda estreita, ao sinal espectralmente estendido, ao sinal de excitação de banda alta, ou ao sinal de banda alta sintetizado.

10 As modalidades também incluem métodos adicionais de codificação de fala, encodificação, e decodificação como expressamente revelados aqui, por exemplo, por intermédio de descrições das modalidades estruturais configuradas para realizar tais métodos. Cada um desses métodos também pode ser incorporado de forma tangível (por exemplo, em um ou mais meios de armazenamento de dados como relacionado acima) como um ou mais conjuntos de instruções legíveis e/ou executáveis por uma máquina incluindo um arranjo de elementos lógicos (por exemplo, um processador, microprocessador, microcontrolador, ou outra máquina de estado finito). Desse modo, não se pretende que a presente invenção seja limitada às modalidades mostradas acima, mas, mais propriamente deve ser concedido o mais amplo escopo compatível com os princípios e características inovadoras aqui reveladas de qualquer forma, incluindo nas reivindicações anexas conforme depositadas, que formam uma parte da revelação original.

REIVINDICAÇÕES

1. Método para encodificar uma porção de banda alta (S30) de um sinal de fala (S10) tendo uma porção de banda baixa (S20) e a porção de banda alta (S30), o método **caracterizado** pelo fato de que compreende:

calcular uma pluralidade de parâmetros de filtro (S60A) que particularizam um envelope espectral da porção de banda alta;

calcular um sinal espectralmente estendido (S160) ao estender o espectro de um sinal de excitação (S50, S80) derivado a partir da porção de banda baixa;

somar o sinal espectralmente estendido (s160) com ruído modulado (S170) de acordo com um envelope derivado a partir da porção de banda baixa (S50, S80) para fornecer um sinal de excitação de banda alta (S120);

gerar um sinal de banda alta sintetizado (S130) de acordo com (A) o sinal de excitação de banda alta (S120) com base no sinal estendido espectralmente (S160) e (B) a pluralidade de parâmetros de filtro (S60A); e

calcular um envelope de ganho (S60B) com base em uma relação entre a porção de banda alta (S30) e um sinal (S50, S80, S120, S130) com base na porção de banda baixa.

2. Método, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado** pelo fato de que calcular um sinal espectralmente estendido (S120, S160) compreende estender o espectro (A400, A402) do sinal derivado a partir da porção de banda baixa (S50, S80) ao aplicar uma função não-linear (520) ao sinal.

3. Método, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado** pelo fato de que calcular um envelope de ganho (S60B) se baseia em uma relação entre energia da porção de banda alta (S30) e energia de um sinal com base na porção de banda baixa (S120, S130).

4. Método, de acordo com a reivindicação 3, **caracterizado** pelo fato de que calcular um envelope de ganho (S60B) inclui uma pluralidade de fatores de ganho (S60B), cada um correspondendo a um diferente em uma série de subquadros consecutivos de um quadro da porção de banda alta (S30), e

em que calcular um envelope de ganho (S60B) com base em uma relação entre a porção de banda alta (S30) e um sinal com base na porção de banda baixa (S120, S130) inclui calcular cada um da pluralidade de fatores de ganho (S60B) com base em uma relação entre (A) energia do subquadro respectivo da porção de banda alta (S30) e (B) energia de uma porção correspondente no tempo do sinal com base na porção de banda baixa (S120, S130).

5. Método, de acordo com a reivindicação 4, **caracterizado** pelo fato de que calcular cada um dentre a pluralidade de fatores de ganho (S60B) inclui, para pelo menos um dentre os fatores de ganho (S60B), calcular uma energia do respectivo subquadro da porção de banda alta (S30) usando uma função de janelamento que sobrepõe subquadros adjacentes da porção de banda alta (S30).

6. Método, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado** pelo fato de que o sinal com base na porção de banda baixa (S20, S130) é o sinal de banda alta sintetizado (S130).

7. Método, de acordo com a reivindicação 6, **caracterizado** pelo fato de que o envelope de ganho (S60B) inclui uma pluralidade de fatores de ganho (S60B), cada um correspondendo a um diferente em uma série de subquadros consecutivos de um quadro de uma porção de banda alta (S130), e

em que calcular um envelope de ganho (S60B) inclui calcular cada um da pluralidade de fatores de ganho

(S60B) com base em uma relação entre (A) energia do subquadro respectivo da porção de banda alta (S30) e (B) energia de uma porção correspondente em tempo do sinal de banda alta sintetizado (S130).

8. Método, de acordo com a reivindicação 7, **caracterizado** pelo fato de que calcular cada um da pluralidade de fatores de ganho (S60B) inclui, para pelo menos um dos fatores de ganho (S60B), calcular uma energia do subquadro respectivo da porção de banda alta (S30) usando uma função de janelamento (T215A, T215B) que sobrepõe em tempo subquadros adjacentes da porção de banda alta (S30).

9. Método, de acordo com a reivindicação 8, **caracterizado** pelo fato de que calcular um sinal estendido espectralmente (S120, S160) compreende estender o espectro (A400, A402) do sinal derivado a partir da porção de banda baixa (S50, S80) ao aplicar uma função não linear (520) ao sinal.

10. Método para decodificar uma porção de banda alta (S30, S100) de um sinal de fala (S10, S110) tendo uma porção de banda baixa (S20, S90) e a porção de banda alta (S30, S100), o método **caracterizado** pelo fato de que compreende:

receber uma pluralidade de parâmetros de filtro (S60A) que particularizam um envelope espectral da porção de banda alta (S30, S100) e uma pluralidade de fatores de ganho (S60B) que particularizam um envelope temporal da porção de banda alta (S30, S100);

calcular um sinal espectralmente estendido (S160) ao estender o espectro de um sinal que se baseia em um sinal de excitação de banda baixa (S50, S80);

somar o sinal espectralmente estendido (S160) com ruído modulado (S170) de acordo com um envelope derivado a

partir da porção de banda baixa (S50, S80) para fornecer um sinal de excitação de banda alta (S120); e

gerar um sinal de banda alta sintetizado (S130) de acordo com (A) a pluralidade de parâmetros de filtro (S60A) e (B) o sinal de excitação de banda alta (S120); e

modificar (590) um envelope de ganho do sinal de banda alta sintetizado (S130) de acordo com a pluralidade de fatores de ganho (S60B).

11. Método, de acordo com a reivindicação 10, **caracterizado** pelo fato de que calcular um sinal espectralmente estendido (S160) compreende estender o espectro (A400, A402) do sinal que se baseia em um sinal de excitação de banda baixa (S50, S80) ao aplicar uma função não-linear (520) ao sinal.

12. Método, de acordo com a reivindicação 10, **caracterizado** pelo fato de que modificar (590) um envelope de ganho inclui modificar, de acordo com a pluralidade de fatores de ganho (S60B), uma amplitude em relação ao tempo de pelo menos um entre um sinal que se baseia no sinal de excitação de banda baixa (S50, S80), no sinal espectralmente estendido (S160), no sinal de excitação de banda alta (S120), e no sinal de banda alta sintetizado (S130).

13. Equipamento (A200, A202) configurado para encodificar uma porção de banda alta (S30) de um sinal de fala (S10) tendo uma porção de banda baixa (S20) e a porção de banda alta (S30), o equipamento **caracterizado** pelo fato de que compreende:

um módulo de análise (A210) configurado para calcular um conjunto de parâmetros de filtro que particularizam um envelope espectral da porção de banda alta (S30);

um extensor de espectro (A400, A402) configurado para calcular um sinal espectralmente estendido ao estender o espectro de um sinal de excitação (S50, S80) derivado a partir da porção de banda baixa;

um combinador (490) configurado para fornecer um sinal de excitação de banda alta (S120) ao misturar o sinal espectralmente estendido (S160) com ruído modulado (S170) de acordo com um envelope derivado a partir da porção de banda baixa (S50, S80);

um filtro de síntese (A220) configurado para gerar um sinal de banda alta sintetizado (S2120) de acordo com o sinal de excitação de banda alta (S120) e o conjunto de parâmetros de filtro, e

um calculador de fator de ganho (A230) configurado para calcular um envelope de ganho (S60B) com base em uma relação que varia no tempo entre a porção de banda alta (S30) e um sinal (S50, S80, S120, S130) com base na porção de banda baixa.

14. Equipamento, de acordo com a reivindicação 13, **caracterizado** pelo fato de que o extensor de espectro (A400, A402) é configurado para estender o espectro do sinal derivado a partir da porção de banda baixa (S50, S80) ao aplicar uma função não-linear (520) ao sinal.

15. Equipamento, de acordo com a reivindicação 14, **caracterizado** pelo fato de que o calculador de fator de ganho (A210) é configurado para calcular o envelope de ganho (S60B) com base em uma relação que varia no tempo entre energia da porção de banda alta (S30) e energia do sinal com base na porção de banda baixa (S120, S130).

16. Equipamento, de acordo com a reivindicação 13, **caracterizado** pelo fato de que o envelope de ganho (S60B) inclui uma pluralidade de fatores de ganho (S60B), cada um correspondendo a um diferente em uma série de

subquadros consecutivos de um quadro da porção de banda alta (S30), e

em que o calculador de envelope de ganho é configurado para calcular cada um da pluralidade de envelope de ganho (S60B) com base em uma relação entre (A) energia do subquadro respectivo da porção de banda alta (S30) e (B) energia de uma porção correspondente no tempo do sinal com base na porção de banda baixa (S120, S130).

17. Equipamento, de acordo com a reivindicação 16, **caracterizado** pelo fato de que, para pelo menos um da pluralidade de fatores de ganho (S60B), o calculador de envelope de ganho (A230) é configurado para calcular uma energia do respectivo subquadro da porção de banda alta (S30) usando uma função de janelamento (T215A, T215B) que sobrepõe subquadros adjacentes da porção de banda alta (S30).

18. Equipamento, de acordo com a reivindicação 15, **caracterizado** pelo fato de que o sinal com base na porção de banda baixa (S20, S130) é o sinal de banda alta sintetizado (S130).

19. Equipamento, de acordo com a reivindicação 18, **caracterizado** pelo fato de que o envelope de ganho (S60B) inclui uma pluralidade de fatores de ganho (S60B), cada um correspondendo a um diferente em uma série de subquadros consecutivos de um quadro da porção de banda alta (S130), e

em que o calculador de envelope de ganho (A230) é configurado para calcular cada um da pluralidade de fatores de ganho (S60B) com base em uma relação entre (A) energia do subquadro respectivo da porção de banda alta (S30) e (B) energia de uma porção correspondente em tempo do sinal de banda alta sintetizado (S130).

20. Equipamento, de acordo com a reivindicação 19, **caracterizado** pelo fato de que, para pelo menos um da pluralidade de fatores de ganho (S60B), o calculador de envelope de ganho (A230) é configurado para calcular uma energia do subquadro respectivo da porção de banda alta (S30) usando uma função de janelamento (T215A, T215B) que sobrepõe em tempo subquadros adjacentes da porção de banda alta (S30).

21. Equipamento, de acordo com a reivindicação 20, **caracterizado** pelo fato de que o extensor de espectro (A400, A402) é configurado para estender o espectro do sinal derivado a partir da porção de banda baixa (S50, S80) ao aplicar uma função não linear (520) ao sinal.

22. Equipamento, de acordo com a reivindicação 13, **caracterizado** pelo fato de que compreende um telefone celular.

23. Decodificador de fala de banda alta (B202), **caracterizado** pelo fato de que é configurado para receber (A) uma pluralidade de parâmetros de filtro (S60A) que particularizam um envelope espectral de uma porção de banda alta (S30, S100) de um sinal de fala (S10, S110) e (B) um sinal de excitação de banda baixa encodificado (S50) com base em uma porção de banda baixa (S20, S90) do sinal de fala (S10, S110), o decodificador (B202) compreendendo:

um extensor de espectro (A400, A402) configurado para calcular um sinal espectralmente estendido (S160) ao estender o espectro de um sinal que é baseado no sinal de excitação de banda baixa encodificado (S50);

um combinador (490) configurado para fornecer um sinal de excitação de banda alta (S120) ao misturar o sinal espectralmente estendido (s160) com ruído modulado (S170) de acordo com um envelope derivado a partir da porção de banda baixa (S50, S80);

um filtro de síntese (B204) configurado para gerar um sinal de banda alta sintetizado (S130) de acordo com (A) a pluralidade de parâmetros de filtro (S60) e (B) o sinal de excitação de banda alta (S120); e

um elemento de controle de ganho (590) configurado para modificar um envelope de ganho do sinal de banda alta sintetizado (S130) de acordo com uma pluralidade de fatores de ganho (S60B) que particularizam um envelope temporal da porção de banda alta (S30, S100).

24. Decodificador, de acordo com a reivindicação 23, **caracterizado** pelo fato de que o extensor de espectro (A400, A402) é configurado para estender o espectro do sinal que é baseado no sinal de excitação de banda baixa encodificado (S50) ao aplicar uma função não-linear (520) ao sinal.

25. Decodificador, de acordo com a reivindicação 23, **caracterizado** pelo fato de que o elemento de controle de ganho (590) é configurado para modificar, de acordo com a pluralidade de fatores de ganho (S60B), uma amplitude ao longo do tempo de pelo menos um dentre o sinal de excitação de banda baixa encodificado (S50), o sinal espectralmente estendido (S160), o sinal de excitação de banda alta (S120), e o sinal de banda alta sintetizado (S130).

26. Decodificador, de acordo com a reivindicação 23, **caracterizado** pelo fato de que o elemento de controle de ganho (590) compreende pelo menos um dentre um multiplicador e um amplificador.

