



Europäisches Patentamt  
European Patent Office  
Office européen des brevets



(11) **EP 1 232 494 B1**

(12) **EUROPEAN PATENT SPECIFICATION**

(45) Date of publication and mention  
of the grant of the patent:  
**09.08.2006 Bulletin 2006/32**

(21) Application number: **00978928.0**

(22) Date of filing: **17.11.2000**

(51) Int Cl.:  
**G10L 19/14<sup>(2006.01)</sup>**

(86) International application number:  
**PCT/CA2000/001381**

(87) International publication number:  
**WO 2001/037264 (25.05.2001 Gazette 2001/21)**

(54) **GAIN-SMOOTHING IN WIDEBAND SPEECH AND AUDIO SIGNAL DECODER**

GLÄTTUNG DES VERSTÄRKUNGSFAKTORS IN BREITBANDSPRACH- UND AUDIO-SIGNAL  
DEKODIERER

LISSAGE DE GAIN DANS UN DECODEUR DE SIGNAUX VOCAUX ET AUDIO 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 TR**

(30) Priority: **18.11.1999 CA 2290037**

(43) Date of publication of application:  
**21.08.2002 Bulletin 2002/34**

(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: **Keller, Günter et al  
Lederer & Keller  
Patentanwälte  
Prinzregentenstrasse 16  
80538 München (DE)**

(56) References cited:  
**US-A- 5 195 168 US-A- 5 752 224  
US-A- 5 953 697**

**EP 1 232 494 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 a gain-smoothing method and device implemented in a wideband signal encoder.

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 encoding 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 is still lower than the CD quality which operates in the range 20-20000 Hz.

**[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 usually with 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 processes the transmitted or stored bit stream to convert it back to a sound signal, for example a speech/audio signal.

**[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) technique. 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) synthesis 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 innovative 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 a synthesized speech.

**[0005]** An innovative 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  $M=2^b$ .

**[0006]** To synthesize speech according to the CELP technique, each block of N samples is synthesized by filtering an appropriate codevector from an innovative codebook through time varying filters modeling the spectral characteristics of the speech signal. At the encoder end, the synthesis output is computed for all, or a subset, of the codevectors from the innovative codebook (codebook search). The retained codevector is the one producing the synthesis 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 synthesis filter.

**[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.

**[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). Furthermore, 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.

**[0009]** Document US-A-5 195 168 describes a device for substantially reconstructing a signal. The signal is partitioned into successive time intervals. Each time interval has an input reference signal with a set of vectors and at least one representative electrical signal for each input reference signal. The device uses a codebook unit with a codebook memory, a gain adjuster, a synthesis unit with a synthesis filter, a combiner, and a perceptual weighting unit using the representative electrical signals to generate a related set of synthesized signal vectors in view of substantially reconstructing the signal.

**[0010]** For each vector of the input reference signals, a particular excitation codebook vector is provided from the codebook memory, the codebook memory having a set of excitation codevectors stored therein. If desired, the gain

adjuster, responsive to the particular excitation codevector, multiplies that codevector by a selected excitation gain factor to substantially provide correlation with an energy of the representative electrical signal for each input reference signal vector. The corresponding interpolated synthesis filter, responsive to the particular excitation codevector multiplied by the particular gain, produces the synthesized signal vector.

5 [0011] A problem noted in synthesized speech signals is a reduction in decoder performance when background noise is present in the sampled speech signal. At the decoder end, the CELP model uses post-filtering and post-processing techniques in order to improve the perceived synthesized signal. These techniques need to be adapted to accommodate wideband signals.

10 SUMMARY OF THE INVENTION

[0012] In order to overcome the above discussed problem of the prior art, the present invention provides a method for producing a gain-smoothed codevector during decoding of an encoded wideband signal from a set of signal encoding parameters. This method comprises finding a codevector and a gain in relation to at least one first and at least one second signal encoding parameters of the set, calculating a first factor representative of a degree of voicing in the wideband signal in response to at least one third signal encoding parameter of the set, calculating a second factor representative of a degree of stability of the wideband signal in response to at least one fourth signal encoding parameter of the set, calculating a smoothed gain using a non linear operation related to the first and second factors and applied to the found gain, and amplifying the found codevector with the smoothed gain to thereby produce the gain-smoothed codevector.

[0013] The present invention also relates to a method for producing a gain-smoothed codevector during decoding of an encoded signal from a set of signal encoding parameters, wherein the signal contains stationary background noise. This method comprises finding a codevector and a gain in relation to at least one first and at least one second signal encoding parameters of the set, calculating at least one factor indicative of a level of stationary background noise in the signal in response to at least one third signal encoding parameter of the set, calculating a smoothed gain using a non linear operation related to the noise level indicative factor and applied to the found gain, and amplifying the found codevector with the smoothed gain to thereby produce said gain-smoothed codevector.

[0014] Accordingly, the present invention uses a gain-smoothing feature for efficiently encoding wideband (50-7000 Hz) signals through, in particular but not exclusively, CELP-type encoding techniques, in view of obtaining high a quality reconstructed signal (synthesized signal) especially in the presence of background noise in the sampled wideband signal.

[0015] In accordance with preferred embodiments of the gain-smoothed codevector producing method:

- finding a codevector comprises finding an innovative codevector in an innovative codebook in relation to said at least one first signal encoding parameter;
- finding a gain comprises finding an innovative codebook gain;
- the first signal encoding parameter comprises an innovative codebook index;
- the at least one third encoding parameter comprises the following parameters:
  - a pitch gain computed during encoding of the wideband signal;
  - a pitch delay computed during encoding of the wideband signal;
  - an index j of a low-pass filter selected during encoding of the wideband signal and applied to a pitch codevector computed during encoding of the wideband signal; and
  - an innovative codebook index computed during encoding of the wideband signal;
- the at least one third signal encoding parameter comprises coefficients of a linear prediction filter calculated during encoding of the wideband signal;
- the innovative codevector is found in the innovative codebook in relation to an index k of the innovative codebook, this index k forming the first signal encoding parameter;
- calculating a first factor comprises computing a voicing factor rv by means of the following relation:

$$rv = (Ev - Ec) / (Ev + Ec)$$

55 where:

- Ev is the energy of a scaled adaptive codevector bvT;
- Ec is the energy of a scaled innovative codevector gck;

**EP 1 232 494 B1**

- b is a pitch gain computed during encoding of the wideband signal;
  - T is a pitch delay computed during encoding of the wideband signal;
  - vT is an adaptive codebook vector at pitch delay T;
  - g is an innovative codebook gain computed during encoding of the wideband signal;
  - k is an index of the innovative codebook computed during encoding of the wideband signal; and
  - ck is the innovative codevector of said innovative codebook at index k;
- the voicing factor rv has a value located between -1 and 1, wherein value 1 corresponds to a pure voiced signal and value -1 corresponds to a pure unvoiced signal;
- calculating a smoothed gain comprises computing a factor  $\lambda$  using the following relation:

$$\lambda = 0.5(1 - rv).$$

- a factor  $\lambda=0$  indicates a pure voiced signal and a factor  $\lambda=1$  indicates a pure unvoiced signal;
- calculating a second factor comprises determining a distance measure giving a similarity between adjacent, successive linear prediction filters computed during encoding of the wideband signal;
- the wideband signal is sampled prior to encoding, and is processed by frames during encoding and decoding, and determining a distance measure comprises calculating an immittance Spectral Pair distance measure between the Immittance Spectral Pairs in a present frame n of the wideband signal and the Immittance Spectral Pairs of a past frame n-1 of the wideband signal through the following relation:

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - isp_i^{(n-1)})^2$$

- where p is the order of the linear prediction filter;
- calculating a second factor comprises mapping the Immittance Spectral Pair distance measure  $D_s$  to the second factor  $\theta$  through the following relation:

$$\theta = 1.25 - D_s / 400000.0$$

- bounded by  $0 \leq \theta \leq 1$ ;
- calculating a smoothed gain comprises calculating a gain smoothing factor  $S_m$  based on both the first  $\lambda$  and second  $\theta$  factors through the following relation:

$$S_m = \lambda\theta$$

- the factor  $S_m$  has a value approaching 1 for an unvoiced and stable wideband signal, and a value approaching 0 for a pure voiced wideband signal or an unstable wideband signal;
- calculating a smoothed gain comprises computing an initial modified gain  $g_0$  by comparing the found gain g computed during encoding of the wideband signal to a threshold given by the initial modified gain from the past subframe g-1 as follows:

$$\text{if } g < g-1 \text{ then } g_0 = g \times 1.19 \quad \text{bounded by } g_0 \leq g-1$$

and

if  $g \geq g-1$  then  $g_0 = g/1.19$  bounded by  $g_0 \geq g-1$  ;

- 5 and
- calculating a smoothed gain comprises calculating an initial modified gain  $g_0$  by comparing the found gain  $g$  to a threshold.
  - calculating a smoothed gain comprises calculating a gain smoothing factor  $S_m$  based on both the first  $\lambda$  and second  $\theta$  factors through the following relation:

$$S_m = \lambda \theta$$

15 and determining said smoothed gain  $g_s$  through the following relation:

$$g_s = S_m * g_0 + (1 - S_m) * g$$

20 **[0016]** The present invention still further relates:

- to implement the above method, a device for producing a gain-smoothed codevector during decoding of an encoded wideband signal from a set of signal encoding parameters; and
- to a cellular communication system, a network element, and a bidirectional wireless communication sub-system incorporating the above device for producing a gain-smoothed codevector during decoding of the encoded wideband signal from the set of signal encoding parameters.

30 **[0017]** The above and other objects, advantages and features of the present invention will become more apparent upon reading the following non restrictive description of a preferred embodiment thereof, given for the purpose of illustration only with reference to the accompanying drawings.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

35 **[0018]** In the appended drawings:

Figure 1 is a schematic block diagram of a wideband encoder;

40 Figure 2 is a schematic block diagram of a wideband decoder embodying gain-smoothing method and device according to the invention;

Figure 3 is a schematic block diagram of a pitch analysis device;

45 Figure 4 is a simplified, schematic block diagram of a cellular communication system in which the wideband encoder of Figure 1 and the wideband decoder of Figure 2 can be used; and

Figure 5 is a schematic flow chart of the gain-smoothing method embodied in the wideband decoder of Figure 2.

50 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 ... 402C to provide each cell with radio signaling, audio and data channels.

55 **[0020]** Radio signaling 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 signaling 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 base station 402 of the new cell. 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 signaling 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 speech; and
  - a transmission circuit 408 for transmitting the encoded speech from the encoder 407 through an antenna such as 409; and
- a receiver 410 including:
  - a receiving circuit 411 for receiving transmitted encoded speech usually through the same antenna 409; and
  - a decoder 412 for decoding the received encoded speech from the receiving circuit 411.

[0025] The radiotelephone 403 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 each base station 402:

- a transmitter 414 including:
  - an encoder 415 for encoding speech; and
  - a transmission circuit 416 for transmitting the encoded speech from the encoder 415 through an antenna such as 417; and
- a receiver 418 including:
  - a receiving circuit 419 for receiving transmitted encoded speech through the same antenna 417 or through another antenna (not shown); and
  - a decoder 420 for decoding the received encoded speech 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 signals, 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 speech. 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 can apply to different LP-based encoders. However,

a CELP-type encoder 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 speech and voice as well as with other types of wideband signals.

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

[0032] The sampled input speech signal 114 is divided into successive L-sample blocks called "frames". During 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 are involved in the encoding procedure. A list of vectors appearing in Figures 1 and 2 as well as a list of transmitted parameters are given herein below:

List of the main N-dimensional vectors

[0033]

- s Wideband signal input speech vector (after down-sampling, pre-processing, and preemphasis);
- sw Weighted speech vector;
- s0 Zero-input response of weighted synthesis filter;
- sp Down-sampled pre-processed signal; Oversampled synthesized speech signal;
- s' Synthesis signal before deemphasis;
- sd Deemphasized synthesis signal;
- sh Synthesis signal after deemphasis and postprocessing;
- x Target vector for pitch search;
- x' Target vector for innovative search;
- h Weighted synthesis filter impulse response;
- vT Adaptive (pitch) codebook vector at delay T;
- yT Filtered pitch codebook vector (vT convolved with h);
- ck Innovative codevector at index k (k-th entry from the innovative codebook);
- cf Enhanced scaled innovative codevector;
- u Excitation signal (scaled innovative and pitch codevectors);
- u' Enhanced excitation;
- z Band-pass noise sequence;
- w' White noise sequence; and
- w Scaled noise sequence.

List of transmitted parameters

[0034]

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

[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 100

[0036] The sampled speech signal is encoded on a block by block basis by the encoder 100 of Figure 1 which is broken down into eleven (11) modules bearing references 101 to 111, respectively.

[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 to a frequency other than 12.8 kHz 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/sec, although down-sampling is not essential above 16 kbit/sec.

[0039] After down-sampling, the 320-sample frame of 20 ms is reduced to a 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  $sp(n)$ ,  $n=0, 1, 2, \dots, L-1$ , 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  $sp(n)$  is preemphasized using the following transfer function:

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

where  $\mu$  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 improve 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 innovative 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  $sw(n)$  is computed in a perceptual weighting filter 105. Traditionally, the weighted signal  $sw(n)$  has been computed by a weighting filter having a transfer function  $W(z)$  in the form:

5

$$W(z) = A(z/\gamma_1) / A(z/\gamma_2)$$

where

10

$$0 < \gamma_2 < \gamma_1 \leq 1$$

15 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  $\gamma_1$  and  $\gamma_2$ .

20

[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 modeling 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.

25

[0050] A novel solution to this problem is 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.

30

[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 105 is given by the following relation:

35

$$W(z) = A(z/\gamma_1) / (1 - \gamma_2 z^{-1})$$

where

40

$$0 < \gamma_2 < \gamma_1 \leq 1$$

45 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:

50

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

the quantization error spectrum is shaped by a filter having a transfer function  $W^{-1}(z)P^{-1}(z)$ . When  $\gamma_2$  is set equal to  $\mu$ , 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.

55

Pitch Analysis:

[0053] In order to simplify the pitch analysis, an open-loop pitch lag TOL is first estimated in the open-loop pitch search module 106 using the weighted speech signal  $sw(n)$ . 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 TOL which significantly reduces the search complexity of the LTP parameters T and b (pitch lag and pitch gain, respectively). 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  $sw(n)$ . 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:

$$x = s_w - s_0$$

where x is the N-dimensional target vector,  $sw$  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 module 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  $W(z)/\hat{A}(z)$ . Again, 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 x.

[0056] A N-dimensional impulse response vector h of the weighted synthesis filter  $W(z)/\hat{A}(z)$  is computed in the impulse response generator module 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 x, the impulse response vector h and the open-loop pitch lag TOL as inputs. Traditionally, the pitch prediction has been represented by a pitch filter having the following transfer function:

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

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

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

with g being the innovative codebook gain and  $ck(n)$  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 the pitch codebook vector  $v_T(n)$  at pitch lag T is given by

$$v_T(n) = u(n-T)$$

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

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 x and the scaled filtered past excitation. Error E being expressed as:

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

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

$$y_T(n) = v_T(n) * h(n) = \sum_{i=0}^n v_T(i)h(n-i)$$

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

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

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

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, the open-loop pitch lag TOL is estimated in open-loop pitch search module 106 in response to the weighted speech signal  $sw(n)$ . 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 TOL (usually  $\pm 5$ ), which significantly simplifies the search procedure. A simple procedure can be 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 the 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 modelling 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 charac-

teristics 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 vT 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 TOL 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 vT. 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 vT 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 vT is determined and supplied by the pitch codevector generator 302, K filtered versions of codevector vT are computed respectively using K different frequency shaping filters such as 305(j), where j = 1, 2, ... , K. These filtered versions are denoted vf(j), where j = 1, 2, ... , K. The different vectors vf(j) are convolved in respective modules 304(j), where j=0, 1, 2, ... , K, with the impulse response h to obtain the vectors y(j), where j=0, 1, 2, ... , 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 by(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

$$e^{(j)} = \|x - b^{(j)} y^{(j)}\|^2$$

$$j=1, 2, \dots, K$$

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 vT or vf(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:

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 x is updated by subtracting the LTP contribution:

$$x' = x - by_T$$

5 where  $b$  is the pitch gain and  $y_T$  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  $h$  as described with reference to Figure 3).

[0074] The search procedure in CELP is performed by finding the optimum excitation codevector  $c_k$  and gain  $g$  which minimize the mean-squared error  $E$  between the target vector and the scaled filtered codevector

$$E = \|x' - gH c_k\|^2$$

15 where  $H$  is a lower triangular convolution matrix derived from the impulse response vector  $h$ .

[0075] 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.

[0076] Once the optimum excitation codevector  $c_k$  and its gain  $g$  are chosen by module 110, the codebook index  $k$  and gain  $g$  are encoded and transmitted to multiplexer 112.

[0077] 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.

25 Memory update:

[0078] 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

30  $u = gck + bv_T$  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.

[0079] As in the case of the target vector  $x$ , other alternative but mathematically equivalent approaches well known to those of ordinary skill in the art can be used to update the filter states.

35 DECODER 200

[0080] 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).

[0081] 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.

[0082] The innovative codebook 218 is responsive to the index  $k$  to produce the innovation codevector  $c_k$ , 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  $c_k$ .

[0083] The generated scaled codevector  $gck$  at the output of the amplifier 224 is processed through an innovation filter 205.

55 Gain smoothing

[0084] At the decoder 200 of Figure 2, a nonlinear gain-smoothing technique is applied to the innovative codebook

gain  $g$  in order to improve background noise performance. Based on the stationarity (or stability) and voicing of the speech segment of the wideband signal, the gain  $g$  of the innovative codebook 218 is smoothed in order to reduce fluctuation in the energy of the excitation in case of stationary signals. This improves the codec performance in the presence of stationary background noise.

