



(19)

Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets



(11)

EP 1 125 276 B1

(12)

EUROPEAN PATENT SPECIFICATION

(45) Date of publication and mention
of the grant of the patent:

06.08.2003 Bulletin 2003/32

(21) Application number: 99952199.0

(22) Date of filing: 27.10.1999

(51) Int Cl.7: G10L 11/04

(86) International application number:
PCT/CA99/01008

(87) International publication number:
WO 00/025298 (04.05.2000 Gazette 2000/18)

(54) A METHOD AND DEVICE FOR ADAPTIVE BANDWIDTH PITCH SEARCH IN CODING WIDEBAND SIGNALS

VERFAHREN UND VORRICHTUNG ZUR ADAPTIVEN BANDBREITENABHÄNGIGEN GRUNDFREQUENZSUCHE FÜR DIE KODIERUNG BREITBANDIGER SIGNALE

PROCEDE ET DISPOSITIF DE RECHERCHE ADAPTATIVE DE FREQUENCE FONDAMENTALE DEPENDANTE DE LA LARGEUR DE BANDE DANS LE CODAGE DE SIGNAUX A LARGE BANDE

(84) Designated Contracting States:

AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU
MC NL PT SE

(30) Priority: 27.10.1998 CA 2252170

(43) Date of publication of application:

22.08.2001 Bulletin 2001/34

(73) Proprietor: **Voiceage Corporation**
Ville Mont-Royal, Quebec H3R 2H6 (CA)

(72) Inventors:

• **BESSETTE, Bruno**
Rock Forest, Quebec J1N 1L2 (CA)

• **SALAMI, Redwan**

Sherbrooke, Quebec J1J 4L3 (CA)

• **LEFEBVRE, Roch**

Canton de Magog, Quebec J1K 5R9 (CA)

(74) Representative: **Audier, Philippe André**

Brevatome,

3, rue du Docteur Lancereaux

75008 Paris (FR)

(56) References cited:

EP-A- 0 331 858 EP-A- 0 421 444
EP-A- 0 722 165

EP 1 125 276 B1

Note: Within nine months from the publication of the mention of the grant of the European patent, any person may give notice to the European Patent Office of opposition to the European patent granted. Notice of opposition shall be filed in a written reasoned statement. It shall not be deemed to have been filed until the opposition fee has been paid. (Art. 99(1) European Patent Convention).

Description

BACKGROUND OF THE INVENTION

5 1. Field of the invention:

[0001] The present invention relates to an efficient technique for digitally encoding a wideband signal, in particular but not exclusively a speech signal, in view of transmitting, or storing, and synthesizing this wideband sound signal. More specifically, this invention deals with an improved pitch search device and method.

10 2. Brief description of the prior art:

[0002] The demand for efficient digital wideband speech/audio encoding techniques with a good subjective quality/bit rate trade-off is increasing for numerous applications such as audio/video teleconferencing, multimedia, and wireless applications, as well as Internet and packet network applications. Until recently, telephone bandwidths filtered in the range 200-3400 Hz were mainly used in speech coding applications. However, there is an increasing demand for wideband speech applications in order to increase the intelligibility and naturalness of the speech signals. A bandwidth in the range 50-7000 Hz was found sufficient for delivering a face-to-face speech quality. For audio signals, this range gives an acceptable audio quality, but still lower than the CD quality which operates on the range 20-20000 Hz.

20 **[0003]** A speech encoder converts a speech signal into a digital bitstream which is transmitted over a communication channel (or stored in a storage medium). The speech signal is digitized (sampled and quantized with usually 16-bits per sample) and the speech encoder has the role of representing these digital samples with a smaller number of bits while maintaining a good subjective speech quality. The speech decoder or synthesizer operates on the transmitted or stored bit stream and converts it back to a sound signal.

25 **[0004]** One of the best prior art techniques capable of achieving a good quality/bit rate trade-off is the so-called Code Excited Linear Prediction (CELP) techniques. As an example, EP-A-0 421 444 discloses a CELP-based coder. According to this technique, the sampled speech signal is processed in successive blocks of L samples usually called *frames* where L is some predetermined number (corresponding to 10-30 ms of speech). In CELP, a linear prediction (LP) filter is computed and transmitted every frame. The L -sample frame is then divided into smaller blocks called *subframes* of size N samples, where $L=kN$ and k is the number of subframes in a frame (N usually corresponds to 4-10 ms of speech). An excitation signal is determined in each subframe, which usually consists of two components: one from the past excitation (also called pitch contribution or adaptive codebook) and the other from an innovation codebook (also called fixed codebook). This excitation signal is transmitted and used at the decoder as the input of the LP synthesis filter in order to obtain the synthesized speech.

30 **[0005]** An innovation codebook in the CELP context, is an indexed set of N -sample-long sequences which will be referred to as N -dimensional codevectors. Each codebook sequence is indexed by an integer k ranging from 1 to M where M represents the size of the codebook often expressed as a number of bits b , where $M=2^b$.

35 **[0006]** To synthesize speech according to the CELP technique, each block of N samples is synthesized by filtering an appropriate codevector from a codebook through time varying filters modeling the spectral characteristics of the speech signal. At the encoder end, the synthetic output is computed for all, or a subset, of the codevectors from the codebook (codebook search). The retained codevector is the one producing the synthetic output closest to the original speech signal according to a perceptually weighted distortion measure. This perceptual weighting is performed using a so-called perceptual weighting filter, which is usually derived from the LP filter.

40 **[0007]** The CELP model has been very successful in encoding telephone band sound signals, and several CELP-based standards exist in a wide range of applications, especially in digital cellular applications. In the telephone band, the sound signal is band-limited to 200-3400 Hz and sampled at 8000 samples/sec. In wideband speech/audio applications, the sound signal is band-limited to 50-7000 Hz and sampled at 16000 samples/sec.

45 **[0008]** Some difficulties arise when applying the telephone-band optimized CELP model to wideband signals, and additional features need to be added to the model in order to obtain high quality wideband signals. Wideband signals exhibit a much wider dynamic range compared to telephone-band signals, which results in precision problems when a fixed-point implementation of the algorithm is required (which is essential in wireless applications). Further, the CELP model will often spend most of its encoding bits on the low-frequency region, which usually has higher energy contents, resulting in a low-pass output signal. To overcome this problem, the perceptual weighting filter has to be modified in order to suit wideband signals, and pre-emphasis techniques which boost the high frequency regions become important to reduce the dynamic range, yielding a simpler fixed-point implementation, and to ensure a better encoding of the higher frequency contents of the signal. Further, the pitch contents in the spectrum of voiced segments in wideband signals do not extend over the whole spectrum range, and the amount of voicing shows more variation compared to narrow-band signals. Therefore, in case of wideband signals, existing pitch search structures are not very efficient.

Thus, it is important to improve the closed-loop pitch analysis to better accommodate the variations in the voicing level.

OBJECTS OF THE INVENTION

- 5 [0009] An object of the present invention is therefore to provide a method and device for efficiently encoding wideband (7000 Hz) sound signals using CELP-type encoding techniques, using improved pitch analysis in order to obtain high quality reconstructed sound signal.

SUMMARY OF THE INVENTION

- 10 [0010] More specifically, in accordance with the present invention as claimed in claims 1-63, there is provided a method for selecting an optimal set of pitch codebook parameters associated to a signal path, from at least two signal paths, having the lowest calculated pitch prediction error. The pitch prediction error is calculated in response to a pitch codevector from a pitch codebook search device. In at least one of the two signal paths, the pitch prediction error is filtered before supplying the pitch codevector for calculation of said pitch prediction error of said one path. Finally, the pitch prediction errors calculated in said at least two signal paths are compared, the signal path having the lowest calculated pitch prediction error is chosen, and the set of pitch codebook parameters associated to the chosen signal path are selected.

- 15 [0011] The pitch analysis device of the invention, for producing an optimal set of pitch codebook parameters, comprises:

- a) at least two signal paths associated to respective sets of pitch codebook parameters, wherein:
 - i) each signal path comprises a pitch prediction error calculating device for calculating a pitch prediction error of a pitch codevector from a pitch codebook search device; and
 - ii) at least one of the two paths comprises a filter for filtering the pitch codevector before supplying the pitch codevector to the path's pitch prediction error calculating device; and
- b) a selector for comparing the pitch prediction errors calculated in the signal paths, for choosing the signal path having the lowest calculated pitch prediction error, and for selecting the set of pitch codebook parameters associated to the chosen signal path.

- 30 [0012] The new method and device which achieve efficient modeling of the harmonic structure of the speech spectrum uses several forms of low pass filters applied to the past excitation and the one yielding higher prediction gain is selected. When subsample pitch resolution is used, the low pass filters can be incorporated into the interpolation filters used to obtain the higher pitch resolution.

- 35 [0013] In a preferred embodiment of the invention, each pitch prediction error calculating device of the pitch analysis device described above comprises:

- 40 a) a convolution unit for convolving the pitch codevector with a weighted synthesis filter impulse response signal and therefore calculating a convolved pitch codevector;
- b) a pitch gain calculator for calculating a pitch gain in response to the convolved pitch codevector and a pitch search target vector;
- c) an amplifier for multiplying the convolved pitch codevector by the pitch gain to thereby produce an amplified convolved pitch codevector; and
- d) a combiner circuit for combining the amplified convolved pitch codevector with the pitch search target vector to thereby produce the pitch prediction error.

- 45 [0014] In another preferred embodiment of the invention, the pitch gain calculator comprises a means for calculating said pitch gain $b^{(j)}$ using the relation:

$$b^{(j)} = \mathbf{x}^T \mathbf{y}^{(j)} / \|\mathbf{y}^{(j)}\|^2$$

- 50 where $j = 0, 1, 2, \dots, K$, and K corresponds to a number of signal paths, and where \mathbf{x} is said pitch search target vector, and $\mathbf{y}^{(j)}$ is said convolved pitch codevector.

- [0015] The present invention further relates to an encoder, having the pitch analysis device described above, for encoding a wideband input signal and comprising:

- a) a linear prediction synthesis filter calculator responsive to the wideband signal for producing linear prediction synthesis filter coefficients;
- b) a perceptual weighting filter, responsive to the wideband signal and the linear prediction synthesis filter coefficients, for producing a perceptually weighted signal;
- 5 c) an impulse response generator responsive to the linear prediction synthesis filter coefficients for producing a weighted synthesis filter impulse response signal;
- d) a pitch search unit for producing pitch codebook parameters, comprising:
 - i) a pitch codebook search device responsive to the perceptually weighted signal and the linear prediction synthesis filter coefficients for producing the pitch codevector and an innovative search target vector; and
 - 10 ii) the pitch analysis device responsive to the pitch codevector for selecting, from the sets of pitch codebook parameters, the set of pitch codebook parameters associated to the path having the lowest calculated pitch prediction error;
- 15 d) an innovative codebook search device, responsive to the weighted synthesis filter impulse response signal, and the innovative search target vector, for producing innovative codebook parameters; and
- e) a signal forming device for producing an encoded wideband signal comprising the set of pitch codebook parameters associated to the path having the lowest pitch prediction error, the innovative codebook parameters, and the linear prediction synthesis filter coefficients.

20 [0016] The present invention still further relates to a cellular communication system, a cellular mobile transmitter/receiver unit, a cellular network element, and a bidirectional wireless communication sub-system comprising the above described decoder.

[0017] The objects, advantages and other features of the present invention will become more apparent upon reading 25 of the following non restrictive description of a preferred embodiment thereof, given by way of example only with reference to the accompanying drawings.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

30 [0018] In the appended drawings:

Figure 1 is a schematic block diagram of a preferred embodiment of wideband encoding device;

Figure 2 is a schematic block diagram of a preferred embodiment of wideband decoding device;

35 Figure 3 is a schematic block diagram of a preferred embodiment of pitch analysis device; and

Figure 4 is a simplified, schematic block diagram of a cellular communication system in which the wideband encoding device of Figure 1 and the wideband decoding device of Figure 2 can be used.

40 DETAILED DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENT

[0019] As well known to those of ordinary skill in the art, a cellular communication system such as 401 (see Figure 4) provides a telecommunication service over a large geographic area by dividing that large geographic area into a number C of smaller cells. The C smaller cells are serviced by respective cellular base stations 402₁, 402₂ ... 402_C to provide each cell with radio signalling, audio and data channels.

[0020] Radio signalling channels are used to page mobile radiotelephones (mobile transmitter/receiver units) such as 403 within the limits of the coverage area (cell) of the cellular base station 402, and to place calls to other radiotelephones 403 located either inside or outside the base station's cell or to another network such as the Public Switched Telephone Network (PSTN) 404.

[0021] Once a radiotelephone 403 has successfully placed or received a call, an audio or data channel is established between this radiotelephone 403 and the cellular base station 402 corresponding to the cell in which the radiotelephone 403 is situated, and communication between the base station 402 and radiotelephone 403 is conducted over that audio or data channel. The radiotelephone 403 may also receive control or timing information over a signalling channel while a call is in progress.

[0022] If a radiotelephone 403 leaves a cell and enters another adjacent cell while a call is in progress, the radiotelephone 403 hands over the call to an available audio or data channel of the new cell base station 402. If a radiotelephone 403 leaves a cell and enters another adjacent cell while no call is in progress, the radiotelephone 403 sends a control

message over the signalling channel to log into the base station 402 of the new cell. In this manner mobile communication over a wide geographical area is possible.

[0023] The cellular communication system 401 further comprises a control terminal 405 to control communication between the cellular base stations 402 and the PSTN 404, for example during a communication between a radiotelephone 403 and the PSTN 404, or between a radiotelephone 403 located in a first cell and a radiotelephone 403 situated in a second cell.

[0024] Of course, a bidirectional wireless radio communication subsystem is required to establish an audio or data channel between a base station 402 of one cell and a radiotelephone 403 located in that cell. As illustrated in very simplified form in Figure 4, such a bidirectional wireless radio communication subsystem typically comprises in the radiotelephone 403:

- a transmitter 406 including:
 - an encoder 407 for encoding the voice signal; and
 - a transmission circuit 408 for transmitting the encoded voice signal from the encoder 407 through an antenna such as 409; and
- a receiver 410 including:
 - a receiving circuit 411 for receiving a transmitted encoded voice signal usually through the same antenna 409; and
 - a decoder 412 for decoding the received encoded voice signal from the receiving circuit 411.

[0025] The radiotelephone further comprises other conventional radiotelephone circuits 413 to which the encoder 407 and decoder 412 are connected and for processing signals therefrom, which circuits 413 are well known to those of ordinary skill in the art and, accordingly, will not be further described in the present specification.

[0026] Also, such a bidirectional wireless radio communication subsystem typically comprises in the base station 402:

- a transmitter 414 including:
 - an encoder 415 for encoding the voice signal; and
 - a transmission circuit 416 for transmitting the encoded voice signal from the encoder 415 through an antenna such as 417; and
- a receiver 418 including:
 - a receiving circuit 419 for receiving a transmitted encoded voice signal through the same antenna 417 or through another antenna (not shown); and
 - a decoder 420 for decoding the received encoded voice signal from the receiving circuit 419.

[0027] The base station 402 further comprises, typically, a base station controller 421, along with its associated database 422, for controlling communication between the control terminal 405 and the transmitter 414 and receiver 418.

[0028] As well known to those of ordinary skill in the art, voice encoding is required in order to reduce the bandwidth necessary to transmit sound signal, for example voice signal such as speech, across the bidirectional wireless radio communication subsystem, i.e., between a radiotelephone 403 and a base station 402.

[0029] LP voice encoders (such as 415 and 407) typically operating at 13 kbits/second and below such as Code-Excited Linear Prediction (CELP) encoders typically use a LP synthesis filter to model the short-term spectral envelope of the voice signal. The LP information is transmitted, typically, every 10 or 20 ms to the decoder (such 420 and 412) and is extracted at the decoder end.

[0030] The novel techniques disclosed in the present specification may apply to different LP-based coding systems. However, a CELP-type coding system is used in the preferred embodiment for the purpose of presenting a non-limitative illustration of these techniques. In the same manner, such techniques can be used with sound signals other than voice and speech as well with other types of wideband signals.

[0031] Figure 1 shows a general block diagram of a CELP-type speech encoding device 100 modified to better accommodate wideband signals.

[0032] The sampled input speech signal 114 is divided into successive L -sample blocks called "frames". In each frame, different parameters representing the speech signal in the frame are computed, encoded, and transmitted. LP parameters representing the LP synthesis filter are usually computed once every frame. The frame is further divided

into smaller blocks of N samples (blocks of length N), in which excitation parameters (pitch and innovation) are determined. In the CELP literature, these blocks of length N are called "subframes" and the N -sample signals in the subframes are referred to as N -dimensional vectors. In this preferred embodiment, the length N corresponds to 5 ms while the length L corresponds to 20 ms, which means that a frame contains four subframes ($N=80$ at the sampling rate of 16 kHz and 64 after down-sampling to 12.8 kHz). Various N -dimensional vectors occur in the encoding procedure. A list of the vectors which appear in Figures 1 and 2 as well as a list of transmitted parameters are given herein below:

List of the main N -dimensional vectors

10 [0033]

- s Wideband signal input speech vector (after down-sampling, pre-processing, and preemphasis);
- s_w Weighted speech vector;
- s_0 Zero-input response of weighted synthesis filter;
- 15 s_p Down-sampled pre-processed signal;
- Oversampled synthesized speech signal;
- s' Synthesis signal before deemphasis;
- s_d Deemphasized synthesis signal;
- 20 s_h Synthesis signal after deemphasis and postprocessing;
- x Target vector for pitch search;
- x' Target vector for innovation search;
- h Weighted synthesis filter impulse response;
- v_T Adaptive (pitch) codebook vector at delay T ;
- 25 y_T Filtered pitch codebook vector (v_T convolved with h);
- c_k Innovative codevector at index k (k -th entry from the innovation codebook);
- c_f Enhanced scaled innovation codevector;
- u Excitation signal (scaled innovation and pitch codevectors);
- u' Enhanced excitation;
- 30 z Band-pass noise sequence;
- w' White noise sequence; and
- w Scaled noise sequence.

List of transmitted parameters

35

[0034]

- STP Short term prediction parameters (defining $A(z)$);
- T Pitch lag (or pitch codebook index);
- 40 b Pitch gain (or pitch codebook gain);
- j Index of the low-pass filter used on the pitch codevector;
- k Codevector index (innovation codebook entry); and
- g Innovation codebook gain.

45 [0035] In this preferred embodiment, the STP parameters are transmitted once per frame and the rest of the parameters are transmitted four times per frame (every subframe).

ENCODER SIDE

50 [0036] The sampled speech signal is encoded on a block by block basis by the encoding device 100 of Figure 1 which is broken down into eleven modules numbered from 101 to 111.

[0037] The input speech is processed into the above mentioned L -sample blocks called frames.

[0038] Referring to Figure 1, the sampled input speech signal 114 is down-sampled in a down-sampling module 101. For example, the signal is down-sampled from 16 kHz down to 12.8 kHz, using techniques well known to those of ordinary skill in the art. Down-sampling down to another frequency can of course be envisaged. Down-sampling increases the coding efficiency, since a smaller frequency bandwidth is encoded. This also reduces the algorithmic complexity since the number of samples in a frame is decreased. The use of down-sampling becomes significant when the bit rate is reduced below 16 kbit/s, although down-sampling is not essential above 16 kbit/s.

[0039] After down-sampling, the 320-sample frame of 20 ms is reduced to 256-sample frame (down-sampling ratio of 4/5).