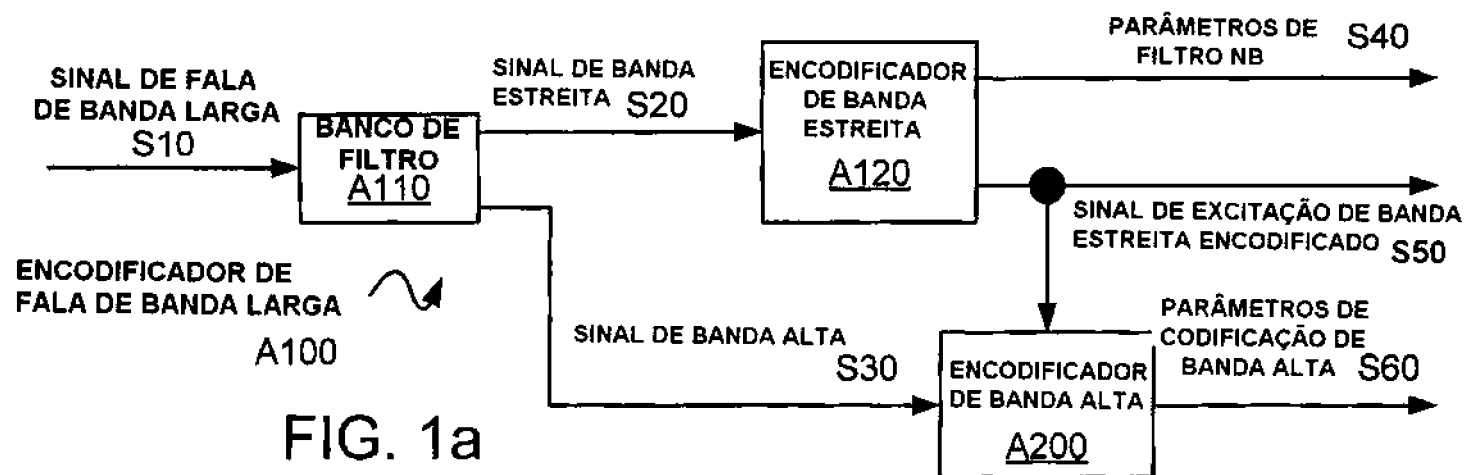


FIG. 1a

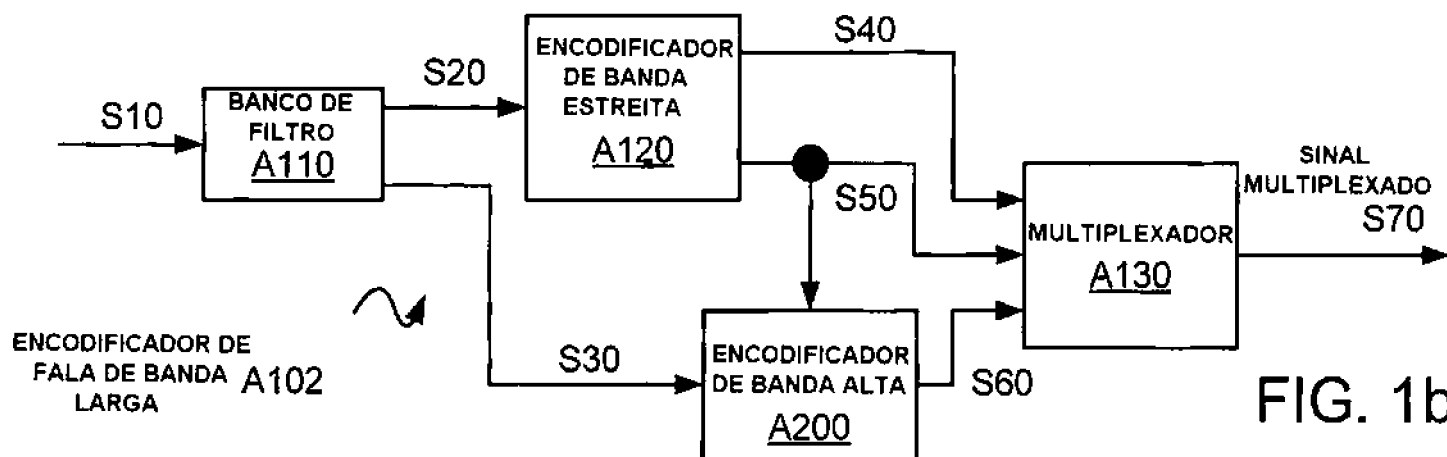


FIG. 1b

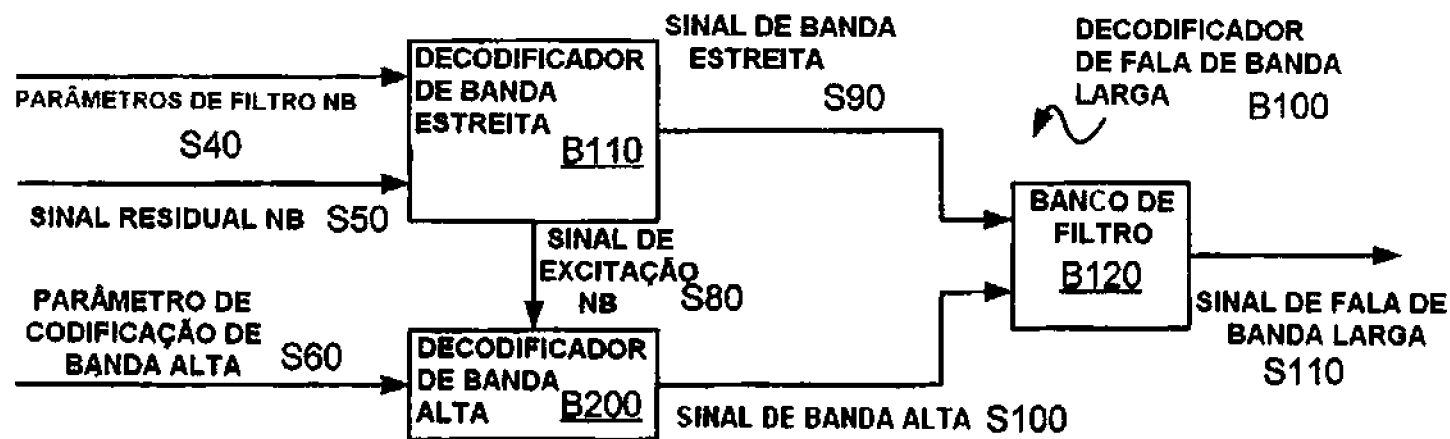


FIG. 2a

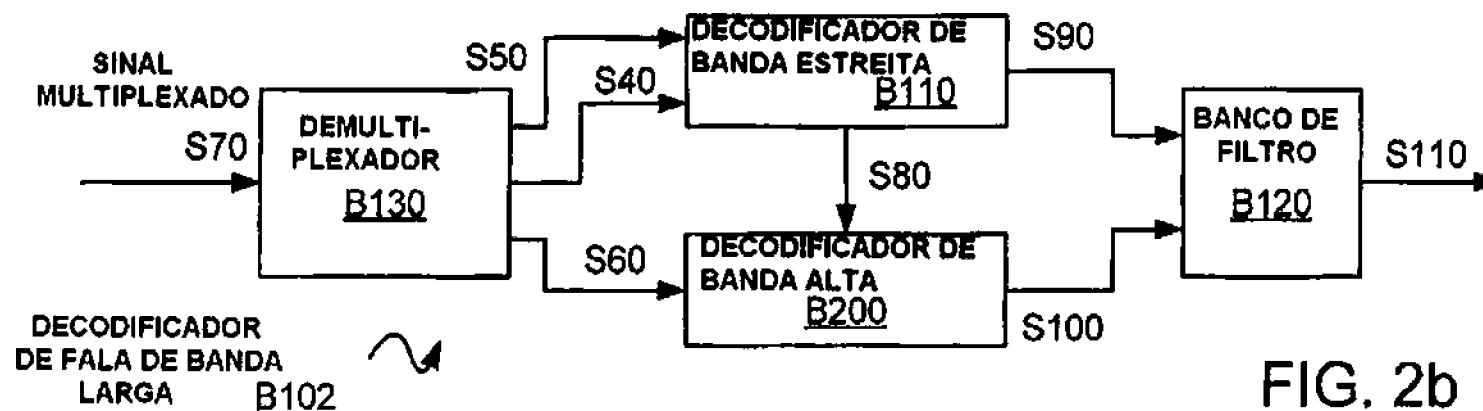
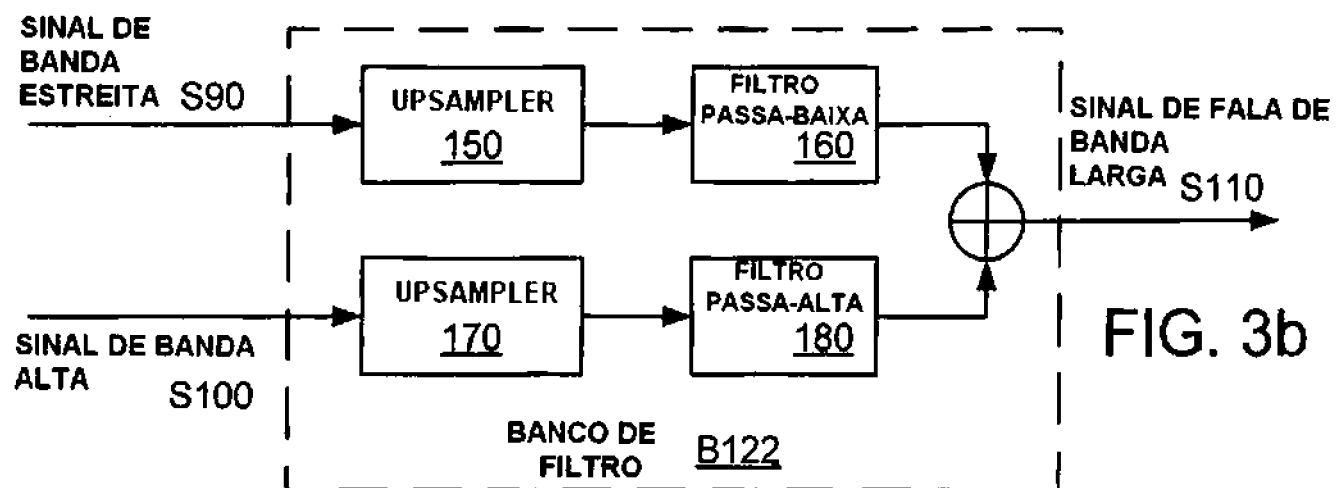
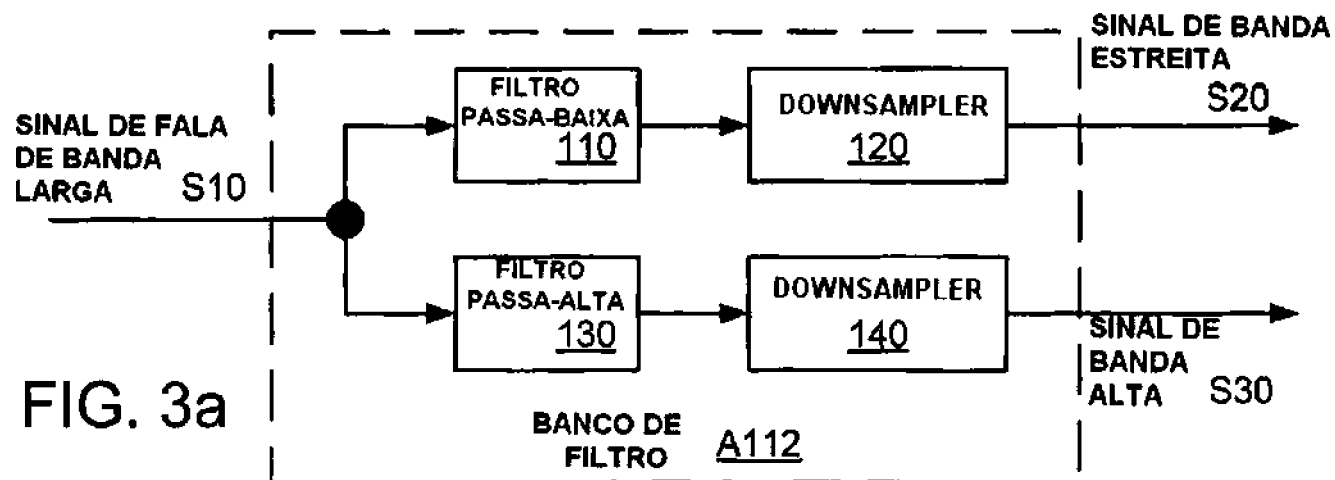