5 **[0085]** In a preferred embodiment, two parameters are used to control the amount of smoothing: i.e., the voicing of the subframe of wideband signal and the stability of the LP (Linear Prediction) filter 206 both indicative of stationary background noise in the wideband signal.

**[0086]** Different methods can be used for estimating the degree of voicing in the subframe.

10 Step 501 (Figure 5):

**[0087]** In a preferred embodiment a voicing factor  $rv$  is computed in the voicing factor generator 204 using the following relation:

15

$$rv = (Ev - Ec) / (Ev + Ec)$$

20 where  $Ev$  is the energy of the scaled pitch codevector  $bv_T$  and  $Ec$  is the energy of the scaled innovative codevector  $gck$ . That is

25

$$Ev = b^2 v_T^T v_T = b^2 \sum_{n=0}^{N-1} v_T^2(n)$$

and

30

$$Ec = g^2 c_k^T c_k = g^2 \sum_{n=0}^{N-1} c_k^2(n)$$

35 Note that the value of voicing factor  $rv$  lies between -1 and 1, where a value of 1 corresponds to pure voiced signals and a value of -1 corresponds to pure unvoiced signals. Step 502 (Figure 5):

**[0088]** A factor  $\lambda$  is computed in the gain-smoothing calculator 228 based on  $rv$  through the following relation:

40

$$\lambda = 0.5 (1 - rv)$$

Note that the factor  $\lambda$  is related to the amount of unvoicing, that is  $\lambda=0$  for pure voiced segments and  $\lambda=1$  for pure unvoiced segments.

45

Step 503 (Figure 5):

**[0089]** A stability factor  $\theta$  is computed in a stability factor generator 230 based on a distance measure which gives the similarity of the adjacent LP filters. Different similarity measures can be used. In this preferred embodiment, the LP coefficients are quantized and interpolated in the Immitance Spectral Pair (ISP). It is therefore convenient to derive the distance measure in the ISP domain. Alternatively, the Line Spectral Frequency (LSF) representation of the LP filter can equally be used to find the similarity distance of adjacent LP filters. Other measures have also been used in the previous art such as the Itakura measure.

50 **[0090]** In a preferred embodiment, the ISP distance measure between the ISPs in the present frame  $n$  and the past frame  $n-1$  is calculated in stability factor generator 230 and is given by the relation:

55

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - isp_i^{(n-1)})^2$$

5

where p is the order of the LP filter  
 206. Note that the first p-1 ISPs being used are frequencies in the range 0 to 8000 Hz.

10 Step 504 (Figure 5):

**[0091]** The ISP distance measure is mapped in gain-smoothing calculator 228 to a stability factor  $\theta$  in the range 0 to 1, and derived by

15

$$\theta = 1.25 - D_s / 400000.0$$

20 bounded by  $0 \leq \theta \leq 1$ .  
 Note that larger values of  $\theta$  correspond to more stable signals.

Step 505 (Figure 5):

25 **[0092]** A gain smoothing factor  $S_m$  based on both voicing and stability is then calculated in gain smoothing calculator 228 and is given by

$$S_m = \lambda \theta$$

30

The value of  $S_m$  approaches 1 for unvoiced and stable signals, which is the case of stationary background noise signals. For pure voiced signals or for unstable signals, the value of  $S_m$  approaches 0.

Step 506 (Figure 5):

35

**[0093]** An initial modified gain  $g_0$  is computed in gain smoothing calculator 228 by comparing the innovative codebook gain  $g$  to a threshold given by the initial modified gain from the past subframe,  $g_{-1}$ . If  $g$  is larger or equal to  $g_{-1}$ , then  $g_0$  is computed by decrementing  $g$  by 1.5 dB bounded by  $g_0 \geq g_{-1}$ . If  $g$  is smaller than  $g_{-1}$ , then  $g_0$  is computed by incrementing  $g$  by 1.5 dB bounded by  $g_0 \leq g_{-1}$ . Note that incrementing the gain by 1.5 dB is equivalent to multiplying by 1.19. In other words

40

**if  $g < g_{-1}$  then  $g_0 = g * 1.19$  bounded by  $g_0 \leq g_{-1}$**

45

and

**if  $g \geq g_{-1}$  then  $g_0 = g / 1.19$  bounded by  $g_0 \geq g_{-1}$**

50

Step 507 (Figure 5):

55 **[0094]** Finally, the smoothed fixed codebook gain  $gs$  is calculated in gain smoothing calculator 228 by

$$g_s = S_m * g_0 + (1 - S_m) * g$$

- 5 [0095] The smoothed gain  $g_s$  is then used for scaling the innovative codevector  $ck$  in amplifier 232.  
 [0096] Just a word to mention that the above gain smoothing procedure can be applied to signals other than wideband signals.

Periodicity enhancement:

10 [0097] The generated scaled codevector at the output of the amplifier 224 is processed through a frequency-dependent pitch enhancer 205.

[0098] Enhancing the periodicity of the excitation signal  $u$  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  $1/(1-\epsilon bz^{-T})$  where  $\epsilon$  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  $ck$  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  $u$ .

20 [0099] 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  $u$  is high, and if gain  $b$  is less than 0.5, then periodicity is low.

[0100] 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  $u$ . This results in a frequency response depending on the 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  $ck$  at low frequencies when the excitation signal  $u$  is more periodic, which enhances the periodicity of the excitation signal  $u$  at lower frequencies more than higher frequencies. Suggested forms for innovation filter 205 are

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

35 or

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

40 where  $\sigma$  or  $\alpha$  are periodicity factors derived from the level of periodicity of the excitation signal  $u$ .

[0101] The second three-term form of  $F(z)$  is used in a preferred embodiment. The periodicity factor  $\alpha$  is computed in the voicing factor generator 204. Several methods can be used to derive the periodicity factor  $\alpha$  based on the periodicity of the excitation signal  $u$ . Two methods are presented below.

45 Method 1:

[0102] The ratio of pitch contribution to the total excitation signal  $u$  is first computed in voicing factor generator 204 by

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



where  $vT$  is the pitch codebook vector,  $b$  is the pitch gain, and  $u$  is the excitation signal  $u$  given at the output of the adder 219 by

5

$$u = gck + bvT$$

10

**[0103]** Note that the term  $bvT$  has its source in the pitch codebook (adaptive codebook) 201 in response to the pitch lag  $T$  and the past value of  $u$  stored in memory 203. The pitch codevector  $vT$  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  $vT$  is then multiplied by the gain  $b$  from the demultiplexer 217 through an amplifier 226 to obtain the signal  $bvT$ .

15

**[0104]** The factor  $\alpha$  is calculated in voicing factor generator 204 by  $\alpha=qRp$  bounded by  $\alpha < q$  where  $q$  is a factor which controls the amount of enhancement ( $q$  is set to 0.25 in this preferred embodiment).

Method 2:

20

**[0105]** Another method used in a preferred embodiment of the invention for calculating periodicity factor  $\alpha$  is discussed below.

**[0106]** First, a voicing factor  $rv$  is computed in voicing factor generator 204 by

25

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

where  $E_v$  is the energy of the scaled pitch codevector  $bvT$  and  $E_c$  is the energy of the scaled innovative codevector  $gck$ . That is

30

$$E_v = b^2 v_T^t v_T = b^2 \sum_{n=0}^{N-1} v_T^2(n)$$

35

and

40

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

45

**[0107]** Note that the value of  $rv$  lies between -1 and 1 (1 corresponds to purely voiced signals and -1 corresponds to purely unvoiced signals).

**[0108]** In this preferred embodiment, the factor  $\sigma$  is then computed in voicing factor generator 204 by

50

$$\sigma = 0.125 (1 + rv)$$

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

55

**[0109]** In the first, two-term form of  $F(z)$ , the periodicity factor  $\sigma$  can be approximated by using  $\sigma = 2\alpha$  in methods 1 and 2 above. In such a case, the periodicity factor  $\sigma$  is calculated as follows in method 1 above:

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

5 [0110] In method 2, the periodicity factor  $\sigma$  is calculated as follows:

$$\sigma = 0.25 (1 + r\upsilon).$$

10 [0111] The enhanced signal  $cf$  is therefore computed by filtering the scaled innovative codevector  $gck$  through the innovation filter 205 ( $F(z)$ ).

[0112] The enhanced excitation signal  $u'$  is computed by the adder 220 as:

$$15 \quad u' = cf + bvT$$

[0113] 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.

#### Synthesis and deemphasis

25 [0114] 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

$$30 \quad D(z) = 1 / (1 - \mu z^{-1})$$

35 where:  $\mu$  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.

[0115] The vector  $s'$  is filtered through the deemphasis filter  $D(z)$  (module 207) to obtain the vector  $sd$ , which is passed through the high-pass filter 208 to remove the unwanted frequencies below 50 Hz and further obtain  $sh$ .

#### 40 Oversampling and high-frequency regeneration

[0116] 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.

[0117] 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).

[0118] 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  $\hat{S}$ .

55 [0119] The high frequency generation procedure is described hereinbelow.

[0120] 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 has a

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.

[0121] 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

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

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

[0122] 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:

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

conditioned by  $tilt \geq 0$  and  $tilt \geq r_v$ .  
where voicing factor  $r_v$  is given by

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

where  $E_v$  is the energy of the scaled pitch codevector  $bvT$  and  $E_c$  is the energy of the scaled innovative codevector  $gck$ , 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.

[0123] 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.

[0124] 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.

Method 1:

[0125] The scaling factor  $g_t$  is derived from the tilt by

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

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

Method 2:

10 [0126] The tilt factor  $gt$  is first restricted to be larger or equal to zero, then the scaling factor is derived from the tilt by

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

15 [0127] The scaled noise sequence  $wg$  produced in gain adjusting module 214, is therefore given by:

$$wg = gt w.$$

20 [0128] When the tilt is close to zero, the scaling factor  $gt$  is close to 1, which does not result in energy reduction. When the tilt value is 1, the scaling factor  $gt$  results in a reduction of 12 dB in the energy of the generated noise.

25 [0129] Once the noise is properly scaled ( $wg$ ), it is brought into the speech domain using the spectral shaper 215. In the preferred embodiment, this is achieved by filtering the noise  $wg$  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.

30 [0130] The filtered scaled noise sequence  $wf$  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  $s'$  to obtain the final reconstructed sound signal  $s_{out}$  on the output 223.

35 [0131] 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.

## 40 Claims

1. A method for producing a gain-smoothed codevector during decoding of an encoded wideband signal from a set of signal encoding parameters, said method comprising:

45 finding a codevector ( $c_k$ ) and a gain ( $g$ ) in relation to at least one first ( $k$ ) and at least one second ( $g$ ) signal encoding parameters of said set;  
 calculating (501, 502) a first factor ( $r_v, \lambda$ ) representative of a degree of voicing in the wideband signal in response to at least one third signal encoding parameter ( $b, v_T$ ) of said set;  
 calculating (503, 504) a second factor ( $\theta$ ) representative of a degree of stability of said wideband signal in response to at least one fourth signal encoding parameter (LP) of said set;  
 50 calculating a smoothed gain ( $g_s$ ) using a non linear operation related to the first and second factors ( $r_v, \lambda; \theta$ ) and applied to the found gain ( $g$ ); and  
 amplifying the found codevector ( $c_k$ ) with said smoothed gain ( $g_s$ ) to thereby produce said gain-smoothed codevector.

55 2. A gain-smoothed codevector producing method as claimed in claim 1, wherein:

finding a codevector comprises finding an innovative codevector in an innovative codebook in relation to said at least one first signal encoding parameter; and

finding a gain comprises finding an innovative codebook gain.

3. A gain-smoothed codevector producing method as claimed in claim 1, wherein:

5 finding a codevector comprises finding a codevector in a codebook in relation to said at least one first signal encoding parameter; and  
said at least one first signal encoding parameter comprises an innovative codebook index.

4. A gain-smoothed codevector producing method as claimed in claim 1, wherein:

10 finding a codevector comprises finding an innovative codevector in an innovative codebook in relation to said at least one first signal encoding parameter; and  
said at least one third signal encoding parameter comprises the following parameters:

15 a pitch gain computed during encoding of the wideband signal;  
a pitch delay computed during encoding of the wideband signal;  
an index j of a low-pass filter selected during encoding of the wideband signal and applied to a pitch codevector computed during encoding of the wideband signal; and  
an innovative codebook index computed during encoding of the wideband signal.

20 5. A gain-smoothed codevector producing method as claimed in claim 1, wherein said at least one fourth signal encoding parameter comprises coefficients of a linear prediction filter calculated during encoding of the wideband signal.

25 6. A gain-smoothed codevector producing method as claimed in claim 1, wherein:

finding a codevector comprises finding an innovative codevector in an innovative codebook in relation to an index k of said innovative codebook, said index k forming said at least one first signal encoding parameter; and  
calculating a first factor comprises computing a voicing factor  $r_v$  by means of the following relation:

30

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

35 where:

- $E_v$  is the energy of a scaled adaptive codevector  $bv_T$ ;
- $E_c$  is the energy of a scaled innovative codevector  $gc_k$ ;
- b is a pitch gain computed during encoding of the wideband signal;
- 40 - T is a pitch delay computed during encoding of the wideband signal;
- $v_T$  is an adaptive codebook vector at pitch delay T;
- g is an innovative codebook gain computed during encoding of the wideband signal;
- k is an index of the innovative codebook computed during encoding of the wideband signal; and
- $c_k$  is the innovative codevector of said innovative codebook at index k.

45

7. A gain-smoothed codevector producing method as claimed in claim 6, wherein the voicing factor  $r_v$  has a value located between -1 and 1, wherein value 1 corresponds to a pure voiced signal and value -1 corresponds to a pure unvoiced signal.

50 8. A gain-smoothed codevector producing method as claimed in claim 7, wherein calculating a smoothed gain comprises computing a factor  $\lambda$  using the following relation:

55

$$\lambda = 0.5 (1 - r_v).$$

9. A gain-smoothed codevector producing method as claimed in claim 6, wherein a factor  $\lambda=0$  indicates a pure voiced signal and a factor  $\lambda=1$  indicates a pure unvoiced signal.

10. A gain-smoothed codevector producing method as claimed in claim 1, wherein calculating a second factor comprises determining a distance measure giving a similarity between adjacent, successive linear prediction filters computed during encoding of the wideband signal.

5 11. A gain-smoothed codevector producing method as claimed in claim 10, wherein:

the wideband signal is sampled prior to encoding, and is processed by frames during encoding and decoding; and determining a distance measure comprises calculating an Immitance Spectral Pair distance measure between the Immitance Spectral Pairs in a present frame n of the wideband signal and the Immitance Spectral Pairs of a past frame n-1 of the wideband signal through the following relation:

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUB_i^{(n-1)})^2$$

where p is the order of the linear prediction filters.

12. A gain-smoothed codevector producing method as claimed in claim 11, wherein calculating a second factor comprises mapping the Immitance Spectral Pair distance measure  $D_s$  to said second factor  $\theta$  through the following relation:

$$\theta = 1.25 - D_s / 400000.0$$

bounded by  $0 \leq \theta \leq 1$ .

13. A gain-smoothed codevector producing method as claimed in claim 1, wherein calculating a smoothed gain comprises calculating a gain smoothing factor  $S_m$  based on both the first  $\lambda$  and second  $\theta$  factors through the following relation:

$$S_m = \lambda \theta$$

14. A gain-smoothed codevector producing method as claimed in claim 13, wherein the factor  $S_m$  has a value approaching 1 for an unvoiced and stable wideband signal, and a value approaching 0 for a pure voiced wideband signal or an unstable wideband signal.

15. A gain-smoothed codevector producing method as claimed in claim 1, wherein:

finding a codevector comprises finding an innovative codevector in an innovative codebook in relation to said at least one first signal encoding parameter;

the wideband signal is sampled prior to encoding, and is processed by frames and subframes during encoding and decoding; and

calculating a smoothed gain comprises computing an initial modified gain  $g_0$  by comparing the found gain  $g$  computed during encoding of the wideband signal to a threshold given by the initial modified gain from the past subframe g-1 as follows:

$$\text{if } g < g-1 \text{ then } g_0 = g \times 1.19 \quad \text{bounded by } g_0 \leq g-1$$

and

if  $g \geq g-1$  then  $g_0 = g/1.19$  · bounded by  $g_0 \geq g-1$ .

5  
 16. A gain-smoothed codevector producing method as claimed in claim 1, wherein calculating a smoothed gain comprises calculating an initial modified gain  $g_0$  by comparing the found gain  $g$  to a threshold.

10  
 17. A gain-smoothed codevector producing method as claimed in claim 16, wherein:  
 calculating a smoothed gain comprises calculating a gain smoothing factor  $S_m$  based on both the first  $A$  and second  $\theta$  factors through the following relation:

15  

$$S_m = \lambda \theta$$

and determining said smoothed gain  $g_s$  through the following relation:

20  

$$g_s = S_m * g_0 + (1 - S_m) * g$$

25  
 18. A method for producing a gain-smoothed codevector during decoding of an encoded signal from a set of signal encoding parameters, said signal containing stationary background noise and said method comprising:

finding a codevector ( $c_k$ ) and a gain ( $g$ ) in relation to at least one first ( $k$ ) and at least one second ( $g$ ) signal encoding parameters of said set;  
 calculating at least one factor ( $r_v, \lambda; \theta$ ) indicative of a level of stationary background noise in the signal in response to at least one third signal encoding parameter ( $b, v_T; LP$ ) of said set;  
 30 calculating a smoothed gain ( $g_s$ ) using a non linear operation related to the noise level indicative factor ( $r_v, \lambda; \theta$ ) and applied to the found gain ( $g$ ); and  
 amplifying the found codevector ( $c_k$ ) with said smoothed gain ( $g_s$ ) to thereby produce said gain-smoothed codevector.