[0040] The input frame is then supplied to the optional pre-processing block 102. Pre-processing block 102 may consist of a high-pass filter with a 50 Hz cut-off frequency. High-pass filter 102 removes the unwanted sound components below 50 Hz.

[0041] The down-sampled pre-processed signal is denoted by $s_p(n)$, $n=0, 1, 2, \dots, L-1$, where L is the length of the frame (256 at a sampling frequency of 12.8 kHz). In a preferred embodiment of the preemphasis filter 103, the signal $s_p(n)$ is preemphasized using a filter having the following transfer function:

$$P(z) = 1 - \mu z^{-1}$$

where μ is a preemphasis factor with a value located between 0 and 1 (a typical value is $\mu = 0.7$). A higher-order filter could also be used. It should be pointed out that high-pass filter 102 and preemphasis filter 103 can be interchanged to obtain more efficient fixed-point implementations.

[0042] The function of the preemphasis filter 103 is to enhance the high frequency contents of the input signal. It also reduces the dynamic range of the input speech signal, which renders it more suitable for fixed-point implementation. Without preemphasis, LP analysis in fixed-point using single-precision arithmetic is difficult to implement.

[0043] Preemphasis also plays an important role in achieving a proper overall perceptual weighting of the quantization error, which contributes to improved sound quality. This will be explained in more detail herein below.

[0044] The output of the preemphasis filter 103 is denoted $s(n)$. This signal is used for performing LP analysis in calculator module 104. LP analysis is a technique well known to those of ordinary skill in the art. In this preferred embodiment, the autocorrelation approach is used. In the autocorrelation approach, the signal $s(n)$ is first windowed using a Hamming window (having usually a length of the order of 30-40 ms). The autocorrelations are computed from the windowed signal, and Levinson-Durbin recursion is used to compute LP filter coefficients, a_i , where $i=1, \dots, p$, and where p is the LP order, which is typically 16 in wideband coding. The parameters a_i are the coefficients of the transfer function of the LP filter, which is given by the following relation:

$$A(z) = 1 + \sum_{i=1}^p a_i z^{-i}$$

[0045] LP analysis is performed in calculator module 104, which also performs the quantization and interpolation of the LP filter coefficients. The LP filter coefficients are first transformed into another equivalent domain more suitable for quantization and interpolation purposes. The line spectral pair (LSP) and immittance spectral pair (ISP) domains are two domains in which quantization and interpolation can be efficiently performed. The 16 LP filter coefficients, a_i , can be quantized in the order of 30 to 50 bits using split or multi-stage quantization, or a combination thereof. The purpose of the interpolation is to enable updating the LP filter coefficients every subframe while transmitting them once every frame, which improves the encoder performance without increasing the bit rate. Quantization and interpolation of the LP filter coefficients is believed to be otherwise well known to those of ordinary skill in the art and, accordingly, will not be further described in the present specification.

[0046] The following paragraphs will describe the rest of the coding operations performed on a subframe basis. In the following description, the filter $A(z)$ denotes the unquantized interpolated LP filter of the subframe, and the filter $\hat{A}(z)$ denotes the quantized interpolated LP filter of the subframe.

Perceptual Weighting:

[0047] In analysis-by-synthesis encoders, the optimum pitch and innovation parameters are searched by minimizing the mean squared error between the input speech and synthesized speech in a perceptually weighted domain. This is equivalent to minimizing the error between the weighted input speech and weighted synthesis speech.

[0048] The weighted signal $s_w(n)$ is computed in a perceptual weighting filter 105. Traditionally, the weighted signal $s_w(n)$ is computed by a weighting filter having a transfer function $W(z)$ in the form:

$$W(z) = A(z/\gamma_1) / A(z/\gamma_2) \quad \text{where} \quad 0 < \gamma_2 < \gamma_1 \leq 1$$

As well known to those of ordinary skill in the art, in prior art analysis-by-synthesis (AbS) encoders, analysis shows that the quantization error is weighted by a transfer function $W^{-1}(z)$, which is the inverse of the transfer function of the perceptual weighting filter 105. This result is well described by B.S. Atal and M.R. Schroeder in "Predictive coding of speech and subjective error criteria", IEEE Transaction ASSP, vol. 27, no. 3, pp. 247-254, June 1979. Transfer function $W^{-1}(z)$ exhibits some of the formant structure of the input speech signal. Thus, the masking property of the human ear is exploited by shaping the quantization error so that it has more energy in the formant regions where it will be masked by the strong signal energy present in these regions. The amount of weighting is controlled by the factors γ_1 and γ_2 .

[0049] The above traditional perceptual weighting filter 105 works well with telephone band signals. However, it was found that this traditional perceptual weighting filter 105 is not suitable for efficient perceptual weighting of wideband signals. It was also found that the traditional perceptual weighting filter 105 has inherent limitations in modelling the formant structure and the required spectral tilt concurrently. The spectral tilt is more pronounced in wideband signals due to the wide dynamic range between low and high frequencies. The prior art has suggested to add a tilt filter into $W(z)$ in order to control the tilt and formant weighting of the wideband input signal separately.

[0050] A novel solution to this problem is, in accordance with the present invention, to introduce the preemphasis filter 103 at the input, compute the LP filter $A(z)$ based on the preemphasized speech $s(n)$, and use a modified filter $W(z)$ by fixing its denominator.

[0051] LP analysis is performed in module 104 on the preemphasized signal $s(n)$ to obtain the LP filter $A(z)$. Also, a new perceptual weighting filter 105 with fixed denominator is used. An example of transfer function for the perceptual weighting filter 104 is given by the following relation:

20

$$W(z) = A(z/\gamma_1) / (1 - \gamma_2 z^{-1}) \quad \text{where} \quad 0 < \gamma_2 < \gamma_1 \leq 1$$

A higher order can be used at the denominator. This structure substantially decouples the formant weighting from the tilt.

[0052] Note that because $A(z)$ is computed based on the preemphasized speech signal $s(n)$, the tilt of the filter $1/A(z/\gamma_1)$ is less pronounced compared to the case when $A(z)$ is computed based on the original speech. Since deemphasis is performed at the decoder end using a filter having the transfer function:

30

$$P^{-1}(z) = 1/(1 - \mu z^{-1}),$$

the quantization error spectrum is shaped by a filter having a transfer function $W^{-1}(z)P^{-1}(z)$. When γ_2 is set equal to μ , which is typically the case, the spectrum of the quantization error is shaped by a filter whose transfer function is $1/A(z/\gamma_1)$, with $A(z)$ computed based on the preemphasized speech signal. Subjective listening showed that this structure for achieving the error shaping by a combination of preemphasis and modified weighting filtering is very efficient for encoding wideband signals, in addition to the advantages of ease of fixed-point algorithmic implementation.

Pitch Analysis:

[0053] In order to simplify the pitch analysis, an open-loop pitch lag T_{OL} is first estimated in the open-loop pitch search module 106 using the weighted speech signal $s_w(n)$. Then the closed-loop pitch analysis, which is performed in closed-loop pitch search module 107 on a subframe basis, is restricted around the open-loop pitch lag T_{OL} which significantly reduces the search complexity of the LTP parameters T and b (pitch lag and pitch gain). Open-loop pitch analysis is usually performed in module 106 once every 10 ms (two subframes) using techniques well known to those of ordinary skill in the art.

[0054] The target vector x for LTP (Long Term Prediction) analysis is first computed. This is usually done by subtracting the zero-input response s_0 of weighted synthesis filter $W(z)/\hat{A}(z)$ from the weighted speech signal $s_w(n)$. This zero-input response s_0 is calculated by a zero-input response calculator 108. More specifically, the target vector x is calculated using the following relation:

50

$$x = s_w - s_0$$

where x is the N -dimensional target vector, s_w is the weighted speech vector in the subframe, and s_0 is the zero-input response of filter $W(z)/\hat{A}(z)$ which is the output of the combined filter $W(z)/\hat{A}(z)$ due to its initial states. The zero-input response calculator 108 is responsive to the quantized interpolated LP filter $\hat{A}(z)$ from the LP analysis, quantization and interpolation calculator 104 and to the initial states of the weighted synthesis filter $W(z)/\hat{A}(z)$ stored in memory module 111 to calculate the zero-input response s_0 (that part of the response due to the initial states as determined

by setting the inputs equal to zero) of filter $W(z)/\hat{A}(z)$. This operation is well known to those of ordinary skill in the art and, accordingly, will not be further described.

[0055] Of course, alternative but mathematically equivalent approaches can be used to compute the target vector \mathbf{x} .

[0056] A N -dimensional impulse response vector \mathbf{h} of the weighted synthesis filter $W(z)/\hat{A}(z)$ is computed in the impulse response generator 109 using the LP filter coefficients $A(z)$ and $\hat{A}(z)$ from module 104. Again, this operation is well known to those of ordinary skill in the art and, accordingly, will not be further described in the present specification.

[0057] The closed-loop pitch (or pitch codebook) parameters b , T and j are computed in the closed-loop pitch search module 107, which uses the target vector \mathbf{x} , the impulse response vector \mathbf{h} and the open-loop pitch lag T_{OL} as inputs. Traditionally, the pitch prediction has been represented by a pitch filter having the following transfer function:

10

$$1 / (1 - bz^{-T})$$

where b is the pitch gain and T is the pitch delay or lag. In this case, the pitch contribution to the excitation signal $u(n)$ is given by $bu(n-T)$, where the total excitation is given by

15

$$u(n) = bu(n-T) + gc_k(n)$$

with g being the innovative codebook gain and $c_k(n)$ the innovative codevector at index k .

[0058] This representation has limitations if the pitch lag T is shorter than the subframe length N . In another representation, the pitch contribution can be seen as a pitch codebook containing the past excitation signal. Generally, each vector in the pitch codebook is a shift-by-one version of the previous vector (discarding one sample and adding a new sample). For pitch lags $T > N$, the pitch codebook is equivalent to the filter structure $(1/(1-bz^T))$, and a pitch codebook vector $v_T(n)$ at pitch lag T is given by

25

$$v_T(n) = u(n-T), \quad n=0, \dots, N-1.$$

For pitch lags T shorter than N , a vector $v_T(n)$ is built by repeating the available samples from the past excitation until the vector is completed (this is not equivalent to the filter structure).

[0059] In recent encoders, a higher pitch resolution is used which significantly improves the quality of voiced sound segments. This is achieved by oversampling the past excitation signal using polyphase interpolation filters. In this case, the vector $v_T(n)$ usually corresponds to an interpolated version of the past excitation, with pitch lag T being a non-integer delay (e.g. 50.25).

[0060] The pitch search consists of finding the best pitch lag T and gain b that minimize the mean squared weighted error E between the target vector \mathbf{x} and the scaled filtered past excitation. Error E being expressed as:

40

$$E = \|x - by_T\|^2$$

where y_T is the filtered pitch codebook vector at pitch lag T :

45

$$y_T(n) = v_T(n) * h(n) = \sum_{i=0}^n v_T(i)h(n-i), \quad n=0, \dots, N-1.$$

It can be shown that the error E is minimized by maximizing the search criterion

55

$$C = \frac{x^t y_T}{\sqrt{y_T^t y_T}}$$

where t denotes vector transpose.

[0061] In the preferred embodiment of the present invention, a 1/3 subsample pitch resolution is used, and the pitch

(pitch codebook) search is composed of three stages.

[0062] In the first stage, an open-loop pitch lag T_{OL} is estimated in open-loop pitch search module 106 in response to the weighted speech signal $s_w(n)$. As indicated in the foregoing description, this open-loop pitch analysis is usually performed once every 10 ms (two subframes) using techniques well known to those of ordinary skill in the art.

[0063] In the second stage, the search criterion C is searched in the closed-loop pitch search module 107 for integer pitch lags around the estimated open-loop pitch lag T_{OL} (usually ± 5), which significantly simplifies the search procedure. A simple procedure is used for updating the filtered codevector y_T without the need to compute the convolution for every pitch lag.

[0064] Once an optimum integer pitch lag is found in the second stage, a third stage of the search (module 107) tests the fractions around that optimum integer pitch lag.

[0065] When the pitch predictor is represented by a filter of the form $1/(1-bz^{-T})$, which is a valid assumption for pitch lags $T > N$, the spectrum of the pitch filter exhibits a harmonic structure over the entire frequency range, with a harmonic frequency related to $1/T$. In case of wideband signals, this structure is not very efficient since the harmonic structure in wideband signals does not cover the entire extended spectrum. The harmonic structure exists only up to a certain frequency, depending on the speech segment. Thus, in order to achieve efficient representation of the pitch contribution in voiced segments of wideband speech, the pitch prediction filter needs to have the flexibility of varying the amount of periodicity over the wideband spectrum.

[0066] A new method which achieves efficient modeling of the harmonic structure of the speech spectrum of wideband signals is disclosed in the present specification, whereby several forms of low pass filters are applied to the past excitation and the low pass filter with higher prediction gain is selected.

[0067] When subsample pitch resolution is used, the low pass filters can be incorporated into the interpolation filters used to obtain the higher pitch resolution. In this case, the third stage of the pitch search, in which the fractions around the chosen integer pitch lag are tested, is repeated for the several interpolation filters having different low-pass characteristics and the fraction and filter index which maximize the search criterion C are selected.

[0068] A simpler approach is to complete the search in the three stages described above to determine the optimum fractional pitch lag using only one interpolation filter with a certain frequency response, and select the optimum low-pass filter shape at the end by applying the different predetermined low-pass filters to the chosen pitch codebook vector v_T and select the low-pass filter which minimizes the pitch prediction error. This approach is discussed in detail below.

[0069] Figure 3 illustrates a schematic block diagram of a preferred embodiment of the proposed approach.

[0070] In memory module 303, the past excitation signal $u(n)$, $n < 0$, is stored. The pitch codebook search module 301 is responsive to the target vector x , to the open-loop pitch lag T_{OL} and to the past excitation signal $u(n)$, $n < 0$, from memory module 303 to conduct a pitch codebook (pitch codebook) search minimizing the above-defined search criterion C . From the result of the search conducted in module 301, module 302 generates the optimum pitch codebook vector v_T . Note that since a sub-sample pitch resolution is used (fractional pitch), the past excitation signal $u(n)$, $n < 0$, is interpolated and the pitch codebook vector v_T corresponds to the interpolated past excitation signal. In this preferred embodiment, the interpolation filter (in module 301, but not shown) has a low-pass filter characteristic removing the frequency contents above 7000 Hz.

[0071] In a preferred embodiment, K filter characteristics are used; these filter characteristics could be low-pass or band-pass filter characteristics. Once the optimum codevector v_T is determined and supplied by the pitch codevector generator 302, K filtered versions of v_T are computed respectively using K different frequency shaping filters such as 305^(j), where $j = 1, 2, \dots, K$. These filtered versions are denoted $V^{(j)}$, where $j = 1, 2, \dots, K$. The different vectors $V^{(j)}$ are convolved in respective modules 304^(j), where $j = 0, 1, 2, \dots, K$, with the impulse response h to obtain the vectors $y^{(j)}$, where $j = 0, 1, 2, \dots, K$. To calculate the mean squared pitch prediction error for each vector $y^{(j)}$, the value $y^{(j)}$ is multiplied by the gain b by means of a corresponding amplifier 307^(j) and the value $b^{(j)}y^{(j)}$ is subtracted from the target vector x by means of a corresponding subtractor 308^(j). Selector 309 selects the frequency shaping filter 305^(j) which minimizes the mean squared pitch prediction error

$$e^{(j)} = \|x - b^{(j)}y^{(j)}\|^2, \quad j=1, 2, \dots, K$$

To calculate the mean squared pitch prediction error $e^{(j)}$ for each value of $y^{(j)}$, the value $y^{(j)}$ is multiplied by the gain b by means of a corresponding amplifier 307^(j) and the value $b^{(j)}y^{(j)}$ is subtracted from the target vector x by means of subtractors 308^(j). Each gain $b^{(j)}$ is calculated in a corresponding gain calculator 306^(j) in association with the frequency shaping filter at index j , using the following relationship:

$$b^{(j)} = x^T y^{(j)} / \|y^{(j)}\|^2.$$

[0072] In selector 309, the parameters b , T , and j are chosen based on \mathbf{v}_T or $\mathbf{v}_f^{(j)}$ which minimizes the mean squared pitch prediction error e .

[0073] Referring back to Figure 1, the pitch codebook index T is encoded and transmitted to multiplexer 112. The pitch gain b is quantized and transmitted to multiplexer 112. With this new approach, extra information is needed to encode the index j of the selected frequency shaping filter in multiplexer 112. For example, if three filters are used ($j=0, 1, 2, 3$), then two bits are needed to represent this information. The filter index information j can also be encoded jointly with the pitch gain b .

Innovative codebook search:

[0074] Once the pitch, or LTP (Long Term Prediction) parameters b , T , and j are determined, the next step is to search for the optimum innovative excitation by means of search module 110 of Figure 1. First, the target vector \mathbf{x} is updated by subtracting the LTP contribution:

$$\mathbf{x}' = \mathbf{x} - b\mathbf{y}_T$$

where b is the pitch gain and \mathbf{y}_T is the filtered pitch codebook vector (the past excitation at delay T filtered with the selected low pass filter and convolved with the impulse response \mathbf{h} as described with reference to Figure 3).

[0075] The search procedure in CELP is performed by finding the optimum excitation codevector \mathbf{c}_k and gain g which minimize the mean-squared error between the target vector and the scaled filtered codevector

$$E = \| \mathbf{x}' - gH\mathbf{c}_k \|^2$$

where H is a lower triangular convolution matrix derived from the impulse response vector \mathbf{h} .

[0076] In the preferred embodiment of the present invention, the innovative codebook search is performed in module 110 by means of an algebraic codebook as described in US patents Nos: 5,444,816 (Adoul et al.) issued on August 22, 1995; 5,699,482 granted to Adoul et al., on December 17, 1997; 5,754,976 granted to Adoul et al., on May 19, 1998; and 5,701,392 (Adoul et al.) dated December 23, 1997.

[0077] Once the optimum excitation codevector \mathbf{c}_k and its gain g are chosen by module 110, the codebook index k and gain g are encoded and transmitted to multiplexer 112.

[0078] Referring to Figure 1, the parameters b , T , j , $\hat{A}(z)$, k and g are multiplexed through the multiplexer 112 before being transmitted through a communication channel.

Memory update:

[0079] In memory module 111 (Figure 1), the states of the weighted synthesis filter $W(z)/\hat{A}(z)$ are updated by filtering the excitation signal $\mathbf{u} = g\mathbf{c}_k + b\mathbf{v}_T$ through the weighted synthesis filter. After this filtering, the states of the filter are memorized and used in the next subframe as initial states for computing the zero-input response in calculator module 108.

[0080] As in the case of the target vector \mathbf{x} , other alternative but mathematically equivalent approaches well known to those of ordinary skill in the art can be used to update the filter states.

DECODER SIDE

[0081] The speech decoding device 200 of Figure 2 illustrates the various steps carried out between the digital input 222 (input stream to the demultiplexer 217) and the output sampled speech 223 (output of the adder 221).

[0082] Demultiplexer 217 extracts the synthesis model parameters from the binary information received from a digital input channel. From each received binary frame, the extracted parameters are:

- the short-term prediction parameters (STP) $\hat{A}(z)$ (once per frame);
- the long-term prediction (LTP) parameters T , b , and j (for each subframe); and
- the innovation codebook index k and gain g (for each subframe).

The current speech signal is synthesized based on these parameters as will be explained hereinbelow.

[0083] The innovative codebook 218 is responsive to the index k to produce the innovation codevector \mathbf{c}_k , which is scaled by the decoded gain factor g through an amplifier 224. In the preferred embodiment, an innovative codebook 218 as described in the above mentioned US patent numbers 5,444,816; 5,699,482; 5,754,976; and 5,701,392 is used to represent the innovative codevector \mathbf{c}_k .