FIG. 2b



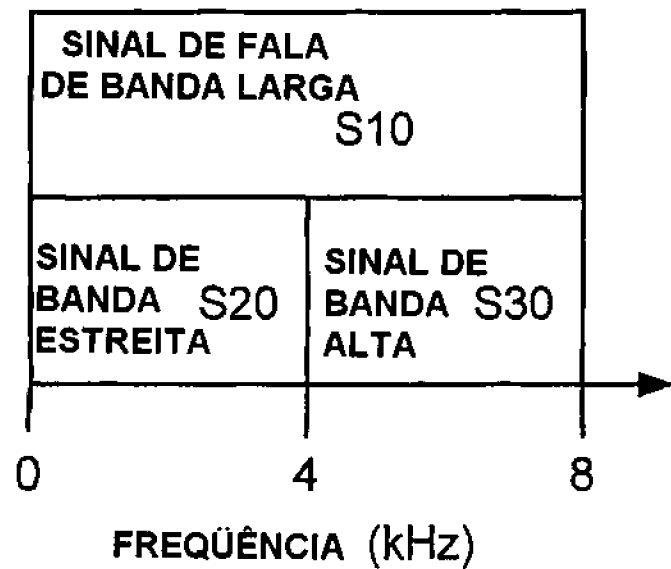


FIG. 4a

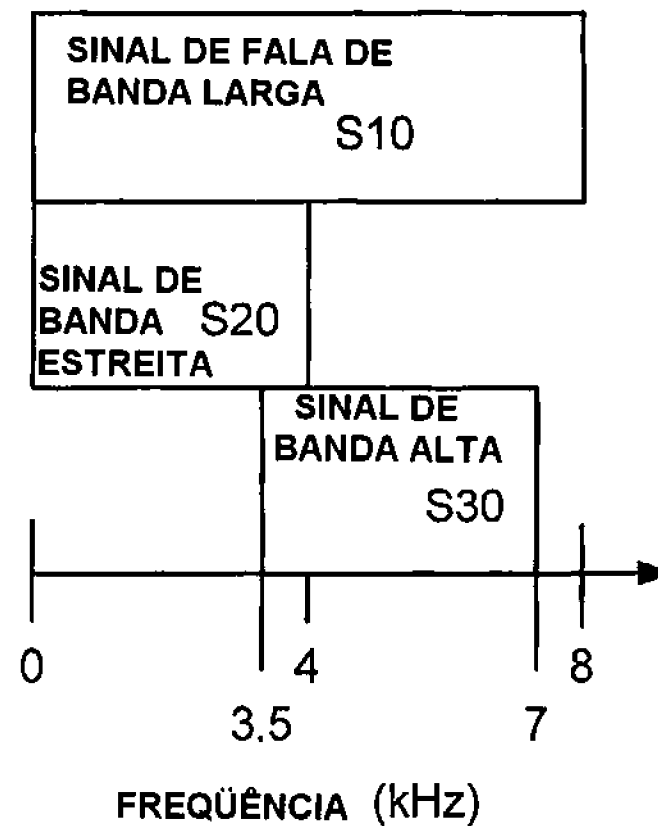


FIG. 4b

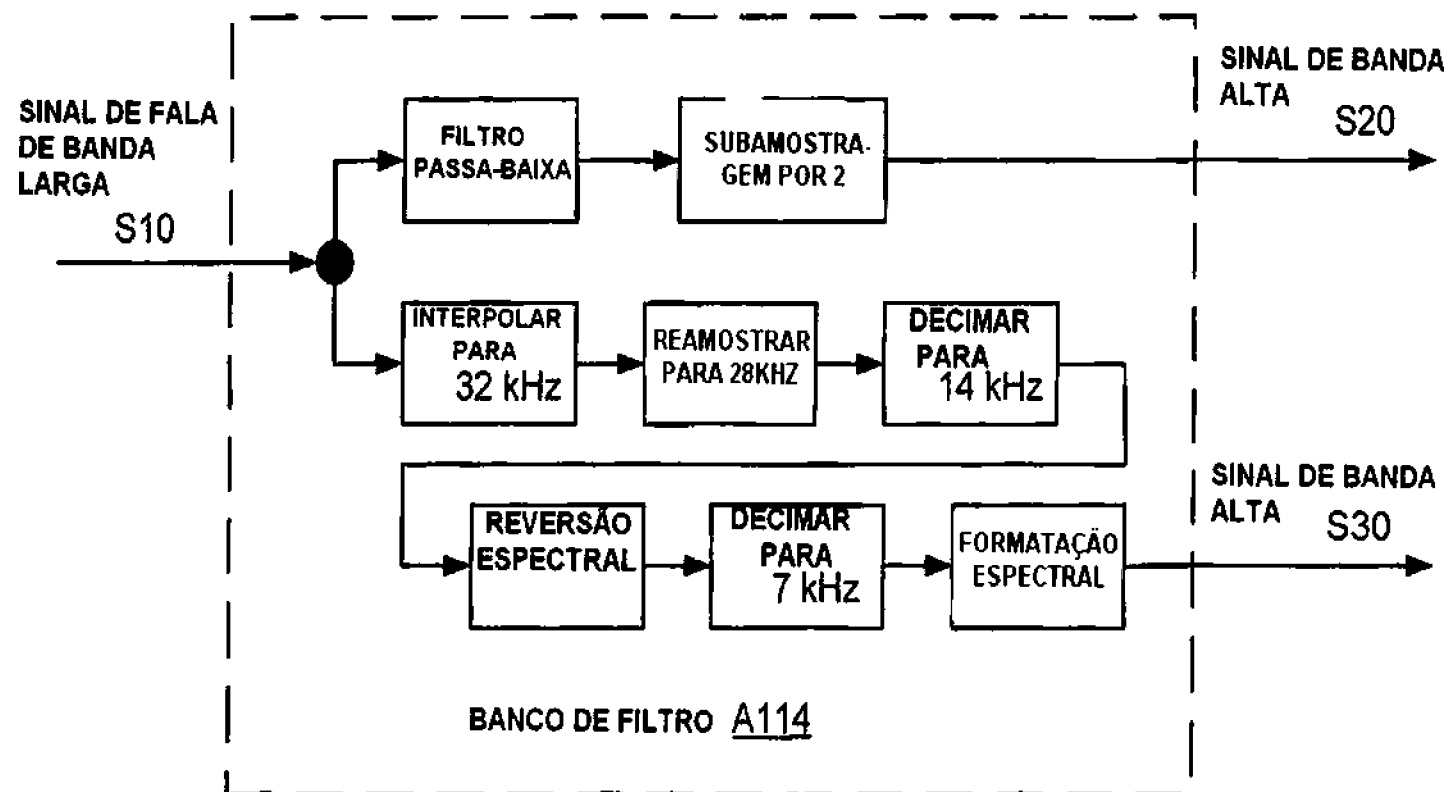


FIG. 4c

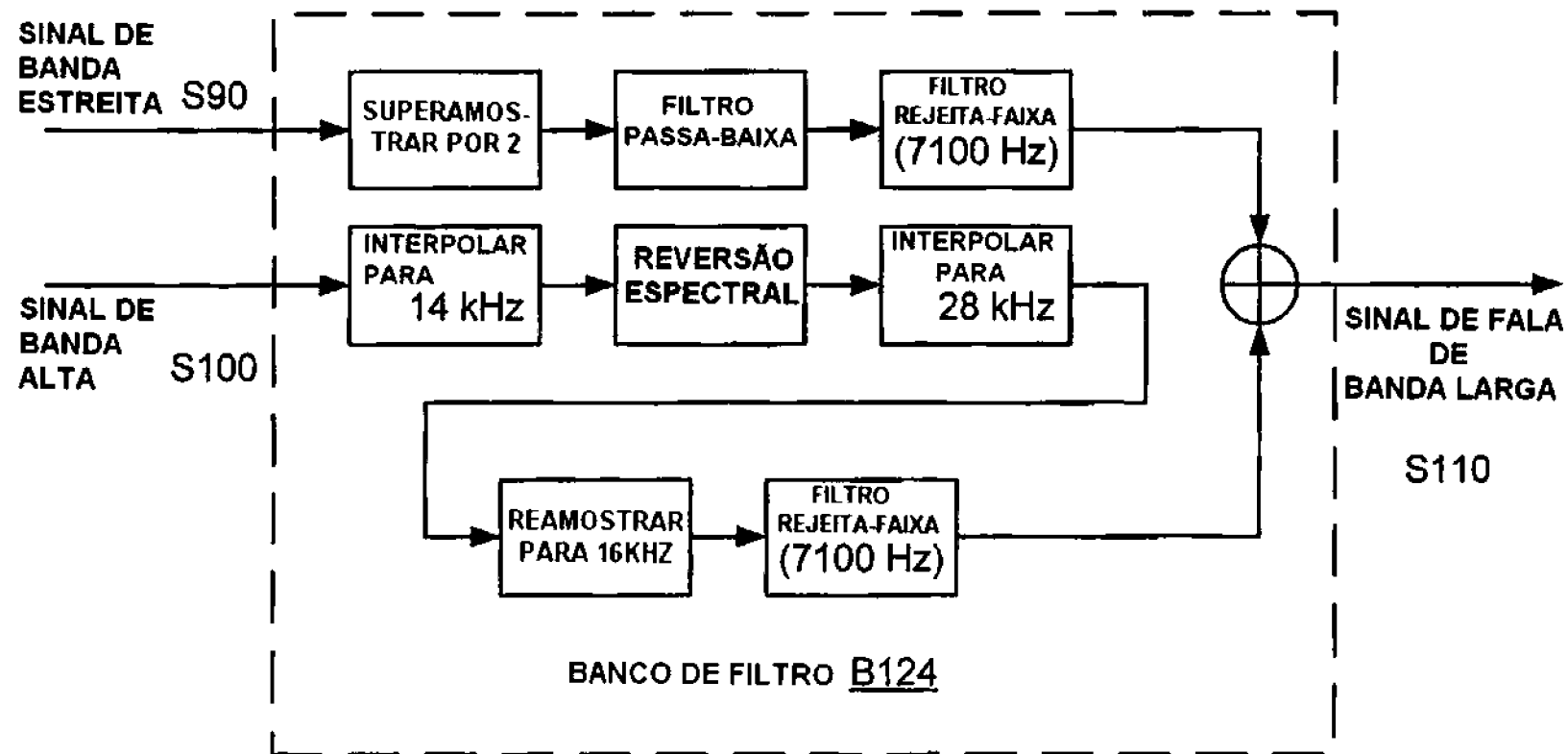
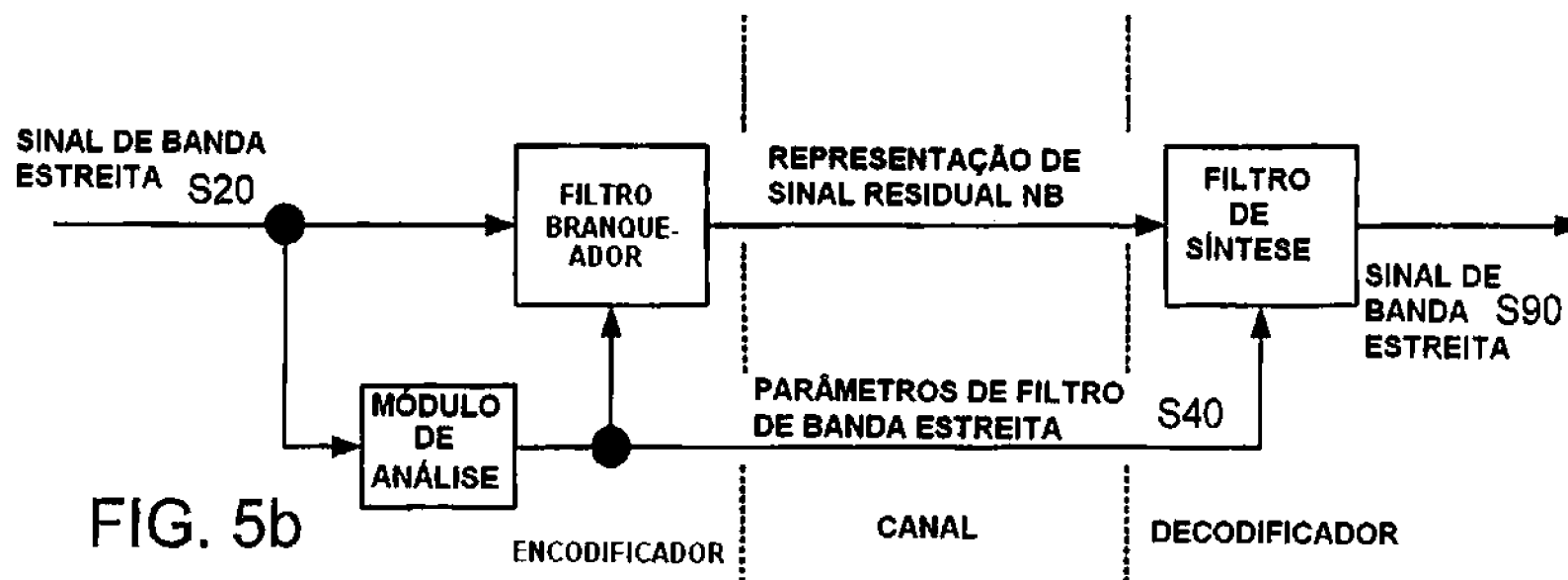
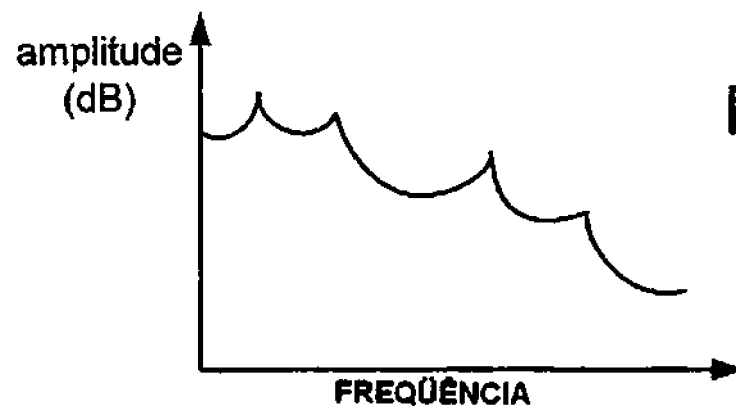


FIG. 4d



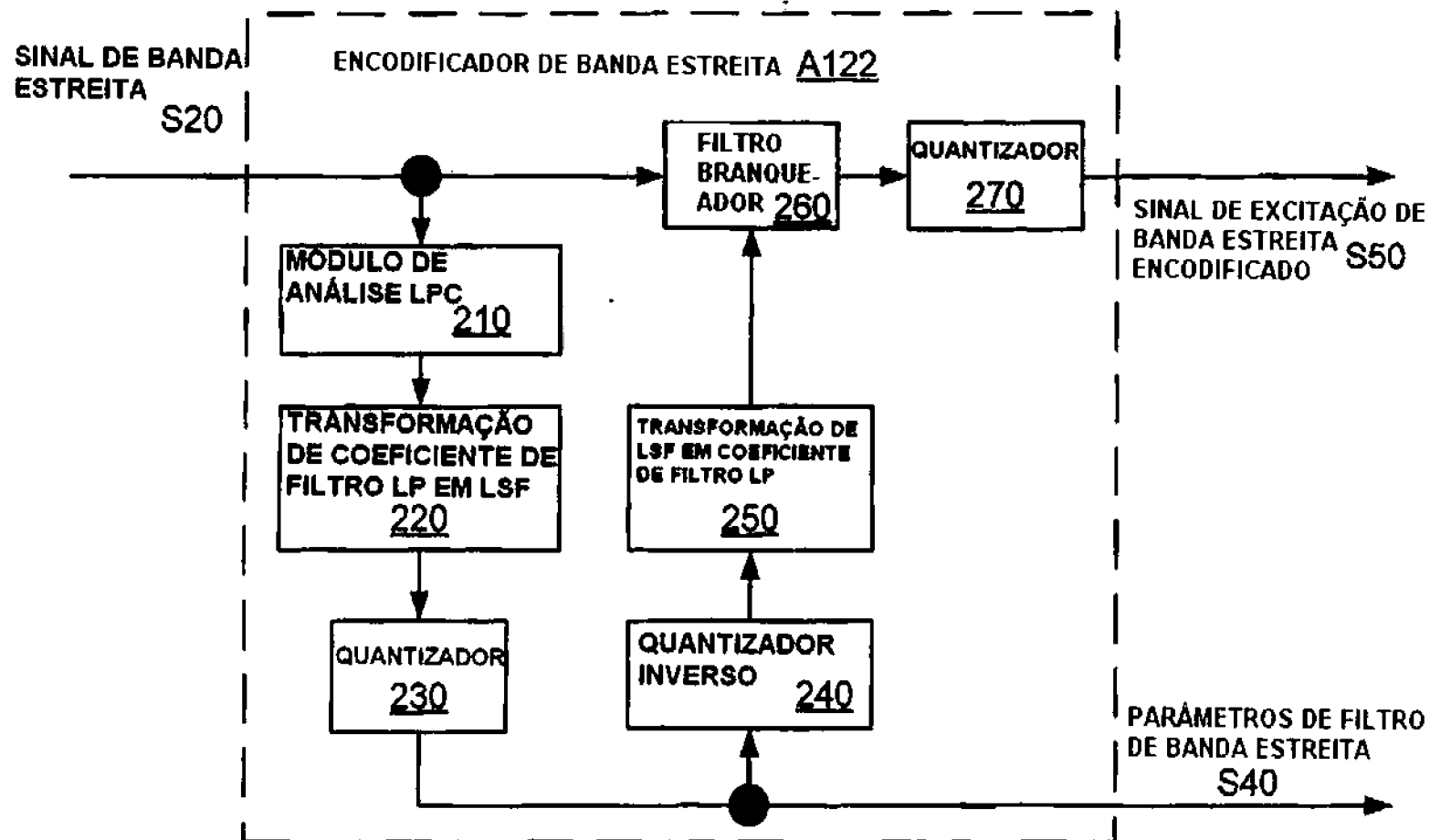


FIG. 6

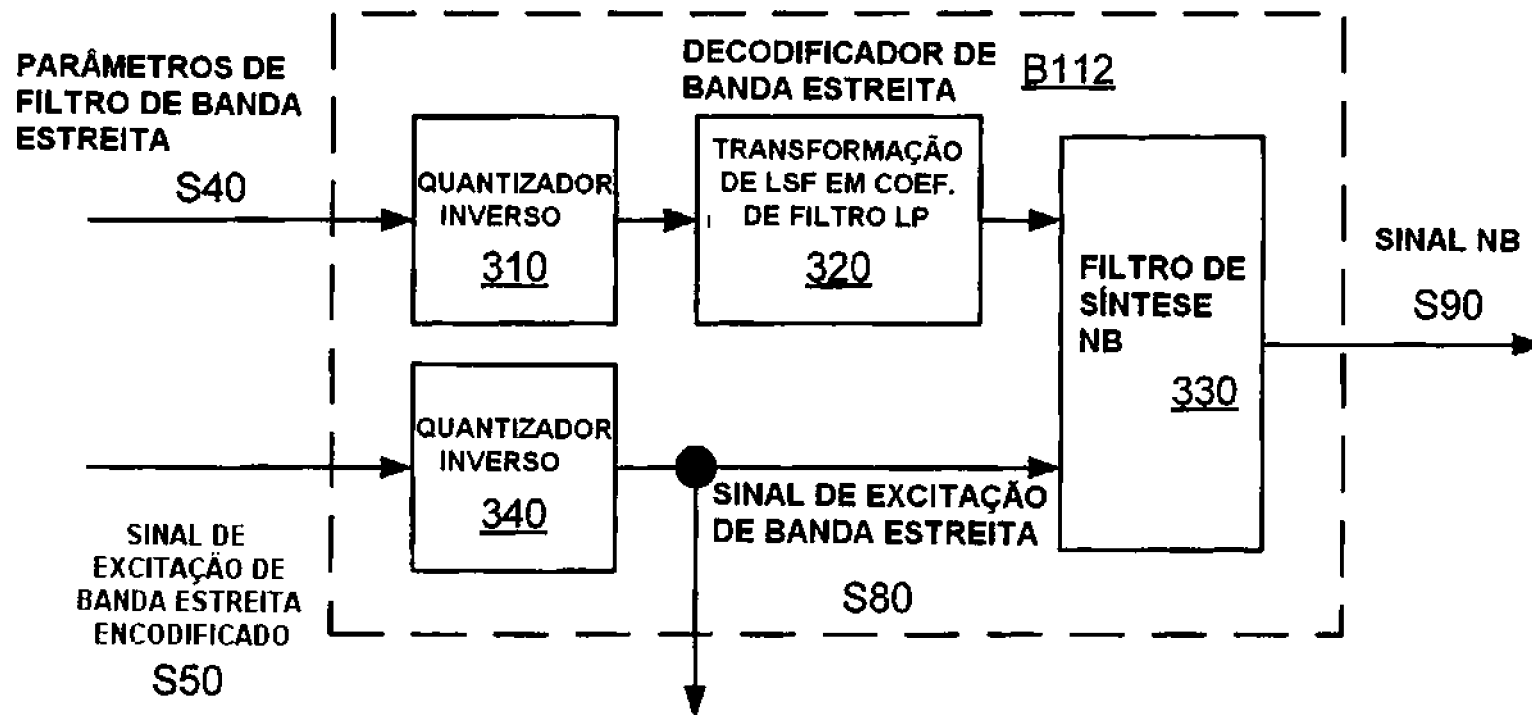


FIG. 7

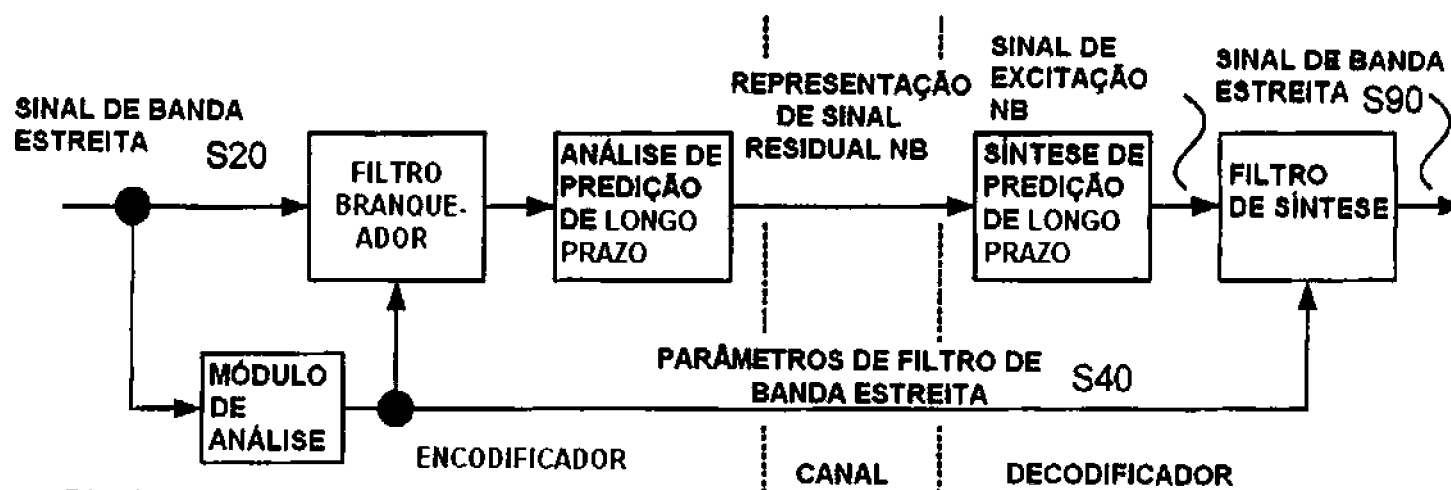
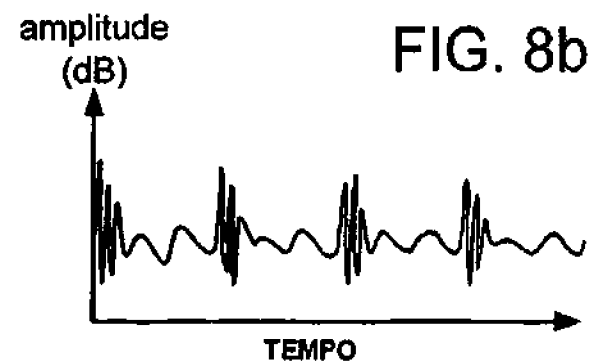
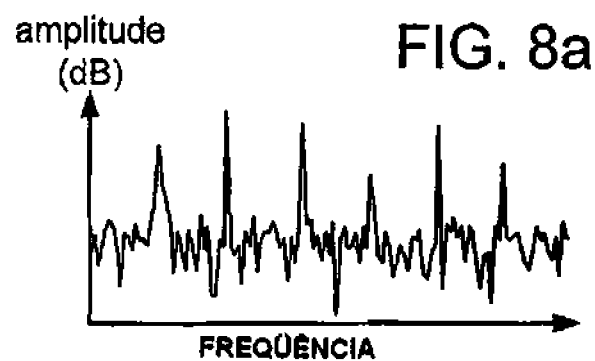