35  
 19. A gain-smoothed codevector producing method as claimed in claim 18, wherein the at least one factor indicative of a level of stationary background noise is a factor ( $r_v, \lambda$ ) representative of a degree of voicing in the signal.

40  
 20. A gain-smoothed codevector producing method as claimed in claim 18, wherein the at least one factor indicative of a level of stationary background noise is a factor ( $\theta$ ) representative of a degree of stability of said signal.

21. A device for producing a gain-smoothed codevector during decoding of an encoded wideband signal from a set of signal encoding parameters, said device comprising:

45 means for finding a codevector ( $c_k$ ) and a gain ( $g$ ) in relation to at least one first ( $k$ ) and at least one second ( $g$ ) signal encoding parameters of said set;  
 means for calculating (501, 502) a first factor ( $r_v, \lambda$ ) representative of a degree of voicing in the wideband signal in response to at least one third signal encoding parameter ( $b, v_T$ ) of said set;  
 means for calculating (503, 504) a second factor ( $\theta$ ) representative of a degree of stability of said wideband signal in response to at least one fourth signal encoding parameter ( $LP$ ) of said set;  
 50 means for calculating a smoothed gain ( $g_s$ ) using a non linear operation related to the first and second factors ( $r_v, \lambda; \theta$ ) and applied to the found gain ( $g$ ); and  
 means for amplifying the found codevector ( $c_k$ ) with said smoothed gain ( $g_s$ ) to thereby produce said gain-smoothed codevector.

55  
 22. A gain-smoothed codevector producing device as claimed in claim 21, wherein:  
 the means for finding a codevector and a gain comprises: means for finding an innovative codevector in an

innovative codebook in relation to said at least one first signal encoding parameter; and means for finding an innovative codebook gain.

23. A gain-smoothed codevector producing device as claimed in claim 21, wherein:

the means for finding a codevector and a gain comprises means for finding a codevector in a codebook in relation to said at least one first signal encoding parameter; and said at least one first signal encoding parameter comprises an innovative codebook index.

24. A gain-smoothed codevector producing device as claimed in claim 21, wherein:

the means for finding a codevector and a gain comprises means for finding an innovative codevector in an innovative codebook in relation to said at least one first signal encoding parameter; and said at least one third signal encoding parameter comprises the following parameters:

- a pitch gain computed during encoding of the wideband signal;
- a pitch delay computed during encoding of the wideband signal;
- an index j of a low-pass filter selected during encoding of the wideband signal and applied to a pitch codevector computed during encoding of the wideband signal; and
- an innovative codebook index computed during encoding of the wideband signal.

25. A gain-smoothed codevector producing device as claimed in claim 21, wherein said at least one fourth signal encoding parameter comprises coefficients of a linear prediction filter calculated during encoding of the wideband signal.

26. A gain-smoothed codevector producing device as claimed in claim 21, wherein:

the means for finding a codevector and a gain comprises means for finding an innovative codevector in an innovative codebook in relation to an index k of said innovative codebook, said index k forming said at least one first signal encoding parameter; and the means for calculating a first factor comprises means for computing a voicing factor  $r_v$  by means of the following relation:

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

where:

- $E_v$  is the energy of a scaled adaptive codevector  $bv_T$ ;
- $E_c$  is the energy of a scaled innovative codevector  $gc_k$ ;
- b is a pitch gain computed during encoding of the wideband signal;
- T is a pitch delay computed during encoding of the wideband signal;
- $v_T$  is an adaptive codebook vector at pitch delay T;
- g is an innovative codebook gain computed during encoding of the wideband signal;
- k is an index of the innovative codebook computed during encoding of the wideband signal; and
- $c_k$  is the innovative codevector of said innovative codebook at index k.

27. A gain-smoothed codevector producing device as claimed in claim 26, wherein the voicing factor  $r_v$  has a value located between -1 and 1, wherein value 1 corresponds to a pure voiced signal and value -1 corresponds to a pure unvoiced signal.

28. A gain-smoothed codevector producing device as claimed in claim 27, wherein the means for calculating a smoothed gain comprises means for computing a factor  $\lambda$  using the following relation:



$$\lambda = 0.5 (1 - r_v).$$

5  
**29.** A gain-smoothed codevector producing device as claimed in claim 28, wherein a factor  $\lambda=0$  indicates a pure voiced signal and a factor  $\lambda=1$  indicates a pure unvoiced signal.

10  
**30.** A gain-smoothed codevector producing device as claimed in claim 21, wherein the means for calculating a second factor comprises means for determining a distance measure giving a similarity between adjacent, successive linear prediction filters computed during encoding of the wideband signal.

**31.** A gain-smoothed codevector producing device as claimed in claim 30, wherein:  
 15 the wideband signal is sampled prior to encoding, and is processed by frames during encoding and decoding; and the means for determining a distance measure comprises means for calculating an Immitance Spectral Pair distance measure between the Immitance Spectral Pairs in a present frame n of the wideband signal and the Immitance Spectral Pairs of a past frame n-1 of the wideband signal through the following relation:

20

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUBi^{(n-1)})^2$$

25 where p is the order of the linear prediction filters.

**32.** A gain-smoothed codevector producing device as claimed in claim 31, wherein the means for calculating a second factor comprises means for mapping the Immitance Spectral Pair distance measure  $D_s$  to said second factor  $\theta$  through the following relation:

30

$$\theta = 1.25 - D_s / 400000.0$$

35 bounded by  $0 \leq \theta \leq 1$ .

**33.** A gain-smoothed codevector producing device as claimed in claim 21, wherein the means for calculating a smoothed gain comprises means for calculating a gain smoothing factor  $S_m$  based on both the first  $\lambda$  and second  $\theta$  factors through the following relation:

40

$$S_m = \lambda \theta$$

45 **34.** A gain-smoothed codevector producing device as claimed in claim 33, wherein the factor  $S_m$  has a value approaching 1 for an unvoiced and stable wideband signal, and a value approaching 0 for a pure voiced wideband signal or an unstable wideband signal.

**35.** A gain-smoothed codevector producing device as claimed in claim 21, wherein:  
 50 the means for finding a codevector and a gain comprises means for finding an innovative codevector in an innovative codebook in relation to said at least one first signal encoding parameter;  
 the wideband signal is sampled prior to encoding, and is processed by frames and subframes during encoding and decoding; and  
 55 the means for calculating a smoothed gain comprises means for computing an initial modified gain  $g_0$ , said initial modified gain computing means comprising means for comparing the found gain g computed during encoding of the wideband signal to a threshold given by the initial modified gain from the past subframe g-1 as follows:

if  $g < g-1$  then  $g_0 = g \times 1.19$  bounded by  $g_0 \leq g-1$

5 and

if  $g \geq g-1$  then  $g_0 = g/1.19$  bounded by  $g_0 \geq g-1$ .

10 **36.** A gain-smoothed codevector producing method as claimed in claim 21, wherein the means for calculating a smoothed gain comprises calculating an initial modified gain  $g_0$  by comparing the found gain  $g$  to a threshold.

15 **37.** A gain-smoothed codevector producing method as claimed in claim 36, wherein:

the means for calculating a smoothed gain comprises means for calculating a gain smoothing factor  $S_m$  based on both the first  $A$  and second  $\theta$  factors through the following relation:

20 
$$S_m = \lambda \theta$$

and means for determining said smoothed gain  $g_s$  through the following relation:

25 
$$g_s = S_m * g_0 + (1 - S_m) * g$$

30 **38.** A device for producing a gain-smoothed codevector during decoding of an encoded signal from a set of signal encoding parameters, said signal containing stationary background noise and said device comprising:

- means for finding a codevector ( $c_k$ ) and a gain ( $g$ ) in relation to at least one first ( $k$ ) and at least one second ( $g$ ) signal encoding parameters of said set;
- means for calculating at least one factor ( $r_v, \lambda; \theta$ ) indicative of a level of stationary background noise in the signal in response to at least one third signal encoding parameter ( $b, v_T; LP$ ) of said set;
- means for calculating a smoothed gain ( $g_s$ ) using a non linear operation related to the noise level indicative factor ( $r_v, \lambda; \theta$ ) and applied to the found gain ( $g$ ); and
- means for amplifying the found codevector ( $c_k$ ) with said smoothed gain ( $g_s$ ) to thereby produce said gain-smoothed codevector.

40 **39.** A gain-smoothed codevector producing device as claimed in claim 38, wherein the at least one factor indicative of a level of stationary background noise is a factor ( $r_v, \lambda$ ) representative of a degree of voicing in the signal.

45 **40.** A gain-smoothed codevector producing device as claimed in claim 38, wherein the at least one factor indicative of a level of stationary background noise is a factor ( $\theta$ ) representative of a degree of stability of said signal.

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

- mobile transmitter/receiver units;
- cellular base stations respectively situated in said cells;
- means for controlling communication between the cellular base stations;
- 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 (a) a transmitter including a decoder for encoding a wideband signal and means for transmitting the encoded wideband signal, and (b) a receiver including means for receiving a transmitted encoded wideband signal and a decoder for decoding the received encoded wideband signal;
- wherein said decoder comprises means responsive to a set of signal encoding parameters for decoding the received encoded wideband signal, and wherein said wideband signal decoding means comprises a device as

recited in claim 21, for producing a gain-smoothed codevector during decoding of the encoded wideband signal from said set of signal encoding parameters.

42. The cellular communication system of claim 41, wherein the means for finding a codevector and a gain comprises:

means for finding an innovative codevector in an innovative codebook in relation to said at least one first signal encoding parameter; and  
 means for finding an innovative codebook gain.

43. The cellular communication system of claim 41, wherein:

the means for finding a codevector and a gain comprises means for finding a codevector in a codebook in relation to said at least one first signal encoding parameter; and  
 said at least one first signal encoding parameter comprises an innovative codebook index.

44. The cellular communication system of claim 41, wherein:

the means for finding a codevector and a gain comprises means for finding an innovative codevector in an innovative codebook in relation to said at least one first signal encoding parameter; and  
 said at least one second signal encoding parameter comprises the following parameters:

a pitch gain computed during encoding of the wideband signal;  
 a pitch delay computed during encoding of the wideband signal;  
 an index j of a low-pass filter selected during encoding of the wideband signal and applied to a pitch codevector computed during encoding of the wideband signal; and  
 an innovative codebook index computed during encoding of the wideband signal.

45. The cellular communication system of claim 41, wherein said at least one fourth signal encoding parameter comprises coefficients of a linear prediction filter calculated during encoding of the wideband signal.

46. The cellular communication system of claim 41, wherein

the means for finding a codevector and a gain comprises means for finding an innovative codevector in an innovative codebook in relation to an index k of said innovative codebook, said index k forming said at least one first signal encoding parameter; and  
 the means for calculating a first factor comprises means for computing a voicing factor  $r_v$  by means of the following relation:

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

where:

- $E_v$  is the energy of a scaled adaptive codevector  $bv_T$ ;
- $E_c$  is the energy of a scaled innovative codevector  $gc_k$ ;
- b is a pitch gain computed during encoding of the wideband signal;
- T is a pitch delay computed during encoding of the wideband signal;
- $v_T$  is an adaptive codebook vector at pitch delay T;
- g is an innovative codebook gain computed during encoding of the wideband signal;
- k is an index of the innovative codebook computed during encoding of the wideband signal; and
- $c_k$  is the innovative codevector of said innovative codebook at index k.

47. The cellular communication system of claim 46, wherein the voicing factor  $r_v$  has a value located between -1 and 1, wherein value 1 corresponds to a pure voiced signal and value -1 corresponds to a pure unvoiced signals.

48. The cellular communication system of claim 47, wherein the means for calculating a smoothed gain comprises means for computing a factor  $\lambda$  using the following relation:

$$\lambda = 0.5 (1 - r_v).$$

5  
**49.** The cellular communication system of claim 48, wherein a factor  $\lambda=0$  indicates a pure voiced signal and a factor  $\lambda=1$  indicates a pure unvoiced signal.

10  
**50.** The cellular communication system of claim 41, wherein the means for calculating a second factor comprises means for determining a distance measure giving a similarity between adjacent, successive linear prediction filters computed during encoding of the wideband signal.

**51.** The cellular communication system of claim 50, wherein:  
 15 the wideband signal is sampled prior to encoding, and is processed by frames during encoding and decoding; and the means for determining a distance measure comprises means for calculating an Immitance Spectral Pair distance measure between the Immitance Spectral Pairs in a present frame n of the wideband signal and the Immitance Spectral Pairs of a past frame n-1 of the wideband signal through the following relation:

20

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUBi^{(n-1)})^2$$

25 where p is the order of the linear prediction filters.

**52.** The cellular communication system of claim 51, wherein the means for calculating a second factor comprises means for mapping the Immitance Spectral Pair distance measure  $D_s$  to said second factor  $\theta$  through the following relation:

30

$$\theta = 1.25 - D_s / 400000.0$$

35 bounded by  $0 \leq \theta \leq 1$ .

**53.** The cellular communication system of claim 41, wherein the means for calculating a smoothed gain comprises means for calculating a gain smoothing factor  $S_m$  based on both the first  $\lambda$  and second  $\theta$  factors through the following relation:

40

$$S_m = \lambda \theta$$

45  
**54.** The cellular communication system of claim 53, wherein the factor  $S_m$  has a value approaching 1 for an unvoiced and stable wideband signal, and a value approaching 0 for a pure voiced wideband signal or an unstable wideband signal.

**55.** The cellular communication system of claim 41, wherein:  
 50 the means for finding a codevector and a gain comprises means for finding an innovative codevector in an innovative codebook in relation to said at least one first signal encoding parameter;  
 the wideband signal is sampled prior to encoding, and is processed by frames and subframes during encoding and decoding; and  
 the means for calculating a smoothed gain comprises means for computing an initial modified gain  $g_0$ , said  
 55 initial modified gain computing means comprising means for comparing the found gain g computed during encoding of the wideband signal to a threshold given by the initial modified gain from the past subframe g-1 as follows:

if  $g < g-1$  then  $g_0 = g \times 1.19$  bounded by  $g_0 \leq g-1$

5

and

10

if  $g \geq g-1$  then  $g_0 = g/1.19$  bounded by  $g_0 \geq g-1$ .

15

56. The cellular communication system of claim 41, wherein the means for calculating a smoothed gain comprises calculating an initial modified gain  $g_0$  by comparing the found gain  $g$  to a threshold.

57. The cellular communication system of claim 56, wherein:

20

the means for calculating a smoothed gain comprises means for calculating a gain smoothing factor  $S_m$  based on both the first  $\lambda$  and second  $\theta$  factors through the following relation:

$$S_m = \lambda \theta$$

25

and means for determining said smoothed gain  $g_s$  through the following relation:

$$g_s = S_m * g_0 + (1 - S_m) * g$$

30

58. A network element comprising a receiver including means for receiving a transmitted encoded wideband signal and a decoder for decoding the received encoded wideband signal;

35

wherein said decoder comprises means responsive to a set of signal encoding parameters for decoding the received encoded wideband signal, and wherein said wideband signal decoding means comprises a device as recited in claim 21, for producing a gain-smoothed codevector during decoding of the encoded wideband signal from said set of signal encoding parameters.

59. A network element as claimed in claim 58, wherein the means for finding a codevector and a gain comprises:

40

means for finding an innovative codevector in an innovative codebook in relation to said at least one first signal encoding parameter; and  
 means for finding an innovative codebook gain.

45

60. A network element as claimed in claim 58, wherein:

the means for finding a codevector and a gain comprises means for finding a codevector in a codebook in relation to said at least one first signal encoding parameter; and  
 said at least one first signal encoding parameter comprises an innovative codebook index.

50

61. A network element as claimed in claim 58, wherein:

55

the means for finding a codevector and a gain comprises means for finding an innovative codevector in an innovative codebook in relation to said at least one first signal encoding parameter; and  
 said at least one third signal encoding parameter comprises the following parameters:

a pitch gain computed during encoding of the wideband signal;  
 a pitch delay computed during encoding of the wideband signal;

an index  $j$  of a low-pass filter selected during encoding of the wideband signal and applied to a pitch codevector computed during encoding of the wideband signal; and  
 an innovative codebook index computed during encoding of the wideband signal.

5 **62.** A network element as claimed in claim 58, wherein said at least one fourth signal encoding parameter comprises coefficients of a linear prediction filter calculated during encoding of the wideband signal.

**63.** A network element as claimed in claim 58, wherein:

10 the means for finding a codevector and a gain comprises means for finding an innovative codevector in an innovative codebook in relation to an index  $k$  of said innovative codebook, said index  $k$  forming said at least one first signal encoding parameter; and  
 the means for calculating a first factor comprises means for computing a voicing factor  $r_v$  by means of the following relation:

15

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

20 where:

- $E_v$  is the energy of a scaled adaptive codevector  $bv_T$ ;
- $E_c$  is the energy of a scaled innovative codevector  $gc_k$ ;
- $b$  is a pitch gain computed during encoding of the wideband signal;
- 25 -  $T$  is a pitch delay computed during encoding of the wideband signal;
- $v_T$  is an adaptive codebook vector at pitch delay  $T$ ;
- $g$  is an innovative codebook gain computed during encoding of the wideband signal;
- $k$  is an index of the innovative codebook computed during encoding of the wideband signal; and
- $ck$  is the innovative codevector of said innovative codebook at index  $k$ .