5 [0084] The generated scaled codevector $g\mathbf{c}_k$ at the output of the amplifier 224 is processed through an innovation filter 205.

Periodicity enhancement:

10 [0085] The generated scaled codevector at the output of the amplifier 224 is processed through a frequency-dependent pitch enhancer 205.

[0086] Enhancing the periodicity of the excitation signal \mathbf{u} improves the quality in case of voiced segments. This was done in the past by filtering the innovation vector from the innovative codebook (fixed codebook) 218 through a filter in the form $1/(1-\varepsilon bz^T)$ where ε is a factor below 0.5 which controls the amount of introduced periodicity. This approach is less efficient in case of wideband signals since it introduces periodicity over the entire spectrum. A new alternative approach, which is part of the present invention, is disclosed whereby periodicity enhancement is achieved by filtering the innovative codevector \mathbf{c}_k from the innovative (fixed) codebook through an innovation filter 205 ($F(z)$) whose frequency response emphasizes the higher frequencies more than lower frequencies. The coefficients of $F(z)$ are related to the amount of periodicity in the excitation signal \mathbf{u} .

20 [0087] Many methods known to those skilled in the art are available for obtaining valid periodicity coefficients. For example, the value of gain b provides an indication of periodicity. That is, if gain b is close to 1, the periodicity of the excitation signal \mathbf{u} is high, and if gain b is less than 0.5, then periodicity is low.

[0088] Another efficient way to derive the filter $F(z)$ coefficients used in a preferred embodiment, is to relate them to the amount of pitch contribution in the total excitation signal \mathbf{u} . This results in a frequency response depending on the 25 subframe periodicity, where higher frequencies are more strongly emphasized (stronger overall slope) for higher pitch gains. Innovation filter 205 has the effect of lowering the energy of the innovative codevector \mathbf{c}_k at low frequencies when the excitation signal \mathbf{u} is more periodic, which enhances the periodicity of the excitation signal \mathbf{u} at lower frequencies more than higher frequencies. Suggested forms for innovation filter 205 are

$$30 \quad (1) \quad F(z)=1-\sigma z^{-1},$$

or

$$35 \quad (2) \quad F(z)=-\alpha z+1-\alpha z^{-1}$$

where σ or α are periodicity factors derived from the level of periodicity of the excitation signal \mathbf{u} .

[0089] The second three-term form of $F(z)$ is used in a preferred embodiment. The periodicity factor α is computed 40 in the voicing factor generator 204. Several methods can be used to derive the periodicity factor α based on the periodicity of the excitation signal \mathbf{u} . Two methods are presented below.

Method 1:

45 [0090] The ratio of pitch contribution to the total excitation signal \mathbf{u} is first computed in voicing factor generator 204 by

$$50 \quad R_p = \frac{b^2 v_T^t v_T}{u^t u} = \frac{b^2 \sum_{n=0}^{N-1} v_T^2(n)}{\sum_{n=0}^{N-1} u^2(n)}$$

55 where v_T is the pitch codebook vector, b is the pitch gain, and \mathbf{u} is the excitation signal \mathbf{u} given at the output of the adder 219 by

$$u = g\mathbf{c}_k + b\mathbf{v}_T$$

[0091] Note that the term $b\mathbf{v}_T$ has its source in the pitch codebook (pitch codebook) 201 in response to the pitch lag 5 T and the past value of \mathbf{u} stored in memory 203. The pitch codevector \mathbf{v}_T from the pitch codebook 201 is then processed through a low-pass filter 202 whose cut-off frequency is adjusted by means of the index j from the demultiplexer 217. The resulting codevector \mathbf{v}_T is then multiplied by the gain b from the demultiplexer 217 through an amplifier 226 to obtain the signal $b\mathbf{v}_T$.

[0092] The factor α is calculated in voicing factor generator 204 by

10

$$\alpha = qR_p \quad \text{bounded by} \quad \alpha < q$$

where q is a factor which controls the amount of enhancement (q is set to 0.25 in this preferred embodiment).

15

Method 2:

[0093] Another method used in a preferred embodiment of the invention for calculating periodicity factor α is discussed below.

[0094] First, a voicing factor r_v is computed in voicing factor generator 204 by

$r_v = (E_v - E_c) / (E_v + E_c)$

25 where E_v is the energy of the scaled pitch codevector $b\mathbf{v}_T$ and E_c is the energy of the scaled innovative codevector $g\mathbf{c}_k$. That is

$$30 \quad E_v = b^2 \mathbf{v}_T^t \mathbf{v}_T = b^2 \sum_{n=0}^{N-1} v_T^2(n)$$

and

35

$$E_c = g^2 \mathbf{c}_k^t \mathbf{c}_k = g^2 \sum_{n=0}^{N-1} c_k^2(n) .$$

40

[0095] Note that the value of r_v lies between -1 and 1 (1 corresponds to purely voiced signals and -1 corresponds to purely unvoiced signals).

[0096] In this preferred embodiment, the factor α is then computed in voicing factor generator 204 by

45

$$\alpha = 0.125 (1 + r_v)$$

which corresponds to a value of 0 for purely unvoiced signals and 0.25 for purely voiced signals.

[0097] In the first, two-term form of $F(z)$, the periodicity factor σ can be approximated by using $\sigma = 2\alpha$ in methods 1 50 and 2 above. In such a case, the periodicity factor σ is calculated as follows in method 1 above:

$$\sigma = 2qR_p \quad \text{bounded by} \quad \sigma < 2q.$$

[0098] In method 2, the periodicity factor σ is calculated as follows:

$$\sigma = 0.25 (1 + r_v).$$

[0099] The enhanced signal c_f is therefore computed by filtering the scaled innovative codevector $g c_k$ through the innovation filter 205 ($F(z)$).

[0100] The enhanced excitation signal u' is computed by the adder 220 as:

5

$$u' = c_f + b v_T$$

[0101] Note that this process is not performed at the encoder 100. Thus, it is essential to update the content of the pitch codebook 201 using the excitation signal u without enhancement to keep synchronism between the encoder 100 and decoder 200. Therefore, the excitation signal u is used to update the memory 203 of the pitch codebook 201 and the enhanced excitation signal u' is used at the input of the LP synthesis filter 206.

10

Synthesis and deemphasis

15

[0102] The synthesized signal s' is computed by filtering the enhanced excitation signal u' through the LP synthesis filter 206 which has the form $1/\hat{A}(z)$, where $\hat{A}(z)$ is the interpolated LP filter in the current subframe. As can be seen in Figure 2, the quantized LP coefficients $\hat{A}(z)$ on line 225 from demultiplexer 217 are supplied to the LP synthesis filter 206 to adjust the parameters of the LP synthesis filter 206 accordingly. The deemphasis filter 207 is the inverse of the preemphasis filter 103 of Figure 1. The transfer function of the deemphasis filter 207 is given by

20

$$D(z) = 1 / (1 - \mu z^{-1})$$

where μ is a preemphasis factor with a value located between 0 and 1 (a typical value is $\mu = 0.7$). A higher-order filter could also be used.

25

[0103] The vector s' is filtered through the deemphasis filter $D(z)$ (module 207) to obtain the vector s_d , which is passed through the high-pass filter 208 to remove the unwanted frequencies below 50 Hz and further obtain s_h .

30

Oversampling and high-frequency regeneration

35

[0104] The over-sampling module 209 conducts the inverse process of the down-sampling module 101 of Figure 1. In this preferred embodiment, oversampling converts from the 12.8 kHz sampling rate to the original 16 kHz sampling rate, using techniques well known to those of ordinary skill in the art. The oversampled synthesis signal is denoted \hat{s} . Signal \hat{s} is also referred to as the synthesized wideband intermediate signal.

40

[0105] The oversampled synthesis \hat{s} signal does not contain the higher frequency components which were lost by the downsampling process (module 101 of Figure 1) at the encoder 100. This gives a low-pass perception to the synthesized speech signal. To restore the full band of the original signal, a high frequency generation procedure is disclosed. This procedure is performed in modules 210 to 216, and adder 221, and requires input from voicing factor generator 204 (Figure 2).

45

[0106] In this new approach, the high frequency contents are generated by filling the upper part of the spectrum with a white noise properly scaled in the excitation domain, then converted to the speech domain, preferably by shaping it with the same LP synthesis filter used for synthesizing the down-sampled signal \hat{s} .

[0107] The high frequency generation procedure in accordance with the present invention is described hereinbelow.

50

[0108] The random noise generator 213 generates a white noise sequence w' with a flat spectrum over the entire frequency bandwidth, using techniques well known to those of ordinary skill in the art. The generated sequence is of length N' which is the subframe length in the original domain. Note that N is the subframe length in the down-sampled domain. In this preferred embodiment, $N=64$ and $N'=80$ which correspond to 5 ms.

[0109] The white noise sequence is properly scaled in the gain adjusting module 214. Gain adjustment comprises the following steps. First, the energy of the generated noise sequence w' is set equal to the energy of the enhanced excitation signal u' computed by an energy computing module 210, and the resulting scaled noise sequence is given by

55

5

$$w(n) = w'(n) \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} u'^2(n)}{\sum_{n=0}^{N'-1} w'^2(n)}},$$

10

$$n=0, \dots, N'-1.$$

15

[0110] The second step in the gain scaling is to take into account the high frequency contents of the synthesized signal at the output of the voicing factor generator 204 so as to reduce the energy of the generated noise in case of voiced segments (where less energy is present at high frequencies compared to unvoiced segments). In this preferred embodiment, measuring the high frequency contents is implemented by measuring the tilt of the synthesis signal through a spectral tilt calculator 212 and reducing the energy accordingly. Other measurements such as zero crossing measurements can equally be used. When the tilt is very strong, which corresponds to voiced segments, the noise energy is further reduced. The tilt factor is computed in module 212 as the first correlation coefficient of the synthesis signal s_h and it is given by:

20

25

$$\text{tilt} = \frac{\sum_{n=1}^{N-1} s_h(n) s_h(n-1)}{\sum_{n=0}^{N-1} s_h^2(n)},$$

30

conditioned by $\text{tilt} \geq 0$ and $\text{tilt} \geq r_v$, where voicing factor r_v is given by

$$r_v = (E_v - E_c) / (E_v + E_c)$$

35

where E_v is the energy of the scaled pitch codevector bv_T and E_c is the energy of the scaled innovative codevector gc_k , as described earlier. Voicing factor r_v is most often less than tilt but this condition was introduced as a precaution against high frequency tones where the tilt value is negative and the value of r_v is high. Therefore, this condition reduces the noise energy for such tonal signals.

40

[0111] The tilt value is 0 in case of flat spectrum and 1 in case of strongly voiced signals, and it is negative in case of unvoiced signals where more energy is present at high frequencies.

[0112] Different methods can be used to derive the scaling factor g_t from the amount of high frequency contents. In this invention, two methods are given based on the tilt of signal described above.

45

Method 1:

[0113] The scaling factor g_t is derived from the tilt by

$$g_t = 1 - \text{tilt} \quad \text{bounded by} \quad 0.2 \leq g_t \leq 1.0$$

50

For strongly voiced signal where the tilt approaches 1, g_t is 0.2 and for strongly unvoiced signals g_t becomes 1.0.

Method 2:

55

[0114] The tilt factor g_t is first restricted to be larger or equal to zero, then the scaling factor is derived from the tilt by

$$g_t = 10^{-0.6 \text{tilt}}$$

[0115] The scaled noise sequence w_g produced in gain adjusting module 214 is therefore given by:

$$w_g = g_t w.$$

5

[0116] When the tilt is close to zero, the scaling factor g_t is close to 1, which does not result in energy reduction. When the tilt value is 1, the scaling factor g_t results in a reduction of 12 dB in the energy of the generated noise.

[0117] Once the noise is properly scaled (w_g), it is brought into the speech domain using the spectral shaper 215. In the preferred embodiment, this is achieved by filtering the noise w_g through a bandwidth expanded version of the same LP synthesis filter used in the down-sampled domain ($1/\hat{A}(z/0.8)$). The corresponding bandwidth expanded LP filter coefficients are calculated in spectral shaper 215.

[0118] The filtered scaled noise sequence w is then band-pass filtered to the required frequency range to be restored using the band-pass filter 216. In the preferred embodiment, the band-pass filter 216 restricts the noise sequence to the frequency range 5.6-7.2 kHz. The resulting band-pass filtered noise sequence z is added in adder 221 to the oversampled synthesized speech signal \hat{s} to obtain the final reconstructed sound signal s_{out} on the output 223.

[0119] Although the present invention has been described hereinabove by way of a preferred embodiment thereof, this embodiment can be modified at will, within the scope of the appended claims. Even though the preferred embodiment discusses the use of wideband speech signals, it will be obvious to those skilled in the art that the subject invention is also directed to other embodiments using wideband signals in general and that it is not necessarily limited to speech applications.

Claims

25 1. A pitch analysis device for producing an optimal set of pitch codebook parameters in response to a wideband signal, comprising:

a) at least two signal paths associated to respective sets of pitch codebook parameters, wherein:

30 i) each signal path comprises a pitch prediction error calculating device (307, 308) for calculating a pitch prediction error of a pitch codevector from a pitch codebook search device (301) and
ii) at least one of said two paths comprises a filter (305) for filtering the pitch codevector before supplying said pitch codevector to the pitch prediction error calculating device of said one path; and

35 b) a selector (309) for comparing the pitch prediction errors calculated in said at least two signal paths, for choosing the signal path having the lowest calculated pitch prediction error, and for selecting the set of pitch codebook parameters associated to the chosen signal path.

40 2. A pitch analysis device as defined in claim 1, wherein one of said at least two paths comprises no filter for filtering the pitch codevector before supplying said pitch codevector to the pitch prediction error calculating device.

45 3. A pitch analysis device as defined in claim 1, wherein said signal paths comprise a plurality of signal paths each provided with a filter for filtering the pitch codevector before supplying said pitch codevector to the pitch prediction error calculating device of the same path.

4. A pitch analysis device as defined in claim 3, wherein the filters of said plurality of paths are selected from the group consisting of low-pass and band-pass filters, and wherein said filters have different frequency responses.

50 5. A pitch analysis device as defined in claim 1, wherein each pitch prediction error calculating device comprises:

a) a convolution unit for convolving the pitch codevector with a weighted synthesis filter impulse response signal and therefore calculating a convolved pitch codevector;

b) a pitch gain calculator for calculating a pitch gain in response to the convolved pitch codevector and a pitch search target vector;

55 c) an amplifier for multiplying the convolved pitch codevector by the pitch gain to thereby produce an amplified convolved pitch codevector, and

d) a combiner circuit for combining the amplified convolved pitch codevector with the pitch search target vector to thereby produce the pitch prediction error.

6. A pitch analysis device as defined in claim 5, wherein said pitch gain calculator comprises a means for calculating said pitch gain $b^{(j)}$ using the relation:

$$b^{(j)} = \mathbf{x}^t \mathbf{y}^{(j)} / \|\mathbf{y}^{(j)}\|^2$$

5 where $j = 0, 1, 2, \dots, K$, and K corresponds to a number of signal paths, and where \mathbf{x} is said pitch search target vector, and $\mathbf{y}^{(j)}$ is said convolved pitch codevector.

- 10 7. A pitch analysis device as defined in claim 1, wherein said pitch prediction error calculating device of each signal path comprises means for calculating an energy of the corresponding pitch prediction error, and wherein said selector comprises means for comparing the energies of said pitch prediction errors of the different signal paths and for choosing as the signal path having the lowest calculated pitch prediction error the signal path having the lowest calculated energy of the pitch prediction error.

- 15 8. A pitch analysis device as defined in claim 5, wherein:

- a) each of said filters of the plurality of signal paths is identified by a filter index;
- b) said pitch codevector is identified by a pitch codebook index; and
- c) said pitch codebook parameters comprise the filter index, the pitch codebook index and the pitch gain.

- 20 9. A pitch analysis device as defined in claim 1, wherein said filter is integrated in an interpolation filter of said pitch codebook search device, said interpolation filter being used to produce a sub-sample version of said pitch codevector.

- 25 10. A pitch analysis method for producing an optimal set of pitch codebook parameters in response to a wideband signal, comprising:

- 30 a) in at least two signal paths associated to respective sets of pitch codebook parameters, calculating, for each signal path, a pitch prediction error of a pitch codevector from a pitch codebook search device;
- b) in at least one of said two signal paths, filtering the pitch codevector before supplying said pitch codevector for calculation of said pitch prediction error of said one path; and
- c) comparing the pitch prediction errors calculated in said at least two signal paths, choosing the signal path having the lowest calculated pitch prediction error, and selecting the set of pitch codebook parameters associated to the chosen signal path.

- 35 11. A pitch analysis method as defined in claim 10, wherein, in one of said at least two paths, no filtering of the pitch codevector is performed before supplying said pitch codevector to the pitch prediction error calculating device.

- 40 12. A pitch analysis method as defined in claim 10, wherein said signal paths comprise a plurality of signal paths and wherein filtering the pitch codevector is performed in each of said plurality of signal paths before supplying said pitch codevector to the pitch prediction error calculating device of the same path.

- 45 13. A pitch analysis method as defined in claim 12, further comprising selecting the filters of said plurality of paths from the group consisting of low-pass and band-pass filters, and wherein said filters have different frequency responses.

- 50 14. A pitch analysis method as defined in claim 10, wherein calculating a pitch prediction error in each signal path comprises:

- a) convolving the pitch codevector with a weighted synthesis filter impulse response signal and therefore calculating a convolved pitch codevector;
- b) calculating a pitch gain in response to the convolved pitch codevector and a pitch search target vector;
- c) multiplying the convolved pitch codevector by the pitch gain to thereby produce an amplified convolved pitch codevector; and
- d) combining the amplified convolved pitch codevector with the pitch search target vector to thereby produce the pitch prediction error.

15. A pitch analysis method as defined in claim 14, wherein said pitch gain calculation comprises calculating said pitch gain $b^{(j)}$ using the relation:

$$5 \quad b^{(j)} = \mathbf{x}^t \mathbf{y}^{(j)} / \|\mathbf{y}^{(j)}\|^2$$

where $j = 0, 1, 2, \dots, K$, and K corresponds to a number of signal paths, and where \mathbf{x} is said pitch search target vector, and $\mathbf{y}^{(j)}$ is said convolved pitch codevector.

- 10 16. A pitch analysis method as defined in claim 10, wherein calculating said pitch prediction error, in each signal path, comprises calculating an energy of the corresponding pitch prediction error, and wherein comparing the pitch prediction error comprises comparing the energies of said pitch prediction errors of the different signal paths and choosing as the signal path having the lowest calculated pitch prediction error the signal path having the lowest calculated energy of the pitch prediction error.

- 15 17. A pitch analysis method as defined in claim 14, wherein:

- a) identifying each of said filters of the plurality of signal paths by a filter index;
- b) identifying said pitch codevector by a pitch codebook index; and
- c) said pitch codebook parameters comprise the filter index, the pitch codebook index and the pitch gain.

- 20 18. A pitch analysis method as defined in claim 10, wherein said filtering the pitch codevector is integrated in an interpolation filter of said pitch codebook search device, said interpolation filter being used to produce a sub-sample version of said pitch codevector.