FIG. 9

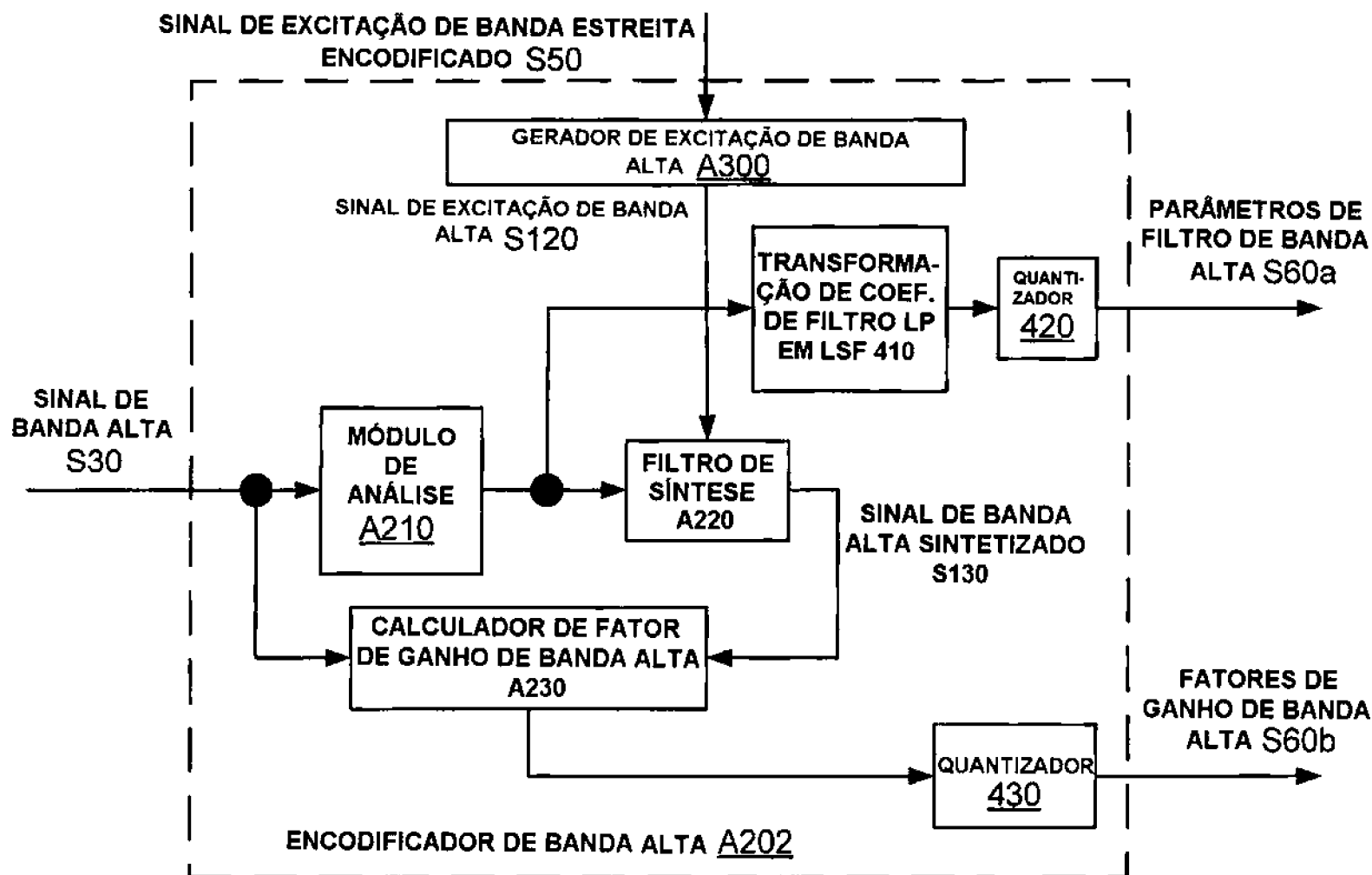


FIG. 10

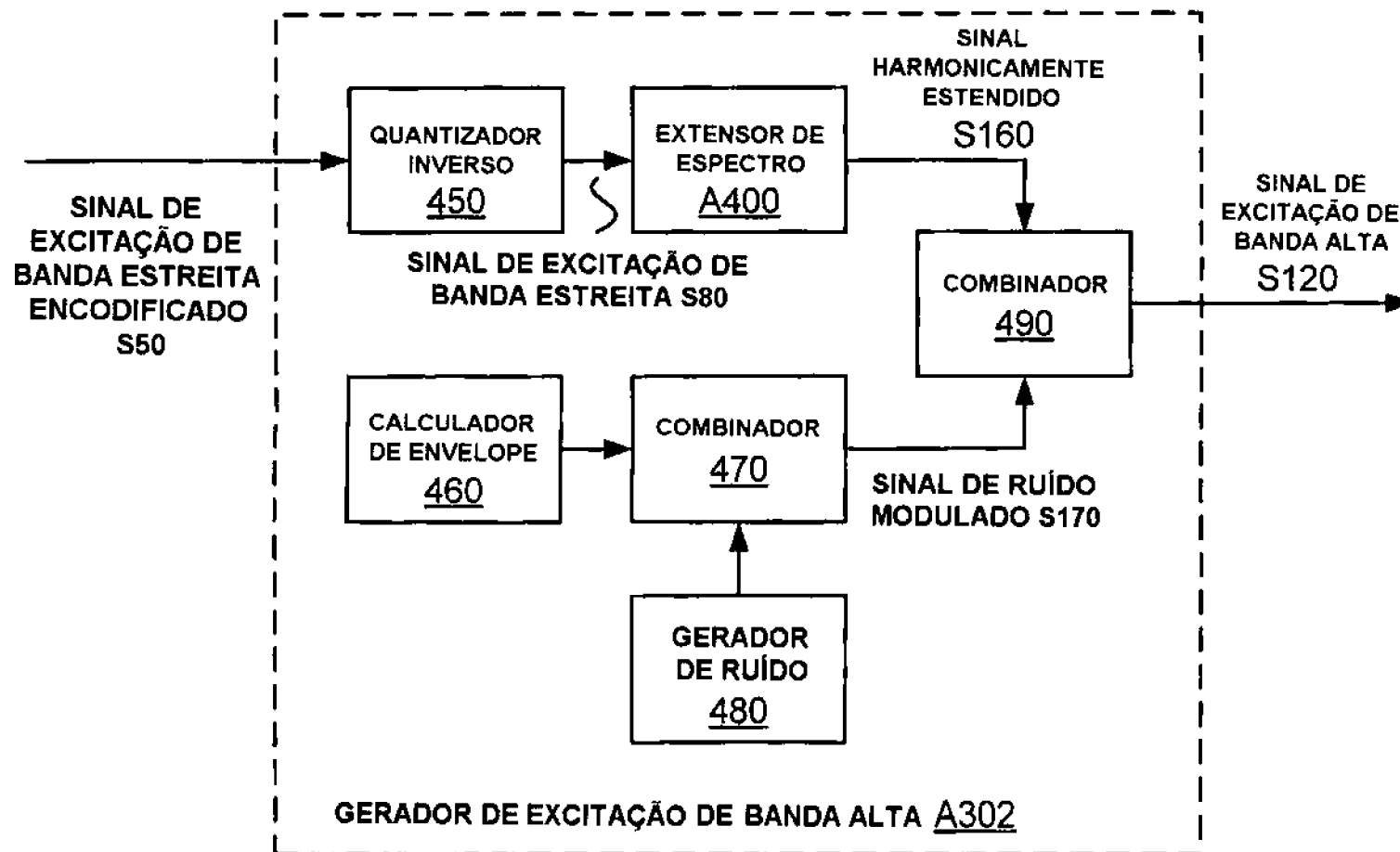


FIG. 11

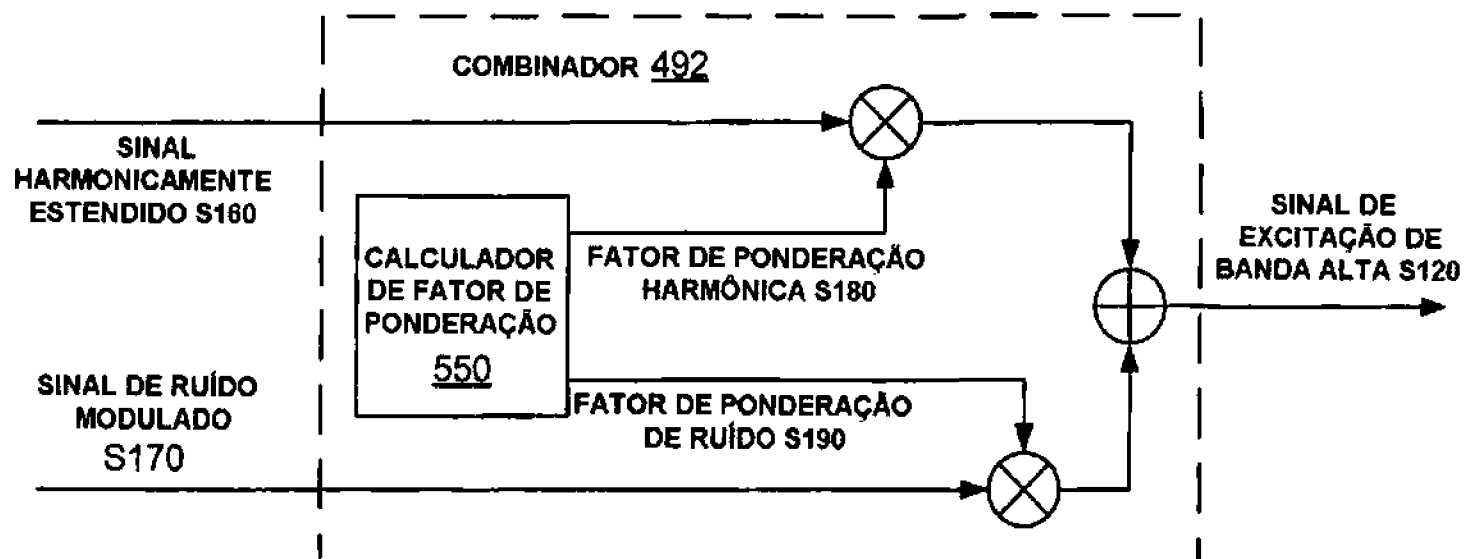
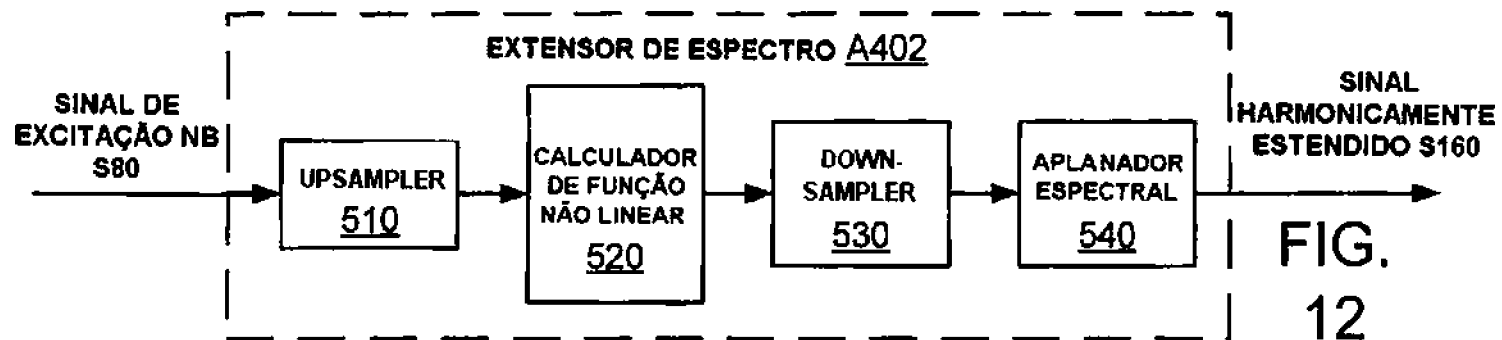