30

**64.** A network element as claimed in claim 63, wherein the voicing factor  $r_v$  has a value located between -1 and 1, wherein value 1 corresponds to a pure voiced signal and value -1 corresponds to a pure unvoiced signals.

35 **65.** A network element as claimed in claim 64, wherein the means for calculating a smoothed gain comprises means for computing a factor  $\lambda$  using the following relation:

$$\lambda = 0.5 (1 - r_v).$$

40

**66.** A network element as claimed in claim 65, wherein a factor  $\lambda=0$  indicates a pure voiced signal and a factor  $\lambda=1$  indicates a pure unvoiced signal.

45 **67.** A network element as claimed in claim 58, wherein the means for calculating a second factor comprises means for determining a distance measure giving a similarity between adjacent, successive linear prediction filters computed during encoding of the wideband signal.

**68.** A network element as claimed in claim 67, wherein:

50 the wideband signal is sampled prior to encoding, and is processed by frames during encoding and decoding; and  
 the means for determining a distance measure comprises means for calculating an Immitance Spectral Pair distance measure between the Immitance Spectral Pairs in a present frame  $n$  of the wideband signal and the Immitance Spectral Pairs of a past frame  $n-1$  of the wideband signal through the following relation:

55

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUBi^{(n-1)})^2$$

where p is the order of the linear prediction filters.

69. A network element as claimed in claim 68, wherein the means for calculating a second factor comprises means for mapping the Immitance Spectral Pair distance measure  $D_s$  to said second factor  $\theta$  through the following relation:

$$\theta = 1.25 - D_s / 400000.0$$

bounded by  $0 \leq \theta \leq 1$ .

70. A network element as claimed in claim 58, wherein the means for calculating a smoothed gain comprises means for calculating a gain smoothing factor  $S_m$  based on both the first  $\lambda$  and second  $\theta$  factors through the following relation:

$$S_m = \lambda \theta$$

71. A network element as claimed in claim 70, wherein the factor  $S_m$  has a value approaching 1 for an unvoiced and stable wideband signal, and a value approaching 0 for a pure voiced wideband signal or an unstable wideband signal.

72. A network element as claimed in claim 58, wherein:

the means for finding a codevector and a gain comprises means for finding an innovative codevector in an innovative codebook in relation to said at least one first signal encoding parameter;  
the wideband signal is sampled prior to encoding, and is processed by frames and subframes during encoding and decoding; and

the means for calculating a smoothed gain comprises means for computing an initial modified gain  $g_0$ , said initial modified gain computing means comprising means for comparing the found gain  $g$  computed during encoding of the wideband signal to a threshold given by the initial modified gain from the past subframe  $g-1$  as follows:

$$\text{if } g < g-1 \text{ then } \quad g_0 = g \times 1.19 \quad \text{bounded by } g_0 \leq g-1$$

and

$$\text{if } g \geq g-1 \text{ then } \quad g_0 = g / 1.19 \quad \text{bounded by } g_0 \geq g-1.$$

73. A network element as claimed in claim 58, wherein the means for calculating a smoothed gain comprises calculating an initial modified gain  $g_0$  by comparing the found gain  $g$  to a threshold.

74. A network element as claimed in claim 73, wherein:

the means for calculating a smoothed gain comprises means for calculating gain smoothing factor  $S_m$  based on the first  $\lambda$  and second  $\theta$  factors through the following relation:

$$S_m = \lambda \theta$$

and means for determining said smoothing gain  $g_s$  through the following relation:

$$g_s = S_m * g_o + (1 - S_m) * g$$

5  
 75. In a communication system for servicing a geographical area, comprising mobile transmitter/receiver units and base stations, a bidirectional wireless communication sub-system between each pair of mobile unit and base station, said bidirectional wireless communication sub-system comprising in both the mobile unit and the base station (a) a transmitter including an encoder for encoding a wideband signal and means for transmitting the encoded wideband signal, and (b) a receiver including means for receiving a transmitted encoded wideband signal and a decoder for decoding the received encoded wideband signal;  
 10  
 wherein said decoder comprises means responsive to a set of signal encoding parameters for decoding the received encoded wideband signal, and wherein said wideband signal decoding means comprises a device as recited in claim 21, for producing a gain-smoothed codevector during decoding of the encoded wideband signal from said set of signal encoding parameters.  
 15

76. The bidirectional wireless communication sub-system of claim 75, wherein the means for finding a codevector comprises:

20  
 means for finding an innovative codevector in an innovative codebook in relation to said at least one first signal encoding parameter; and  
 means for finding an innovative codebook gain.

77. The bidirectional wireless communication sub-system of claim 75, wherein:

25  
 the means for finding a codevector and a gain comprises means for finding a codevector in a codebook in relation to said at least one first signal encoding parameter; and  
 said at least one first signal encoding parameter comprises an innovative codebook index.

30  
 78. The bidirectional wireless communication sub-system of claim 75, wherein:

the means for finding a codevector and a gain comprises means for finding an innovative codevector in an innovative codebook in relation to said at least one first signal encoding parameter; and  
 said at least one third signal encoding parameter comprises the following parameters:

35  
 a pitch gain computed during encoding of the wideband signal;  
 a pitch delay computed during encoding of the wideband signal;  
 an index j of a low-pass filter selected during encoding of the wideband signal and applied to a pitch codevector computed during encoding of the wideband signal; and  
 40  
 an innovative codebook index computed during encoding of the wideband signal.

79. The bidirectional wireless communication sub-system claim 75, wherein said at least one fourth signal encoding parameter comprises coefficients of a linear prediction filter calculated during encoding of the wideband signal.

45  
 80. The bidirectional wireless communication sub-system as claimed in claim 75, wherein:

the means for finding a codevector comprises means for finding an innovative codevector in an innovative codebook in relation to an index k of said innovative codebook, said index k forming said at least one first signal encoding parameter; and  
 50  
 the means for calculating a first factor comprises means for computing a voicing factor  $r_v$  by means of the following relation:

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

55  
 where:



- $E_v$  is the energy of a scaled adaptive codevector  $bv_T$ ;
- $E_c$  is the energy of a scaled innovative codevector  $gc_k$ ;
- $b$  is a pitch gain computed during encoding of the wideband signal;
- $T$  is a pitch delay computed during encoding of the wideband signal;
- $v_T$  is an adaptive codebook vector at pitch delay  $T$ ;
- $g$  is an innovative codebook gain computed during encoding of the wideband signal;
- $k$  is an index of the innovative codebook computed during encoding of the wideband signal; and
- $c_k$  is the innovative codevector of said innovative codebook at index  $k$ .

81. The bidirectional wireless communication sub-system of claim 80, wherein the voicing factor  $r_v$  has a value located between -1 and 1, wherein value 1 corresponds to a pure voiced signal and value -1 corresponds to a pure unvoiced signals.
82. The bidirectional wireless communication sub-system of claim 80, wherein the means for calculating a smoothed gain comprises means for computing a factor  $\lambda$  using the following relation:

$$\lambda = 0.5 (1 - r_v).$$

83. The bidirectional wireless communication sub-system of claim 82, wherein a factor  $\lambda=0$  indicates a pure voiced signal and a factor  $\lambda=1$  indicates a pure unvoiced signal.
84. The bidirectional wireless communication sub-system of claim 75, wherein the means for calculating a second factor comprises means for determining a distance measure giving a similarity between adjacent, successive linear prediction filters computed during encoding of the wideband signal.
85. The bidirectional wireless communication sub-system of claim 84, wherein:

the wideband signal is sampled prior to encoding, and is processed by frames during encoding and decoding; and the means for determining a distance measure comprises means for calculating an Immitance Spectral Pair distance measure between the Immitance Spectral Pairs in a present frame  $n$  of the wideband signal and the Immitance Spectral Pairs of a past frame  $n-1$  of the wideband signal through the following relation:

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUBi^{(n-1)})^2$$

where  $p$  is the order of the linear prediction filters.

86. The bidirectional wireless communication sub-system of claim 85, wherein the means for calculating a second factor comprises means for mapping the Immitance Spectral Pair distance measure  $D_s$  to said second factor  $\theta$  through the following relation:

$$\theta = 1.25 - D_s / 400000.0$$

bounded by  $0 \leq \theta \leq 1$ .

87. The bidirectional wireless communication sub-system of claim 75, wherein the means for calculating a smoothing gain comprises means for calculating a gain smoothing factor  $S_m$  based on both the first  $\lambda$  and second  $\theta$  factors through the following relation:

$$S_m = \lambda \theta$$

5 **88.** The bidirectional wireless communication sub-system of claim 87, wherein the factor  $S_m$  has a value approaching 1 for an unvoiced and stable wideband signal, and a value approaching 0 for a pure voiced wideband signal or an unstable wideband signal.

10 **89.** The bidirectional wireless communication sub-system of claim 75, wherein:

the means for finding a codevector comprises means for finding an innovative codevector in an innovative codebook in relation to said at least one first signal encoding parameter;  
the wideband signal is sampled prior to encoding, and is processed by frames and subframes during encoding and decoding; and

15 the means for calculating a smoothed gain comprises means for computing an initial modified gain  $g_0$ , said initial modified gain computing means comprising means for comparing the found gain  $g$  computed during encoding of the wideband signal to a threshold given by the initial modified gain from the past subframe  $g-1$  as follows:

20 **if  $g < g-1$  then  $g_0 = g \times 1.19$  bounded by  $g_0 \leq g-1$**

25 and

30 **if  $g \geq g-1$  then  $g_0 = g / 1.19$  bounded by  $g_0 \geq g-1$ .**

**90.** The bidirectional wireless communication sub-system of claim 75, wherein the means for calculating a smoothed gain comprises calculating an initial modified gain  $g_0$  by comparing the found gain  $g$  to a threshold.

35 **91.** The bidirectional wireless communication sub-system of claim 90, wherein: the means for calculating a smoothed gain comprises means for calculating a gain smoothing factor  $S_m$  based on both the first  $\lambda$  and second  $\theta$  factors through the following relation:

40 
$$S_m = \lambda \theta$$

and means for determining said smoothed gain  $g_s$  through the following relation:

45 
$$g_s = S_m * g_0 + (1 - S_m) * g$$

50 **92.** A mobile telephone including a device according to claim 21.

**Patentansprüche**

55 **1.** Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor während der Decodierung eines codierten Breitbandsignals aus einem Satz von Signalcodierungsparametern, wobei das Verfahren umfaßt:

Finden eines Codevektors ( $c_k$ ) und eines Verstärkungsfaktors ( $g$ ) in bezug auf mindestens einen ersten ( $k$ ) und mindestens einen zweiten ( $g$ ) Signalcodierungsparameter dieses Satzes;

## EP 1 232 494 B1

Berechnen (501, 502) eines ersten Faktors ( $r_v, \lambda$ ), welcher repräsentativ für Grad der Stimmhaftigkeit im Breitband-signal ist, als Reaktion auf mindestens einen dritten Signalcodierungsparameter ( $b, v_T$ ) dieses Satzes; Berechnen (503, 504) eines zweiten Faktors ( $\Theta$ ), welcher repräsentativ für einen Stabilitätsgrad des Breitband-signals ist, als Reaktion auf mindestens einen vierten Signalcodierungsparameter (LP) dieses Satzes;  
5 Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors ( $g_S$ ) unter Anwendung einer nichtlinearen Operation in bezug auf den ersten und zweiten Faktor ( $r_v, \lambda; \Theta$ ) und Anwendung auf den gefundenen Verstärkungsfaktor ( $g$ ) und Verstärken des gefundenen Codevektors ( $c_k$ ) mit dem geglätteten Verstärkungsfaktor ( $g_S$ ), um **dadurch** den Codevektor mit geglättetem Verstärkungsfaktor zu erzeugen.

10 **2.** Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 1, bei welchem:

das Finden eines Codevektors das Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt und  
15 das Finden eines Verstärkungsfaktors das Finden eines innovativen Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktors umfaßt.

**3.** Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 1, bei welchem:

20 das Finden eines Codevektors das Finden eines Codevektors in einem Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt und der mindestens eine erste Signalcodierungsparameter einen innovativen Codeverzeichnisindex umfaßt.

**4.** Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 1, bei welchem:

25 das Finden eines Codevektors das Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt und der mindestens eine dritte Signalcodierungsparameter die folgenden Parameter umfaßt:

30 einen während der Codierung des Breitband-signals berechneten Tonhöhen-Verstärkungsfaktoren;  
eine während der Codierung des Breitband-signals berechnete Tonhöhen-Vezögerung;  
einen Index  $j$  eines Tiefpaßfilters, welcher während der Codierung des Breitband-signals ausgewählt wurde und auf einen während der Codierung des berechneten Tonhöhen-Codevektor angewandt wird und  
einen während der Codierung des Breitband-signals berechneten innovativen Codeverzeichnisindex.

35 **5.** Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 1, bei welchem der mindestens eine vierte Signalcodierungsparameter Koeffizienten eines während der Codierung des Breitband-signals berechneten Linearprädiktionsfilters umfaßt.

**6.** Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 1, bei welchem:

40 das Finden eines Codevektors das Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf einen Index  $k$  des innovativen Codeverzeichnisses umfaßt, wobei der Index  $k$  den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter bildet und das Berechnen eines ersten Faktors das Berechnen eines Stimmfaktors  $r_v$  nach der folgenden Beziehung umfaßt:  
45

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

wobei:

- 55 -  $E_v$  die Energie eines skalierten adaptiven Codevektors  $bv_T$  ist;
- $E_c$  die Energie eines skalierten innovativen Codevektors  $gc_k$  ist;
- $b$  ein während der Codierung des Breitband-signals berechneter Tonhöhen-Verstärkungsfaktor ist;
- $T$  eine während der Codierung des Breitband-signals berechnete Tonhöhenverzögerung ist;
- $v_T$  ein adaptiver Codeverzeichnisvektor bei der Tonhöhenverzögerung  $T$  ist;

## EP 1 232 494 B1

- g ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter innovativer Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktor ist;
- k ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Index des innovativen Codeverzeichnisses ist und
- $c_K$  der innovative Codevektor des innovativen Codeverzeichnisses beim Index k ist.

7. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 6, bei welchem der Stimmfaktor  $r_v$  einen Wert zwischen -1 und 1 hat, wobei der Wert 1 einem reinen Stimmsignal und der Wert -1 einem reinen Stimmlossignal entspricht.

8. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 7, bei welchem das Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors das Berechnen eines Faktors  $\lambda$  unter Anwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\lambda = 0,5(1 - r_v).$$

9. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 6, bei welchem ein Faktor  $\lambda = 0$  ein reines Stimmsignal und ein Faktor  $\lambda = 1$  ein reines Stimmlossignal anzeigt.

10. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 1, bei welchem das Berechnen eines zweiten Faktors das Bestimmen eines Abstandsmaßes umfaßt, welches die Ähnlichkeit zwischen benachbarten, aufeinanderfolgenden, während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Linearprädiktionsfilter angibt.

11. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 10, bei welchem:

das Breitbandsignal vor der Codierung abgetastet sowie während der Codierung und der Decodierung in Datenübertragungsblöcken bearbeitet wird und das Bestimmen eines Abstandsmaßes das Berechnen eines Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaßes zwischen den Immitanz-Spektralpaaren in einem vorliegenden Datenübertragungsblock n des Breitbandsignals und den Immitanz-Spektralpaaren des letzten Datenübertragungsblockes n - 1 des Breitbandsignals nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUBi^{(n-1)})^2$$

wobei p die Ordnung des Linearprädiktionsfilters ist.

12. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 11, bei welchem das Berechnen eines zweiten Faktors die Kartierung des Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaßes  $D_s$  zu diesem zweiten Faktor  $\Theta$  nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\Theta = 1,25 - D_s/400000,0$$

begrenzt durch  $0 \leq \Theta \leq 1$ .

13. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 1, bei welchem das Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors das Berechnen eines Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktors  $S_m$  auf der Basis sowohl des ersten Faktors  $\lambda$  als auch des zweiten Faktors  $\Theta$  nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$S_m = \lambda \Theta.$$

5 14. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 13, bei welchem der Faktor  $S_m$  einen Wert hat, welcher sich für ein stimmloses und stabiles Breitbandsignal an den Wert 1 und für ein reines Stimm- oder unstabiles Breitbandsignal an den Wert 0 annähert.

10 15. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 1, bei welchem:

das Finden eines Codevektors das Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt;

das Breitbandsignal vor der Codierung abgetastet sowie bei der Codierung und Decodierung nach Datenübertragungsblöcken und Unter-Datenübertragungsblöcken bearbeitet wird und

15 das Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors das Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors  $g_0$  durch Vergleichen des gefundenen Verstärkungsfaktors  $g$ , der während der Codierung des Breitbandsignals berechnet wurde, mit einem Schwellwert umfaßt, welcher durch den anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktor vom letzten Unter-Datenübertragungsblock  $g_{-1}$  wie folgt gegeben ist:

20

$$\text{wenn } g < g_{-1} \text{ dann } g_0 = g \times 1,19 \quad \text{begrenzt durch } g_0 \leq g_{-1}$$

und

25

$$\text{wenn } g \geq g_{-1} \text{ dann } g_0 = g/1,19 \quad \text{begrenzt durch } g_0 \geq g_{-1}.$$

30

16. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 1, bei welchem das Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors das Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors  $g_0$  durch Vergleich des gefundenen Verstärkungsfaktors  $g$  mit einem Schwellwert umfaßt.