- 25 19. An encoder having a pitch analysis device as defined in claim 1 for encoding a wideband input signal, said encoder comprising:

- a) a linear prediction synthesis filter calculator responsive to the wideband signal for producing linear prediction synthesis filter coefficients;
- b) a perceptual weighting filter, responsive to the wideband signal and the linear prediction synthesis filter coefficients, for producing a perceptually weighted signal;
- c) an impulse response generator responsive to said linear prediction synthesis filter coefficients for producing a weighted synthesis filter impulse response signal;
- d) a pitch search unit for producing pitch codebook parameters, said pitch search unit comprising:

30 i) said pitch codebook search device responsive to the perceptually weighted signal and the linear prediction synthesis filter coefficients for producing the pitch codevector and an innovative search target vector; and

35 ii) said pitch analysis device responsive to the pitch codevector for selecting, from said sets of pitch codebook parameters, the set of pitch codebook parameters associated to the path having the lowest calculated pitch prediction error;

40 d) an innovative codebook search device, responsive to the weighted synthesis filter impulse response signal, and the innovative search target vector, for producing innovative codebook parameters; and

e) a signal forming device for producing an encoded wideband signal comprising the set of pitch codebook parameters associated to the path having the lowest pitch prediction error, said innovative codebook parameters, and said linear prediction synthesis filter coefficients.

- 45 20. An encoder as defined in claim 19, wherein one of said at least two paths comprises no filter for filtering the pitch codevector before supplying said pitch codevector to the pitch prediction error calculating device.

- 50 21. An encoder as defined in claim 19, wherein said signal paths comprise a plurality of signal paths each provided with a filter for filtering the pitch codevector before supplying said pitch codevector to the pitch prediction error calculating device of the same path.

- 55 22. An encoder as defined in claim 21, wherein the filters of said plurality of paths are selected from the group consisting of low-pass and band-pass filters, and wherein said filters have different frequency responses.

23. An encoder as defined in claim 19, wherein each pitch prediction error calculating device comprises:

- a) a convolution unit for convolving the pitch codevector with the weighted synthesis filter impulse response signal and therefore calculating a convolved pitch codevector;
- 5 b) a pitch gain calculator for calculating a pitch gain in response to the convolved pitch codevector and the pitch search target vector;
- c) an amplifier for multiplying the convolved pitch codevector by the pitch gain to thereby produce an amplified convolved pitch codevector, and
- 10 d) a combiner circuit for combining the amplified convolved pitch codevector with the pitch search target vector to thereby produce the pitch prediction error.

24. An encoder as defined in claim 23, wherein said pitch gain calculator comprises a means for calculating said pitch gain $b^{(j)}$ using the relation:

$$15 \quad b^{(j)} = \mathbf{x}^t \mathbf{y}^{(j)} / \|\mathbf{y}^{(j)}\|^2$$

where $j = 0, 1, 2, \dots, K$, and K corresponds to a number of signal paths,
and where \mathbf{x} is said pitch search target vector, and $\mathbf{y}^{(j)}$ is said convolved pitch codevector.

25. An encoder as defined in claim 19, wherein said pitch prediction error calculating device of each signal path comprises means for calculating an energy of the corresponding pitch prediction error, and wherein said selector comprises means for comparing the energies of said pitch prediction errors of the different signal paths and for choosing as the signal path having the lowest calculated pitch prediction error the signal path having the lowest calculated energy of the pitch prediction error.

26. An encoder as defined in claim 23, wherein:

- a) each of said filters of the plurality of signal paths is identified by a filter index;
- 30 b) said pitch codevector is identified by a pitch codebook index; and
- c) said pitch codebook parameters comprise the filter index, the pitch codebook index and the pitch gain.

27. A encoder as defined in claim 19, wherein said filter is integrated in an interpolation filter of said pitch codebook search device, said interpolation filter being used to produce a sub-sample version of said pitch codevector.

28. A cellular communication system for servicing a large geographical area divided into a plurality of cells, comprising:

- a) mobile transmitter/receiver units;
- 40 b) cellular base stations respectively situated in said cells;
- c) a control terminal for controlling communication between the cellular base stations;
- d) a bidirectional wireless communication sub-system between each mobile unit situated in one cell and the cellular base station of said one cell, said bidirectional wireless communication sub-system comprising, in both the mobile unit and the cellular base station:
 - i) a transmitter including an encoder for encoding a wideband signal as recited in claim 19 and a transmission circuit for transmitting the encoded wideband signal; and
 - 45 ii) a receiver including a receiving circuit for receiving a transmitted encoded wideband signal and a decoder for decoding the received encoded wideband signal.

29. A cellular communication system as defined in claim 28, wherein one of said at least two paths comprises no filter for filtering the pitch codevector before supplying said pitch codevector to the pitch prediction error calculating device.

30. A cellular communication system as defined in claim 28, wherein said signal paths comprise a plurality of signal paths each provided with a filter for filtering the pitch codevector before supplying said pitch codevector to the pitch prediction error calculating device of the same path.

31. A cellular communication system as defined in claim 30, wherein the filters of said plurality of paths are selected

from the group consisting of low-pass and band-pass filters, and wherein said filters have different frequency responses.

- 5 **32.** A cellular communication system as defined in claim 28, wherein each pitch prediction error calculating device comprises:

- a) a convolution unit for convolving the pitch codevector with the weighted synthesis filter impulse response signal and therefore calculating a convolved pitch codevector;
- b) a pitch gain calculator for calculating a pitch gain in response to the convolved pitch codevector and the pitch search target vector;
- c) an amplifier for multiplying the convolved pitch codevector by the pitch gain to thereby produce an amplified convolved pitch codevector; and
- d) a combiner circuit for combining the amplified convolved pitch codevector with the pitch search target vector to thereby produce the pitch prediction error.

- 10 **33.** A cellular communication system as defined in claim 32, wherein said pitch gain calculator comprises a means for calculating said pitch gain $b^{(j)}$ using the relation:

$$20 \quad b^{(j)} = \mathbf{x}^T \mathbf{y}^{(j)} / \|\mathbf{y}^{(j)}\|^2$$

where $j = 0, 1, 2, \dots, K$, and K corresponds to a number of signal paths, and where \mathbf{x} is said pitch search target vector, and $\mathbf{y}^{(j)}$ is said convolved pitch codevector.

- 25 **34.** A cellular communication system as defined in claim 28, wherein said pitch prediction error calculating device of each signal path comprises means for calculating an energy of the corresponding pitch prediction error, and wherein said selector comprises means for comparing the energies of said pitch prediction errors of the different signal paths and for choosing as the signal path having the lowest calculated pitch prediction error the signal path having the lowest calculated energy of the pitch prediction error.

- 30 **35.** A cellular communication system as defined in claim 32, wherein:

- a) each of said filters of the plurality of signal paths is identified by a filter index;
- b) said pitch codevector is identified by a pitch codebook index; and
- c) said pitch codebook parameters comprise the filter index, the pitch codebook index and the pitch gain.

- 35 **36.** A cellular communication system as defined in claim 28, wherein said filter is integrated in an interpolation filter of said pitch codebook search device, said interpolation filter being used to produce a sub-sample version of said pitch codevector.

- 40 **37.** A cellular mobile transmitter/receiver unit comprising:

- a) a transmitter including an encoder for encoding a wideband signal as recited in claim 19 and a transmission circuit for transmitting the encoded wideband signal; and
- b) a receiver including a receiving circuit for receiving a transmitted encoded wideband signal and a decoder for decoding the received encoded wideband signal.

- 45 **38.** A cellular mobile transmitter/receiver unit as defined in claim 37, wherein one of said at least two paths comprises no filter for filtering the pitch codevector before supplying said pitch codevector to the pitch prediction error calculating device.

- 50 **39.** A cellular mobile transmitter/receiver unit as defined in claim 37, wherein said signal paths comprise a plurality of signal paths each provided with a filter for filtering the pitch codevector before supplying said pitch codevector to the pitch prediction error calculating device of the same path.

- 55 **40.** A cellular mobile transmitter/receiver unit as defined in claim 39, wherein the filters of said plurality of paths are selected from the group consisting of low-pass and band-pass filters, and wherein said filters have different frequency responses.

41. A cellular mobile transmitter/receiver unit as defined in claim 37, wherein each pitch prediction error calculating device comprises:

- 5 a) a convolution unit for convolving the pitch codevector with the weighted synthesis filter impulse response signal and therefore calculating a convolved pitch codevector;
- b) a pitch gain calculator for calculating a pitch gain in response to the convolved pitch codevector and the pitch search target vector;
- c) an amplifier for multiplying the convolved pitch codevector by the pitch gain to thereby produce an amplified convolved pitch codevector; and
- 10 d) a combiner circuit for combining the amplified convolved pitch codevector with the pitch search target vector to thereby produce the pitch prediction error.

42. A cellular mobile transmitter/receiver unit as defined in claim 41, wherein said pitch gain calculator comprises a means for calculating said pitch gain $b^{(j)}$ using the relation:

$$b^{(j)} = \mathbf{x}^t \mathbf{y}^{(j)} / \|\mathbf{y}^{(j)}\|^2$$

20 where $j = 0, 1, 2, \dots, K$, and K corresponds to a number of signal paths, and where \mathbf{x} is said pitch search target vector, and $\mathbf{y}^{(j)}$ is said convolved pitch codevector.

43. A cellular mobile transmitter/receiver unit as defined in claim 37, wherein said pitch prediction error calculating device of each signal path comprises means for calculating an energy of the corresponding pitch prediction error, and wherein said selector comprises means for comparing the energies of said pitch prediction errors of the different signal paths and for choosing as the signal path having the lowest calculated pitch prediction error the signal path having the lowest calculated energy of the pitch prediction error.

44. A cellular mobile transmitter/receiver unit as defined in claim 41, wherein:

- 30 a) each of said filters of the plurality of signal paths is identified by a filter index;
- b) said pitch codevector is identified by a pitch codebook index; and
- c) said pitch codebook parameters comprise the filter index, the pitch codebook index and the pitch gain.

45. A cellular mobile transmitter/receiver unit as defined in claim 37, wherein said filter is integrated in an interpolation filter of said pitch codebook search device, said interpolation filter being used to produce a sub-sample version of said pitch codevector.

46. A cellular network element comprising:

- 40 a) a transmitter including an encoder for encoding a wideband signal as recited in claim 19 and a transmission circuit for transmitting the encoded wideband signal; and
- b) a receiver including a receiving circuit for receiving a transmitted encoded wideband signal and a decoder for decoding the received encoded wideband signal.

45 47. A cellular network element as defined in claim 46, wherein one of said at least two paths comprises no filter for filtering the pitch codevector before supplying said pitch codevector to the pitch prediction error calculating device.

48. A cellular network element as defined in claim 46, wherein said signal paths comprise a plurality of signal paths each provided with a filter for filtering the pitch codevector before supplying said pitch codevector to the pitch prediction error calculating device of the same path.

50 49. A cellular network element as defined in claim 48, wherein the filters of said plurality of paths are selected from the group consisting of low-pass and band-pass filters, and wherein said filters have different frequency responses.

55 50. A cellular network element as defined in claim 46, wherein each pitch prediction error calculating device comprises:

- a) a convolution unit for convolving the pitch codevector with the weighted synthesis filter impulse response signal and therefore calculating a convolved pitch codevector,

- 5 b) a pitch gain calculator for calculating a pitch gain in response to the convolved pitch codevector and the pitch search target vector;
 c) an amplifier for multiplying the convolved pitch codevector by the pitch gain to thereby produce an amplified convolved pitch codevector; and
 d) a combiner circuit for combining the amplified convolved pitch codevector with the pitch search target vector to thereby produce the pitch prediction error.

51. A cellular network element as defined in claim 50, wherein said pitch gain calculator comprises a means for calculating said pitch gain $b^{(j)}$ using the relation:

$$10 \quad b^{(j)} = \mathbf{x}^T \mathbf{y}^{(j)} / \|\mathbf{y}^{(j)}\|^2$$

15 where $j = 0, 1, 2, \dots, K$, and K corresponds to a number of signal paths,
 and where \mathbf{x} is said pitch search target vector, and $\mathbf{y}^{(j)}$ is said convolved pitch codevector.

20 52. A cellular network element as defined in claim 46, wherein said pitch prediction error calculating device of each signal path comprises means for calculating an energy of the corresponding pitch prediction error, and wherein said selector comprises means for comparing the energies of said pitch prediction errors of the different signal paths and for choosing as the signal path having the lowest calculated pitch prediction error the signal path having the lowest calculated energy of the pitch prediction error.

53. A cellular network element as defined in claim 50, wherein:

- 25 a) each of said filters of the plurality of signal paths is identified by a filter index;
 b) said pitch codevector is identified by a pitch codebook index; and
 c) said pitch codebook parameters comprise the filter index, the pitch codebook index and the pitch gain.

30 54. A cellular network element as defined in claim 46, wherein said filter is integrated in an interpolation filter of said pitch codebook search device, said interpolation filter being used to produce a sub-sample version of said pitch codevector.

35 55. A bidirectional wireless communication sub-system with a cellular communication system for servicing a large geographical area divided into a plurality of cells, comprising: mobile transmitter/receiver units; cellular base stations, respectively situated in said cells; and control terminal for controlling communication between the cellular base stations:

40 said bidirectional wireless communication sub-system between each mobile unit situated in one cell and the cellular base station of said one cell, said bidirectional wireless communication sub-system comprising, in both the mobile unit and the cellular base station:

- 45 a) a transmitter including an encoder for encoding a wideband signal as recited in claim 19 and a transmission circuit for transmitting the encoded wideband signal; and
 b) a receiver including a receiving circuit for receiving a transmitted encoded wideband signal and a decoder for decoding the received encoded wideband signal.

50 56. A bidirectional wireless communication sub-system as defined in claim 55, wherein one of said at least two paths comprises no filter for filtering the pitch codevector before supplying said pitch codevector to the pitch prediction error calculating device.

55 57. A bidirectional wireless communication sub-system as defined in claim 55, wherein said signal paths comprise a plurality of signal paths each provided with a filter for filtering the pitch codevector before supplying said pitch codevector to the pitch prediction error calculating device of the same path.

58. A bidirectional wireless communication sub-system as defined in claim 57, wherein the filters of said plurality of paths are selected from the group consisting of low-pass and band-pass filters, and wherein said filters have different frequency responses.

59. A bidirectional wireless communication sub-system as defined in claim 55, wherein each pitch prediction error

calculating device comprises:

- 5 a) a convolution unit for convolving the pitch codevector with the weighted synthesis filter impulse response signal and therefore calculating a convolved pitch codevector;
- b) a pitch gain calculator for calculating a pitch gain in response to the convolved pitch codevector and the pitch search target vector;
- c) an amplifier for multiplying the convolved pitch codevector by the pitch gain to thereby produce an amplified convolved pitch codevector; and
- 10 d) a combiner circuit for combining the amplified convolved pitch codevector with the pitch search target vector to thereby produce the pitch prediction error.

60. A bidirectional wireless communication sub-system as defined in claim 59, wherein said pitch gain calculator comprises a means for calculating said pitch gain $b^{(j)}$ using the relation:

$$15 \quad b^{(j)} = \mathbf{x}^t \mathbf{y}^{(j)} / \|\mathbf{y}^{(j)}\|^2$$

where $j = 0, 1, 2, \dots, K$, and K corresponds to a number of signal paths,
and where \mathbf{x} is said pitch search target vector, and $\mathbf{y}^{(j)}$ is said convolved pitch codevector.

20 61. A bidirectional wireless communication sub-system as defined in claim 55, wherein said pitch prediction error calculating device of each signal path comprises means for calculating an energy of the corresponding pitch prediction error, and wherein said selector comprises means for comparing the energies of said pitch prediction errors of the different signal paths and for choosing as the signal path having the lowest calculated pitch prediction error
25 the signal path having the lowest calculated energy of the pitch prediction error.

62. A bidirectional wireless communication sub-system as defined in claim 59, wherein:

- 30 a) each of said filters of the plurality of signal paths is identified by a filter index;
- b) said pitch codevector is identified by a pitch codebook index; and
- c) said pitch codebook parameters comprise the filter index, the pitch codebook index and the pitch gain.

63. A bidirectional wireless communication sub-system as defined in claim 55, wherein said filter is integrated in an interpolation filter of said pitch codebook search device, said interpolation filter being used to produce a sub-sample
35 version of said pitch codevector.

Patentansprüche

40 1. Tonhöhenanalysevorrichtung zum Erzeugen einer optimalen Menge von Tonhöhencodebuch-Parametern in Reaktion auf ein Breitbandsignal, die umfaßt:

- a) wenigstens zwei Signalpfade, die jeweiligen Mengen von Tonhöhencodebuch-Parametern zugeordnet sind, wobei:
 - 45 i) jeder Signalpfad eine Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung (307, 308) zum Berechnen eines Tonhöhenvorhersagefehlers eines Tonhöhencodevektors von einer Tonhöhencodebuch-Suchvorrichtung (301) umfaßt; und
 - ii) wenigstens einer der beiden Pfade ein Filter (305) zum Filtern des Tonhöhencodevektors vor der Lieferung des Tonhöhencodevektors zu der Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung des einen Pfades umfaßt; und
- 55 b) eine Auswahleinrichtung (309) zum Vergleichen der in den wenigstens zwei Signalpfaden berechneten Tonhöhenvorhersagefehlern, um den Signalpfad auszuwählen, der den niedrigsten berechneten Tonhöhenvorhersagefehler hat, und um die Menge von Tonhöhencodebuch-Parametern, die dem ausgewählten Signalpfad zugeordnet sind, zu wählen.

2. Tonhöhenanalysevorrichtung nach Anspruch 1, bei der einer der wenigstens zwei Pfade kein Filter zum Filtern

des Tonhöhencodevektors vor der Lieferung des Tonhöhencodevektors zu der Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung umfaßt.

3. Tonhöhenanalysevorrichtung nach Anspruch 1, bei der die Signalpfade mehrere Signalpfade umfassen, wovon jeder mit einem Filter zum Filtern des Tonhöhencodevektors vor der Lieferung des Tonhöhencodevektors zu der Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung desselben Pfades versehen ist.
4. Tonhöhenanalysevorrichtung nach Anspruch 3, bei der die Filter der mehreren Pfade aus der Gruppe ausgewählt sind, die aus Tiefpaß- und Bandpaßfiltern besteht, und bei der die Filter unterschiedliche Frequenzgänge besitzen.
5. Tonhöhenanalysevorrichtung nach Anspruch 1, bei der jede Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung umfaßt:
 - a) eine Faltungseinheit zum Falten des Tonhöhencodevektors mit einem gewichteten Synthesisierungsfilter-Impulsantwortsignal und daher zum Berechnen eines gefalteten Tonhöhencodevektors;
 - b) eine Tonhöhenverstärkungs-Berechnungseinrichtung zum Berechnen einer Tonhöhenverstärkung in Reaktion auf den gefalteten Tonhöhencodevektor und einen Tonhöhen-Suchzielvektor;
 - c) einen Verstärker zum Multiplizieren des gefalteten Tonhöhencodevektors mit der Tonhöhenverstärkung, um dadurch einen verstärkten gefalteten Tonhöhencodevektor zu erzeugen; und
 - d) eine Kombinationsschaltung zum Kombinieren des verstärkten gefalteten Tonhöhencodevektors mit dem Tonhöhen-Suchzielvektor, um dadurch den Tonhöhenvorhersagefehler zu erzeugen.
6. Tonhöhenanalysevorrichtung nach Anspruch 5, bei der die Tonhöhenverstärkungs-Berechnungseinrichtung eine Einrichtung zum Berechnen der Tonhöhenverstärkung $b^{(j)}$ unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$$b^{(j)} = x^t y^{(j)} / \|y^{(j)}\|^2$$

wobei $j = 0, 1, 2, \dots, K$ und wobei K einer Anzahl von Signalpfaden entspricht,
und wobei x der Tonhöhen-Suchzielvektor ist und $y^{(j)}$ der gefaltete Tonhöhencodevektor ist.