FIG. 16

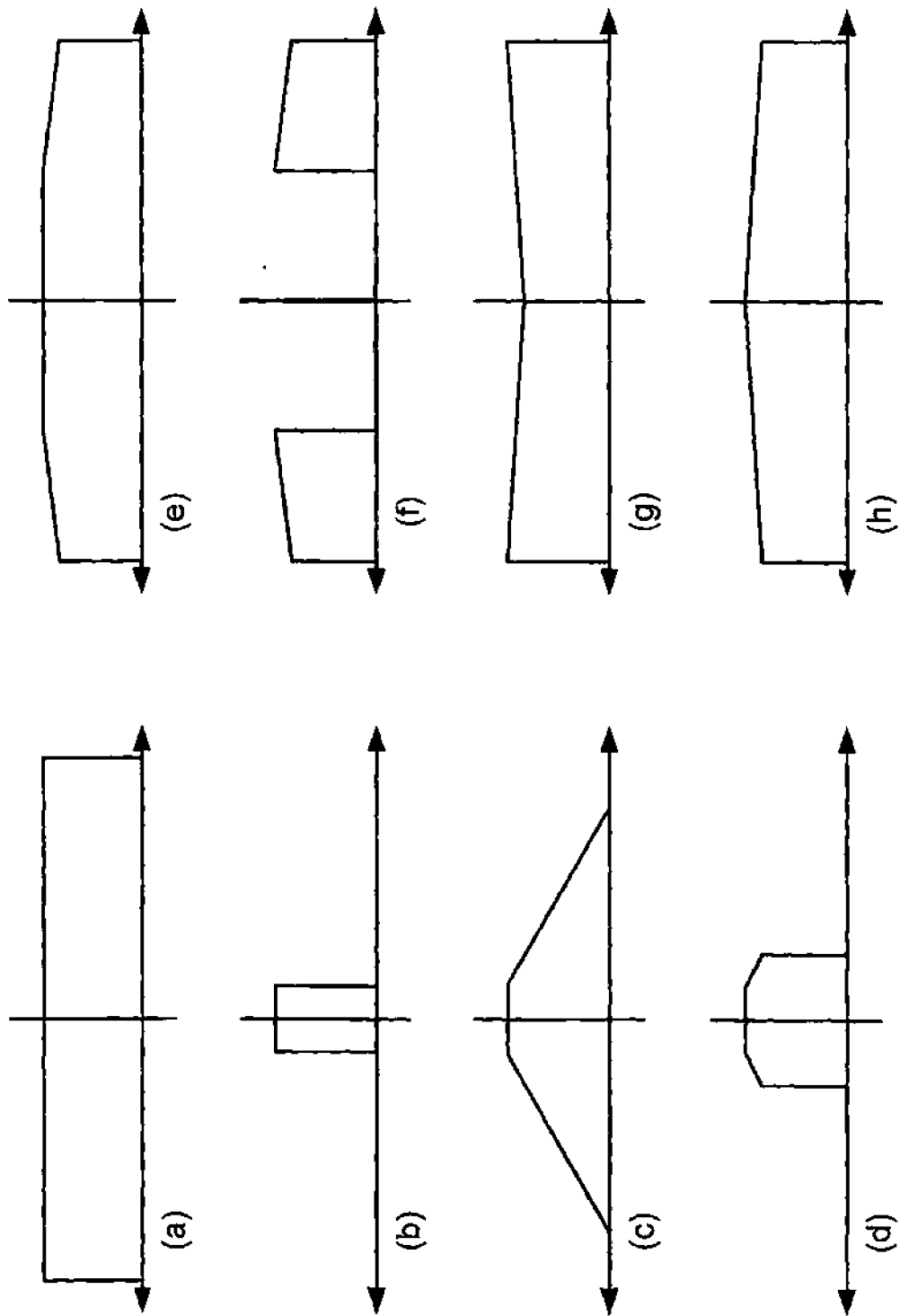


FIG. 12a

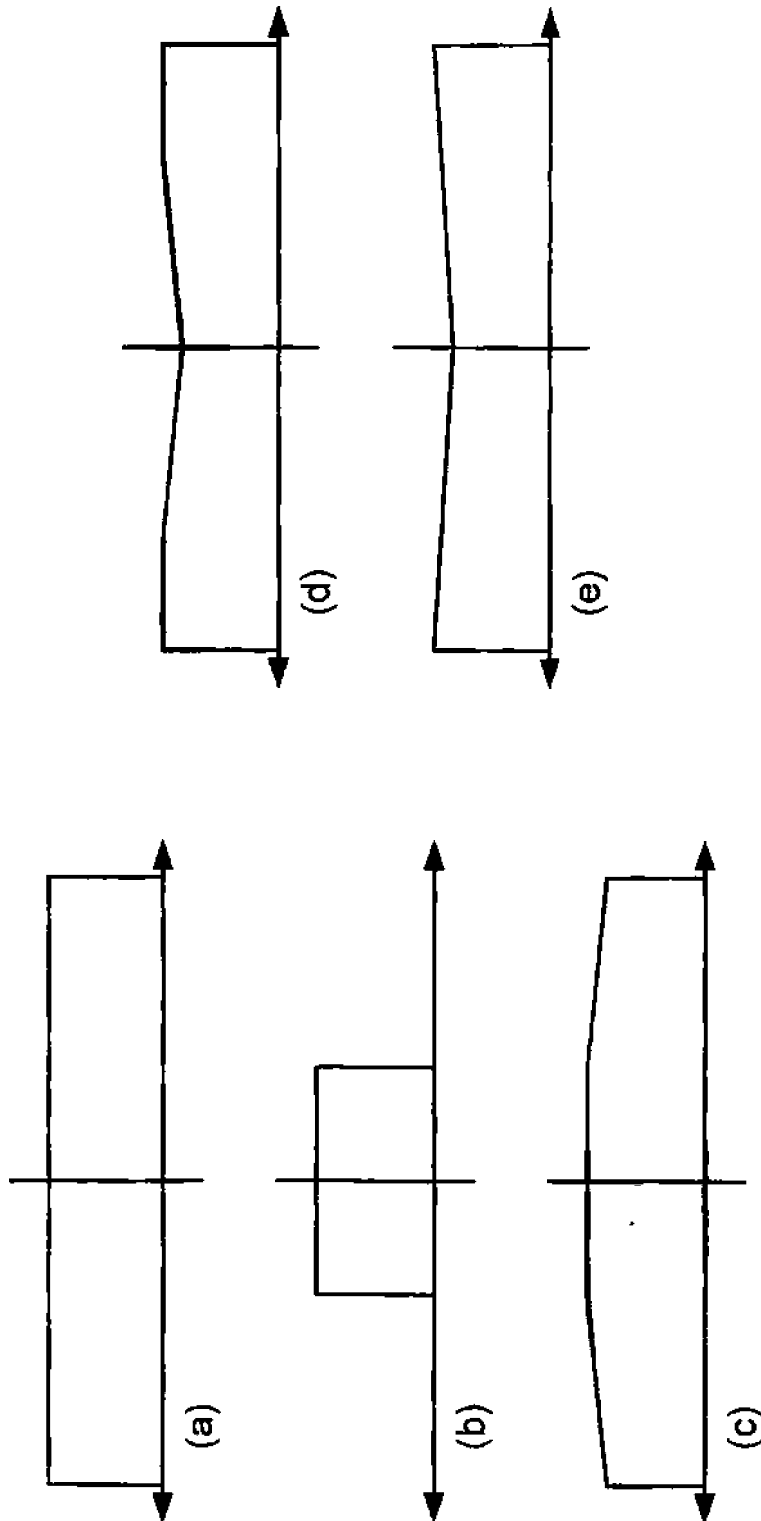


FIG. 12b

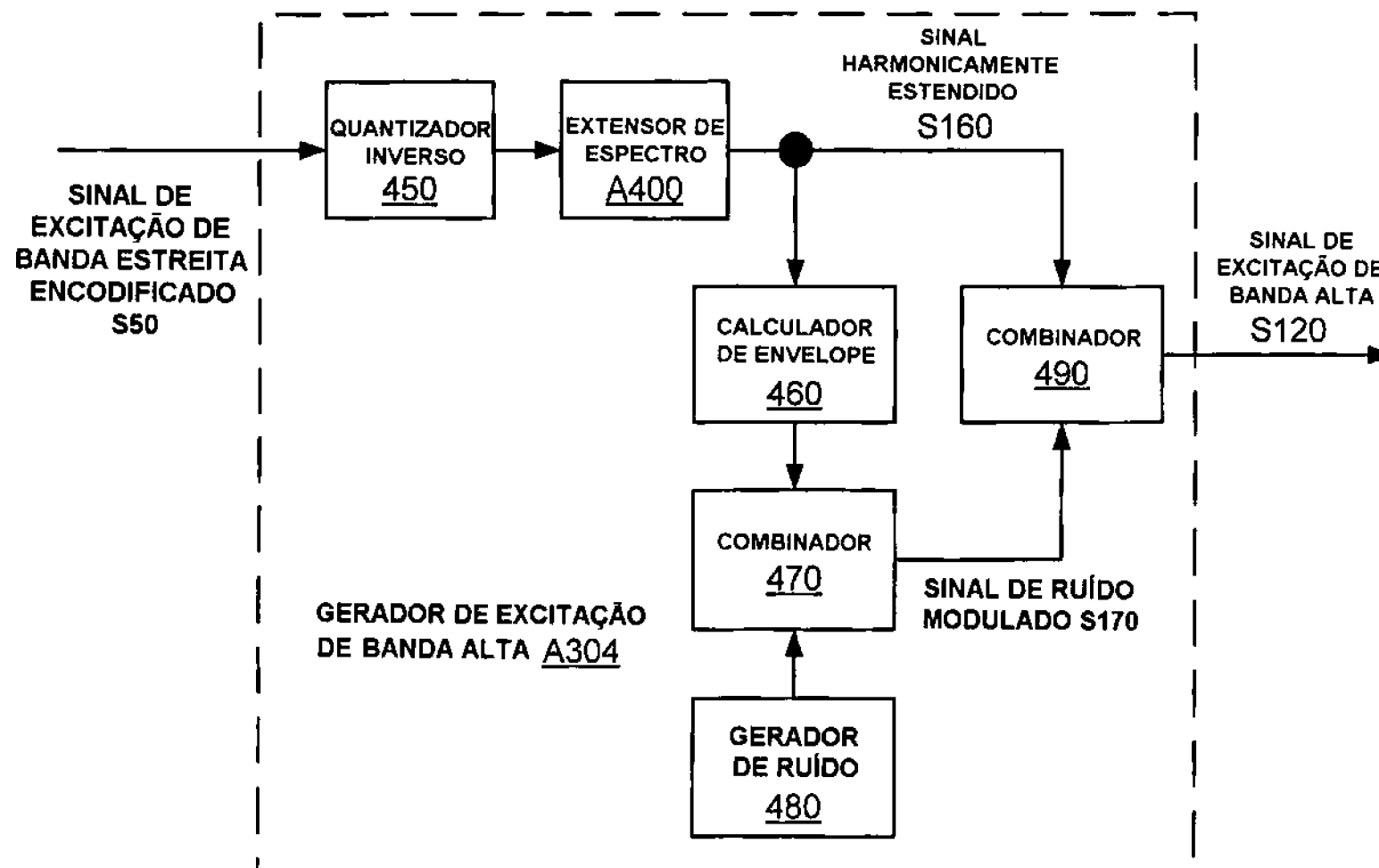


FIG. 13

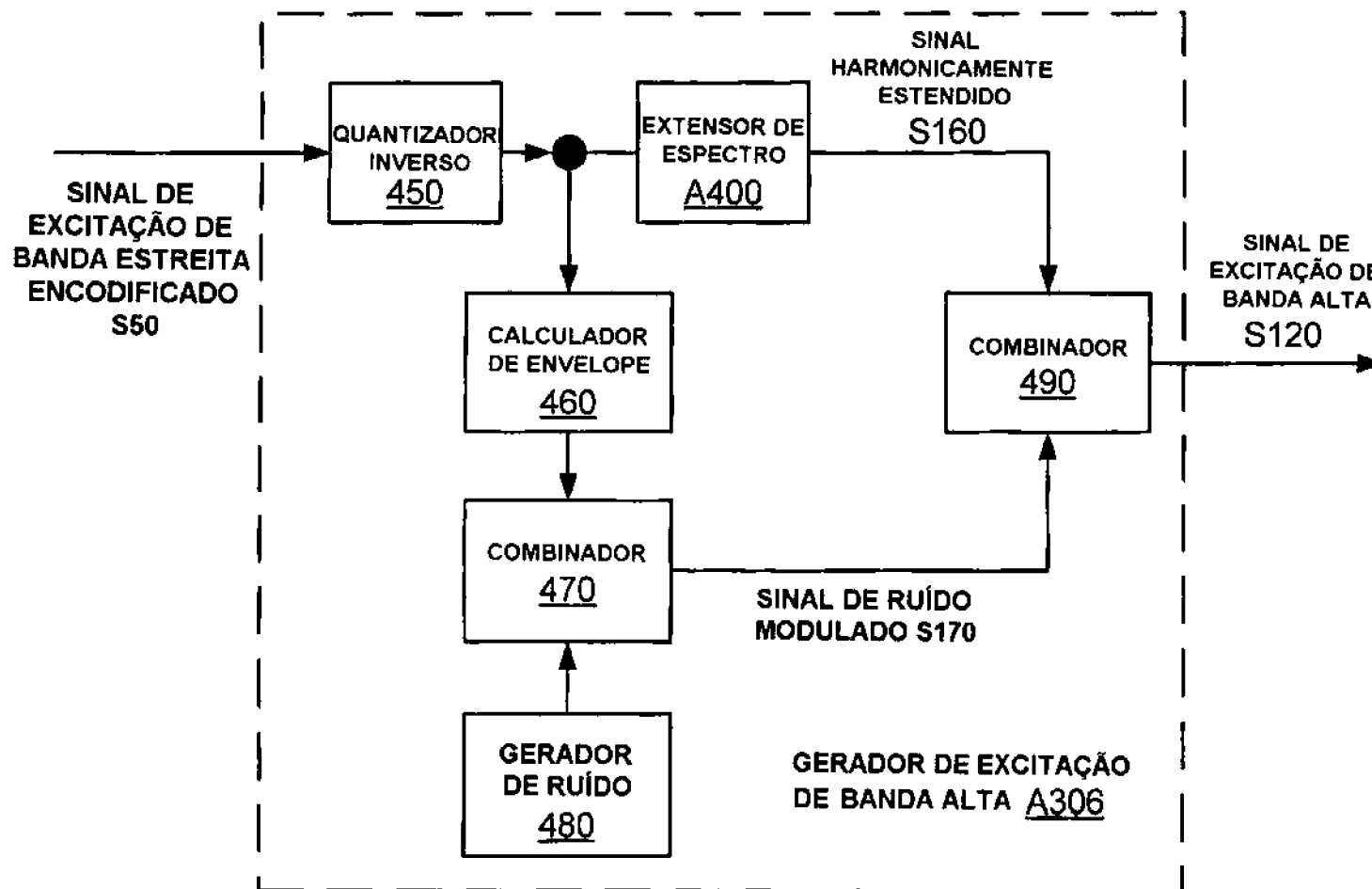


FIG. 14

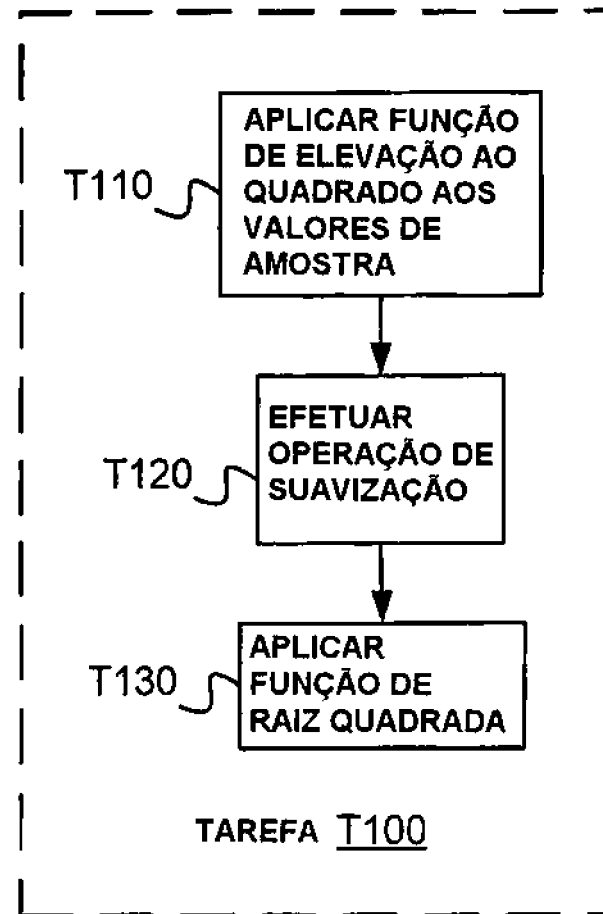


FIG. 15