35 17. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 16, bei welchem:

das Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors das Berechnen eines Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktors  $S_m$  auf der Basis sowohl des ersten Faktors  $\lambda$  als auch des zweiten Faktors  $\Theta$  nach der folgenden Beziehung:

40

$$S_m = \lambda \Theta$$

45

sowie das Bestimmen des geglätteten Verstärkungsfaktors  $g_s$  nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$g_s = S_m * g_0 + (1 - S_m) * g.$$

50

18. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor während der Decodierung eines codierten Signals aus einem Satz von Signalcodierungsparametern, wobei das Signal ein stationäres Hintergrundrauschen enthält und das Verfahren umfaßt:

55

Finden eines Codevektors ( $c_k$ ) und eines Verstärkungsfaktors ( $g$ ) in bezug auf mindestens einen ersten ( $k$ ) und mindestens einen zweiten ( $g$ ) Signalcodierungsparameter dieses Satzes;

Berechnen mindestens eines Faktors ( $r_v, \lambda; \Theta$ ), welcher kennzeichnend für den Pegel des stationären Hintergrundrauschens in dem Signal ist, als Reaktion auf mindestens einen dritten Signalcodierungsparameter ( $b$ ,

$v_T$ ; LP) dieses Satzes;

Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors ( $g_S$ ) unter Anwendung einer nichtlinearen Operation in bezug auf den für den Rauschpegel kennzeichnenden Faktor ( $r_v, \lambda; \Theta$ ) und Anwendung auf den gefundenen Verstärkungsfaktor ( $g$ ) und

Verstärken des gefundenen Codevektors ( $c_k$ ) mit dem geglätteten Verstärkungsfaktor ( $g_S$ ), um **dadurch** den Codevektor mit geglätteten Verstärkungsfaktor zu erzeugen.

19. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 18, bei welchem der mindestens eine für einen Pegel des stationären Hintergrundrauschens kennzeichnende Faktor ein Faktor ( $r_v, \lambda$ ) ist, welcher repräsentativ für einen Grad der Stimmhaftigkeit im Signal ist.

20. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 18, bei welchem der mindestens eine für einen Pegel des stationären Hintergrundrauschens kennzeichnende Faktor ein Faktor ( $\Theta$ ) ist, welcher repräsentativ für einen Stabilitätsgrad des Signals ist.

21. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor während der Decodierung eines codierten Breitbandsignals aus einem Satz von Signalcodierungsparametern, wobei diese Vorrichtung umfaßt:

eine Einrichtung zum Finden eines Codevektors ( $c_k$ ) und eines Verstärkungsfaktors ( $g$ ) in bezug auf mindestens einen ersten ( $k$ ) und mindestens einen zweiten ( $g$ ) Signalcodierungsparameter dieses Satzes;

eine Einrichtung zum Berechnen (501, 502) eines ersten Faktors ( $r_v, \lambda$ ), welcher repräsentativ für einen Grad der Stimmhaftigkeit im Breitbandsignal ist, als Reaktion auf mindestens einen dritten Signalcodierungsparameter ( $b, v_T$ ) dieses Satzes;

eine Einrichtung zum Berechnen (503, 504) eines zweiten Faktors ( $\Theta$ ), welcher repräsentativ für einen Stabilitätsgrad des Breitbandsignals ist, als Reaktion auf mindestens einen vierten Signalcodierungsparameter (LP) dieses Satzes;

eine Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors ( $g_S$ ) unter Anwendung einer nichtlinearen Operation in bezug auf den ersten und zweiten Faktor ( $r_v, \lambda; \Theta$ ) und Anwendung auf den gefundenen Verstärkungsfaktor ( $g$ ) und

eine Einrichtung zum Verstärken des gefundenen Codevektors ( $c_k$ ) mit dem geglätteten Verstärkungsfaktor ( $g_S$ ), um **dadurch** den Codevektor mit geglättetem Verstärkungsfaktor zu erzeugen.

22. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 21, bei welcher:

die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors umfaßt: eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter und eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktors.

23. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 21, bei welcher:

die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines Codevektors in einem Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt und der mindestens eine erste Signalcodierungsparameter einen innovativen Codeverzeichnisindex umfaßt.

24. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 21, bei welcher:

die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt und der mindestens eine dritte Signalcodierungsparameter die folgenden Parameter umfaßt:

einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Tönhöhen- Verstärkungsfaktor;

eine während der Codierung des Breitbandsignals berechnete Tönhöhen- Verzögerung;

einen Index  $j$  eines Tiefpaßfilters, welcher während der Codierung des Breitbandsignals ausgewählt wurde und auf einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Tönhöhen-Codevektor angewandt wird und

einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten innovativen Codeverzeichnisindex.

25. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 21, bei welcher der mindestens eine vierte Signalcodierungsparameter Koeffizienten eines während der Codierung des Breitband-  
5 signals berechneten Linearprädiktionsfilters umfaßt.

26. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 21, bei welcher:

10 die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf einen Index k des innovativen Codeverzeichnisses umfaßt, wobei der Index k den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter bildet und

15 die Einrichtung zum Berechnen eines ersten Faktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Stimmfaktors  $r_v$  nach der folgenden Beziehung umfaßt:

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

20 wobei:

- $E_v$  die Energie eines skalierten adaptiven Codevektors  $b_{v_T}$  ist;
- $E_c$  die Energie eines skalierten innovativen Codevektors  $g_{c_k}$  ist;
- $b$  ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Tonhöhen-  
25 - Verstärkungsfaktor ist;
- $T$  eine während der Codierung des Breitbandsignals berechnete Tonhöhenverzögerung ist;
- $v_T$  ein adaptiver Codeverzeichnisvektor bei der Tonhöhenverzögerung  $T$  ist;
- $g$  ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter innovativen Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktor ist;
- $k$  ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Index des innovativen Codeverzeichnisses  
30 ist und
- $c_k$  der innovative Codevektor des innovativen Codeverzeichnisses beim Index  $k$  ist.

27. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 26, bei welcher  
35 der Stimmfaktor  $r_v$  einen Wert zwischen -1 und 1 hat, wobei der Wert 1 einem reinen Stimmsignal und der Wert -1 einem reinen Stimmlossignal entspricht.

28. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 27, bei welcher  
40 die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Faktors  $\lambda$  unter Anwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\lambda = 0,5(1 - r_v).$$

29. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 28, bei welcher  
ein Faktor  $\lambda = 0$  ein reines Stimmsignal und ein Faktor  $\lambda = 1$  ein reines Stimmlossignal anzeigt.

30. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 21, bei welcher  
50 die Einrichtung zum Berechnen eines zweiten Faktors eine Einrichtung zum Bestimmen eines Abstandsmaßes umfaßt, welches die Ähnlichkeit zwischen benachbarten, aufeinanderfolgenden, während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Linearprädiktionsfilter angibt.

31. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 30, bei welcher:

das Breitbandsignal vor der Codierung abgetastet sowie während der Codierung und der Decodierung in Datenübertragungsblöcken bearbeitet wird und

## EP 1 232 494 B1

die Einrichtung zum Bestimmen eines Abstandsmaßes eine Einrichtung zum Berechnen eines Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaßes zwischen den Immitanz-Spektralpaaren in einem vorliegenden Datenübertragungsblock n des Breitbandsignals und den Immitanz-Spektralpaaren des letzten Datenübertragungsblockes n - 1 des Breitbandsignals nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUBi^{(n-1)})^2$$

wobei p die Ordnung des Linearprädiktionsfilters ist.

32. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 31, bei welcher die Einrichtung zum Berechnen eines zweiten Faktors eine Einrichtung zur Kartierung des Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaßes  $D_s$  zu diesem zweiten Faktor  $\Theta$  nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\Theta = 1,25 - D_s/400000,0$$

begrenzt durch  $0 \leq \Theta \leq 1$ .

33. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 21, bei welcher die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktors  $S_m$  auf der Basis sowohl des ersten Faktors  $\lambda$  als auch des zweiten Faktors  $\Theta$  nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$S_m = \lambda \Theta.$$

34. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 33, bei welcher der Faktor  $S_m$  einen Wert hat, welcher sich für ein stimmloses und stabiles Breitbandsignal an einen Wert 1 und für ein reines Stimm- oder unstabiles Breitbandsignal an einen Wert 0 annähert.

35. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 21, bei welcher:

die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt;

das Breitbandsignal vor der Codierung abgetastet sowie bei der Codierung und Decodierung nach Datenübertragungsblöcken und Unter-Datenübertragungsblöcken bearbeitet wird und

die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors  $g_0$  umfaßt, wobei diese Einrichtung zum Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Vergleichen des gefundenen Verstärkungsfaktors  $g$ , der während der Codierung des Breitbandsignals berechnet wurde, mit einem Schwellwert umfaßt, welcher durch den anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktor vom letzten Unter-Datenübertragungsblock  $g_{-1}$  wie folgt gegeben ist:

$$\text{wenn } g < g_{-1} \text{ dann } g_0 = g \times 1,19 \quad \text{begrenzt durch } g_0 \leq g_{-1}$$

und



wenn  $g \geq g_{-1}$  dann  $g_0 = g/1,19$  begrenzt durch  $g_0 \geq g_{-1}$ .

5  
36. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 21, bei welcher die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors das Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors  $g_0$  durch Vergleich des gefundenen Verstärkungsfaktors  $g$  mit einem Schwellwert umfaßt.

10  
37. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 36, bei welcher:  
die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktors  $S_m$  auf der Basis sowohl des ersten Faktors  $\lambda$  als auch des zweiten Faktors  $\Theta$  nach der folgenden Beziehung:

$$S_m = \lambda \Theta$$

20  
sowie eine Einrichtung zum Bestimmen des geglätteten Verstärkungsfaktors  $g_s$  nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$g_s = S_m * g_0 + (1 - S_m) * g.$$

25  
38. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor während der Decodierung eines codierten Signals aus einem Satz von Signalcodierungsparametern, wobei das Signal ein stationäres Hintergrundrauschen enthält und die Vorrichtung umfaßt:

30  
eine Einrichtung zum Finden eines Codevektors ( $c_k$ ) und eines Verstärkungsfaktors ( $g$ ) in bezug auf mindestens einen ersten ( $k$ ) und mindestens einen zweiten ( $g$ ) Signalcodierungsparameter dieses Satzes;  
eine Einrichtung zum Berechnen mindestens eines Faktors ( $r_v, \lambda; \Theta$ ), welcher kennzeichnend für den Pegel des stationären Hintergrundrauschens in dem Signal als Reaktion auf mindestens einen dritten Signalcodierungsparameter ( $b, v_T; LP$ ) dieses Satzes ist;  
35  
eine Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors ( $g_s$ ) unter Anwendung einer nichtlinearen Operation in bezug auf den für den Rauschpegel kennzeichnenden Faktor ( $r_v, \lambda; \Theta$ ) und Anwendung auf den gefundenen Verstärkungsfaktor ( $g$ ) und  
40  
eine Einrichtung zum Verstärken des gefundenen Codevektors ( $c_k$ ) mit dem geglätteten Verstärkungsfaktor ( $g_s$ ), um **dadurch** den Codevektor mit geglättetem Verstärkungsfaktor zu erzeugen.

45  
39. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 38, bei welcher der mindestens eine für einen Pegel des stationären Hintergrundrauschens kennzeichnende Faktor ein Faktor ( $r_v, \lambda$ ) ist, welcher repräsentativ für einen Grad der Stimmhaftigkeit im Signal ist.

50  
40. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 38, bei welcher der mindestens eine für einen Pegel des stationären Hintergrundrauschens kennzeichnende Faktor ein Faktor ( $\Theta$ ) ist, welcher repräsentativ für einen Stabilitätsgrad des Signals ist.

55  
41. Zelluläres Kommunikationssystem für den Service in einem geographischen Bereich, welcher in eine Vielzahl von Zellen unterteilt ist, umfassend:

mobile Sender-/Empfängereinheiten;  
entsprechend in den Zellen befindliche Zellularbasisstationen;  
eine Einrichtung zum Steuern der Kommunikation zwischen den Zellularbasisstationen;  
ein drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem zwischen jeder in einer Zelle befindlichen mobilen Einheit und der Zellularbasisstation dieser Zelle, wobei das drahtlose Zweirichtungs-Kommunikationsuntersy-

stem sowohl in der mobilen Einheit als auch in der Zellularbasisstation (a) einen Sender mit einem Decodierer zur Codierung eines Breitbandsignals und eine Einrichtung zum Senden des codierten Breitbandsignals sowie (b) einen Empfänger mit einer Einrichtung zum Empfang eines gesendeten codierten Breitbandsignals und einen Decodierer zum Decodieren des empfangenen codierten Breitbandsignals umfaßt;  
 5 in welchem der Decodierer eine Einrichtung zum Decodieren des empfangenen codierten Breitbandsignals als Reaktion auf einen Satz Signalcodierungsparameter umfaßt und in welchem die Breitbandsignal-Decodierungseinrichtung eine Vorrichtung nach Anspruch 21 umfaßt; um bei der Decodierung des codierten Breitbandsignals aus dem Satz von Signalcodierungsparametern einen Codevektor mit geglättetem Verstärkungsfaktor zu erzeugen.  
 10

42. Zellularer Kommunikationssystem nach Anspruch 41, bei welchem die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors umfaßt:

15 eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter und eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktors.

43. Zellularer Kommunikationssystem, nach Anspruch 41, bei welchem:

20 die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines Codevektors in einem Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt und der mindestens eine erste Signalcodierungsparameter einen innovativen Codeverzeichnisindex umfaßt.

44. Zellularer Kommunikationssystem, nach Anspruch 41, bei welchem:

25 die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt und der mindestens eine zweite Signalcodierungsparameter die folgenden Parameter umfaßt:

30 einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Tonhöhen-Verstärkungsfaktor;  
 eine während der Codierung des Breitbandsignals berechnete Tonhöhen-Verzögerungen;  
 einen Index j eines Tiefpaßfilters, welcher während der Codierung des Breitbandsignals ausgewählt wurde und auf einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Tonhöhen-Codevektor angewandt wird und  
 35 einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten innovativen Codeverzeichnisindex

45 45. Zellularer Kommunikationssystem, nach Anspruch 41, bei welchem der mindestens eine vierte Signalcodierungsparameter Koeffizienten eines während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Linearprädiktionsfilters umfaßt.

46. Zellularer Kommunikationssystem, nach Anspruch 41, bei welchem:

45 die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf einen Index k des innovativen Codeverzeichnisses umfaßt, wobei der Index k den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter bildet und  
 50 die Einrichtung zum Berechnen eines ersten Faktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Stimmfaktors  $r_v$  nach der folgenden Beziehung umfaßt:

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

55 wobei:

-  $E_v$  die Energie eines skalierten adaptiven Codevektors  $bv_T$  ist;

EP 1 232 494 B1

- $E_c$  die Energie eines skalierten innovativen Codevektors  $gc_k$  ist;
- $b$  ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Tonhöhen-
- Verstärkungsfaktor ist;
- $T$  eine während der Codierung des Breitbandsignals berechnete Tonhöhenverzögerung ist;
- $v_T$  ein adaptiver Codeverzeichnisvektor bei der Tonhöhenverzögerung  $T$  ist;
- $g$  ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter innovativer Codeverzeichnis-Verstärkungs-
- faktor ist;
- $k$  ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Index des innovativen Codeverzeichnisses
- ist und
- $c_k$  der innovative Codevektor des innovativen Codeverzeichnisses beim Index  $k$  ist.

47. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 46, bei welchem der Stimmfaktor  $r_v$  einen Wert zwischen -1 und 1 hat, wobei der Wert 1 einem reinen Stimmsignal und der Wert - 1 einem reinen Stimmlossignal entspricht.

48. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 47, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Faktors  $\lambda$  unter Anwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\lambda = 0,5(1 - r_v).$$

49. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 41, bei welchem ein Faktor  $\lambda = 0$  ein reines Stimmsignal und ein Faktor  $\lambda = 1$  ein reines Stimmlossignal anzeigt.

50. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 41, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines zweiten Faktors eine Einrichtung zum Bestimmen eines Abstandsmaßes umfaßt, welches die Ähnlichkeit zwischen benachbarten, aufeinanderfolgenden, während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Linearprädiktionsfilter angibt.

51. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 40, bei welchem:

das Breitbandsignal vor der Codierung abgetastet sowie während der Codierung und der Decodierung in Datenübertragungsblöcken bearbeitet wird und die Einrichtung zum Bestimmen eines Abstandsmaßes eine Einrichtung zum Berechnen eines Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaßes zwischen den Immitanz-Spektralpaaren in einem vorliegenden Datenübertragungsblock  $n$  des Breitbandsignals und den Immitanz-Spektralpaaren des letzten Datenübertragungsblockes  $n - 1$  des Breitbandsignals nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUBi^{(n-1)})^2$$

wobei  $p$  die Ordnung des Linearprädiktionsfilters ist.

52. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 51, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines zweiten Faktors eine Einrichtung zur Kartierung des Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaßes  $D_s$  zu diesem zweiten Faktor  $\Theta$  nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\Theta = 1,25 - D_s/400000,0$$

begrenzt durch  $0 \leq \Theta \leq 1$ .

53. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 41, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines geglätt-

teten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktors  $S_m$  auf der Basis sowohl des ersten Faktors  $\lambda$  als auch des zweiten Faktors  $\Theta$  nach der folgenden Beziehung umfaßt:

5

$$S_m = \lambda \Theta.$$

10

54. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 53, bei welchem der Faktor  $S_m$  einen Wert hat, welcher sich für ein stimmloses und stabiles Breitband-signal an einen Wert 1 und für ein reines Stimm- oder unstabiles Breitband-signal an einen Wert 0 annähert.