7. Tonhöhenanalysevorrichtung nach Anspruch 1, bei der die Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung jedes Signalpfades eine Einrichtung zum Berechnen einer Energie des entsprechenden Tonhöhenvorhersagefehlers umfaßt und bei der die Auswahleinrichtung eine Einrichtung zum Vergleichen der Energien der Tonhöhenvorhersagefehler der verschiedenen Signalpfade und zum Wählen des Signalpfades mit der niedrigsten berechneten Energie des Tonhöhenvorhersagefehlers als den Signalpfad mit dem niedrigsten berechneten Tonhöhenvorhersagefehler umfaßt.
8. Tonhöhenanalysevorrichtung nach Anspruch 5, bei der:
 - a) jedes der Filter der mehreren Signalpfade durch einen Filterindex identifiziert wird;
 - b) der Tonhöhencodevektor durch einen Tonhöhencodebuch-Index identifiziert wird; und
 - c) die Tonhöhencodebuch-Parameter den Filterindex, den Tonhöhencodebuch-Index und die Tonhöhenverstärkung umfassen.
9. Tonhöhenanalysevorrichtung nach Anspruch 1, bei der das Filter in ein Interpolationsfilter der Tonhöhencodebuch-Suchvorrichtung integriert ist, wobei das Interpolationsfilter verwendet wird, um eine Unterabtast-Version des Tonhöhencodevektors zu erzeugen.
10. Tonhöhenanalyseverfahren zum Erzeugen einer optimalen Menge von Tonhöhencodebuch-Parametern in Reaktion auf ein Breitbandsignal, das umfaßt:
 - a) in wenigstens zwei Signalpfaden, die jeweiligen Mengen von Tonhöhencodebuch-Parametern zugeordnet sind, Berechnen eines Tonhöhenvorhersagefehlers eines Tonhöhencodevektors von einer Tonhöhencodebuch-Suchvorrichtung für jeden Signalpfad;
 - b) in wenigstens einem der zwei Signalpfade Filtern des Tonhöhencodevektors, bevor der Tonhöhencodevektor geliefert wird, um den Tonhöhenvorhersagefehler des einen Pfades zu berechnen; und
 - c) Vergleichen der Tonhöhenvorhersagefehler, die in den wenigstens zwei Signalpfaden berechnet werden,

EP 1 125 276 B1

Wählen des Signalpfades mit dem niedrigsten berechneten Tonhöhenvorhersagefehler und Auswählen der Menge von Tonhöhencodebuch-Parametern, die dem gewählten Signalpfad zugeordnet sind.

5 11. Tonhöhenanalyseverfahren nach Anspruch 10, bei dem in einem der wenigstens zwei Pfade keine Filterung des Tonhöhencodevektors ausgeführt wird, bevor der Tonhöhencodevektor zu der Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung geliefert wird.

10 12. Tonhöhenanalyseverfahren nach Anspruch 10, bei dem die Signalpfade mehrere Signalpfade umfassen und bei dem das Filtern des Tonhöhencodevektors in jedem der mehreren Signalpfade ausgeführt wird, bevor der Tonhöhencodevektor zu der Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung desselben Pfades geliefert wird.

15 13. Tonhöhenanalyseverfahren nach Anspruch 12, das ferner das Auswählen der Filter der mehreren Pfade aus der Gruppe, die aus Tiefpaß- und Bandpaßfiltern besteht, umfaßt und bei dem die Filter unterschiedliche Frequenzgänge besitzen.

20 14. Tonhöhenanalyseverfahren nach Anspruch 10, bei dem das Berechnen eines Tonhöhenvorhersagefehlers in jedem Signalpfad umfaßt:

a) Falten des Tonhöhencodevektors mit einem gewichteten Synthesisierungsfilter-Impulsantwortsignal und daher Berechnen eines gefalteten Tonhöhencodevektors;

b) Berechnen einer Tonhöhenverstärkung in Reaktion auf den gefalteten Tonhöhencodevektor und einen Tonhöhen-Suchzielvektor;

c) Multiplizieren des gefalteten Tonhöhencodevektors mit der Tonhöhenverstärkung, um dadurch einen verstärkten gefalteten Tonhöhencodevektor zu erzeugen; und

d) Kombinieren des verstärkten gefalteten Tonhöhencodevektors mit dem Tonhöhen-Suchzielvektor, um dadurch den Tonhöhenvorhersagefehler zu erzeugen.

25 15. Tonhöhenanalyseverfahren nach Anspruch 14, bei dem die Tonhöhenverstärkungs-Berechnung das Berechnen der Tonhöhenverstärkung $b^{(j)}$ unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$$b^{(j)} = \mathbf{x}^T \mathbf{y}^{(j)} / \|\mathbf{y}^{(j)}\|^2$$

30 wobei $j = 0, 1, 2, \dots, K$ und wobei K einer Anzahl von Signalpfaden entspricht,
35 und wobei \mathbf{x} der Tonhöhen-Suchzielvektor ist und $\mathbf{y}^{(j)}$ der gefaltete Tonhöhencodevektor ist.

40 16. Tonhöhenanalyseverfahren nach Anspruch 10, bei dem das Berechnen des Tonhöhenvorhersagefehlers in jedem Signalpfad das Berechnen einer Energie des entsprechenden Tonhöhenvorhersagefehlers umfaßt und bei dem das Vergleichen des Tonhöhenvorhersagefehlers das Vergleichen der Energien der Tonhöhenvorhersagefehler der verschiedenen Signalpfade und das Wählen des Signalpfades mit der niedrigsten berechneten Energie des Tonhöhenvorhersagefehlers als den Signalpfad mit dem niedrigsten berechneten Tonhöhenvorhersagefehler umfaßt.

45 17. Tonhöhenanalyseverfahren nach Anspruch 14, bei dem:

a) jedes der Filter der mehreren Signalpfade durch einen Filterindex identifiziert wird;
b) der Tonhöhencodevektor durch einen Tonhöhencodebuch-Index identifiziert wird; und
c) die Tonhöhencodebuch-Parameter den Filterindex, den Tonhöhencodebuch-Index und die Tonhöhenverstärkung umfassen.

50 18. Tonhöhenanalyseverfahren nach Anspruch 10, bei dem das Filtern des Tonhöhencodevektors in ein Interpolationsfilter der Tonhöhencodebuch-Suchvorrichtung integriert ist, wobei das Interpolationsfilter verwendet wird, um eine Unterabtast-Version des Tonhöhencodevektors zu erzeugen.

55 19. Codierer, der eine Tonhöhenanalysevorrichtung nach Anspruch 1 besitzt, um ein Breitband-Eingangssignal zu codieren, wobei der Codierer umfaßt:

a) eine Berechnungseinrichtung für ein lineares Vorhersagesynthesisierungsfilter, das auf das Breitbandsignal

- anspricht, um Koeffizienten für ein lineares Vorhersagesynthetisierungsfilter zu erzeugen;
- 5 b) ein Wahrnehmungsgewichtungsfilter, das auf das Breitbandsignal und auf die Koeffizienten des linearen Vorhersagesynthetisierungsfilters anspricht, um ein durch Wahrnehmung gewichtetes Signal zu erzeugen;
- c) einen Impulsantwortgenerator, der auf die Koeffizienten für das lineare Vorhersagesynthetisierungsfilter anspricht, um ein gewichtetes Synthetisierungsfilter-Impulsantwortsignal zu erzeugen;
- d) eine Tonhöhen-Sucheinheit zum Erzeugen von Tonhöhencodebuch-Parametern, wobei die Tonhöhen-Sucheinheit umfaßt:
- 10 i) die Tonhöhencodebuch-Suchvorrichtung, die auf das durch Wahrnehmung gewichtete Signal und auf die Koeffizienten für das lineare Vorhersagesynthetisierungsfilter anspricht, um den Tonhöhencodevektor und eine innovative Suchzielvektor zu erzeugen; und
- ii) die Tonhöhenanalysevorrichtung, die auf den Tonhöhencodevektor anspricht, und aus den Mengen von Tonhöhencodebuch-Parametern diejenige Menge von Tonhöhencodebuch-Parametern auszuwählen, die dem Pfad mit dem niedrigsten berechneten Tonhöhenvorhersagefehler zugeordnet ist;
- 15 d) eine Vorrichtung zum Suchen eines innovativen Codebuchs, die auf das gewichtete Synthetisierungsfilter-Impulsantwortsignal und auf den innovativen Suchzielvektor anspricht, um innovative Codebuchparameter zu erzeugen, und
- 20 e) eine Signalformungsvorrichtung zum Erzeugen eines codierten Breitbandsignals, das die Menge von Tonhöhencodebuch-Parametern, die dem Pfad mit dem niedrigsten Tonhöhenvorhersagefehler zugeordnet sind, die innovativen Codebuchparametern und die Koeffizienten für das lineare Vorhersagesynthetisierungsfilter umfaßt.
- 20.** Codierer nach Anspruch 19, bei dem einer der wenigstens zwei Pfade kein Filter zum Filtern des Tonhöhencodevektors vor der Lieferung des Tonhöhencodevektors zu der Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung umfaßt.
- 21.** Codierer nach Anspruch 19, bei dem die Signalpfade mehrere Signalpfade umfassen, wovon jeder mit einem Filter zum Filtern des Tonhöhencodevektors vor der Lieferung des Tonhöhencodevektors zu der Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung desselben Pfades versehen ist.
- 22.** Codierer nach Anspruch 21, bei dem die Filter der mehreren Pfade aus der Gruppe gewählt sind, die aus Tiefpaß- und Bandpaßfiltern besteht und bei dem die Filter unterschiedliche Frequenzgänge besitzen.
- 35 23.** Codierer nach Anspruch 19, bei dem jede Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung umfaßt:
- a) eine Faltungseinheit zum Falten des Tonhöhencodevektors mit dem gewichteten Synthetisierungsfilter-Impulsantwortsignal und daher zum Berechnen eines gefalteten Tonhöhencodevektors;
- 40 b) eine Tonhöhenverstärkungs-Berechnungseinrichtung zum Berechnen einer Tonhöhenverstärkung in Reaktion auf den gefalteten Tonhöhencodevektor und den Tonhöhen-Suchzielvektor;
- c) einen Verstärker zum Multiplizieren des gefalteten Tonhöhencodevektors mit der Tonhöhenverstärkung, um dadurch einen verstärkten gefalteten Tonhöhencodevektor zu erzeugen; und
- d) eine Kombinationsschaltung zum Kombinieren des verstärkten gefalteten Tonhöhencodevektors mit dem Tonhöhen-Suchzielvektor, um dadurch den Tonhöhenvorhersagefehler zu erzeugen.
- 45 24.** Codierer nach Anspruch 23, bei dem die Tonhöhenverstärkungs-Berechnungseinrichtung eine Einrichtung zum Berechnen der Tonhöhenverstärkung $b^{(j)}$ unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:
- 50
$$b^{(j)} = \mathbf{x}^t \mathbf{y}^{(j)} / \|\mathbf{y}^{(j)}\|^2$$
- wobei $j = 0, 1, 2, \dots, K$ und wobei K einer Anzahl von Signalpfaden entspricht,
und wobei \mathbf{x} der Tonhöhen-Suchzielvektor ist und $\mathbf{y}^{(j)}$ der gefaltete Tonhöhencodevektor ist.
- 55 25.** Codierer nach Anspruch 19, bei dem die Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung jedes Signalpfades eine Einrichtung zum Berechnen einer Energie des entsprechenden Tonhöhenvorhersagefehlers umfaßt und bei dem die Auswahleinrichtung eine Einrichtung zum Vergleichen der Energien der Tonhöhenvorhersagefehler der verschiedenen Signalpfade und zum Wählen des Signalpfades mit der niedrigsten berechneten Energie des Ton-

höhenvorhersagefehlers als den Signalpfad mit dem niedrigsten berechneten Tonhöhenvorhersagefehler umfaßt.

26. Codierer nach Anspruch 23, bei dem:

- 5 a) jedes der Filter der mehreren Signalpfade durch einen Filterindex identifiziert wird;
- b) der Tonhöhencodevektor durch einen Tonhöhencodebuch-Index identifiziert wird; und
- c) die Tonhöhencodebuch-Parameter den Filterindex, den Tonhöhencodebuch-Index und die Tonhöhenverstärkung umfassen.

10 27. Codierer nach Anspruch 19, bei dem das Filter in ein Interpolationsfilter der Tonhöhencodebuch-Suchvorrichtung integriert ist, wobei das Interpolationsfilter zum Erzeugen einer Unterabtast-Version des Tonhöhencodevektors verwendet wird.

15 28. Zellenkommunikationssystem zum Bedienen eines großen geographischen Gebiets, das in mehrere Zellen unterteilt ist, wobei das System umfaßt:

- a) mobile Sender/Empfänger-Einheiten;
- b) Zellenbasisstationen, die sich jeweils in den Zellen befinden;
- c) ein Steuerendgerät zum Steuern der Kommunikation zwischen den Zellenbasisstationen;
- 20 d) ein bidirektionales drahtloses Kommunikationsundersystem zwischen jeder Mobileinheit, die sich in einer Zelle befindet, und der Zellenbasisstation der einen Zelle, wobei das bidirektionale drahtlose Kommunikationsundersystem sowohl in der Mobileinheit als auch in der Zellenbasisstation umfaßt:
 - i) einen Sender, der einen Codierer zum Codieren eines Breitbandsignals nach Anspruch 19 und eine Sendeschaltung zum Senden des codierten Breitbandsignals enthält; und
 - 25 ii) einen Empfänger, der eine Empfängerschaltung zum Empfangen eines gesendeten codierten Breitbandsignals und einen Decodierer zum Decodieren des empfangenen codierten Breitbandsignals enthält.

29. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 28, bei dem einer der wenigstens zwei Pfade kein Filter zum Filtern des Tonhöhencodevektors vor der Lieferung des Tonhöhencodevektors zu der Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung umfaßt.

30. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 28, bei dem die Signalpfade mehrere Signalpfade umfassen, wovon jeder mit einem Filter zum Filtern des Tonhöhencodevektors vor der Lieferung des Tonhöhencodevektors zu der Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung desselben Pfades versehen ist.

31. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 30, bei der die Filter der mehreren Pfade aus der Gruppe gewählt sind, die aus Tiefpaß- und Bandpaßfiltern besteht, und bei dem die Filter unterschiedliche Frequenzgänge besitzen.

40 32. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 28, bei dem die Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung jedes Signalpfades eine Einrichtung zum Berechnen einer Energie des entsprechenden Tonhöhenvorhersagefehlers umfaßt und bei dem die Auswahleinrichtung eine Einrichtung zum Vergleichen der Energien der Tonhöhenvorhersagefehler der verschiedenen Signalpfade und zum Wählen des Signalpfades mit der niedrigsten berechneten Energie des Tonhöhenvorhersagefehlers als den Signalpfad mit dem niedrigsten berechneten Tonhöhenvorhersagefehler umfaßt.

45 33. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 32, bei dem die Tonhöhenverstärkungs-Berechnungseinrichtung eine Einrichtung zum Berechnen der Tonhöhenverstärkung $b^{(j)}$ unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$$50 b^{(j)} = \mathbf{x}^T \mathbf{y}^{(j)} / \|\mathbf{y}^{(j)}\|^2$$

55 wobei $j = 0, 1, 2, \dots, K$ und wobei K einer Anzahl von Signalpfaden entspricht, und wobei \mathbf{x} der Tonhöhen-Suchzielvektor ist und $\mathbf{y}^{(j)}$ der gefaltete Tonhöhencodevektor ist.

34. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 28, bei dem die Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung jedes Signalpfades eine Einrichtung zum Berechnen einer Energie des entsprechenden Tonhöhenvorhersa-

gefehlers umfaßt und bei dem die Auswahleinrichtung eine Einrichtung zum Vergleichen der Energien der Tonhöhenvorhersagefehler der verschiedenen Signalpfade und zum Wählen des Signalpfades mit der niedrigsten berechneten Energie des Tonhöhenvorhersagefehlers als den Signalpfad mit dem niedrigsten berechneten Tonhöhenvorhersagefehler umfaßt.

5

35. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 32, bei dem:

- a) jedes der Filter der mehreren Signalpfade durch einen Filterindex identifiziert wird;
- b) der Tonhöhencodevektor durch einen Tonhöhencodebuch-Index identifiziert wird; und
- c) die Tonhöhencodebuch-Parameter den Filterindex, den Tonhöhencodebuch-Index und die Tonhöhenverstärkung umfassen.

10

36. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 28, bei dem das Filter in ein Interpolationsfilter der Tonhöhencodebuch-Suchvorrichtung integriert ist, wobei das Interpolationsfilter zum Erzeugen einer Unterabtast-Version des Tonhöhencodevektors verwendet wird.

15

37. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit, die umfaßt:

20

- a) einen Sender, der einen Codierer zum Codieren eines Breitbandsignals und eine Sendeschaltung zum Senden des codierten Breitbandsignals enthält; und
- b) einen Empfänger, der eine Empfängerschaltung zum Empfangen eines gesendeten codierten Breitbandsignals nach Anspruch 19 und einen Decodierer zum Decodieren des empfangenen decodierten Breitbandsignals enthält.

25

38. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit nach Anspruch 37, bei der einer der wenigstens zwei Pfade kein Filter zum Filtern des Tonhöhencodevektors vor der Lieferung des Tonhöhencodevektors zu der Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung umfaßt.

30

39. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit nach Anspruch 37, bei der die Signalpfade mehrere Signalpfade umfassen, wovon jeder mit einem Filter zum Filtern des Tonhöhencodevektors vor der Lieferung des Tonhöhencodevektors zu der Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung desselben Pfades versehen ist.

35

40. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit nach Anspruch 39, bei der die Filter der mehreren Pfade aus der Gruppe gewählt sind, die aus Tiefpaß- und Bandpaßfiltern besteht und bei dem die Filter unterschiedliche Frequenzgänge besitzen.

40

41. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit nach Anspruch 37, bei der jede Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung umfaßt:

jede Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung umfaßt:

45

- a) eine Faltungseinheit zum Falten des Tonhöhencodevektors mit dem gewichteten SynthesisierungsfILTER-Impulsantwortsignal und daher zum Berechnen eines gefalteten Tonhöhencodevektors;
- b) eine Tonhöhenverstärkungs-Berechnungseinrichtung zum Berechnen einer Tonhöhenverstärkung in Reaktion auf den gefalteten Tonhöhencodevektor und den Tonhöhen-Suchzielvektor;
- c) einen Verstärker zum Multiplizieren des gefalteten Tonhöhencodevektors mit der Tonhöhenverstärkung, um dadurch einen verstärkten gefalteten Tonhöhencodevektor zu erzeugen; und
- d) eine Kombinationsschaltung zum Kombinieren des verstärkten gefalteten Tonhöhencodevektors mit dem Tonhöhen-Suchzielvektor, um dadurch den Tonhöhenvorhersagefehler zu erzeugen.

50

42. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit nach Anspruch 41, bei der die Tonhöhenverstärkungs-Berechnungseinrichtung eine Einrichtung zum Berechnen der Tonhöhenverstärkung $b^{(j)}$ unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

55

$$b^{(j)} = \mathbf{x}^T \mathbf{y}^{(j)} / \|\mathbf{y}^{(j)}\|^2$$

wobei $j = 0, 1, 2, \dots, K$ und wobei K einer Anzahl von Signalpfaden entspricht, und wobei \mathbf{x} der Tonhöhen-Suchzielvektor ist und $\mathbf{y}^{(j)}$ der gefaltete Tonhöhencodevektor ist.

43. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit nach Anspruch 37, bei der die Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung jedes Signalpfades eine Einrichtung zum Berechnen einer Energie des entsprechenden Tonhöhenvorhersagefehlers umfaßt und bei dem die Auswahleinrichtung eine Einrichtung zum Vergleichen der Energien der Tonhöhenvorhersagefehler der verschiedenen Signalpfade und zum Wählen des Signalpfades mit der niedrigsten berechneten Energie des Tonhöhenvorhersagefehlers als den Signalpfad mit dem niedrigsten berechneten Tonhöhenvorhersagefehler umfaßt.
- 5
44. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit nach Anspruch 41, bei der
- 10
- a) jedes der Filter der mehreren Signalpfade durch einen Filterindex identifiziert wird;
 - b) der Tonhöhencodevektor durch einen Tonhöhencodebuch-Index identifiziert wird; und
 - c) die Tonhöhencodebuch-Parameter den Filterindex, den Tonhöhencodebuch-Index und die Tonhöhenverstärkung umfassen.
- 15
45. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit nach Anspruch 37, bei der das Filter in ein Interpolationsfilter der Tonhöhencodebuch-Suchvorrichtung integriert ist, wobei das Interpolationsfilter zum Erzeugen einer Unterabtast-Version des Tonhöhencodevektors verwendet wird.
46. Zellennetzelement, das umfaßt:
- 20
- a) einen Sender, der einen Codierer zum Codieren eines Breitbandsignals nach, Anspruch 19 und eine Sendeschaltung zum Senden des codierten Breitbandsignals enthält; und
 - b) einen Empfänger, der eine Empfängerschaltung zum Empfangen eines gesendeten codierten Breitbandsignals und einen Decodierer zum Decodieren des empfangenen decodierten Breitbandsignals enthält.
- 25
47. Zellennetzelement nach Anspruch 46, bei dem einer der wenigstens zwei Pfade kein Filter zum Filtern des Tonhöhencodevektors vor der Lieferung des Tonhöhencodevektors zu der Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung umfaßt.
- 30
48. Zellennetzelement nach Anspruch 46, bei dem die Signalpfade mehrere Signalpfade umfassen, wovon jeder mit einem Filter zum Filtern des Tonhöhencodevektors vor der Lieferung des Tonhöhencodevektors zu der Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung desselben Pfades versehen ist.
49. Zellennetzelement nach Anspruch 48, bei dem die Filter der mehreren Pfade aus der Gruppe gewählt sind, die aus Tiefpaß- und Bandpaßfiltern besteht und bei dem die Filter unterschiedliche Frequenzgänge besitzen.
- 35
50. Zellennetzelement nach Anspruch 46, bei dem jede Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung umfaßt:
- 40
- a) eine Faltungseinheit zum Falten des Tonhöhencodevektors mit dem gewichteten Synthesizerfilter-Impulsantwortsignal und daher zum Berechnen eines gefalteten Tonhöhencodevektors;
 - b) eine Tonhöhenverstärkungs-Berechnungseinrichtung zum Berechnen einer Tonhöhenverstärkung in Reaktion auf den gefalteten Tonhöhencodevektor und den Tonhöhen-Suchzielvektor;
 - c) einen Verstärker zum Multiplizieren des gefalteten Tonhöhencodevektors mit der Tonhöhenverstärkung, um dadurch einen verstärkten gefalteten Tonhöhencodevektor zu erzeugen; und
 - d) eine Kombinationsschaltung zum Kombinieren des verstärkten gefalteten Tonhöhencodevektors mit dem Tonhöhen-Suchzielvektor, um dadurch den Tonhöhenvorhersagefehler zu erzeugen.
- 45
51. Zellennetzelement nach Anspruch 50, bei dem die Tonhöhenverstärkungs-Berechnungseinrichtung eine Einrichtung zum Berechnen der Tonhöhenverstärkung $b^{(j)}$ unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:
- 50
- $$b^{(j)} = x^t y^{(j)} / \|y^{(j)}\|^2$$
- wobei $j = 0, 1, 2, \dots, K$ und wobei K einer Anzahl von Signalpfaden entspricht,
- 55
- und wobei x der Tonhöhen-Suchzielvektor ist und $y^{(j)}$ der gefaltete Tonhöhencodevektor ist.
52. Zellennetzelement nach Anspruch 46, bei dem die Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung jedes Signalpfades eine Einrichtung zum Berechnen einer Energie des entsprechenden Tonhöhenvorhersagefehlers um-

faßt und bei dem die Auswahlseinrichtung eine Einrichtung zum Vergleichen der Energien der Tonhöhenvorhersagefehler der verschiedenen Signalfäde und zum Wählen des Signalfades mit der niedrigsten berechneten Energie des Tonhöhenvorhersagefehlers als den Signalfad mit dem niedrigsten berechneten Tonhöhenvorhersagefehler umfaßt.

5

53. Zellennetzelement nach Anspruch 50, bei dem:

- a) jedes der Filter der mehreren Signalfäde durch einen Filterindex identifiziert wird;
- b) der Tonhöhencodevektor durch einen Tonhöhencodebuch-Index identifiziert wird; und
- c) die Tonhöhencodebuch-Parameter den Filterindex, den Tonhöhencodebuch-Index und die Tonhöhenverstärkung umfassen.

10

54. Zellennetzelement nach Anspruch 46, bei dem das Filter in ein Interpolationsfilter der Tonhöhencodebuch-Suchvorrichtung integriert ist, wobei das Interpolationsfilter zum Erzeugen einer Unterabtast-Version des Tonhöhencodevektors verwendet wird.

15

55. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsundersystem mit einem Zellenkommunikationssystem für die Bedienung eines großen geographischen Gebiets, das in mehrere Zellen unterteilt ist, wobei das Untersystem umfaßt: mobile Sender/Empfänger-Einheiten; Zellenbasisstationen, die sich in den jeweiligen Zellen befinden; und ein Steuerendgerät zum Steuern der Kommunikation zwischen den Zellenbasisstationen;

20

wobei sich das bidirektionale drahtlose Kommunikationsundersystem zwischen jeder Mobileinheit, die sich in einer Zelle befindet, und der Zellenbasisstation der einen Zelle befindet, wobei das bidirektionale drahtlose Kommunikationsundersystem sowohl in der Mobileinheit als auch in der Zellenbasisstation umfaßt:

25

- a) einen Sender, der einen Codierer zum Codieren eines Breitbandsignals nach Anspruch 19 und eine Sendeschaltung zum Senden des codierten Breitbandsignals enthält; und
- b) einen Empfänger, der eine Empfängerschaltung zum Empfangen eines gesendeten codierten Breitbandsignals und einen Decodierer zum Decodieren des empfangen codierten Breitbandsignals enthält.

30

56. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsundersystem nach Anspruch 55, bei dem einer der wenigstens zwei Pfade kein Filter zum Filtern des Tonhöhencodevektors vor der Lieferung des Tonhöhencodevektors zu der Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung umfaßt.

35

57. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsundersystem nach Anspruch 55, bei dem die Signalfäde mehrere Signalfäde umfassen, wovon jeder mit einem Filter zum Filtern des Tonhöhencodevektors vor der Lieferung des Tonhöhencodevektors zu der Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung desselben Pfades versehen ist.

40

58. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsundersystem nach Anspruch 57, bei dem die Filter der mehreren Pfade aus der Gruppe gewählt sind, die aus Tiefpaß- und Bandpaßfiltern besteht und bei dem die Filter unterschiedliche Frequenzgänge besitzen.

45

59. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsundersystem nach Anspruch 55, bei dem jede Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung umfaßt:

46

- a) eine Faltungseinheit zum Falten des Tonhöhencodevektors mit dem gewichteten Synthesisierungsfilter-Impulsantwortsignal und daher zum Berechnen eines gefalteten Tonhöhencodevektors;
- b) eine Tonhöhenverstärkungs-Berechnungseinrichtung zum Berechnen einer Tonhöhenverstärkung in Reaktion auf den gefalteten Tonhöhencodevektor und den Tonhöhen-Suchzielvektor;
- c) einen Verstärker zum Multiplizieren des gefalteten Tonhöhencodevektors mit der Tonhöhenverstärkung, um dadurch einen verstärkten gefalteten Tonhöhencodevektor zu erzeugen; und
- d) eine Kombinationsschaltung zum Kombinieren des verstärkten gefalteten Tonhöhencodevektors mit dem Tonhöhen-Suchzielvektor, um dadurch den Tonhöhenvorhersagefehler zu erzeugen.

55

60. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsundersystem nach Anspruch 59, bei dem die Tonhöhenverstärkungs-Berechnungseinrichtung eine Einrichtung zum Berechnen der Tonhöhenverstärkung $b^{(j)}$ unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$$b^{(j)} = x^t y^{(j)} / \|y^{(j)}\|^2$$

wobei $j = 0, 1, 2, \dots, K$ und wobei K einer Anzahl von Signalpfaden entspricht,
 5 und wobei \mathbf{x} der Tonhöhen-Suchzielvektor ist und $\mathbf{y}^{(j)}$ der gefaltete Tonhöhencodevektor ist.

61. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsundersystem nach Anspruch 55, bei dem die Tonhöhenvorhersagefehler-Berechnungsvorrichtung jedes Signalpfades eine Einrichtung zum Berechnen einer Energie des entsprechenden Tonhöhenvorhersagefehlers umfaßt und bei dem die Auswahleinrichtung eine Einrichtung zum Vergleichen der Energien der Tonhöhenvorhersagefehler der verschiedenen Signalpfade und zum Wählen des Signalpfades mit der niedrigsten berechneten Energie des Tonhöhenvorhersagefehlers als den Signalpfad mit dem niedrigsten berechneten Tonhöhenvorhersagefehler umfaßt.

62. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsundersystem nach Anspruch 59, bei dem:

- a) jedes der Filter der mehreren Signalpfade durch einen Filterindex identifiziert wird;
 15 b) der Tonhöhencodevektor durch einen Tonhöhencodebuch-Index identifiziert wird; und
 c) die Tonhöhencodebuch-Parameter den Filterindex, den Tonhöhencodebuch-Index und die Tonhöhenverstärkung umfassen.

63. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsundersystem nach Anspruch 55, bei dem das Filter in ein Interpolationsfilter der Tonhöhencodebuch-Suchvorrichtung integriert ist, wobei das Interpolationsfilter zum Erzeugen einer Unterabtast-Version des Tonhöhencodeektors verwendet wird.

Revendications

1. Un dispositif d'analyse de hauteur tonale pour produire un jeu optimal de paramètres de répertoire de hauteur tonale en réponse à un signal large-bande, comprenant :

- a) au moins deux parcours de signaux associés à des jeux respectifs de paramètres de répertoire de hauteur tonale, où :

- i) chaque parcours de signal comporte un dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale (307, 308) pour calculer une erreur de prédiction de hauteur tonale d'un vecteur de code de hauteur tonale provenant d'un dispositif de recherche de répertoire de hauteur tonale (301); et
 35 ii) au moins un desdits deux parcours comporte un filtre (305) pour filtrer le vecteur de code de hauteur tonale avant de délivrer ledit vecteur de code de hauteur tonale au dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale dudit un parcours; et

- b) un sélecteur (309) pour comparer les erreurs de prédiction de hauteur tonale calculées dans lesdits au moins deux parcours de signaux, pour choisir le parcours de signal ayant l'erreur de prédiction de hauteur tonale calculée la plus faible, et pour sélectionner le jeu de paramètres de répertoire de hauteur tonale associé au parcours de signal choisi.

2. Un dispositif d'analyse de hauteur tonale tel que défini dans la revendication 1, dans lequel l'un desdits au moins deux parcours ne comporte aucun filtre pour filtrer le vecteur de code de hauteur tonale avant de délivrer ledit vecteur de code de hauteur tonale au dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale.

3. Un dispositif d'analyse de hauteur tonale tel que défini dans la revendication 1, dans lequel lesdits parcours de signaux comprennent une pluralité de parcours de signaux muni chacun d'un filtre pour filtrer le vecteur de code de hauteur tonale avant d'appliquer ledit vecteur de code de hauteur tonale au dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale du même parcours.

4. Un dispositif d'analyse de hauteur tonale tel que défini dans la revendication 3, dans lequel les filtres de ladite pluralité de parcours sont sélectionnés parmi le groupe consistant de filtres passe-bas et passe-bande, et dans lequel lesdits filtres ont des réponses en fréquence différentes.

5. Un dispositif d'analyse de hauteur tonale tel que défini dans la revendication 1, dans lequel chaque dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale comporte :

- 5 a) une unité de convolution pour réaliser une convolution du vecteur de code de hauteur tonale avec un signal de réponse impulsionnelle d'un filtre de synthèse pondéré et donc pour calculer un vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution;
- b) un calculateur de gain de hauteur tonale pour calculer un gain de hauteur tonale en réponse au vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution et à un vecteur cible de recherche de hauteur tonale;
- 10 c) un amplificateur pour multiplier le vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution par le gain de hauteur tonale pour ainsi produire un vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution et amplifié; et
- d) un circuit de combinaison pour combiner le vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution et amplifié avec le vecteur cible de recherche de hauteur tonale pour ainsi produire l'erreur de prédiction de hauteur tonale.

15 6. Un dispositif d'analyse de hauteur tonale tel que défini dans la revendication 5, dans lequel ledit calculateur de gain de hauteur tonale comporte un moyen pour calculer ledit gain de hauteur tonale $b^{(j)}$ utilisant la relation :

$$20 b^{(j)} = \mathbf{x}^t \mathbf{y}^{(j)} / 2 \mathbf{y}^{(j)} 2^2$$

où $j = 0, 1, 2, \dots, K$, et K correspond à un nombre de parcours de signaux, et où \mathbf{x} est ledit vecteur cible de recherche de hauteur tonale, and $\mathbf{y}^{(j)}$ est ledit vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution.

25 7. Un dispositif d'analyse de hauteur tonale tel que défini dans la revendication 1, dans lequel ledit dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale de chaque parcours de signal comporte des moyens pour calculer une énergie de l'erreur de prédiction de hauteur tonale correspondante, et dans lequel ledit sélecteur comporte des moyens pour comparer les énergies desdites erreurs de prédiction de hauteur tonale des différents parcours de signaux et pour choisir comme parcours de signal ayant l'erreur de prédiction de hauteur tonale calculée la plus faible le parcours de signal ayant l'énergie d'erreur de prédiction de hauteur tonale calculée la plus faible.

30 8. Un dispositif d'analyse de hauteur tonale tel que défini dans la revendication 5, dans lequel :

- 35 a) chacun desdits filtres de la pluralité de parcours de signaux est identifié par un index de filtre;
- b) ledit vecteur de code de hauteur tonale est identifié par un index de répertoire de hauteur tonale; et
- c) lesdits paramètres de répertoire de hauteur tonale comportent l'index de filtre, l'index de répertoire de hauteur tonale et le gain de hauteur tonale.

40 9. Un dispositif d'analyse de hauteur tonale tel que défini dans la revendication 1, dans lequel ledit filtre est intégré dans un filtre d'interpolation dudit dispositif de recherche de répertoire de hauteur tonale, ledit filtre d'interpolation étant utilisé pour produire une version sous-échantillonnée dudit vecteur de code de hauteur tonale.

45 10. Une méthode d'analyse de hauteur tonale pour produire un jeu optimal de paramètres de répertoire de hauteur tonale en réponse à un signal large-bande, comprenant :

- a) dans au moins deux parcours de signaux associés à des jeux respectifs de paramètres de répertoire de hauteur tonale, calculer, pour chaque parcours de signal, une erreur de prédiction de hauteur tonale d'un vecteur de code de hauteur tonale provenant d'un dispositif de recherche de répertoire de hauteur tonale;
- 50 b) dans au moins un desdits deux parcours de signaux, filtrer le vecteur de code de hauteur tonale avant de délivrer ledit vecteur de code de hauteur tonale pour calcul de ladite erreur de prédiction de hauteur tonale dudit un parcours; et
- c) comparer les erreurs de prédiction de hauteur tonale calculées dans lesdits au moins deux parcours de signaux, choisir le parcours de signal ayant l'erreur de prédiction de hauteur tonale calculée la plus faible, et sélectionner le jeu de paramètres de répertoire de hauteur tonale associé au parcours de signal choisi.

55 11. Une méthode d'analyse de hauteur tonale telle que définie dans la revendication 10, dans laquelle, dans l'un desdits au moins deux parcours, aucun filtrage du vecteur de code de hauteur tonale n'est effectué avant de délivrer ledit vecteur de code de hauteur tonale au dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale.

12. Une méthode d'analyse de hauteur tonale telle que définie dans la revendication 10, dans laquelle lesdits parcours de signaux comprennent une pluralité de parcours de signaux et dans laquelle le filtrage du vecteur de code de hauteur tonale est effectué dans chacun des parcours de signaux de ladite pluralité avant de délivrer ledit vecteur de code de hauteur tonale au dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale du même parcours.
- 5
13. Une méthode d'analyse de hauteur tonale telle que définie dans la revendication 12, comportant en outre une sélection des filtres de ladite pluralité de parcours parmi le groupe consistant de filtres passe-bas et passe-bande, et dans laquelle lesdits filtres ont des réponses en fréquence différentes.
- 10
14. Une méthode d'analyse de hauteur tonale telle que définie dans la revendication 10, dans laquelle le calcul de l'erreur de prédiction de hauteur tonale dans chaque parcours de signal comporte :
- 15
- a) une convolution du vecteur de code de hauteur tonale avec un signal de réponse impulsionale d'un filtre de synthèse pondéré et donc le calcul d'un vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution;
 - b) le calcul d'un gain de hauteur tonale en réponse au vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution et à un vecteur cible de recherche de hauteur tonale;
 - c) une multiplication du vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution par le gain de hauteur tonale pour ainsi produire un vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution et amplifié; et
 - d) une combinaison du vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution et amplifié avec le vecteur cible de recherche de hauteur tonale pour ainsi produire l'erreur de prédiction de hauteur tonale.
- 20
15. Une méthode d'analyse de hauteur tonale telle que définie dans la revendication 14, dans laquelle ledit calcul de gain de hauteur tonale comporte un calcul dudit gain de hauteur tonale $b^{(j)}$ utilisant la relation :
- 25
- $$b^{(j)} = \mathbf{x}^t \mathbf{y}^{(j)} / 2\mathbf{y}^{(j)}_2^2$$
- où $j = 0, 1, 2, \dots, K$, et K correspond à un nombre de parcours de signaux, et où \mathbf{x} est ledit vecteur cible de recherche de hauteur tonale, and $\mathbf{y}^{(j)}$ est ledit vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution.
- 30
16. Une méthode d'analyse de hauteur tonale telle que définie dans la revendication 10, dans laquelle le calcul de ladite erreur de prédiction de hauteur tonale, dans chaque parcours de signal, comporte un calcul d'une énergie de l'erreur de prédiction de hauteur tonale correspondante, et dans laquelle la comparaison des erreurs de prédiction de hauteur tonale comporte une comparaison des énergies desdites erreurs de prédiction de hauteur tonale des différents parcours de signaux et le choix comme parcours de signal ayant l'erreur de prédiction de hauteur tonale calculée la plus faible le parcours de signal ayant l'énergie d'erreur de prédiction de hauteur tonale calculée la plus faible.
- 35
17. Une méthode d'analyse de hauteur tonale telle que définie dans la revendication 14, dans laquelle :
- 40
- a) chacun desdits filtres de la pluralité de parcours de signaux est identifié par un index de filtre;
 - b) ledit vecteur de code de hauteur tonale est identifié par un index de répertoire de hauteur tonale; et
 - c) lesdits paramètres de répertoire de hauteur tonale comportent l'index de filtre, l'index de répertoire de hauteur tonale et le gain de hauteur tonale.
- 45
18. Une méthode d'analyse de hauteur tonale telle que définie dans la revendication 10, dans laquelle ledit filtrage du vecteur de code de hauteur tonale est intégré dans un filtre d'interpolation dudit dispositif de recherche de répertoire de hauteur tonale, ledit filtre d'interpolation étant utilisé pour produire une version sous-échantillonnée dudit vecteur de code de hauteur tonale.
- 50
19. Un codeur ayant un dispositif d'analyse de hauteur tonale tel que défini dans la revendication 1 pour coder un signal d'entrée large-bande, ledit codeur comprenant :
- 55
- a) un calculateur de filtre de synthèse de prédiction linéaire alimenté par le signal large-bande pour produire des coefficients de filtre de synthèse de prédiction linéaire;
 - b) un filtre de pondération perceptuelle pour produire un signal pondéré de manière perceptuelle en réponse au signal large-bande et aux coefficients de filtre de synthèse de prédiction linéaire;
 - c) un générateur de réponse impulsionale pour produire un signal de réponse impulsionale de filtre de

synthèse pondéré en réponse auxdits coefficients de filtre de synthèse de prédiction linéaire;
 d) une unité de recherche de hauteur tonale pour produire des paramètres de répertoire de hauteur tonale, ladite unité de recherche de hauteur tonale comprenant :

- 5 i) ledit dispositif de recherche de répertoire de hauteur tonale pour produire le vecteur de code de hauteur tonale et un vecteur cible de recherche d'innovation en réponse au signal pondéré de manière perceptuelle et des coefficients de filtre de synthèse de prédiction linéaire; et
- 10 ii) ledit dispositif d'analyse de hauteur tonale activé par le vecteur de code de hauteur tonale pour sélectionner, parmi lesdits jeux de paramètres de répertoire de hauteur tonale, le jeu de paramètres de répertoire de hauteur tonale associé au parcours ayant l'erreur de prédiction de hauteur tonale calculée la plus faible;

- 15 e) un dispositif de recherche de répertoire d'innovation pour, en réponse au signal de réponse impulsionnelle de filtre de synthèse pondéré, et au vecteur cible de recherche d'innovation, produire des paramètres de répertoire d'innovation; et
- 20 f) un dispositif de formation de signal pour produire un signal large-bande codé comprenant le jeu de paramètres de répertoire de hauteur tonale associé au parcours ayant l'erreur de prédiction de hauteur tonale la plus faible, lesdits paramètres de répertoire d'innovation, et lesdits coefficients de filtre de synthèse de prédiction linéaire.