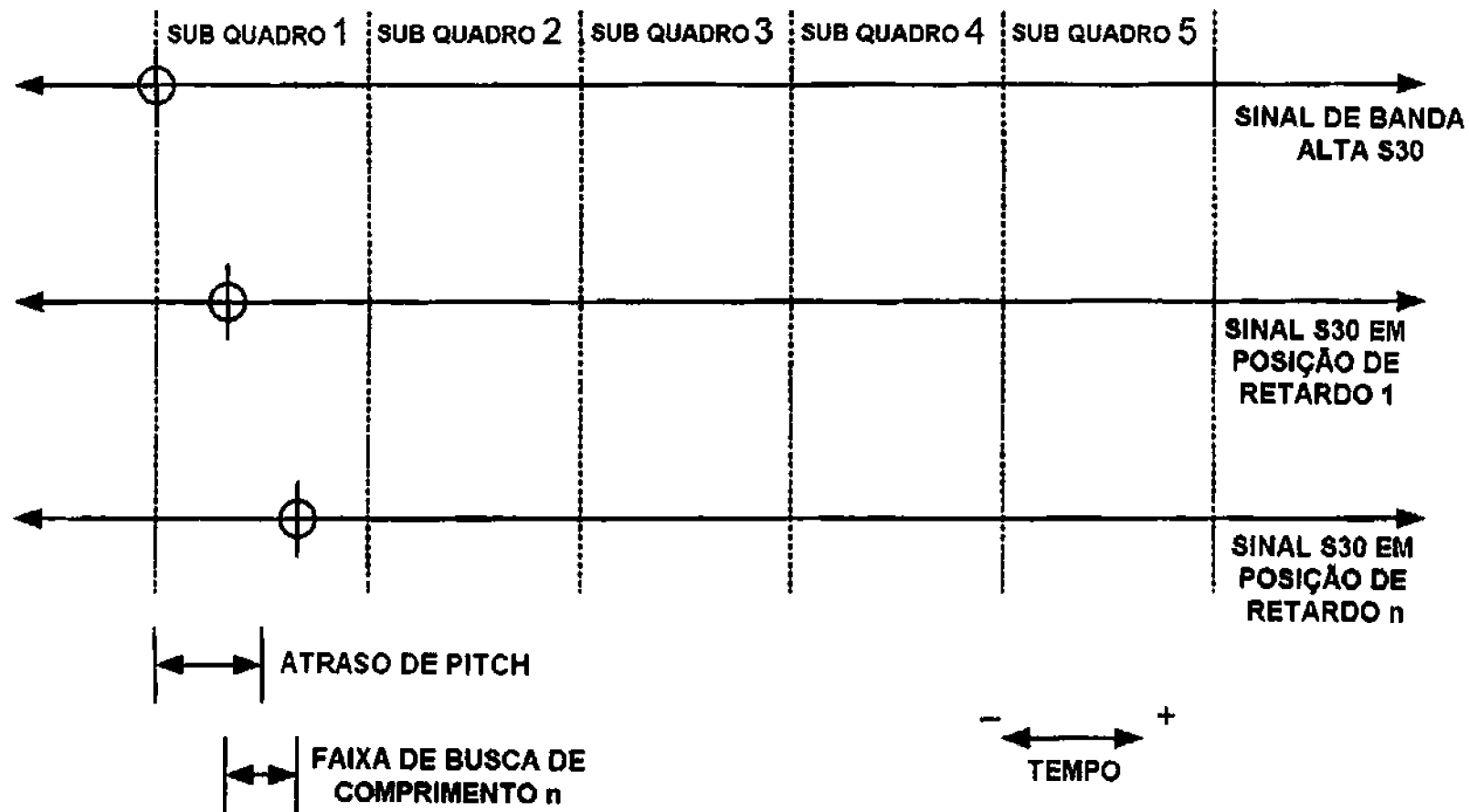


FIG. 17

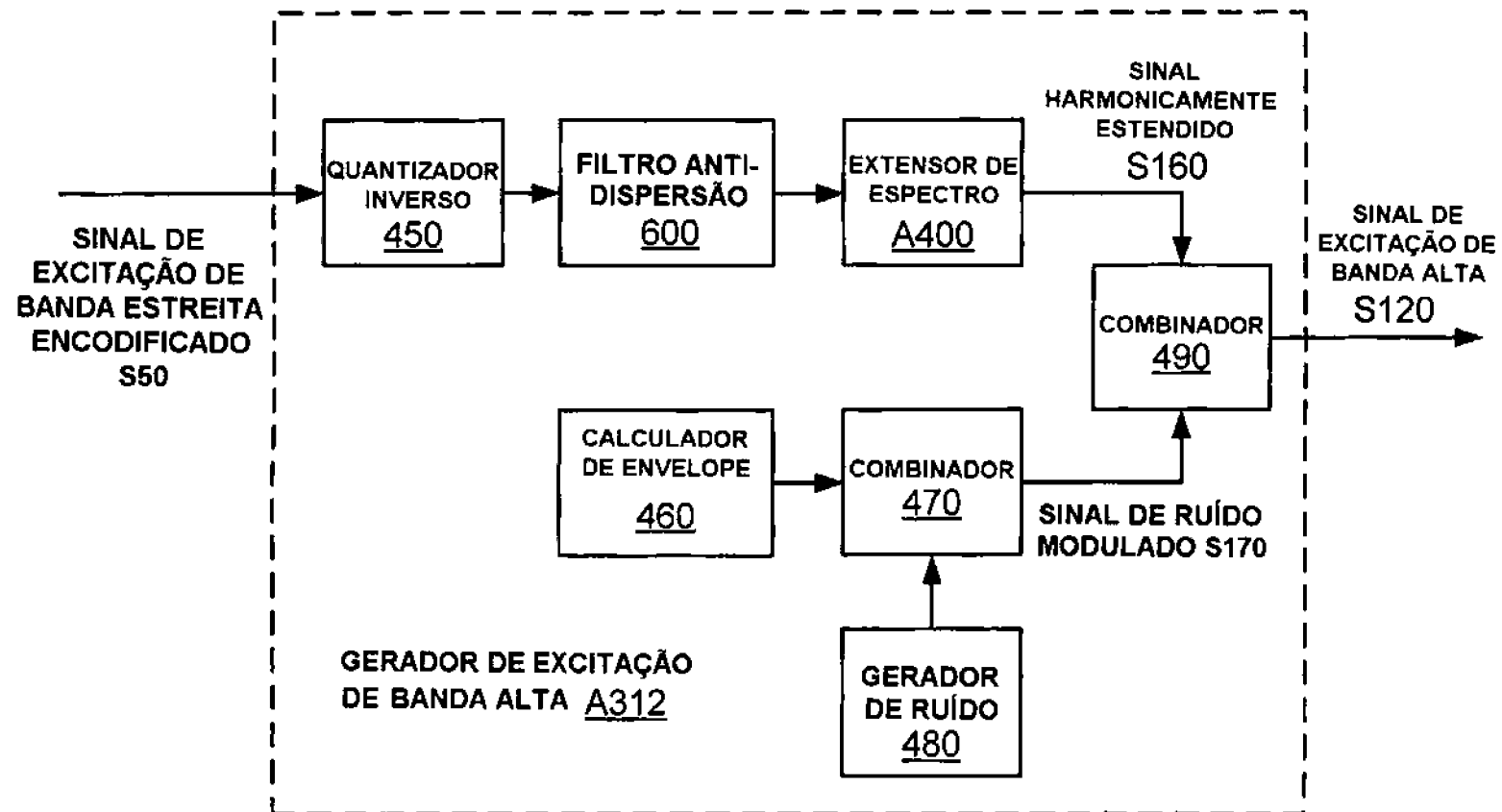


FIG. 18

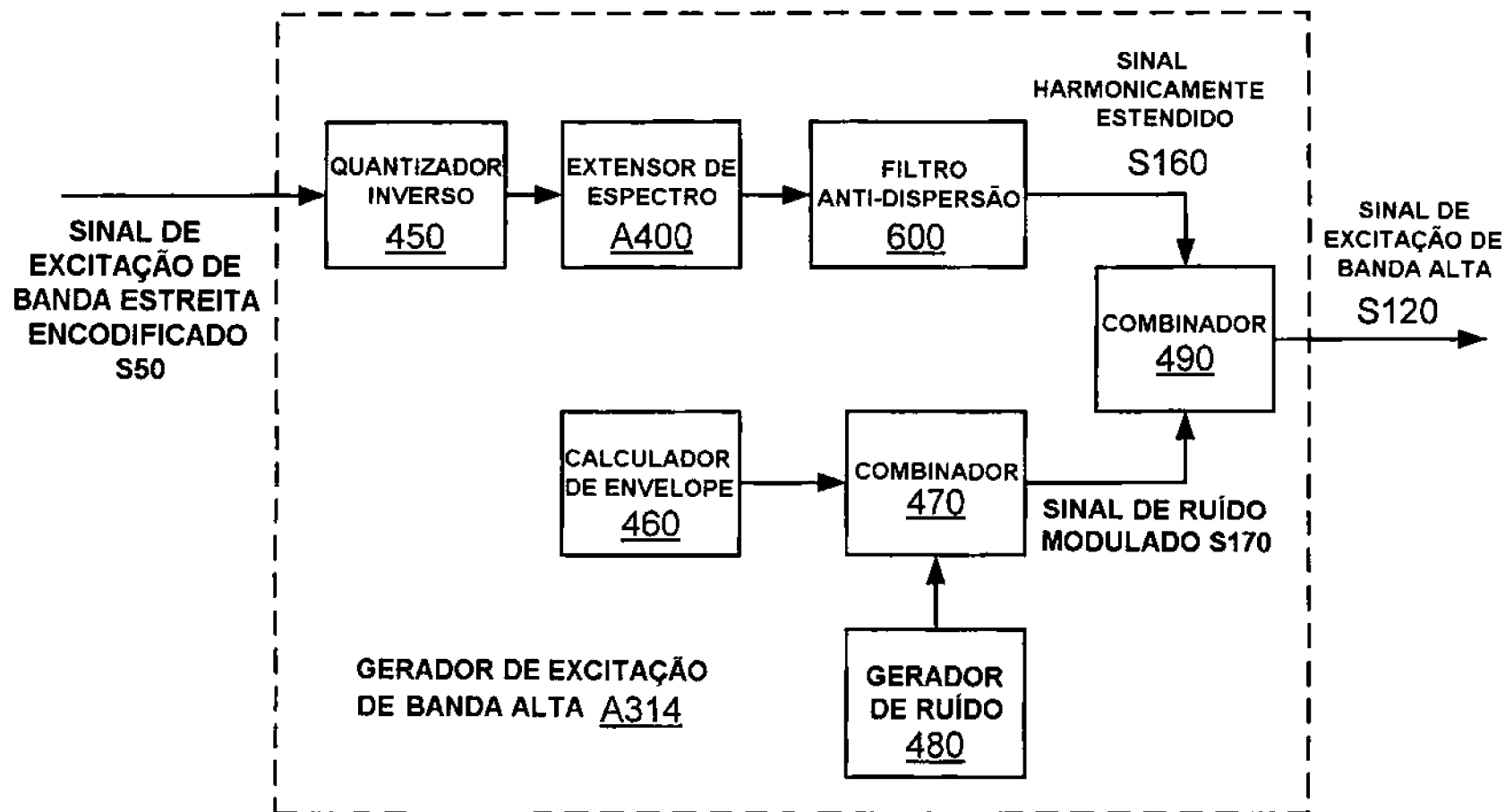


FIG. 19

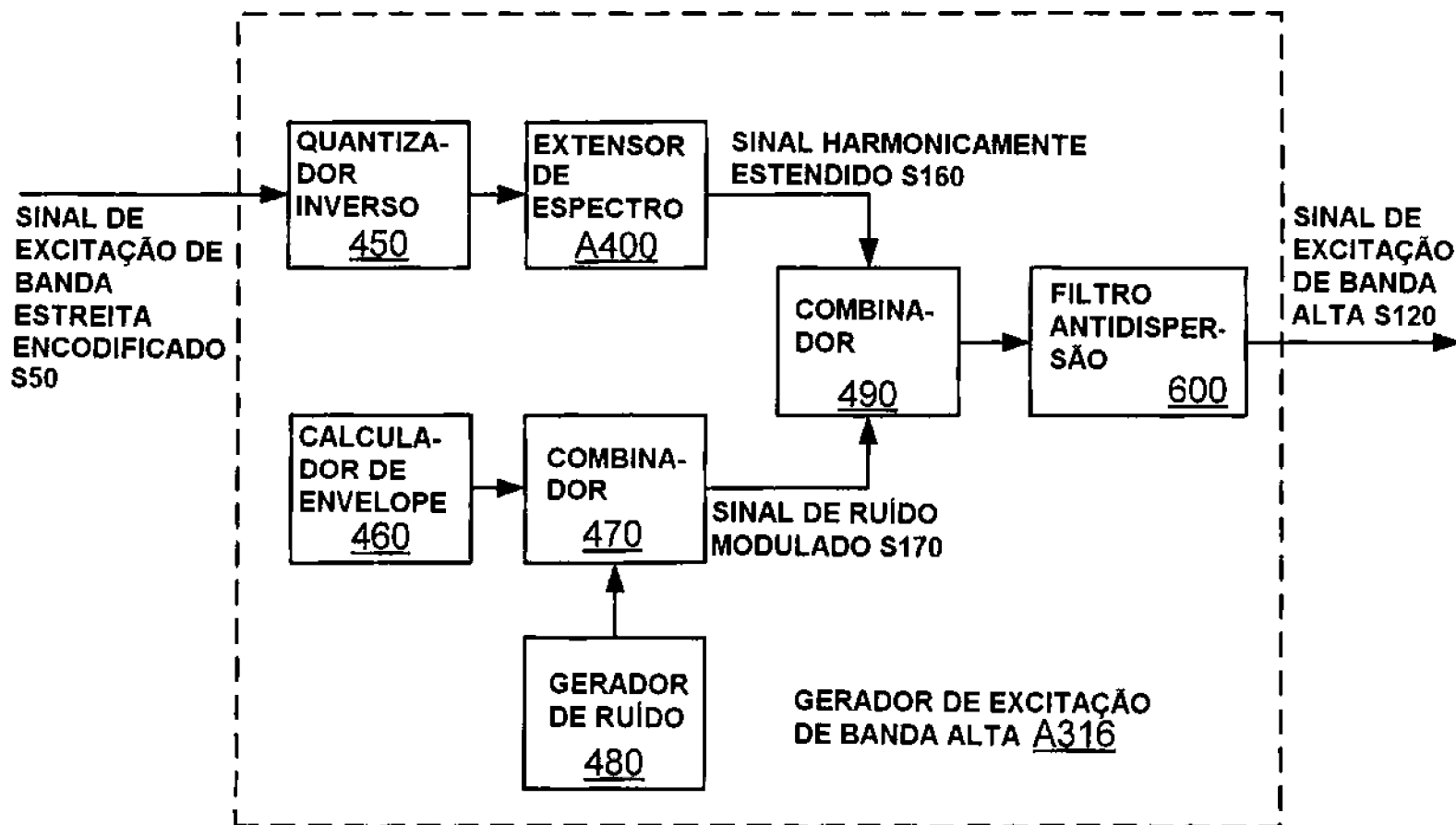


FIG. 20

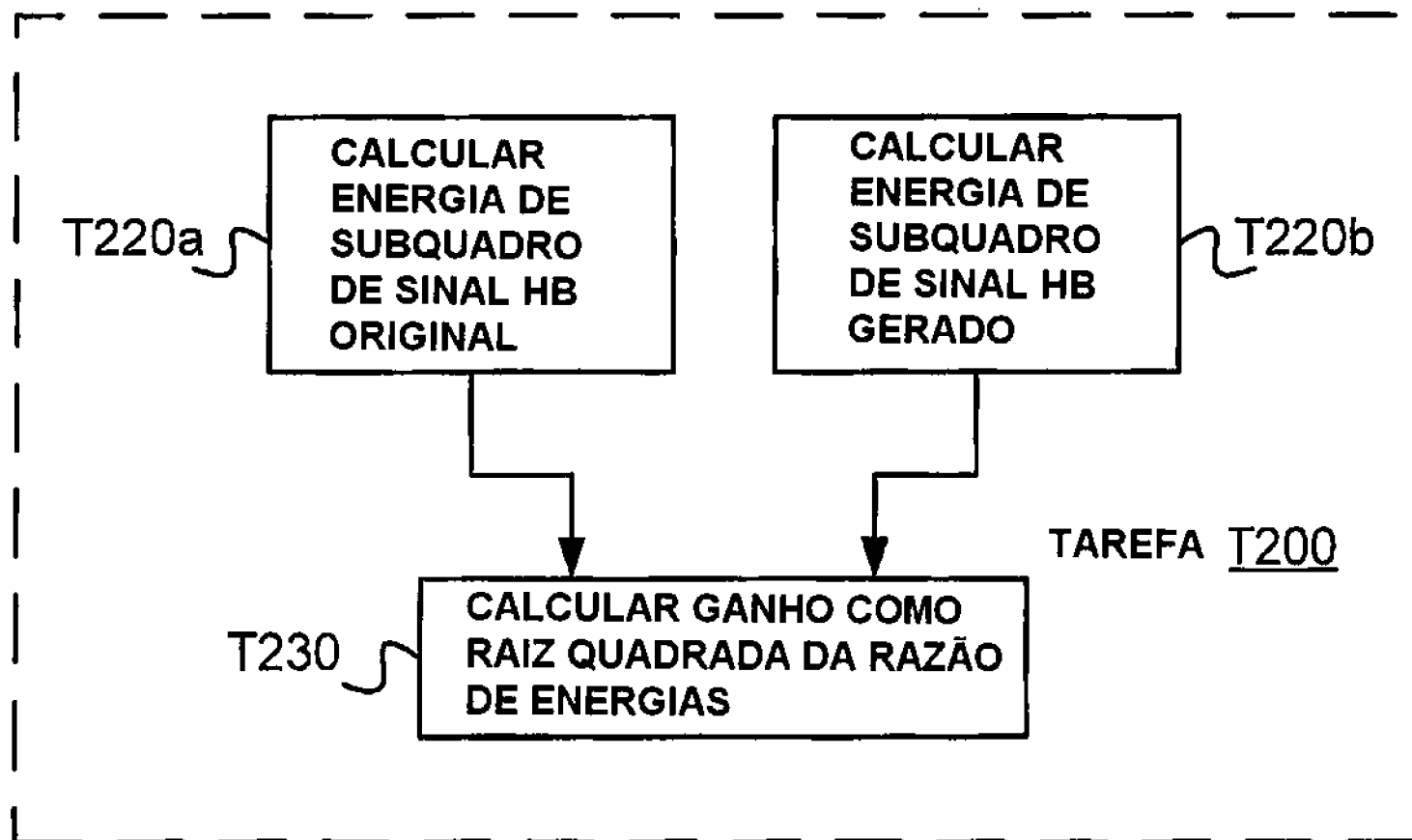


FIG. 21

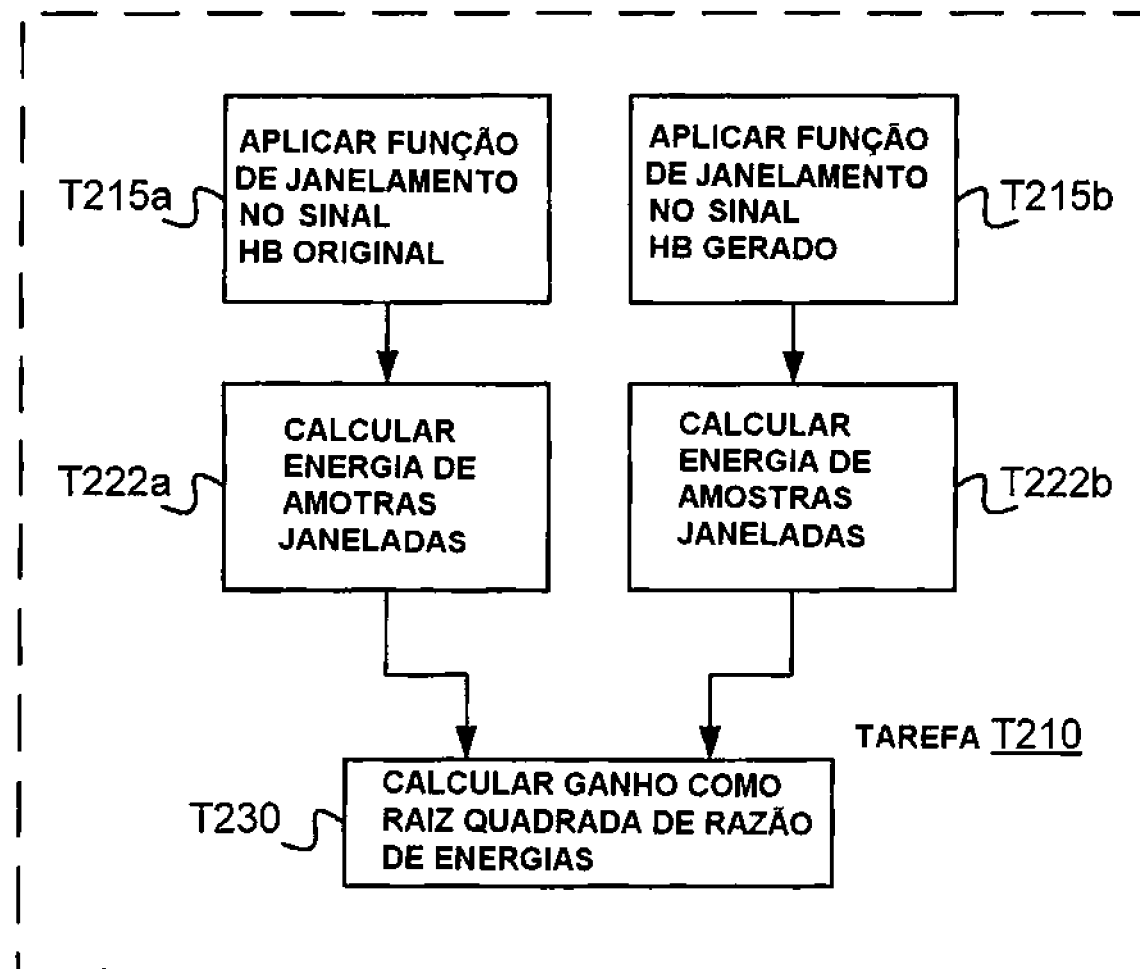