15

55. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 41, bei welchem:

die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt;

das Breitband-signal vor der Codierung abgetastet sowie bei der Codierung und Decodierung nach Datenübertragungsblöcken und Unter-Datenübertragungsblöcken bearbeitet wird und

20

die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors  $g_0$  umfaßt, wobei diese Einrichtung zum Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Vergleichen des gefundenen Verstärkungsfaktors  $g$ , der während der Codierung des Breitband-signals berechnet wurde, mit einem Schwellwert umfaßt, welcher durch den anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktor vom letzten Unter-Datenübertragungsblock  $g_{-1}$  wie folgt gegeben ist:

25

$$\text{wenn } g < g_{-1} \text{ dann } g_0 = g \times 1,19 \quad \text{begrenzt durch } g_0 \leq g_{-1}$$

30

und

$$\text{wenn } g \geq g_{-1} \text{ dann } g_0 = g/1,19 \quad \text{begrenzt durch } g_0 \geq g_{-1}.$$

35

56. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 41, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors das Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors  $g_0$  durch Vergleich des gefundenen Verstärkungsfaktors  $g$  mit einem Schwellwert umfaßt.

40

57. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 56, bei welchem:

die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktors  $S_m$  auf der Basis sowohl des ersten Faktors  $\lambda$  als auch des zweiten Faktors  $\Theta$  nach der folgenden Beziehung:

45

$$S_m = \lambda \Theta$$

50

sowie eine Einrichtung zum Bestimmen des geglätteten Verstärkungsfaktors  $g_s$  nach der folgenden Beziehung umfaßt:

55

$$g_s = S_m * g_0 + (1 - S_m) * g.$$

58. Netzwerkelement, welches einen Empfänger einschließlich einer Einrichtung zum Empfang eines gesendeten codierten Breitband-signals sowie einen Decodierer zum Decodieren des empfangenen codierten Breitband-signals

umfaßt;

wobei der Decodierer eine Einrichtung umfaßt, welche auf einen Satz von Signalcodierungsparametern zum Decodieren des empfangenen Breitbandsignals reagiert und diese Breitbandsignal-Decodierungseinrichtung eine Vorrichtung nach Anspruch 21 umfaßt, um während der Decodierung des codierten Breitbandsignals aus dem Satz von Signalcodierungsparametern einen Codevektor mit geglättetem Verstärkungsfaktor zu erzeugen.

59. Netzwerkelement nach Anspruch 58, bei welchem die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors umfaßt:

eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter und eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktors.

60. Netzwerkelement nach Anspruch 58, bei welchem:

die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines Codevektors in einem Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt und der mindestens eine erste Signalcodierungsparameter einen innovativen Codeverzeichnisindex umfaßt.

61. Netzwerkelement nach Anspruch 58, bei welchem:

die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt und der mindestens eine dritte Signalcodierungsparameter die folgenden Parameter umfaßt:

einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Tonhöhen-Verstärkungsfaktor;  
 eine während der Codierung des Breitbandsignals berechnete Tonhöhenverzögerung;  
 einen Index j eines Tiefpaßfilters, welcher während der Codierung des Breitbandsignals ausgewählt wurde und auf einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Tonhöhen-Codevektor angewandt wird und  
 einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten innovativen Codeverzeichnisindex

62. Netzwerkelement nach Anspruch 58, bei welchem der mindestens eine vierte Signalcodierungsparameter Koeffizienten eines während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Linearprädiktionsfilters umfaßt.

63. Netzwerkelement nach Anspruch 58, bei welchem:

die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf einen Index k des innovativen Codeverzeichnisses umfaßt, wobei der Index k den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter bildet und die Einrichtung zum Berechnen eines ersten Faktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Stimmfaktors  $r_v$  nach der folgenden Beziehung umfaßt:

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

wobei:

- $E_v$  die Energie eines skalierten adaptiven Codevektors  $bv_T$  ist;
- $E_c$  die Energie eines skalierten innovativen Codevektors  $gc_k$  ist;
- $b$  ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Tonhöhen-Verstärkungsfaktor ist;
- $T$  eine während der Codierung des Breitbandsignals berechnete Tonhöhenverzögerung ist;
- $v_T$  ein adaptiver Codeverzeichnisvektor bei der Tonhöhenverzögerung  $T$  ist;

## EP 1 232 494 B1

- g ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter innovativer Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktor ist;
- k ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Index des innovativen Codeverzeichnisses ist und
- $c_k$  der innovative Codevektor des innovativen Codeverzeichnisses beim Index k ist.

64. Netzwerkelement nach Anspruch 63, bei welchem der Stimmfaktor  $r_v$  einen Wert zwischen -1 und 1 hat, wobei der Wert 1 einem reinen Stimmsignal und der Wert -1 einem reinen Stimmlossignal entspricht.

65. Netzwerkelement nach Anspruch 64, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Faktors  $\lambda$  unter Anwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\lambda = 0,5(1 - r_v).$$

66. Netzwerkelement nach Anspruch 58, bei welchem ein Faktor  $\lambda = 0$  ein reines Stimmsignal und ein Faktor  $\lambda = 1$  ein reines Stimmlossignal anzeigt.

67. Netzwerkelement nach Anspruch 58, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines zweiten Faktors eine Einrichtung zum Bestimmen eines Abstandsmaßes umfaßt, welches die Ähnlichkeit zwischen benachbarten, aufeinanderfolgenden, während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Linearprädiktionsfilter angibt.

68. Netzwerkelement nach Anspruch 67, bei welchem das Breitbandsignal vor der Codierung abgetastet sowie während der Codierung und der Decodierung in Datenübertragungsblöcken bearbeitet wird und die Einrichtung zum Bestimmen eines Abstandsmaßes eine Einrichtung zum Berechnen eines Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaßes zwischen den Immitanz-Spektralpaaren in einem vorliegenden Datenübertragungsblock n des Breitbandsignals und den Immitanz-Spektralpaaren des letzten Datenübertragungsblockes n - 1 des Breitbandsignals nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUBi^{(n-1)})^2$$

wobei p die Ordnung des Linearprädiktionsfilters ist.

69. Netzwerkelement nach Anspruch 68, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines zweiten Faktors eine Einrichtung zur Kartierung des Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaßes  $D_s$  zu diesem zweiten Faktor  $\Theta$  nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\Theta = 1,25 - D_s/400000,0$$

begrenzt durch  $0 \leq \Theta \leq 1$ .

70. Netzwerkelement nach Anspruch 58, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktors  $S_m$  auf der Basis sowohl des ersten Faktors  $\lambda$  als auch des zweiten Faktors  $\Theta$  nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$S_m = \lambda \Theta.$$

71. Netzwerkelement nach Anspruch 70, bei welchem der Faktor  $S_m$  einen Wert hat, welcher sich für ein stimmloses und stabiles Breitbandsignal an einen Wert 1 und für ein reines Stimm- oder unstabiles Breitbandsignal an einen

Wert 0 annähert.

72. Netzwerkelement nach Anspruch 58, bei welchem:

5 die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt;  
 das Breitbandsignal vor der Codierung abgetastet sowie bei der Codierung und Decodierung nach Datenübertragungsblöcken und Unter-Datenübertragungsblöcken bearbeitet wird und  
 10 die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors  $g_0$  umfaßt, wobei diese Einrichtung zum Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Vergleichen des gefundenen Verstärkungsfaktors  $g$ , der während der Codierung des Breitbandsignals berechnet wurde, mit einem Schwellwert umfaßt, welcher durch den anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktor vom letzten Unter-Datenübertragungsblock  $g_{-1}$  wie folgt gegeben ist:

$$\text{wenn } g < g_{-1} \text{ dann } g_0 = g \times 1,19 \quad \text{begrenzt durch } g_0 \leq g_{-1}$$

20 und

$$\text{wenn } g \geq g_{-1} \text{ dann } g_0 = g / 1,19 \quad \text{begrenzt durch } g_0 \geq g_{-1}.$$

25 73. Netzwerkelement nach Anspruch 58, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors das Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors  $g_0$  durch Vergleich des gefundenen Verstärkungsfaktors  $g$  mit einem Schwellwert umfaßt.

30 74. Netzwerkelement nach Anspruch 73, bei welchem:

35 die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktors  $S_m$  auf der Basis sowohl des ersten Faktors  $\lambda$  als auch des zweiten Faktors  $\Theta$  nach der folgenden Beziehung:

$$S_m = \lambda \Theta$$

40 sowie eine Einrichtung zum Bestimmen des geglätteten Verstärkungsfaktors  $g_s$  nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$45 \quad g_s = S_m * g_0 + (1 - S_m) * g.$$

75. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem zwischen jedem Paar aus einer mobilen Einheit und einer Basisstation in einem Kommunikationssystem für den Service in einem geographischen Bereich, wobei das drahtlose Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem sowohl in der mobilen Einheit als auch in der Basisstation (a) einen Sender mit einem Decodierer zur Codierung eines Breitbandsignals und eine Einrichtung zum Senden des codierten Breitbandsignals sowie (b) einen Empfänger mit einer Einrichtung zum Empfang eines gesendeten codierten Breitbandsignals und einen Decodierer zum Decodieren des empfangenen codierten Breitbandsignals umfaßt;  
 50 in welchem der Decodierer eine Einrichtung zum Decodieren des empfangenen codierten Breitbandsignals als Reaktion auf einen Satz Signalcodierungsparameter umfaßt und in welchem die Breitbandsignal-Decodierungseinrichtung eine Vorrichtung nach Anspruch 21 umfaßt, um bei der Decodierung des codierten Breitbandsignals aus dem Satz von Signalcodierungsparametern einen Codevektor mit geglättetem Verstärkungsfaktor zu erzeugen.  
 55

76. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 75, bei welchem die Einrichtung zum Finden eines Codevektors umfaßt:

eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter und eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktors.

77. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 75, bei welchem:

die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines Codevektors in einem Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt und der mindestens eine erste Signalcodierungsparameter einen innovativen Codeverzeichnisindex umfaßt.

78. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 75, bei welchem:

die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt und der mindestens eine dritte Signalcodierungsparameter die folgenden Parameter umfaßt:

einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Tonhöhen-Verstärkungsfaktor;  
eine während der Codierung des Breitbandsignals berechnete Tonhöhenverzögerung;  
einen Index j eines Tiefpaßfilters, welcher während der Codierung des Breitbandsignals ausgewählt wurde und auf einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Tonhöhen-Codevektor angewandt wird und  
einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten innovativen Codeverzeichnisindex.

79. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 75, bei welchem der mindestens eine vierte Signalcodierungsparameter Koeffizienten eines während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Linearprädiktionsfilters umfaßt.

80. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 75, bei welchem:

die Einrichtung zum Finden eines Codevektors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf einen Index k des innovativen Codeverzeichnisses umfaßt, wobei der Index k den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter bildet und die Einrichtung zum Berechnen eines ersten Faktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Stimmfaktors  $r_v$  nach der folgenden Beziehung umfaßt:

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

wobei:

- $E_v$  die Energie eines skalierten adaptiven Codevektors  $bv_T$  ist;
- $E_c$  die Energie eines skalierten innovativen Codevektors  $gc_k$  ist;
- $b$  ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Tonhöhen-Verstärkungsfaktor ist;
- $T$  eine während der Codierung des Breitbandsignals berechnete Tonhöhenverzögerung ist;
- $v_T$  ein adaptiver Codeverzeichnisvektor bei der Tonhöhenverzögerung  $T$  ist;
- $g$  ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter innovativer Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktor ist;
- $k$  ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Index des innovativen Codeverzeichnisses ist und
- $c_k$  der innovative Codevektor des innovativen Codeverzeichnisses beim Index  $k$  ist.



## EP 1 232 494 B1

81. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 80, bei welchem der Stimmfaktor  $r_v$  einen Wert zwischen -1 und 1 hat, wobei der Wert 1 einem reinen Stimmsignal und der Wert -1 einem reinen Stimmlossignal entspricht.

82. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 80, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Faktors  $\lambda$  unter Anwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\lambda = 0,5(1 - r_v).$$

83. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 82, bei welchem ein Faktor  $\lambda = 0$  ein reines Stimmsignal und ein Faktor  $\lambda = 1$  ein reines Stimmlossignal anzeigt.

84. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 75, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines zweiten Faktors eine Einrichtung zum Bestimmen eines Abstandsmaßes umfaßt, welches die Ähnlichkeit zwischen benachbarten, aufeinanderfolgenden, während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Linearprädiktionsfilter angibt.

85. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 84, bei welchem:

das Breitbandsignal vor der Codierung abgetastet sowie während der Codierung und der Decodierung in Datenübertragungsblöcken bearbeitet wird und

die Einrichtung zum Bestimmen eines Abstandsmaßes eine Einrichtung zum Berechnen eines Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaßes zwischen den Immitanz-Spektralpaaren in einem vorliegenden Datenübertragungsblock  $n$  des Breitbandsignals und den Immitanz-Spektralpaaren des letzten Datenübertragungsblockes  $n - 1$  des Breitbandsignals nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUBi^{(n-1)})^2$$

wobei  $p$  die Ordnung des Linearprädiktionsfilters ist.

86. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 85, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines zweiten Faktors eine Einrichtung zur Kartierung des Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaßes  $D_s$  zu diesem zweiten Faktor  $\Theta$  nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\Theta = 1,25 - D_s/400000,0$$

begrenzt durch  $0 \leq \Theta \leq 1$ .

87. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 75, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktors  $S_m$  auf der Basis sowohl des ersten Faktors  $\lambda$  als auch des zweiten Faktors  $\Theta$  nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$S_m = \lambda \Theta.$$

88. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 87, bei welchem der Faktor  $S_m$  einen Wert hat, welcher sich für ein stimmloses und stabiles Breitbandsignal an einen Wert 1 und für ein reines Stimm- oder

unstabiles Breitbandssignal an einen Wert 0 annähert.

89. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 75, bei welchem:

5 die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt;  
 das Breitbandssignal vor der Codierung abgetastet sowie bei der Codierung und Decodierung nach Datenübertragungsblöcken und Unter-Datenübertragungsblöcken bearbeitet wird und  
 10 die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors  $g_0$  umfaßt, wobei diese Einrichtung zum Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Vergleichen des gefundenen Verstärkungsfaktors  $g$ , der während der Codierung des Breitbandssignals berechnet wurde, mit einem Schwellwert umfaßt, welcher durch den anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktor vom letzten Unter-Datenübertragungsblock  $g_{-1}$  wie folgt gegeben ist:

$$\text{wenn } g < g_{-1} \text{ dann } g_0 = g \times 1,19 \quad \text{begrenzt durch } g_0 \leq g_{-1}$$

20

und

$$\text{wenn } g \geq g_{-1} \text{ dann } g_0 = g/1,19 \quad \text{begrenzt durch } g_0 \geq g_{-1}.$$

25

90. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 75, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors die Berechnung eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors  $g_0$  durch Vergleich des gefundenen Verstärkungsfaktors  $g$  mit einem Schwellwert umfaßt.

30

91. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 90, bei welchem:

35 die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktors  $S_m$  auf der Basis sowohl des ersten Faktors  $\lambda$  als auch des zweiten Faktors  $\Theta$  nach der folgenden Beziehung:

40

$$S_m = \lambda \Theta$$

sowie eine Einrichtung zum Bestimmen des geglätteten Verstärkungsfaktors  $g_s$  nach der folgenden Beziehung umfaßt:

45

$$g_s = S_m * g_0 + (1 - S_m) * g.$$

50 92. Mobiltelefon, das eine Vorrichtung nach Anspruch 21 einschließt.

**Revendications**

55 1. Méthode pour la production d'un vecteur de code à lissage de gain pendant le décodage d'un signal à large bande encodé à partir d'une série de paramètres d'encodage de signal, ladite méthode comprenant :

la découverte d'un vecteur de code ( $c_k$ ) et d'un gain ( $g$ ) en relation avec au moins un premier paramètre ( $k$ ) et

au moins un deuxième paramètre (g) d'encodage du signal de ladite série;  
 le calcul (501, 502) d'un premier facteur ( $r_v, \lambda$ ) représentatif d'un degré de voisement dans le signal à large bande en réponse à au moins un troisième paramètre (b,  $v_T$ ) d'encodage de signal dudit ensemble;  
 le calcul (503, 504) d'un deuxième facteur ( $\theta$ ) représentatif d'un degré de stabilité dudit signal à large bande en réponse à au moins un quatrième paramètre (LP) d'encodage du signal dudit ensemble;  
 le calcul d'un gain lissé ( $g_s$ ) en utilisant une opération non linéaire liée aux premier et deuxième facteurs ( $r_v, \lambda; \theta$ ) et appliquée au gain obtenu (g); et  
 l'amplification du vecteur de code trouvé ( $c_k$ ) avec ledit gain lissé ( $g_s$ ) pour produire ainsi ledit vecteur de code à lissage de gain.

2. Méthode de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 1, dans laquelle :

la découverte d'un vecteur de code comprend la découverte d'un vecteur de code innovant dans un code innovant en relation avec ledit, au moins un premier paramètre d'encodage de signal;  
 la découverte d'un gain comprend la découverte d'un gain de code innovant.

3. Méthode de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 1, dans laquelle :

la découverte d'un vecteur de code comprend la découverte d'un vecteur de code dans un code en relation avec ledit, au moins un premier paramètre d'encodage de signal; et  
 ledit au moins premier paramètre d'encodage de signal comprend un index de code innovant.

4. Méthode de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 1, dans laquelle :

la découverte d'un vecteur de code comprend la découverte d'un vecteur de code innovant dans un code innovant en relation avec ledit au moins un premier paramètre d'encodage de signal; et  
 ledit au moins un troisième paramètre d'encodage de signal comprend les paramètres suivants :

un gain de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande;  
 un retard de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande;  
 un index j d'un filtre passe-bas sélectionné pendant l'encodage du signal à large bande et appliqué à un vecteur de code de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande; et  
 un index de code innovant calculé pendant l'encodage du signal à large bande.