20 20. Un codeur tel que défini dans la revendication 19, dans lequel l'un desdits au moins deux parcours ne comporte aucun filtre pour filtrer le vecteur de code de hauteur tonale avant de délivrer ledit vecteur de code de hauteur tonale au dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale.

25 21. Un codeur tel que défini dans la revendication 19, dans lequel lesdits parcours de signaux comprennent une pluralité de parcours de signaux muni chacun d'un filtre pour filtrer le vecteur de code de hauteur tonale avant de délivrer ledit vecteur de code de hauteur tonale au dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale du même parcours.

30 22. Un codeur tel que défini dans la revendication 21, dans lequel les filtres de ladite pluralité de parcours sont sélectionnés parmi le groupe consistant de filtres passe-bas et passe-bande, et dans lequel lesdits filtres ont des réponses en fréquence différentes.

35 23. Un codeur tel que défini dans la revendication 19, dans lequel chaque dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale comporte:

- a) une unité de convolution pour réaliser une convolution du vecteur de code de hauteur tonale avec le signal de réponse impulsionnelle de filtre de synthèse pondéré et donc pour calculer un vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution;
- 40 b) un calculateur de gain de hauteur tonale pour calculer un gain de hauteur tonale en réponse au vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution et au vecteur cible de recherche de hauteur tonale;
- c) un amplificateur pour multiplier le vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution par le gain de hauteur tonale pour ainsi produire un vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution et amplifié; et
- 45 d) un circuit de combinaison pour combiner le vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution et amplifié avec le vecteur cible de recherche de hauteur tonale pour ainsi produire l'erreur de prédiction de hauteur tonale.

50 24. Un codeur tel que défini dans la revendication 23, dans lequel ledit calculateur de gain de hauteur tonale comporte un moyen pour calculer ledit gain de hauteur tonale $b^{(j)}$ utilisant la relation :

$$b^{(j)} = \mathbf{x}^t \mathbf{y}^{(j)} / 2\mathbf{y}^{(j)}_2^2$$

55 où $j = 0, 1, 2, \dots, K$, et K correspond à un nombre de parcours de signaux, et où \mathbf{x} est ledit vecteur cible de recherche de hauteur tonale, and $\mathbf{y}^{(j)}$ est ledit vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution.

25. Un codeur tel que défini dans la revendication 19, dans lequel ledit dispositif de calcul d'erreur de prédiction de

hauteur tonale de chaque parcours de signal comporte des moyens pour calculer une énergie de l'erreur de prédition de hauteur tonale correspondante, et dans lequel ledit sélecteur comporte des moyens pour comparer les énergies desdites erreurs de prédition de hauteur tonale des différents parcours de signaux et pour choisir comme parcours de signal ayant l'erreur de prédition de hauteur tonale calculée la plus faible le parcours de signal ayant l'énergie d'erreur de prédition de hauteur tonale calculée la plus faible.

5 **26.** Un codeur tel que défini dans la revendication 23, dans lequel :

- 10 a) chacun desdits filtres de la pluralité de parcours de signaux est identifié par un index de filtre;
- b) ledit vecteur de code de hauteur tonale est identifié par un index de répertoire de hauteur tonale; et
- c) lesdits paramètres de répertoire de hauteur tonale comportent l'index de filtre, l'index de répertoire de hauteur tonale et le gain de hauteur tonale.

15 **27.** Un codeur tel que défini dans la revendication 19, dans lequel ledit filtre est intégré dans un filtre d'interpolation dudit dispositif de recherche de répertoire de hauteur tonale, ledit filtre d'interpolation étant utilisé pour produire une version sous-échantillonnée dudit vecteur de code de hauteur tonale.

20 **28.** Un système de communication cellulaire pour desservir une grande surface géographique divisée en une pluralité de cellules, comprenant :

- a) des unités de transmission/réception mobiles;
- b) des stations de base cellulaires respectivement situées dans lesdites cellules;
- c) un terminal de contrôle pour contrôler la communication entre les stations de base cellulaires;
- 25 d) un sous-système de communication sans fil bidirectionnel entre chaque unité mobile située dans une cellule et la station de base cellulaire de ladite cellule, ledit sous-système de communication sans fil bidirectionnel comprenant, dans l'unité mobile et aussi dans la station de base cellulaire :

- i) un transmetteur incluant un codeur pour coder un signal large-bande tel que défini dans la revendication 19 et un circuit de transmission pour transmettre le signal large-bande codé; et
- 30 ii) un récepteur incluant un circuit de réception pour recevoir un signal large-bande codé transmis et un décodeur pour décoder le signal large-bande codé reçu.

35 **29.** Un système de communication cellulaire tel que défini dans la revendication 28, dans lequel l'un desdits au moins deux parcours ne comporte aucun filtre pour filtrer le vecteur de code de hauteur tonale avant de délivrer ledit vecteur de code de hauteur tonale au dispositif de calcul d'erreur de prédition de hauteur tonale.

40 **30.** Un système de communication cellulaire tel que défini dans la revendication 28, dans lequel lesdits parcours de signaux comprennent une pluralité de parcours de signaux muni chacun d'un filtre pour filtrer le vecteur de code de hauteur tonale avant de délivrer ledit vecteur de code de hauteur tonale au dispositif de calcul d'erreur de prédition de hauteur tonale du même parcours.

45 **31.** Un système de communication cellulaire tel que défini dans la revendication 30, dans lequel les filtres de ladite pluralité de parcours sont sélectionnés parmi le groupe consistant de filtres passe-bas et passe-bande, et dans lequel lesdits filtres ont des réponses en fréquence différentes.

32. Un système de communication cellulaire tel que défini dans la revendication 28, dans lequel chaque dispositif de calcul d'erreur de prédition de hauteur tonale comporte :

- 50 a) une unité de convolution pour réaliser une convolution du vecteur de code de hauteur tonale avec le signal de réponse impulsionnelle de filtre de synthèse pondéré et donc pour calculer un vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution;
- b) un calculateur de gain de hauteur tonale pour calculer un gain de hauteur tonale en réponse au vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution et au vecteur cible de recherche de hauteur tonale;
- c) un amplificateur pour multiplier le vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution par le gain de hauteur tonale pour ainsi produire un vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution et amplifié; et
- 55 d) un circuit de combinaison pour combiner le vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution et amplifié avec le vecteur cible de recherche de hauteur tonale pour ainsi produire l'erreur de prédition de

hauteur tonale.

33. Un système de communication cellulaire tel que défini dans la revendication 32, dans lequel ledit calculateur de gain de hauteur tonale comporte un moyen pour calculer ledit gain de hauteur tonale $b^{(j)}$ utilisant la relation :

5

$$b^{(j)} = \mathbf{x}^t \mathbf{y}^{(j)} / 2\mathbf{y}^{(j)2}$$

où $j = 0, 1, 2, \dots, K$, et K correspond à un nombre de parcours de signaux, et où \mathbf{x} est ledit vecteur cible de recherche de hauteur tonale, and $\mathbf{y}^{(j)}$ est ledit vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution.

- 10
15
34. Un système de communication cellulaire tel que défini dans la revendication 28, dans lequel ledit dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale de chaque parcours de signal comporte des moyens pour calculer une énergie de l'erreur de prédiction de hauteur tonale correspondante, et dans lequel ledit sélecteur comporte des moyens pour comparer les énergies desdites erreurs de prédiction de hauteur tonale des différents parcours de signaux et pour choisir comme parcours de signal ayant l'erreur de prédiction de hauteur tonale calculée la plus faible le parcours de signal ayant l'énergie d'erreur de prédiction de hauteur tonale calculée la plus faible.

- 20
35. Un système de communication cellulaire tel que défini dans la revendication 32, dans lequel:

- a) chacun desdits filtres de la pluralité de parcours de signaux est identifié par un index de filtre;
b) ledit vecteur de code de hauteur tonale est identifié par un index de répertoire de hauteur tonale; et
c) lesdits paramètres de répertoire de hauteur tonale comportent l'index de filtre, l'index de répertoire de hauteur tonale et le gain de hauteur tonale.

- 25
36. Un système de communication cellulaire tel que défini dans la revendication 28, dans lequel ledit filtre est intégré dans un filtre d'interpolation dudit dispositif de recherche de répertoire de hauteur tonale, ledit filtre d'interpolation étant utilisé pour produire une version sous-échantillonnée dudit vecteur de code de hauteur tonale.

- 30
37. Une unité de transmission/réception mobile cellulaire comprenant :

- a) un transmetteur incluant un codeur pour coder un signal large-bande tel que défini dans la revendication 19 et un circuit de transmission pour transmettre le signal large-bande codé; et
b) un récepteur incluant un circuit de réception pour recevoir un signal large-bande codé transmis et un décodeur pour décoder le signal large-bande codé reçu.

- 35
38. Une unité de transmission/réception mobile cellulaire telle que définie dans la revendication 37, dans laquelle l'un desdits au moins deux parcours ne comporte aucun filtre pour filtrer le vecteur de code de hauteur tonale avant de délivrer ledit vecteur de code de hauteur tonale au dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale.

- 40
39. Une unité de transmission/réception mobile cellulaire telle que définie dans la revendication 37, dans laquelle lesdits parcours de signaux comprennent une pluralité de parcours de signaux muni chacun d'un filtre pour filtrer le vecteur de code de hauteur tonale avant de délivrer ledit vecteur de code de hauteur tonale au dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale du même parcours.

- 45
40. Une unité de transmission/réception mobile cellulaire telle que définie dans la revendication 39, dans laquelle les filtres de ladite pluralité de parcours sont sélectionnés parmi le groupe consistant de filtres passe-bas et passe-bande, et dans laquelle lesdits filtres ont des réponses en fréquence différentes.

- 50
41. Une unité de transmission/réception mobile cellulaire telle que définie dans la revendication 37, dans laquelle chaque dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale comporte :

- 55
a) une unité de convolution pour réaliser une convolution du vecteur de code de hauteur tonale avec le signal de réponse impulsionnelle de filtre de synthèse pondéré et donc pour calculer un vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution;
b) un calculateur de gain de hauteur tonale pour calculer un gain de hauteur tonale en réponse au vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution et au vecteur cible de recherche de hauteur tonale;
c) un amplificateur pour multiplier le vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution par le gain

de hauteur tonale pour ainsi produire un vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution et amplifié; et

5 d) un circuit de combinaison pour combiner le vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution et amplifié avec le vecteur cible de recherche de hauteur tonale pour ainsi produire l'erreur de prédiction de hauteur tonale.

- 10 42. Une unité de transmission/réception mobile cellulaire telle que définie dans la revendication 41, dans laquelle ledit calculateur de gain de hauteur tonale comporte un moyen pour calculer ledit gain de hauteur tonale $b^{(j)}$ utilisant la relation :

$$b^{(j)} = \mathbf{x}^t \mathbf{y}^{(j)} / 2y^{(j)} 2^2$$

15 où $j = 0, 1, 2, \dots, K$, et K correspond à un nombre de parcours de signaux, et où \mathbf{x} est ledit vecteur cible de recherche de hauteur tonale, and $\mathbf{y}^{(j)}$ est ledit vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution.

- 20 43. Une unité de transmission/réception mobile cellulaire telle que définie dans la revendication 37, dans laquelle ledit dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale de chaque parcours de signal comporte des moyens pour calculer une énergie de l'erreur de prédiction de hauteur tonale correspondante, et dans laquelle ledit sélecteur comporte des moyens pour comparer les énergies desdites erreurs de prédiction de hauteur tonale des différents parcours de signaux et pour choisir comme parcours de signal ayant l'erreur de prédiction de hauteur tonale calculée la plus faible le parcours de signal ayant l'énergie d'erreur de prédiction de hauteur tonale calculée la plus faible.

- 25 44. Une unité de transmission/réception mobile cellulaire telle que définie dans la revendication 41, dans laquelle :

30 a) chacun desdits filtres de la pluralité de parcours de signaux est identifié par un index de filtre;
 b) ledit vecteur de code de hauteur tonale est identifié par un index de répertoire de hauteur tonale; et
 c) lesdits paramètres de répertoire de hauteur tonale comportent l'index de filtre, l'index de répertoire de hauteur tonale et le gain de hauteur tonale.

- 35 45. Une unité de transmission/réception mobile cellulaire telle que définie dans la revendication 37, dans laquelle ledit filtre est intégré dans un filtre d'interpolation dudit dispositif de recherche de répertoire de hauteur tonale, ledit filtre d'interpolation étant utilisé pour produire une version sous-échantillonnée dudit vecteur de code de hauteur tonale.

46. Un élément de réseau cellulaire comprenant :

40 a) un transmetteur incluant un codeur pour coder un signal large-bande tel que défini dans la revendication 19 et un circuit de transmission pour transmettre le signal large-bande codé; et
 b) un récepteur incluant un circuit de réception pour recevoir un signal large-bande codé transmis et un décodeur pour décoder le signal large-bande codé reçu.

- 45 47. Un élément de réseau cellulaire tel que défini dans la revendication 46, dans lequel l'un desdits au moins deux parcours ne comporte aucun filtre pour filtrer le vecteur de code de hauteur tonale avant de délivrer ledit vecteur de code de hauteur tonale au dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale.

- 50 48. Un élément de réseau cellulaire tel que défini dans la revendication 46, dans lequel lesdits parcours de signaux comprennent une pluralité de parcours de signaux muni chacun d'un filtre pour filtrer le vecteur de code de hauteur tonale avant de délivrer ledit vecteur de code de hauteur tonale au dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale du même parcours.

- 55 49. Un élément de réseau cellulaire tel que défini dans la revendication 48, dans lequel les filtres de ladite pluralité de parcours sont sélectionnés parmi le groupe consistant de filtres passe-bas et passe-bande, et dans lequel lesdits filtres ont des réponses en fréquence différentes.

- 50 50. Un élément de réseau cellulaire tel que défini dans la revendication 46, dans lequel chaque dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale comporte :

- 5 a) une unité de convolution pour réaliser une convolution du vecteur de code de hauteur tonale avec le signal de réponse impulsionnelle de filtre de synthèse pondéré et donc pour calculer un vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution;
- 10 b) un calculateur de gain de hauteur tonale pour calculer un gain de hauteur tonale en réponse au vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution et au vecteur cible de recherche de hauteur tonale;
- c) un amplificateur pour multiplier le vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution par le gain de hauteur tonale pour ainsi produire un vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution et amplifié; et
- d) un circuit de combinaison pour combiner le vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution et amplifié avec le vecteur cible de recherche de hauteur tonale pour ainsi produire l'erreur de prédiction de hauteur tonale.

51. Un élément de réseau cellulaire tel que défini dans la revendication 50, dans lequel ledit calculateur de gain de hauteur tonale comporte un moyen pour calculer ledit gain de hauteur tonale $b^{(j)}$ utilisant la relation :

$$b^{(j)} = \mathbf{x}^t \mathbf{y}^{(j)} / 2\mathbf{y}^{(j)} 2^2$$

20 où $j = 0, 1, 2, \dots, K$, et K correspond à un nombre de parcours de signaux, et où \mathbf{x} est ledit vecteur cible de recherche de hauteur tonale, and $\mathbf{y}^{(j)}$ est ledit vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution.

52. Un élément de réseau cellulaire tel que défini dans la revendication 46, dans lequel ledit dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale de chaque parcours de signal comporte des moyens pour calculer une énergie de l'erreur de prédiction de hauteur tonale correspondante, et dans lequel ledit sélecteur comporte des moyens pour comparer les énergies desdites erreurs de prédiction de hauteur tonale des différents parcours de signaux et pour choisir comme parcours de signal ayant l'erreur de prédiction de hauteur tonale calculée la plus faible le parcours de signal ayant l'énergie d'erreur de prédiction de hauteur tonale calculée la plus faible.

53. Un élément de réseau cellulaire tel que défini dans la revendication 50, dans lequel :

- 30 a) chacun desdits filtres de la pluralité de parcours de signaux est identifié par un index de filtre;
- b) ledit vecteur de code de hauteur tonale est identifié par un index de répertoire de hauteur tonale; et
- c) lesdits paramètres de répertoire de hauteur tonale comportent l'index de filtre, l'index de répertoire de hauteur tonale et le gain de hauteur tonale.

35 54. Un élément de réseau cellulaire tel que défini dans la revendication 46, dans lequel ledit filtre est intégré dans un filtre d'interpolation dudit dispositif de recherche de répertoire de hauteur tonale, ledit filtre d'interpolation étant utilisé pour produire une version sous-échantillonnée dudit vecteur de code de hauteur tonale.