FIG. 22

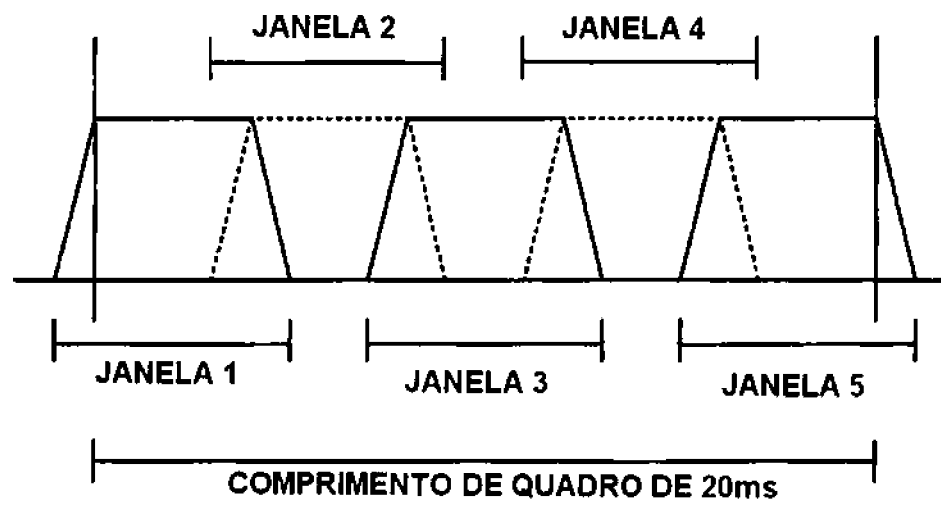
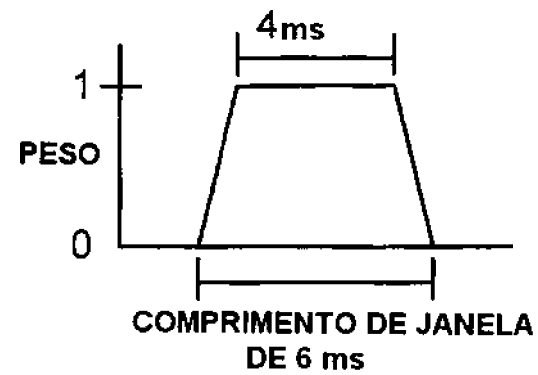
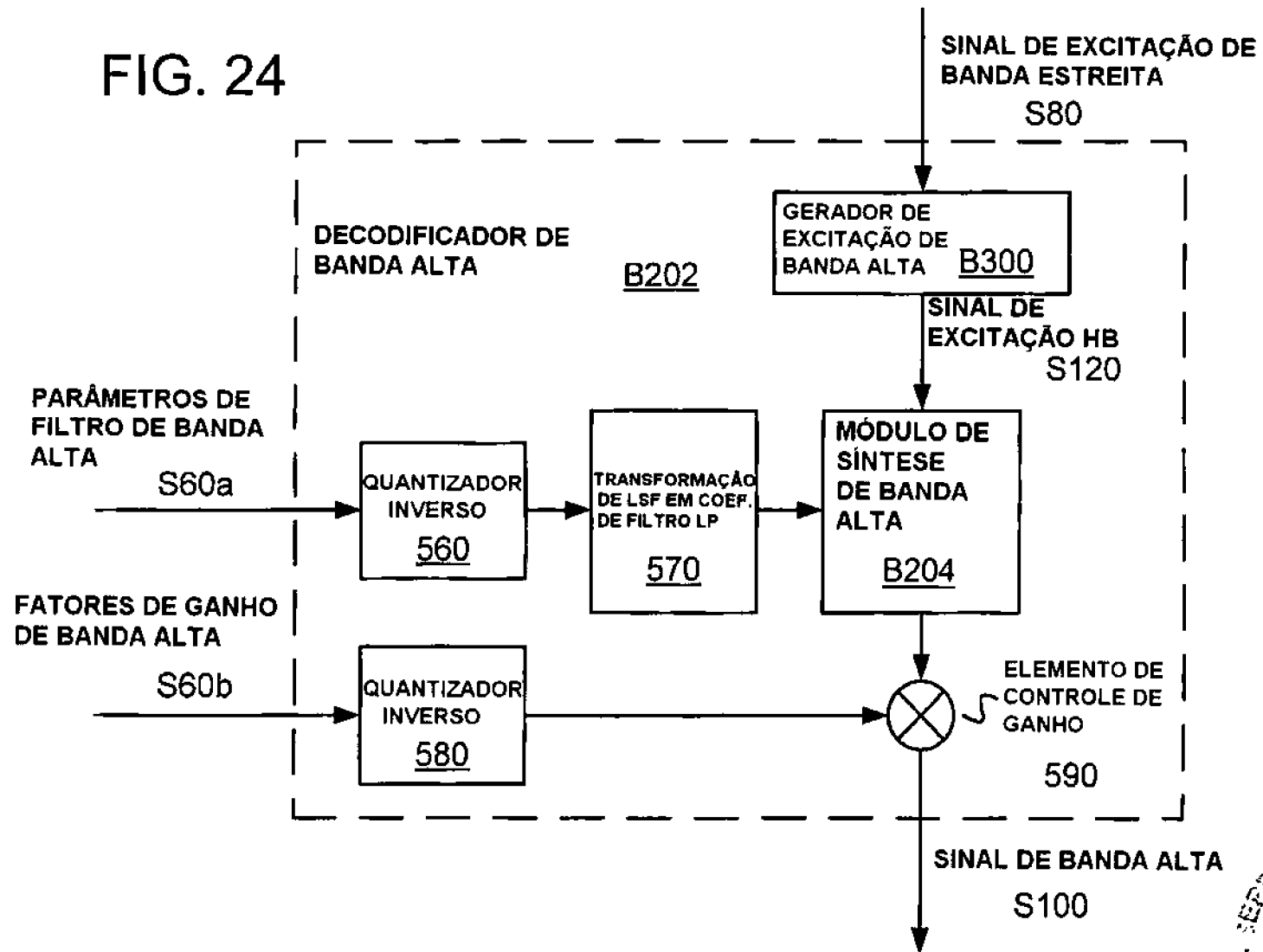


FIG. 24



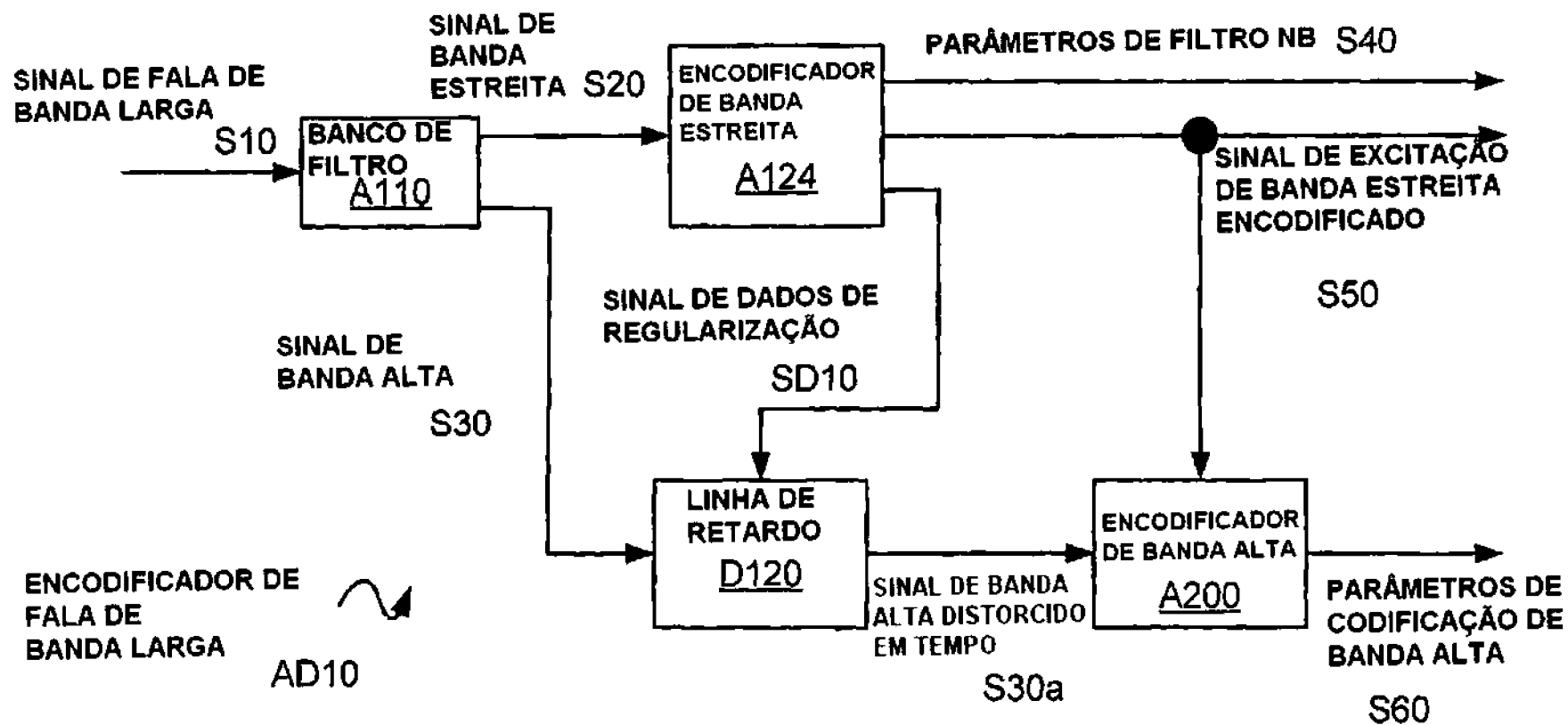
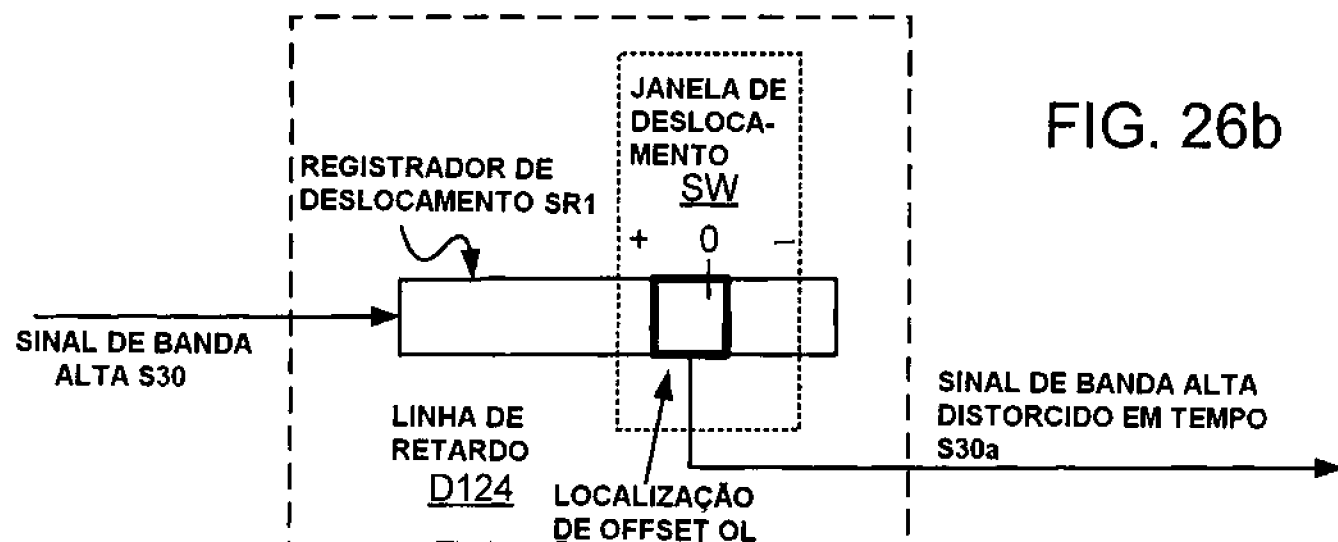
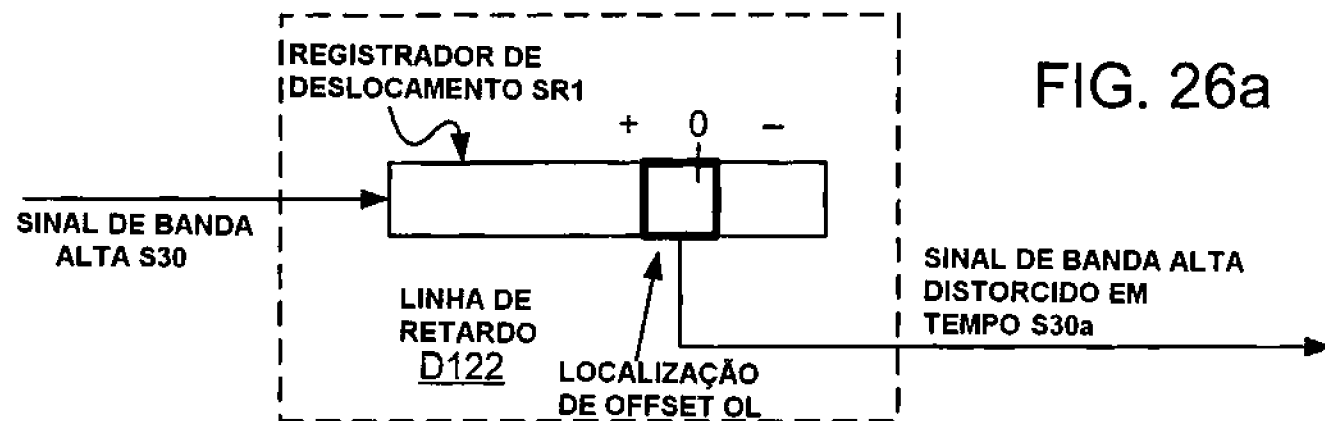