5. Méthode de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 1, dans laquelle ledit au moins un quatrième paramètre d'encodage de signal comprend des coefficients d'un filtre de prédiction linéaire calculé pendant l'encodage d'un signal à large bande.

6. Méthode de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 1, dans laquelle la découverte d'un vecteur de code comprend la découverte d'un vecteur de code innovant dans un code innovant en relation avec un index k dudit code innovant, ledit index k formant ledit au moins un premier paramètre d'encodage de signal; et  
 le calcul d'un premier facteur comprend le calcul d'un facteur de voisement  $r_v$  au moyen de la relation suivante :

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

où :

- $E_v$  est l'énergie d'un vecteur de code d'adaptation à réduction d'échelle  $bv_T$ ;
- $E_c$  est l'énergie d'un vecteur de code innovant à réduction d'échelle  $gc_k$ ;
- b est un gain de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande;
- T est un retard de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande;
- $v_T$  est un vecteur de code d'adaptation au retard de hauteur T;
- g est un gain de code innovant calculé pendant l'encodage du signal à large bande;
- k est un index du code innovant calculé pendant l'encodage du signal à large bande; et
- $c_k$  est le vecteur de code innovant dudit code innovant à l'index k.

**EP 1 232 494 B1**

7. Méthode de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 6, dans laquelle le facteur de voisement  $r_v$  a une valeur située entre -1 et 1, dans laquelle la valeur 1 correspond à un signal voisé pur et la valeur -1 correspond à un signal non voisé pur.

5 8. Méthode de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 7, dans laquelle le calcul d'un gain lissé comprend le calcul d'un facteur  $\lambda$  utilisant la relation suivante :

$$\lambda = 0,5 (1 - r_v)$$

10

9. Méthode de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 6, dans laquelle un facteur  $\lambda = 0$  indique un signal voisé pur et un facteur  $\lambda = 1$  indique un signal non voisé pur.

15 10. Méthode de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 1, dans laquelle le calcul d'un deuxième facteur comprend la détermination d'une mesure de la distance donnant une similitude entre filtres de prédiction linéaire successifs adjacents calculés pendant l'encodage du signal à large bande.

20 11. Méthode de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 10, dans laquelle :

20

le signal à large bande est échantillonné avant l'encodage et est traité au moyen de trames pendant l'encodage et le décodage; et

la détermination d'une mesure de la distance comprend le calcul d'une mesure de la distance à paire spectrale d'immitance entre les paires spectrales d'immitance dans une trame présente n du signal à large bande et les paires spectrales d'immitance d'une trame passée n-1 du signal à large bande par le biais de la relation suivante :

25

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - isp_i^{(n-1)})^2$$

30

où p est l'ordre du filtre de prédiction linéaire.

35 12. Méthode de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 11, dans laquelle le calcul d'un deuxième facteur comprend la topographie de la mesure de la distance de la paire spectrale d'immitance par rapport au deuxième facteur  $\theta$  par le biais de la relation suivante :

35

$$\theta = 1.25 - D_s / 400000.0$$

40

limitée par  $0 \leq \theta \leq 1$ .

45 13. Méthode de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 1, dans laquelle le calcul d'un gain de lissage comprend le calcul d'un facteur de lissage de gain  $S_m$  sur la base à la fois des premier et deuxième facteurs  $\lambda$  et  $\theta$  par le biais de la relation suivante :

45

$$S_m = \lambda \theta$$

50

14. Méthode de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 13, dans laquelle le facteur  $S_m$  possède une valeur proche de 1 pour un signal non voisé et stable à large bande et une valeur proche de 0 pour un signal voisé pur à large bande ou un signal instable à large bande.

55

15. Méthode de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 1, dans laquelle :

la découverte d'un vecteur de code comprend la découverte d'un vecteur de code innovant dans un code

innovant en relation avec ledit au moins un premier paramètre d'encodage de signal;  
 le signal à large bande est échantillonné avant l'encodage et est traité par des trames et des sous-trames pendant l'encodage et le décodage; et  
 le calcul d'un gain lissé comprend le calcul d'un gain modifié initial  $g_0$  en comparant le gain trouvé  $g$ , calculé pendant l'encodage du signal à large bande à un seuil donné par le gain modifié initial à partir de la sous-trame passée  $g-1$  comme suit :

si  $g < g-1$ , dans ce cas  $g_0 = g \times 1,19$  limité par  $g_0 \leq g-1$

et

si  $g \geq g-1$  dans ce cas  $g_0 = g/1,19$  limité par  $g_0 \geq g-1$ .

16. Méthode de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 1, dans laquelle le calcul d'un gain lissé comprend le calcul d'un gain modifié initial  $g_0$  en comparant le gain obtenu  $g$  à un seuil.

17. Méthode de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 16, dans laquelle :

le calcul d'un gain lissé comprend le calcul d'un facteur de lissage de gain  $S_m$  sur la base, à la fois, des premier et deuxième facteurs  $\lambda$  et  $\theta$  par le biais de la relation suivante :

$$S_m = \lambda \theta$$

et la détermination dudit gain lissé  $g_s$  par le biais de la relation suivante :

$$g_s = S_m * g_0 + (1 - S_m) * g$$

18. Méthode pour la production d'un vecteur de code à gain lissé pendant le décodage d'un signal encodé à partir d'un ensemble de paramètres d'encodage de signal, ledit signal contenant un bruit de fond stationnaire et ladite méthode comprenant :

la découverte d'un vecteur de code ( $c_k$ ) et d'un gain ( $g$ ) en relation avec au moins un premier paramètre ( $k$ ) et au moins un deuxième paramètre ( $g$ ) d'encodage de signal dudit ensemble;

le calcul d'au moins un facteur ( $r_v, \lambda; \theta$ ) indicatif d'un niveau de bruit de fond stationnaire dans le signal en réponse à au moins un troisième paramètre d'encodage de signal ( $b, v_T; LP$ ) dudit ensemble;

le calcul d'un gain lissé ( $g_s$ ) en utilisant une opération non linéaire liée au facteur indicatif du niveau de bruit ( $r_v, \lambda; \theta$ ) et appliqué au gain obtenu ( $g$ ); et

l'amplification du vecteur de code obtenu ( $c_k$ ) avec ledit gain lissé ( $g_s$ ) de manière à produire ledit vecteur de code à lissage de gain.

19. Méthode de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 18, dans laquelle le, au moins un facteur indicatif d'un niveau de bruit de fond stationnaire est un facteur ( $r_v, \lambda$ ) représentatif d'un degré de voisement dans le signal.

20. Méthode de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 18, dans laquelle le, au moins un facteur indicatif d'un niveau de bruit de fond stationnaire est un facteur ( $\theta$ ) représentatif d'un degré de stabilité dudit signal.

21. Dispositif pour la production d'un vecteur de code à lissage de gain pendant le décodage d'un signal à large bande

encodé à partir d'un ensemble de paramètres d'encodage de signal, ledit dispositif comprenant :

des moyens pour découvrir un vecteur de code ( $c_k$ ) et un gain ( $g$ ) en relation avec au moins un premier paramètre ( $k$ ) et au moins un deuxième paramètre ( $g$ ) d'encodage de signal dudit ensemble;  
 des moyens pour calculer (501, 502) un premier facteur ( $r_v, \lambda$ ) représentatif d'un degré de voisement dans le signal à large bande en réponse à au moins un troisième paramètre d'encodage de signal ( $b, v_T$ ) dudit ensemble;  
 des moyens pour calculer (503, 504) un deuxième facteur ( $\theta$ ) représentatif d'un degré de stabilité dudit signal à large bande en réponse à au moins un quatrième paramètre d'encodage de signal (LP) dudit ensemble;  
 des moyens pour calculer un gain lissé ( $g_s$ ) en utilisant une opération non linéaire liée aux premier et deuxième facteurs ( $r_v, \lambda; \theta$ ) et appliquée au gain obtenu ( $g$ ); et  
 des moyens pour amplifier le vecteur de code trouvé ( $c_k$ ) avec ledit gain lissé ( $g_s$ ) pour produire ainsi ledit vecteur de code à lissage de gain.

22. Dispositif pour la production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 21, dans lequel :

les moyens pour la découverte d'un vecteur de code et d'un gain comprennent : des moyens pour la découverte d'un vecteur de code innovant dans un code innovant en relation avec ledit au moins un premier paramètre d'encodage de signal; et  
 des moyens pour la découverte d'un gain de code innovant.

23. Dispositif de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 21, dans lequel :

les moyens pour la découverte d'un vecteur de code et d'un gain comprennent des moyens pour la découverte d'un vecteur de code dans un code en relation avec ledit au moins un premier paramètre d'encodage de signal; et ledit au moins premier paramètre d'encodage de signal comprend un index de code innovant.

24. Dispositif pour la production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 21, dans lequel :

les moyens pour la découverte d'un vecteur de code et d'un gain comprennent des moyens pour la découverte d'un vecteur de gain innovant dans un code innovant en relation avec ledit au moins un premier paramètre d'encodage de signal; et  
 ledit au moins un troisième paramètre d'encodage de signal comprend les paramètres suivants :

un gain de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande;  
 un retard de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande;  
 un index  $j$  d'un filtre passe-bas sélectionné pendant l'encodage du signal à large bande et appliqué à un vecteur de code de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande; et  
 un index de code innovant calculé pendant l'encodage du signal à large bande.

25. Dispositif de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 21, dans lequel ledit au moins un quatrième paramètre d'encodage de signal comprend des coefficients d'un filtre de prédiction linéaire calculé pendant l'encodage du signal à large bande.

26. Dispositif de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 21 dans lequel :

les moyens pour la découverte d'un vecteur de code et d'un gain comprennent des moyens pour la découverte d'un vecteur de code innovant dans un code innovant en relation avec un index  $k$  dudit code innovant, ledit index  $k$  formant ledit au moins un premier paramètre d'encodage de signal, et  
 les moyens pour calculer un premier facteur comprennent les moyens pour le calcul d'un facteur de voisement  $r_v$  au moyen de la relation suivante :

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

où :

-  $E_v$  est l'énergie d'un vecteur de code d'adaptation à réduction d'échelle  $bv_T$ ;

**EP 1 232 494 B1**

- $E_c$  est l'énergie d'un vecteur de code innovant à réduction d'échelle  $gc_k$ ;
- $b$  est un gain de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande;
- $T$  est un retard de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande;
- $v_T$  est un vecteur de code d'adaptation au retard de hauteur  $T$ ;
- $g$  est un gain de code innovant calculé pendant l'encodage du signal à large bande;
- $k$  est un index du code innovant calculé pendant l'encodage du signal à large bande; et
- $c_k$  est le vecteur de code innovant dudit code innovant à l'index  $k$ .

5

10

27. Dispositif de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 26, dans lequel le facteur de voisement  $r_v$  a une valeur comprise entre -1 et 1, dans lequel la valeur 1 correspond à un signal voisé pur et la valeur -1 correspond à un signal non voisé pur.

15

28. Dispositif de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 27, dans lequel les moyens pour le calcul d'un gain lissé comprennent des moyens pour le calcul d'un facteur  $\lambda$  en utilisant la relation suivante :

$$\lambda = 0,5 (1 - r_v)$$

20

29. Dispositif de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 28 dans lequel un facteur  $\lambda=0$  indique un signal voisé pur tandis qu'un facteur  $\lambda=1$  indique un signal non voisé pur.

25

30. Dispositif de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 21, dans lequel les moyens pour calculer un deuxième facteur comprennent des moyens pour déterminer une mesure de la distance comprenant une similitude entre des filtres de prédiction linéaire adjacents successifs, calculés pendant l'encodage du signal à large bande.

30

31. Dispositif de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 30, dans lequel :

le signal à large bande est échantillonné avant l'encodage et est traité au moyen de trames pendant l'encodage et le décodage; et les moyens pour la détermination d'une mesure de la distance comprend des moyens pour le calcul d'une mesure de la distance à paires spectrales d'immitance entre les paires spectrales d'immitance dans une trame présente  $n$  du signal à large bande et les paires spectrales d'immitance d'une trame passée  $n-1$  du signal à large bande par le biais de la relation suivante :

35

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - isp_i^{(n-1)})^2$$

40

où  $p$  est l'ordre des filtres de prédiction linéaire.

45

32. Dispositif de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 31 dans lequel les moyens pour le calcul d'un deuxième facteur comprennent des moyens pour cartographier la mesure de la distance à paire spectrale d'immitance  $D_s$  audit deuxième facteur  $\theta$  par le biais de la relation suivante :

$$\theta = 1.25 - D_s / 400000.0$$

50

limitée par  $0 \leq \theta \leq 1$ .

55

33. Dispositif de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 21, dans lequel les moyens pour le calcul d'un gain lissé comprennent des moyens pour le calcul d'un facteur de lissage de gain  $S_m$  sur la base, à la fois des premier et des deuxième facteurs  $\lambda$  et  $\theta$  par le biais de la relation suivante :

$$S_m = \lambda \theta$$

5 **34.** Dispositif de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 33, dans lequel le facteur  $S_m$  a une valeur qui se rapproche de 1 pour un signal à large bande non voisé et stable et une valeur qui se rapproche de 0 pour un signal voisé pur à large bande ou un signal instable à large bande.

10 **35.** Dispositif de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 21 dans lequel :

les moyens pour la découverte d'un vecteur de code et d'un gain comprennent des moyens pour la découverte d'un vecteur de code innovant dans un code innovant en relation avec ledit au moins un premier paramètre d'encodage de signal;

15 le signal à large bande est échantillonné avant l'encodage et est traité par des trames et des sous-trames pendant l'encodage et le décodage; et

les moyens pour le calcul d'un gain lissé comprennent des moyens pour le calcul d'un gain modifié initial  $g_0$ , ledit gain modifié initial calculant des moyens comprenant des moyens pour comparer le gain obtenu  $g$  calculé pendant l'encodage du signal à large bande à un seuil donné par le gain modifié initial à partir de la sous-trame passée  $g-1$  comme suit :

20

si  $g < g-1$ , dans ce cas  $g_0 = g \times 1,19$  limité par  $g_0 \leq g-1$

25

et

30 si  $g \geq g-1$  dans ce cas  $g_0 = g/1,19$  limité par  $g_0 \geq g-1$ ; et

35 **36.** Dispositif de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 21, dans lequel les moyens pour le calcul d'un gain lissé comprennent le calcul d'un gain modifié initial  $g_0$  en comparant le gain découvert  $g$  à un seuil.

**37.** Dispositif de production d'un vecteur de code à lissage de gain selon la revendication 36, dans lequel :

40 les moyens pour le calcul d'un gain lissé comprennent des moyens pour le calcul d'un facteur de lissage de gain  $S_m$  sur la base, à la fois des premier et deuxième facteurs  $\lambda$  et  $\theta$  par le biais de la relation suivante :

$$S_m = \lambda \theta$$

45

et des moyens pour la détermination dudit gain lissé  $g_s$  par le biais de la relation suivante :

$$g_s = S_m * g_0 + (1 - S_m) * g$$

50

**38.** Dispositif pour la production d'un vecteur à gain lissé pendant le décodage d'un signal encodé à partir d'une série de paramètres d'encodage de signal, ledit signal contenant un bruit de fond stationnaire et ledit dispositif comprenant :

55

des moyens pour la découverte d'un vecteur de code ( $c_k$ ) et d'un gain ( $g$ ) en relation avec au moins un premier paramètre ( $k$ ) et au moins un deuxième paramètre ( $g$ ) d'encodage de signal dudit ensemble;

des moyens pour le calcul d'au moins un facteur ( $r_v, \lambda; \theta$ ) indicatif d'un niveau de bruit de fond stationnaire



## EP 1 232 494 B1

dans le signal en réponse à au moins un troisième paramètre d'encodage de signal ( $b, v_T; LP$ ) dudit ensemble; des moyens pour le calcul d'un gain lissé ( $g_s$ ) en utilisant une opération non linéaire liée au facteur indicatif du niveau de bruit ( $r_v, \lambda; \theta$ ) et appliqué au gain trouvé ( $g$ ); et des moyens pour amplifier le vecteur de code trouvé ( $c_k$ ) avec ledit gain lissé ( $g_s$ ) de manière à produire ainsi ledit vecteur de code à gain lissé.

5  
39. Dispositif de production d'un vecteur de code à gain lissé selon la revendication 38, dans lequel le au moins facteur indicatif d'un niveau de bruit de fond stationnaire est un facteur  $r_v, \lambda$ ) représentatif d'un degré de voisement dans le signal.

10  
40. Dispositif de production d'un vecteur à gain lissé selon la revendication 38, dans lequel le au moins un facteur indicatif d'un niveau de bruit de fond stationnaire est un facteur ( $\theta$ ) représentatif d'un degré de stabilité dudit signal.

15  
41. Système de communication cellulaire pour desservir une zone géographique subdivisée en une pluralité de cellules, comprenant :

des émetteurs/récepteurs mobiles;  
des stations de base cellulaires situées respectivement dans lesdites cellules;  
des moyens pour contrôler la communication entre les stations de base cellulaires;  
20 un sous-système de communication sans fil bidirectionnel entre chaque unité mobile située dans une cellule et la station de base cellulaire de ladite une cellule, ledit sous-système de communication sans fil bidirectionnel comprenant à la fois dans l'unité mobile et dans la station de base cellulaire (a) un émetteur comprenant un décodeur pour l'encodage d'un signal à large bande et des moyens pour la transmission du signal à large bande encodé et (b) un récepteur comprenant des moyens pour la réception d'un signal à large bande encodé émis  
25 et un décodeur pour décoder le signal à large bande encodé reçu;  
dans lequel ledit décodeur comprend des moyens réagissant à un ensemble de paramètres à encodage de signal pour le décodage du signal à large bande encodé reçu et dans lequel lesdits moyens de décodage du signal à large bande comprennent un dispositif selon la revendication 21, pour la production d'un vecteur de code à gain lissé pendant le décodage du signal à large bande encodé à partir dudit ensemble de paramètres d'encodage de signal.