40 55. Un sous-système de communication sans fil bidirectionnel avec un système de communication cellulaire pour desservir une grande surface géographique divisée en une pluralité de cellules, comprenant : des unités de transmission/réception mobiles; des stations de base cellulaires respectivement situées dans lesdites cellules; et un terminal de contrôle pour contrôler la communication entre les stations de base cellulaires;

45 ledit sous-système de communication sans fil bidirectionnel entre . chaque unité mobile située dans une cellule et la station de base cellulaire de ladite cellule, ledit sous-système de communication sans fil bidirectionnel comprenant, dans l'unité mobile et aussi dans la station de base cellulaire :

- i) un transmetteur incluant un codeur pour coder un signal large-bande tel que défini dans la revendication 19 et un circuit de transmission pour transmettre le signal large-bande codé; et
- 50 ii) un récepteur incluant un circuit de réception pour recevoir un signal large-bande codé transmis et un décodeur pour décoder le signal large-bande codé reçu.

56. Un sous-système de communication sans fil bidirectionnel tel que défini dans la revendication 55, dans lequel l'un desdits au moins deux parcours ne comporte aucun filtre pour filtrer le vecteur de code de hauteur tonale avant de délivrer ledit vecteur de code de hauteur tonale au dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale.

57. Un sous-système de communication sans fil bidirectionnel tel que défini dans la revendication 55, dans lequel lesdits parcours de signaux comprennent une pluralité de parcours de signaux muni chacun d'un filtre pour filtrer

le vecteur de code de hauteur tonale avant de délivrer ledit vecteur de code de hauteur tonale au dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale du même parcours.

58. Un sous-système de communication sans fil bidirectionnel tel que défini dans la revendication 57, dans lequel les filtres de ladite pluralité de parcours sont sélectionnés parmi le groupe consistant de filtres passe-bas et passe-bande, et dans lequel lesdits filtres ont des réponses en fréquence différentes.

59. Un sous-système de communication sans fil bidirectionnel tel que défini dans la revendication 55, dans lequel chaque dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale comporte :

10 a) une unité de convolution pour réaliser une convolution du vecteur de code de hauteur tonale avec le signal de réponse impulsionnelle de filtre de synthèse pondéré et donc pour calculer un vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution;

15 b) un calculateur de gain de hauteur tonale pour calculer un gain de hauteur tonale en réponse au vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution et au vecteur cible de recherche de hauteur tonale;

c) un amplificateur pour multiplier le vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution par le gain de hauteur tonale pour ainsi produire un vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution et amplifié; et

20 d) un circuit de combinaison pour combiner le vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution et amplifié avec le vecteur cible de recherche de hauteur tonale pour ainsi produire l'erreur de prédiction de hauteur tonale.

60. Un sous-système de communication sans fil bidirectionnel tel que défini dans la revendication 59, dans lequel ledit calculateur de gain de hauteur tonale comporte un moyen pour calculer ledit gain de hauteur tonale $b^{(j)}$ utilisant la relation :

$$b^{(j)} = \mathbf{x}^t \mathbf{y}^{(j)} / 2\mathbf{y}^{(j)} 2^2$$

30 où $j = 0, 1, 2, \dots, K$, et K correspond à un nombre de parcours de signaux, et où \mathbf{x} est ledit vecteur cible de recherche de hauteur tonale, and $\mathbf{y}^{(j)}$ est ledit vecteur de code de hauteur tonale ayant subi une convolution.

61. Un sous-système de communication sans fil bidirectionnel tel que défini dans la revendication 55, dans lequel ledit dispositif de calcul d'erreur de prédiction de hauteur tonale de chaque parcours de signal comporte des moyens pour calculer une énergie de l'erreur de prédiction de hauteur tonale correspondante, et dans lequel ledit sélecteur comporte des moyens pour comparer les énergies desdites erreurs de prédiction de hauteur tonale des différents parcours de signaux et pour choisir comme parcours de signal ayant l'erreur de prédiction de hauteur tonale calculée la plus faible.

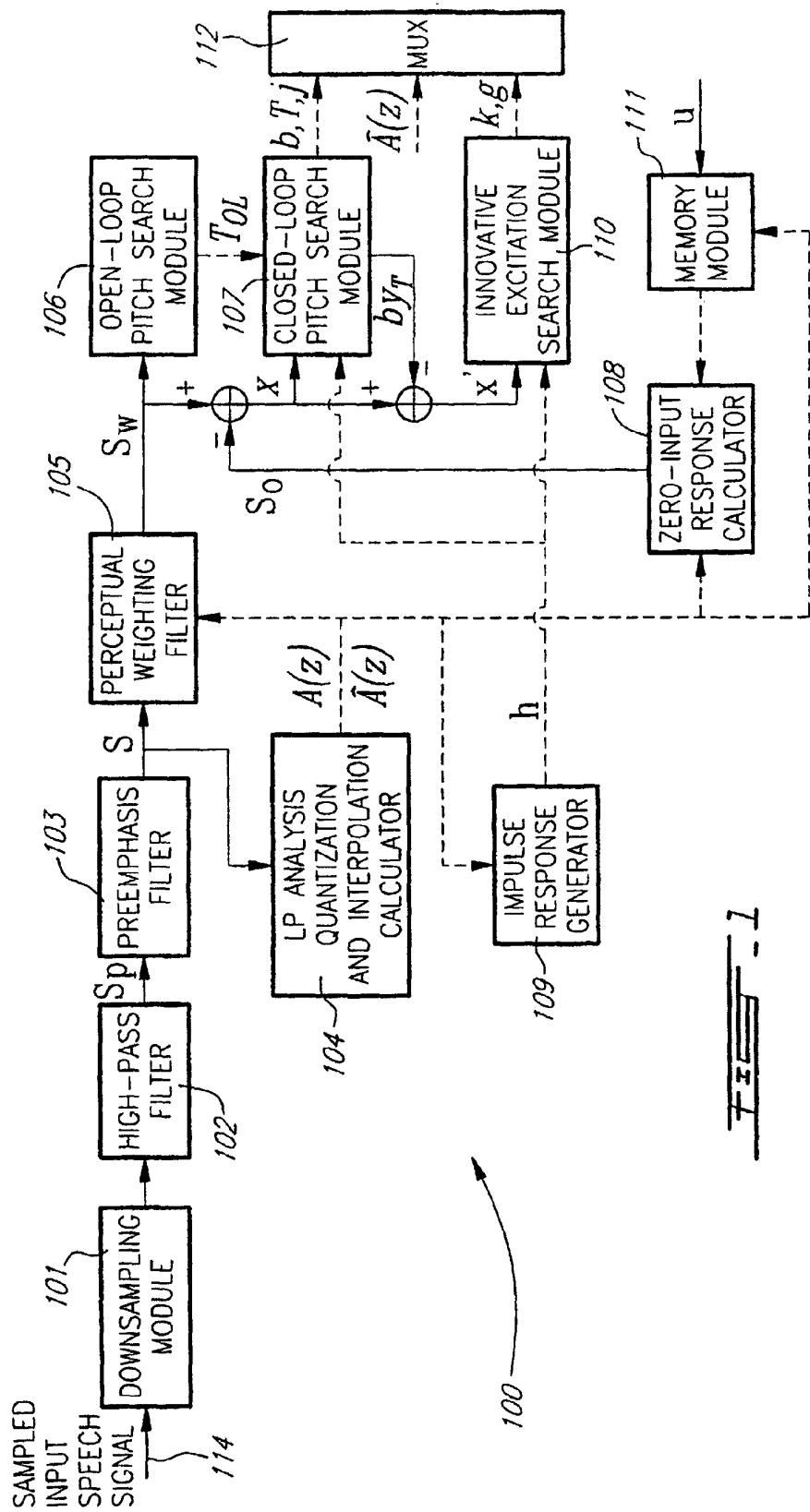
40 **62.** Un sous-système de communication sans fil bidirectionnel tel que défini dans la revendication 59, dans lequel :

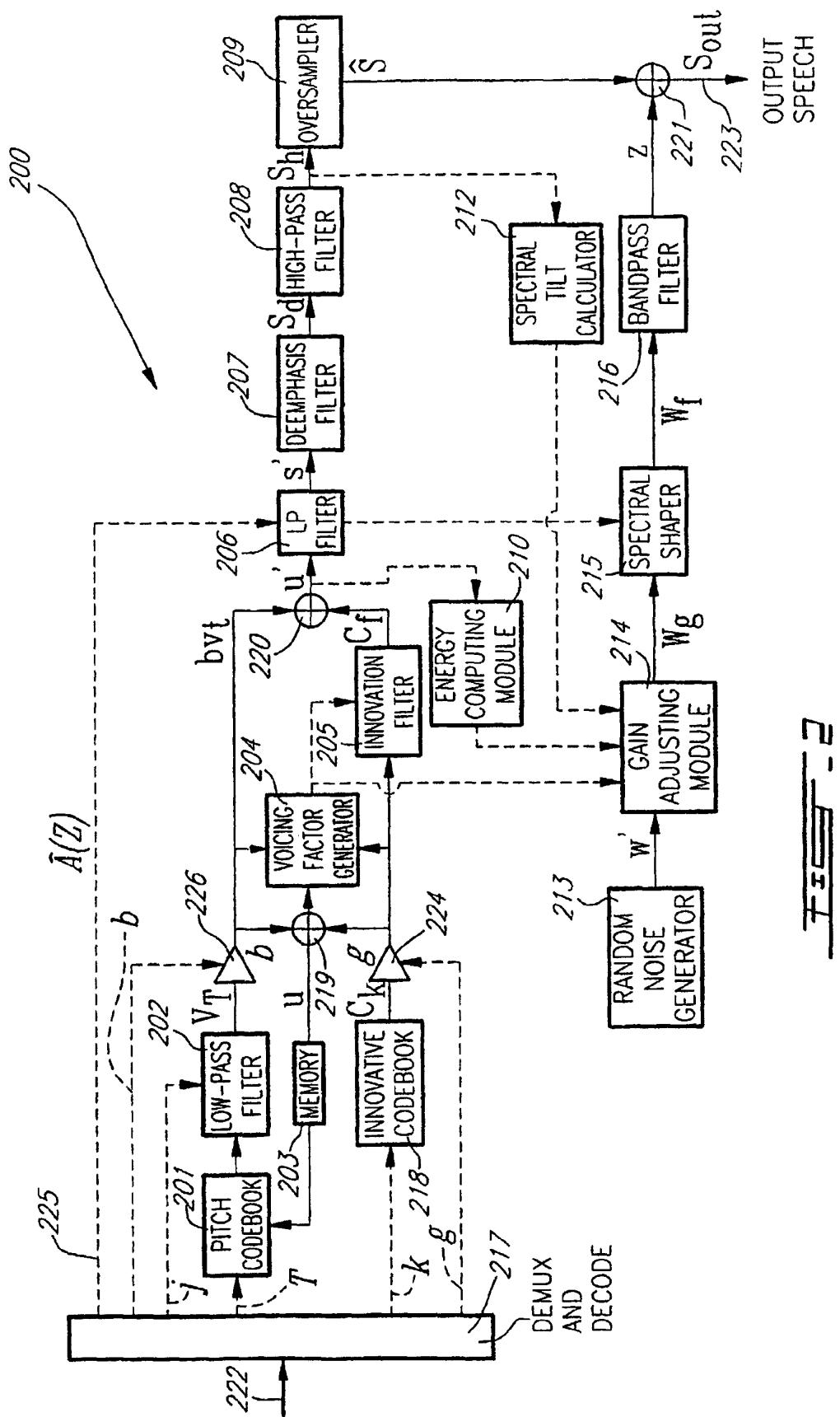
a) chacun desdits filtres de la pluralité de parcours de signaux est identifié par un index de filtre;

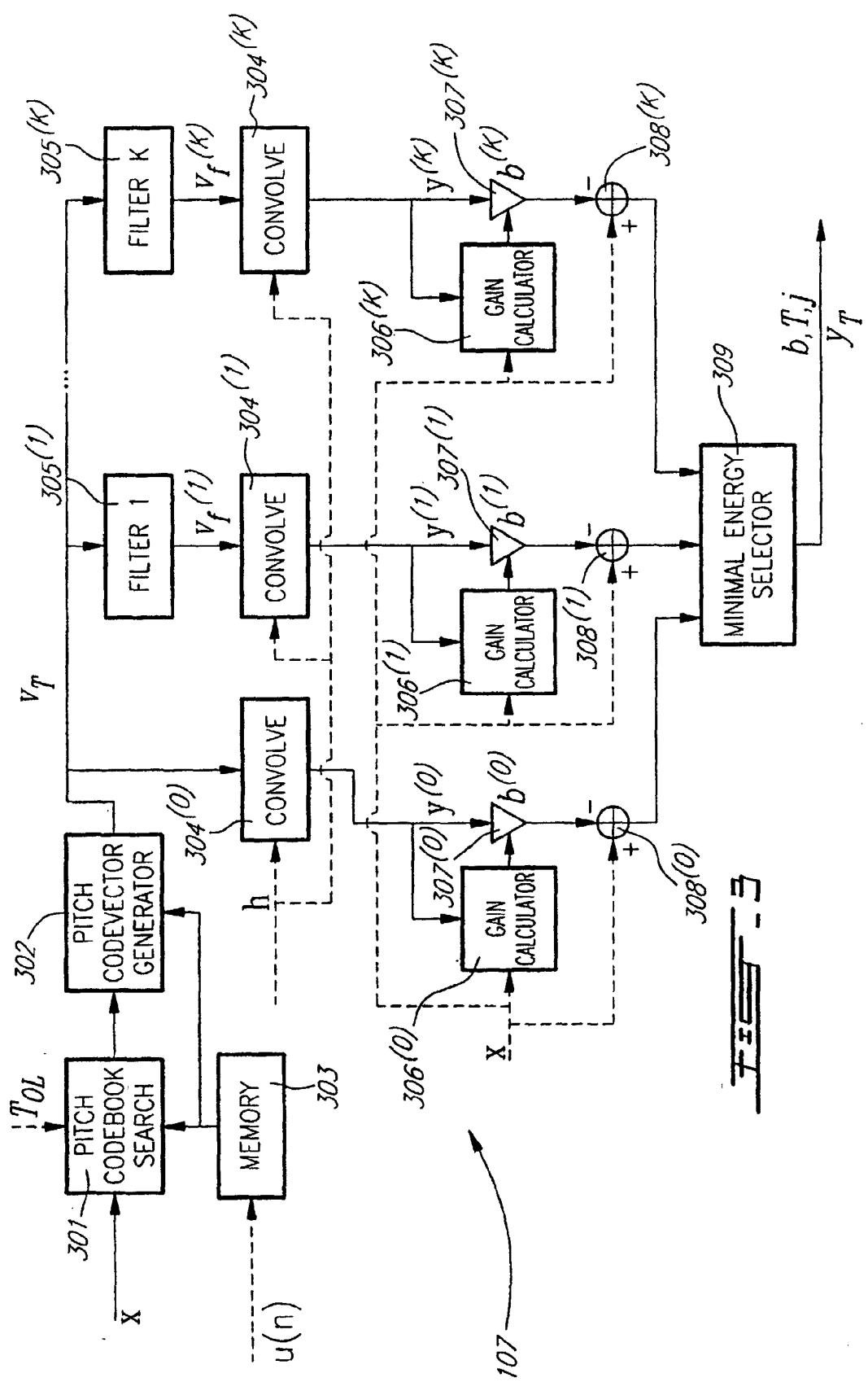
45 b) ledit vecteur de code de hauteur tonale est identifié par un index de répertoire de hauteur tonale; et

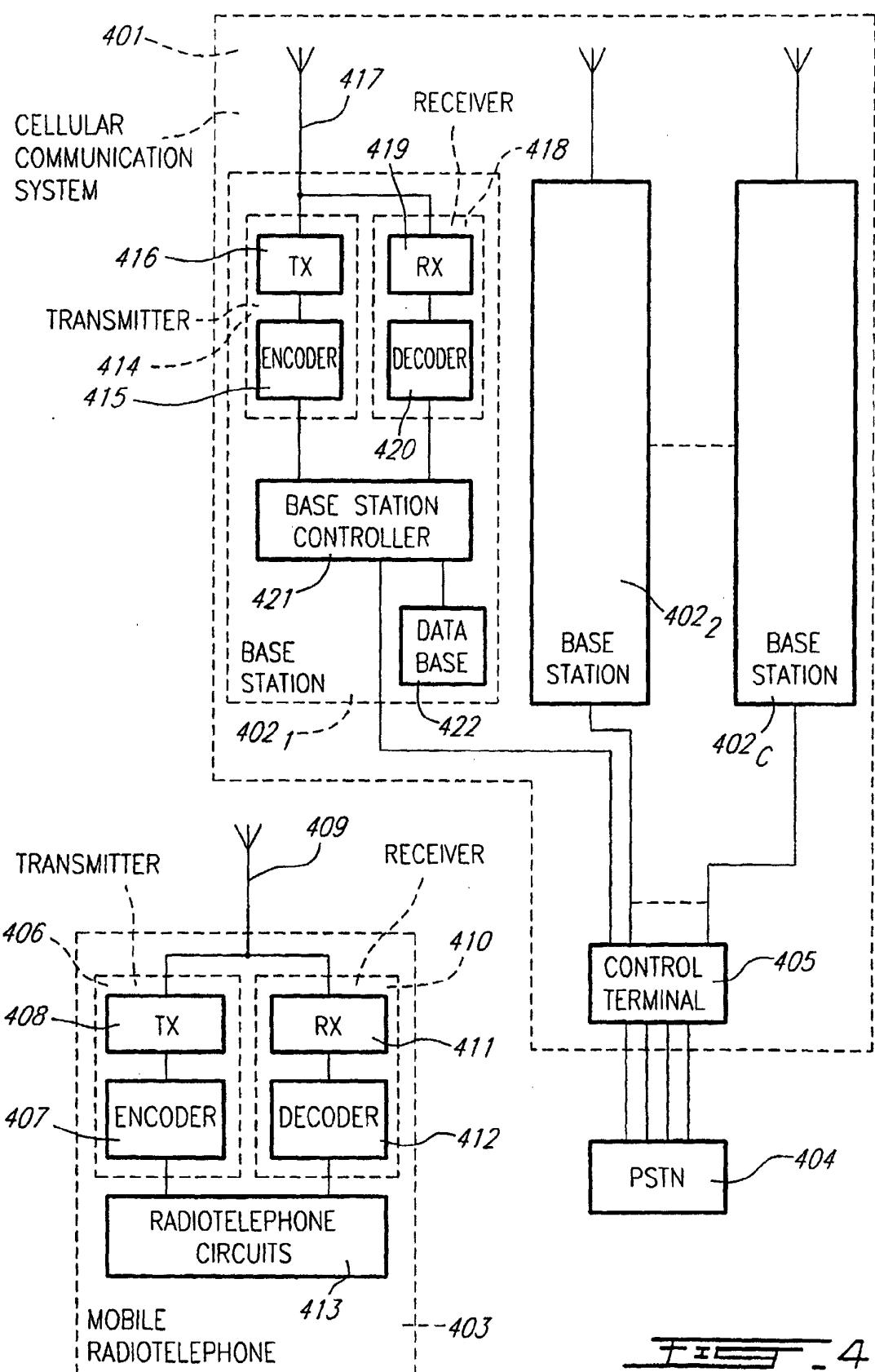
c) lesdits paramètres de répertoire de hauteur tonale comportent l'index de filtre, l'index de répertoire de hauteur tonale et le gain de hauteur tonale.

63. Un sous-système de communication sans fil bidirectionnel tel que défini dans la revendication 55, dans lequel ledit filtre est intégré dans un filtre d'interpolation dudit dispositif de recherche de répertoire de hauteur tonale, ledit filtre d'interpolation étant utilisé pour produire une version sous-échantillonnée dudit vecteur de code de hauteur tonale.







FIGURE - 4