FIG. 25



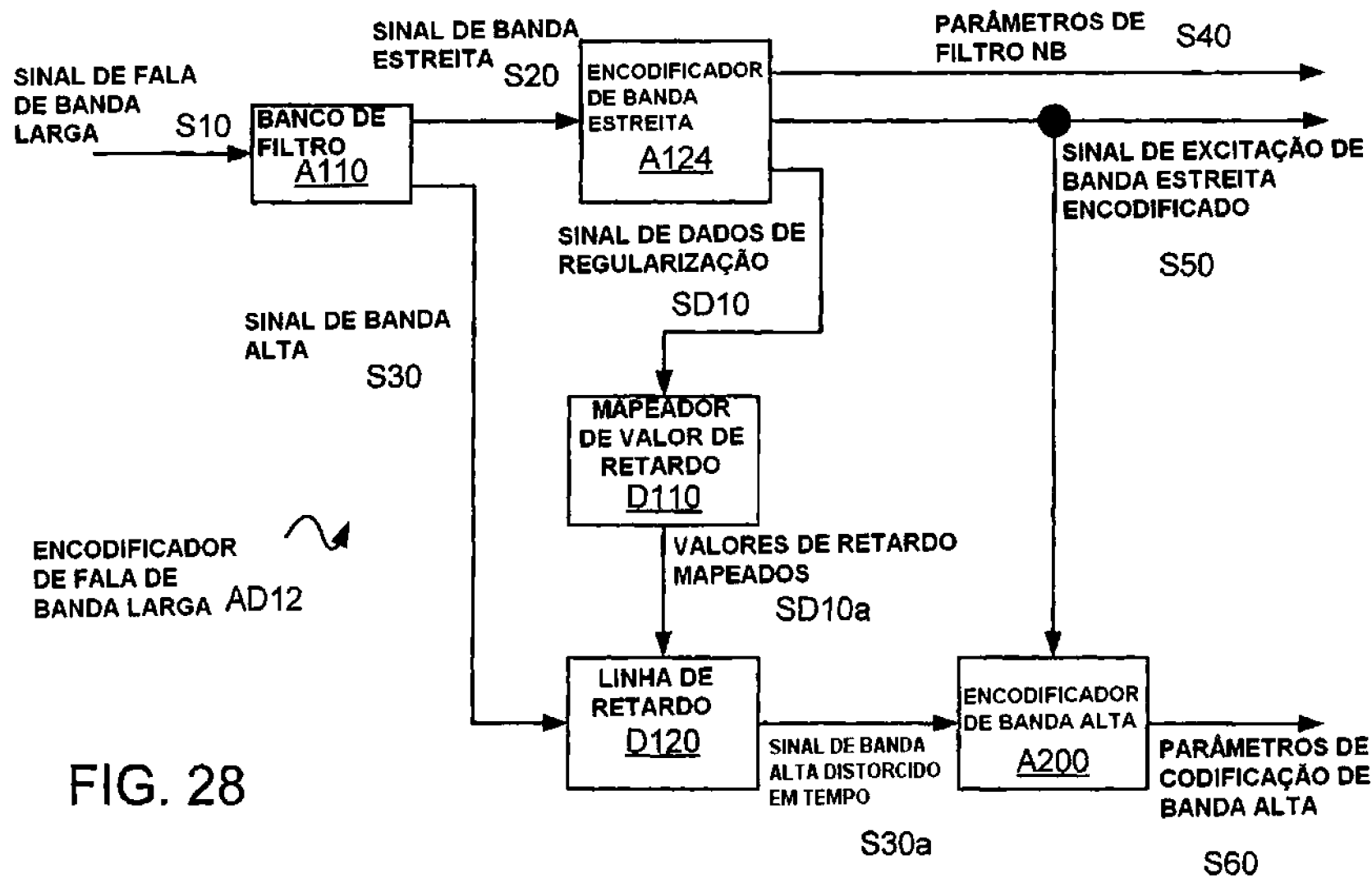


FIG. 28

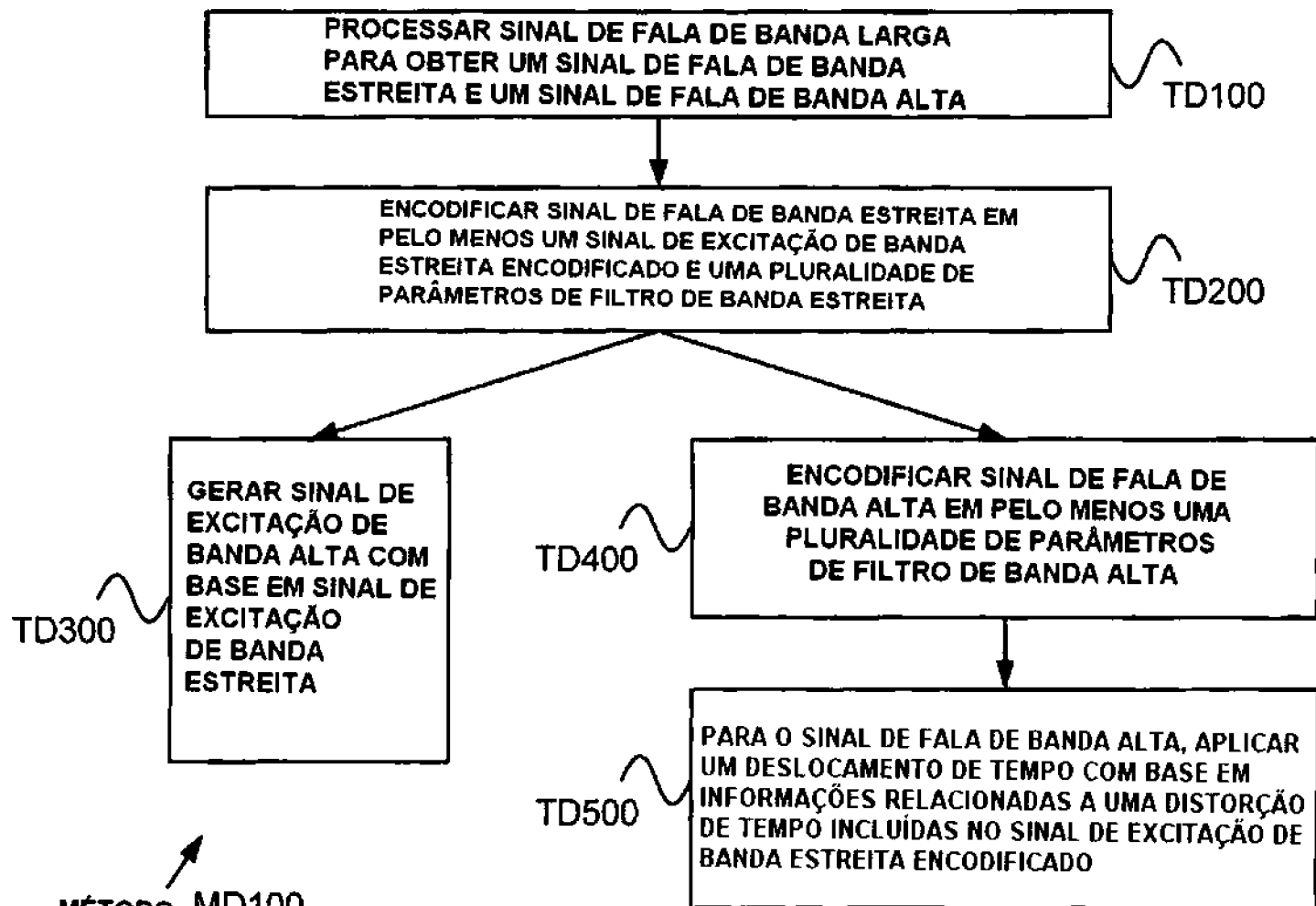
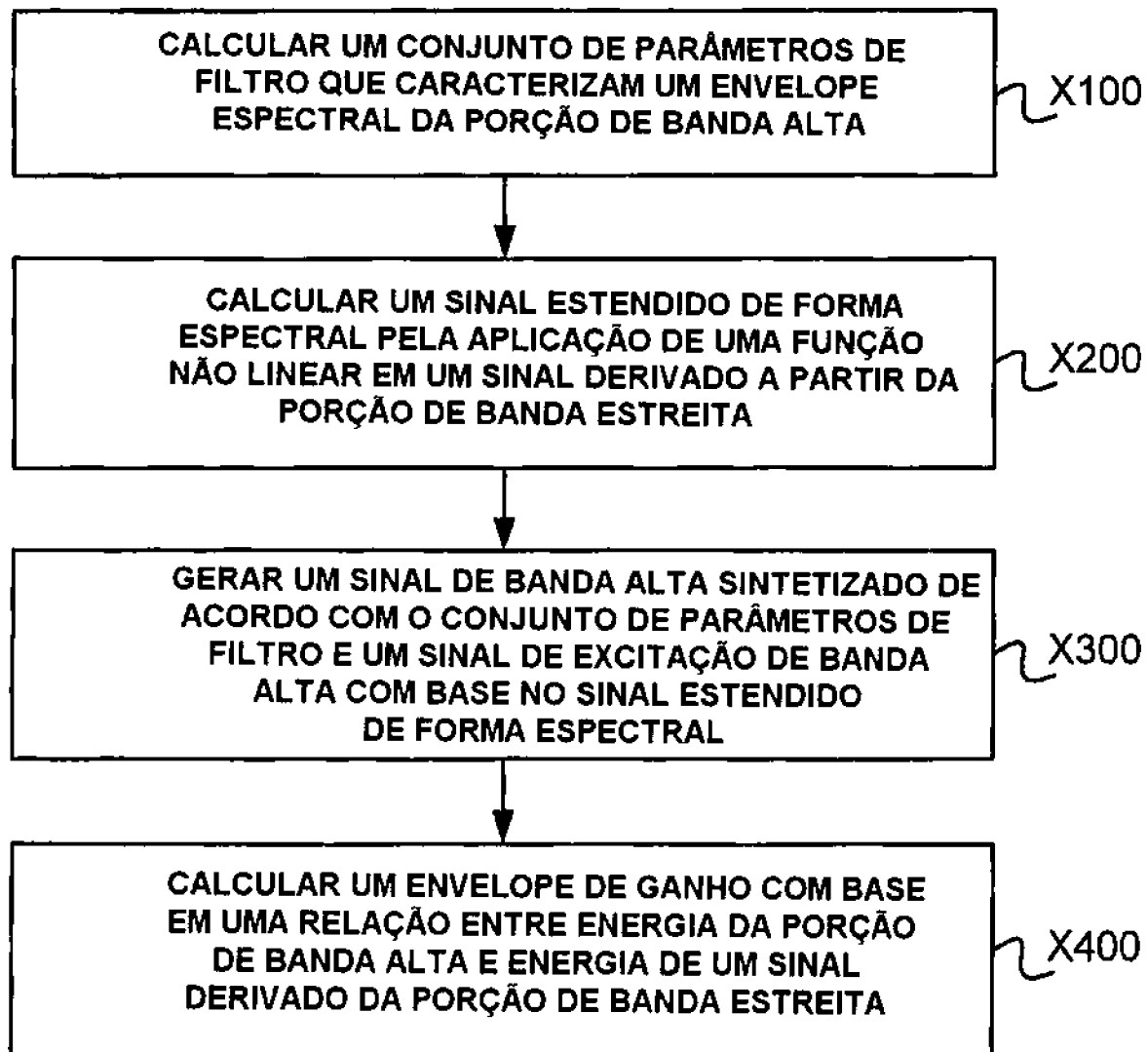


FIG. 29



M100

FIG. 30

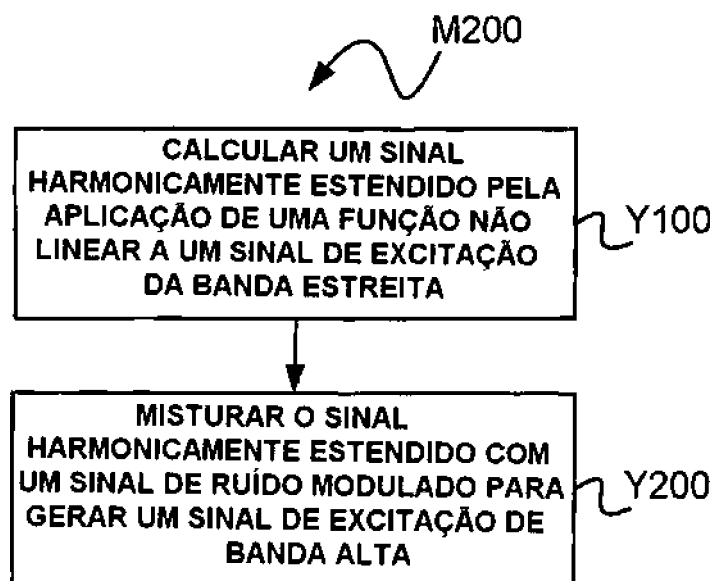


FIG. 31a

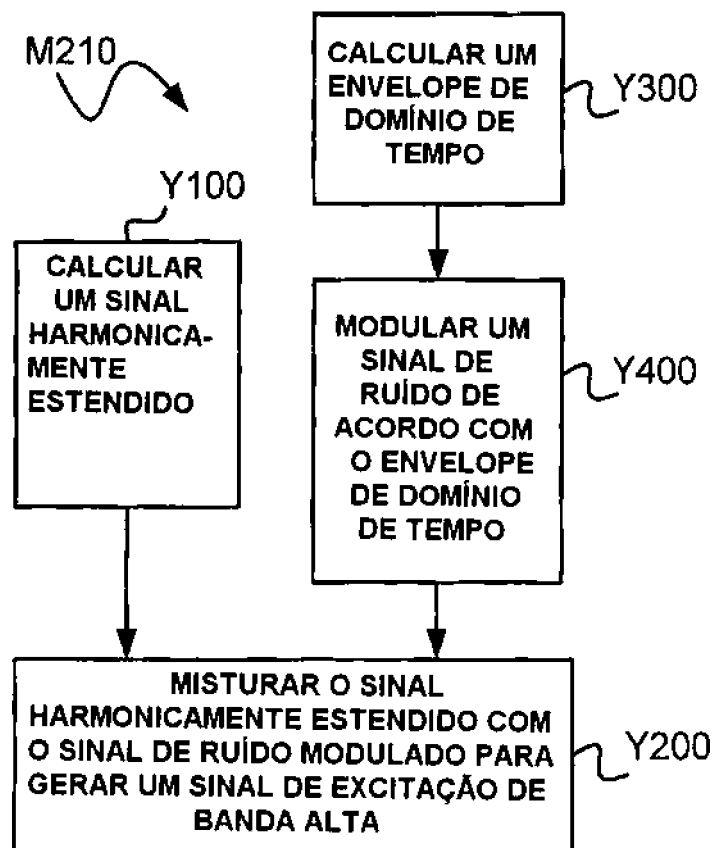
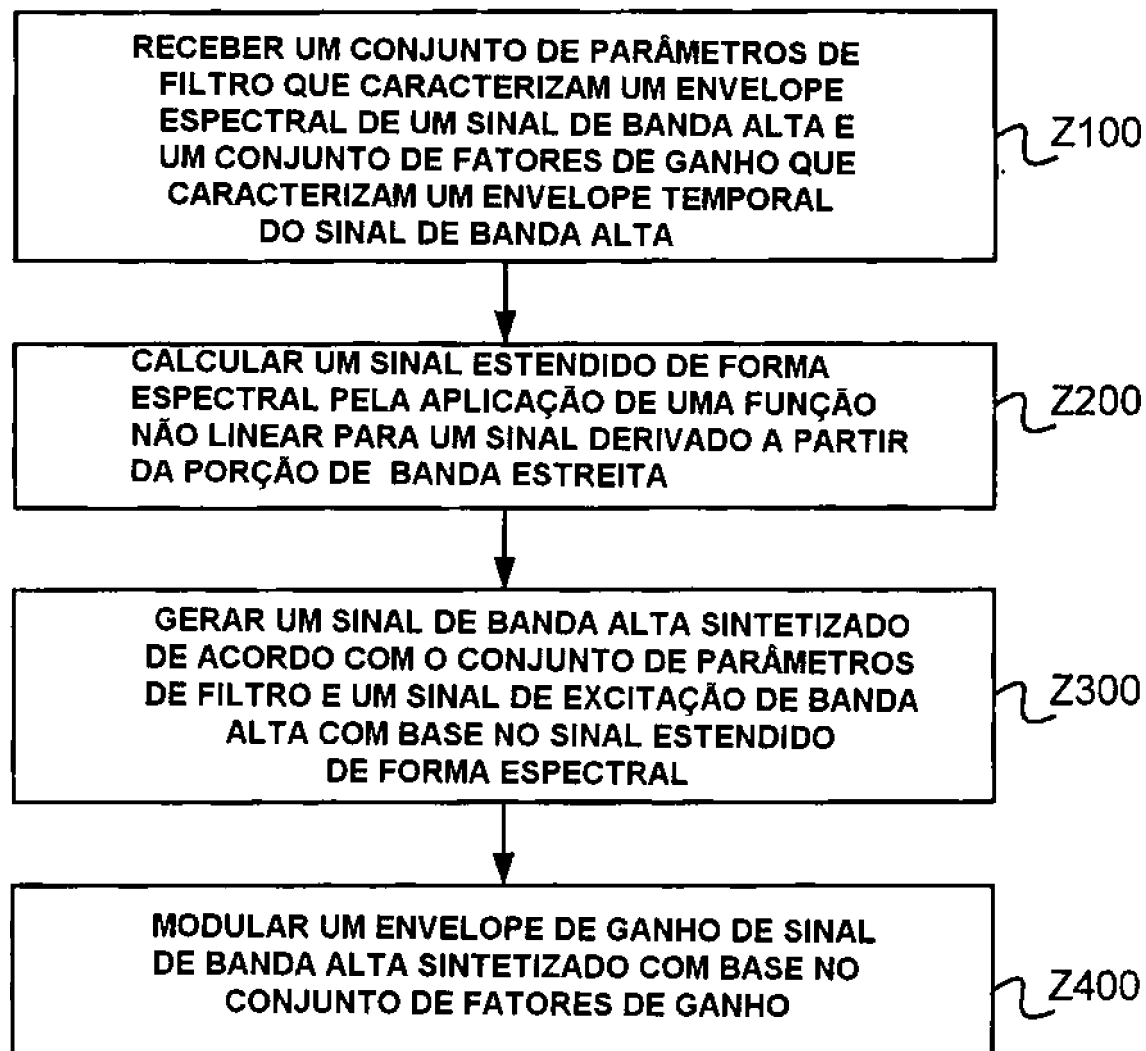


FIG. 31b



M300

FIG. 32