30  
42. Système de communication cellulaire selon la revendication 41, dans lequel les moyens pour la découverte d'un vecteur de code et d'un gain comprennent :

35 des moyens pour la découverte d'un vecteur de code innovant dans un code innovant en relation avec ledit au moins un premier paramètre d'encodage de signal; et des moyens pour la découverte d'un gain de code innovant.

40  
43. Système de communication cellulaire selon la revendication 41, dans lequel :

les moyens pour la découverte d'un vecteur de code comprennent des moyens pour la découverte d'un vecteur de code dans un code en relation avec ledit au moins un premier paramètre d'encodage de signal et ledit au moins un premier paramètre d'encodage de signal comprend un index de code innovant.

45  
44. Système de communication cellulaire selon la revendication 41, dans lequel :

les moyens pour la découverte d'un vecteur de code et d'un gain comprennent des moyens pour la découverte d'un vecteur de code innovant dans un code innovant en relation avec ledit au moins un premier paramètre d'encodage de signal; et  
50 ledit au moins un deuxième paramètre d'encodage de signal comprend les paramètres suivants :

un gain de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande;  
un retard de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande;  
un index  $j$  d'un filtre passe-bas sélectionné pendant l'encodage du signal à large bande et appliqué à un vecteur de code de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande, et  
55 un index de code innovant calculé pendant l'encodage du signal à large bande.

45. Système de communication cellulaire selon la revendication 41, dans lequel ledit au moins un quatrième paramètre

d'encodage de signal comprend des coefficients d'un filtre de prédiction linéaire calculés pendant l'encodage du signal à large bande.

- 5 46. Système de communication cellulaire selon la revendication 41, dans lequel les moyens pour la découverte d'un vecteur de code et d'un gain comprennent des moyens pour la découverte d'un vecteur de code innovant dans un code innovant en relation avec un index k dudit code innovant, ledit index k formant ledit au moins un premier paramètre d'encodage de signal; et les moyens pour le calcul d'un premier facteur comprennent des moyens pour le calcul d'un facteur de voisement  $r_v$  au moyen de la relation suivante :
- 10

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

15 où :

- $E_v$  est l'énergie d'un vecteur de code d'adaptation à réduction d'échelle  $bv_T$ ;
  - $E_c$  est l'énergie d'un vecteur de code innovant à réduction d'échelle  $gc_k$ ;
  - $b$  est un gain de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande;
  - 20 -  $T$  est un retard de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande;
  - $v_T$  est un vecteur de code d'adaptation au retard de hauteur  $T$ ;
  - $g$  est un gain de code innovant calculé pendant l'encodage du signal à large bande;
  - $k$  est un index du code innovant calculé pendant l'encodage du signal à large bande; et
  - $c_k$  est le vecteur de code innovant dudit code innovant à l'index  $k$ .
- 25

47. Système de communication cellulaire selon la revendication 46 dans lequel le facteur de voisement  $r_v$  a une valeur comprise entre -1 et 1 dans lequel la valeur 1 correspond à un signal voisé pur et la valeur -1 correspond à des signaux non voisés purs.

- 30 48. Système de communication cellulaire selon la revendication 47, dans lequel les moyens pour le calcul d'un gain lissé comprennent des moyens pour le calcul d'un facteur  $\lambda$  utilisant la relation suivante :

$$\lambda = 0.5 (1 - r_v).$$

49. Système de communication cellulaire selon la revendication 48, dans lequel un facteur  $\lambda=0$  indique un signal voisé pur et un facteur  $\lambda=1$  indique un facteur non voisé pur.
- 40

50. Système de communication cellulaire selon la revendication 41, dans lequel les moyens pour le calcul d'un deuxième facteur comprennent des moyens pour la détermination de la mesure de la distance donnant une similitude entre des filtres de prédiction linéaire successifs adjacents calculés pendant l'encodage du signal à large bande.

- 45 51. Système de communication cellulaire selon la revendication 50, dans lequel :

le signal à large bande est échantillonné avant l'encodage et est traité par des trames pendant l'encodage et le décodage; et

les moyens pour la détermination d'une mesure de la distance comprennent des moyens pour le calcul d'une mesure de la distance à paire spectrale d'immitance entre les paires spectrales d'immitance dans une trame actuelle  $n$  du signal à large bande et les paires spectrales d'immitance d'une trame passée  $n-1$  du signal à large bande par le biais de la relation suivante :

50

$$D_s = \sum_{i=1}^{s-1} (isp_i^{(n)} - ispSUBi^{(n-1)})^2$$

où p est l'ordre des filtres de prédiction linéaire.

52. Système de communication cellulaire selon la revendication 51 dans lequel les moyens pour le calcul d'un deuxième facteur comprennent des moyens pour cartographier la mesure de la distance à paire spectrale d'immittance  $D_s$  par rapport audit deuxième facteur  $\theta$  par le biais de la relation suivante :

$$\theta = 1.25 - D_s / 400000.0$$

limitée par  $0 \leq \theta \leq 1$ .

53. Système de communication cellulaire selon la revendication 41, dans lequel les moyens pour le calcul d'un gain lissé comprennent le calcul d'un facteur de lissage de gain  $S_m$  sur la base, à la fois des premier et deuxième facteurs  $\lambda$  et  $\theta$  par le biais de la relation suivante :

$$S_m = \lambda \theta$$

54. Système de communication cellulaire selon la revendication 53, dans lequel le facteur  $S_m$  a une valeur qui se rapproche de 1 pour un signal à large bande non voisé et stable et une valeur qui se rapproche de 0 pour un signal voisé pur à large bande ou un signal instable à large bande.

55. Système de communication cellulaire selon la revendication 41, dans lequel :

les moyens pour la découverte d'un vecteur de code et d'un gain comprennent des moyens pour la découverte d'un vecteur de code innovant dans un code innovant en relation avec ledit au moins un premier paramètre d'encodage de signal;

le signal à large bande est échantillonné avant l'encodage et traité par des trames et des sous-trames pendant l'encodage et le décodage; et

les moyens pour le calcul d'un gain lissé comprennent des moyens pour le calcul d'un gain modifié initial  $g_0$ , ledit gain modifié initial calculant les moyens comprenant des moyens pour comparer le gain obtenu  $g$  calculé pendant l'encodage du signal à large bande à un seuil donné par le gain modifié initial à partir de la sous-trame passée  $g-1$  comme suit :

si  $g < g-1$ , dans ce cas  $g_0 = g \times 1,19$  limité par  $g_0 \leq g-1$

et

si  $g \geq g-1$  dans ce cas  $g_0 = g/1,19$  limité par  $g_0 \geq g-1$ .

56. Système de communication cellulaire selon la revendication 41, dans lequel les moyens pour calculer un gain lissé comprennent le calcul d'un gain modifié initial  $g_0$  en comparant le gain découvert  $g$  à un seuil.

57. Système de communication cellulaire selon la revendication 56, dans lequel :

les moyens pour le calcul d'un gain lissé comprennent des moyens pour le calcul d'un facteur de lissage de gain  $S_m$  sur la base, à la fois des premier et deuxième facteurs  $\lambda$  et  $\theta$  par le biais de la relation suivante :

$$S_m = \lambda \theta$$

et des moyens pour la détermination dudit gain lissé  $g_s$  par le biais de la relation suivante :

$$g_s = S_m \cdot g_p + (1 - S_m) \cdot g$$

5

58. Elément de réseau comprenant un récepteur avec des moyens pour la réception d'un signal à large bande encodé émis et un décodeur pour le décodage du signal à large bande encodé reçu; dans lequel ledit décodeur comprend des moyens réagissant à un ensemble de paramètres d'encodage de signal pour le décodage du signal à large bande encodé reçu et dans lequel lesdits moyens de décodage du signal à large bande comprennent un dispositif mentionné dans la revendication 21 pour la production d'un vecteur de code à gain lissé pendant le décodage du signal à large bande encodé à partir dudit ensemble de paramètres d'encodage de signal.

10

59. Elément de réseau selon la revendication 58, dans lequel les moyens pour la découverte d'un vecteur de code et d'un gain comprennent :

15

des moyens pour la découverte d'un vecteur de code innovant dans un code innovant en relation avec ledit au moins un premier paramètre d'encodage de signal, et des moyens pour la découverte d'un gain de code innovant.

20

60. Elément de réseau selon la revendication 58, dans lequel :

les moyens pour la découverte d'un vecteur de code et d'un gain comprennent des moyens pour la découverte d'un vecteur de code dans un code en relation avec ledit au moins un premier paramètre d'encodage de signal; et ledit au moins un premier paramètre en encodage de signal comprend un index de code innovant.

25

61. Elément de réseau selon la revendication 58, dans lequel :

les moyens pour la découverte d'un vecteur de code et d'un gain comprennent des moyens pour la découverte d'un vecteur de code innovant dans un code innovant en relation avec ledit au moins un premier paramètre d'encodage de signal; et ledit au moins un troisième paramètre d'encodage de signal comprend les paramètres suivants :

30

un gain de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande;  
un retard de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande;  
un index  $j$  d'un filtre passe-bas sélectionné pendant l'encodage du signal à large bande et appliqué à un vecteur de code de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande; et  
un index de code innovant calculé pendant l'encodage du signal à large bande.

35

40

62. Elément de réseau selon la revendication 58, dans lequel ledit au moins un quatrième paramètre d'encodage de signal comprend des coefficients d'un filtre de prédiction linéaire calculé pendant l'encodage du signal à large bande.

63. Elément de réseau selon la revendication 58, dans lequel :

les moyens pour la découverte d'un vecteur de code et d'un gain comprennent des moyens pour la découverte d'un vecteur de code innovant dans un code innovant en relation avec un index  $k$  dudit code innovant, ledit index  $k$  formant ledit au moins un premier paramètre d'encodage de signal; et les moyens pour le calcul d'un premier facteur comprennent des moyens pour le calcul d'un facteur de voisement  $r_v$  au moyen de la relation suivante :

45

50

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

55

où :

-  $E_v$  est l'énergie d'un vecteur de code d'adaptation à réduction d'échelle  $bv_T$ ;

EP 1 232 494 B1

- $E_c$  est l'énergie d'un vecteur de code innovant à réduction d'échelle  $gc_k$ ;
- $b$  est un gain de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande;
- $T$  est un retard de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande;
- $v_T$  est un vecteur de code d'adaptation au retard de hauteur  $T$ ;
- $g$  est un gain de code innovant calculé pendant l'encodage du signal à large bande;
- $k$  est un index du code innovant calculé pendant l'encodage du signal à large bande; et
- $c_k$  est le vecteur de code innovant dudit code innovant à l'index  $k$ .

5

10

64. Elément de réseau selon la revendication 63 dans lequel le facteur de voisement  $r_v$  a une valeur comprise entre -1 et 1 dans lequel la valeur 1 correspond à un signal voisé pur et la valeur -1 correspond à des signaux non voisés purs.
65. Elément de réseau selon la revendication 64, dans lequel les moyens pour le calcul d'un gain lissé comprennent des moyens pour le calcul d'un facteur  $\lambda$  utilisant la relation suivante :

15

$$\lambda = 0.5 (1 - r_v).$$

20

66. Elément de réseau selon la revendication 65, dans lequel un facteur  $\lambda=0$  indique un signal voisé pur et un facteur  $\lambda=1$  indique un facteur non voisé pur.

25

67. Elément de réseau selon la revendication 58, dans lequel les moyens pour le calcul d'un deuxième facteur comprennent des moyens pour la détermination de la mesure de la distance donnant une similitude entre des filtres de prédiction linéaire successifs adjacents calculés pendant l'encodage du signal à large bande.

68. Elément de réseau selon la revendication 67, dans lequel :

le signal à large bande est échantillonné avant l'encodage et est traité par des trames pendant l'encodage et le décodage; et

30

les moyens pour la détermination d'une mesure de la distance comprennent des moyens pour le calcul d'une mesure de la distance à paire spectrale d'immitance entre les paires spectrales d'immitance dans une trame actuelle  $n$  du signal à large bande et les paires spectrales d'immitance d'une trame passée  $n-1$  du signal à large bande par le biais de la relation suivante :

35

$$D_i = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUBi^{(n-1)})^2$$

40

où  $p$  est l'ordre des filtres de prédiction linéaire.

45

69. Elément de réseau selon la revendication 68, dans lequel les moyens pour le calcul d'un deuxième facteur comprennent des moyens pour cartographier la mesure de la distance à paire spectrale d'immitance  $D_s$  par rapport audit deuxième facteur  $\theta$  par le biais de la relation suivante :

$$\theta = 1.25 - D_s / 400000.0$$

50

limitée par  $0 \leq \theta \leq 1$ .

55

70. Elément de réseau selon la revendication 58, dans lequel les moyens pour le calcul d'un gain lissé comprennent le calcul d'un facteur de lissage de gain  $S_m$  sur la base, à la fois des premier et deuxième facteurs  $\lambda$  et  $\theta$  par le biais de la relation suivante :

$$S_m = \lambda \theta$$

5  
**71.** Élément de réseau selon la revendication 70, dans lequel le facteur  $S_m$  a une valeur qui se rapproche de 1 pour un signal à large bande non voisé et stable et une valeur qui se rapproche de 0 pour un signal voisé pur à large bande ou un signal instable à large bande.

10 **72.** Élément de réseau selon la revendication 58, dans lequel :

les moyens pour la découverte d'un vecteur de code et d'un gain comprennent des moyens pour la découverte d'un vecteur de code innovant dans un code innovant en relation avec ledit au moins un premier paramètre d'encodage de signal;

15 le signal à large bande est échantillonné avant l'encodage et est traité par des trames et des sous-trames pendant l'encodage et le décodage; et

les moyens pour le calcul d'un gain lissé comprennent des moyens pour le calcul d'un gain modifié initial  $g_0$ , ledit gain modifié initial calculant des moyens comprenant des moyens pour comparer le gain obtenu  $g$  calculé pendant l'encodage du signal à large bande à un seuil donné par le gain modifié initial à partir de la sous-trame passée  $g-1$  comme suit :

si  $g < g-1$ , dans ce cas  $g_0 = g \times 1,19$  limité par  $g_0 \leq g-1$

25 et

30 si  $g \geq g-1$  dans ce cas  $g_0 = g/1,19$  limité par  $g_0 \geq g-1$ .

**73.** Élément de réseau selon la revendication 58 dans lequel :

35 les moyens pour le calcul d'un gain lissé comprennent le calcul d'un gain modifié initial  $g_0$  en comparant le gain découvert  $g$  à un seuil.

**74.** Élément de réseau selon la revendication 73, dans lequel :

40 les moyens pour le calcul d'un gain lissé comprennent des moyens pour le calcul d'un facteur de lissage de gain  $S_m$  sur la base des premier et deuxième facteurs  $\lambda$  et  $\theta$  par le biais de la relation suivante :

$$S_m = \lambda \theta$$

45 et des moyens pour la détermination dudit gain de lissage  $g_s$  par le biais de la relation suivante :

$$50 \quad g_s = S_m * g_p + (1 - S_m) * g$$

**75.** Dans un système de communication destiné à desservir une zone géographique comprenant des émetteurs/récepteurs mobiles et des stations de base, un sous-système de communication sans fil bidirectionnel entre chaque unité mobile située dans une cellule et la station de base cellulaire de ladite une cellule, ledit sous-système de communication sans fil bidirectionnel comprenant à la fois dans l'unité mobile et dans la station de base cellulaire (a) un émetteur comprenant un décodeur pour l'encodage de signal à large bande et des moyens pour la transmission du signal à large bande encodé et (b) un récepteur comprenant les moyens pour la réception d'un signal à large

bande encodé émis et un décodeur pour décoder le signal à large bande encodé reçu;  
 dans lequel ledit décodeur comprend des moyens réagissant à un ensemble de paramètres à encodage de signal  
 pour le décodage du signal à large bande encodée reçu et dans lequel lesdits moyens de décodage du signal à  
 large bande comprennent un dispositif selon la revendication 21, pour la production d'un vecteur de code à gain  
 lissé pendant le décodage du signal à large bande encodé à partir dudit ensemble de paramètres d'encodage de  
 signal.

76. Sous-système de communication sans fil bidirectionnel selon la revendication 75, dans lequel les moyens pour la  
 découverte d'un vecteur de code et d'un gain comprennent :

des moyens pour la découverte d'un vecteur de code innovant dans un code innovant en relation avec ledit au  
 moins un premier paramètre d'encodage de signal; et  
 des moyens pour la découverte d'un gain de code innovant.

77. Sous-système de communication sans fil bidirectionnel selon la revendication 75, dans lequel les moyens pour la  
 découverte d'un vecteur de code et d'un gain comprennent :

des moyens pour la découverte d'un vecteur de code innovant dans un code innovant en relation avec ledit au  
 moins un premier paramètre d'encodage de signal, et  
 des moyens pour la découverte d'un gain de code innovant.

78. Sous-système de communication sans fil bidirectionnel selon la revendication 75, dans lequel :

les moyens pour la découverte d'un vecteur de code et d'un gain comprennent des moyens pour la découverte  
 d'un vecteur de code dans un code en relation avec ledit au moins un premier paramètre d'encodage de signal; et  
 ledit au moins un troisième paramètre d'encodage de signal comprend les paramètres suivants :

un gain de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande;  
 un retard de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande;  
 un index j d'un filtre passe-bas sélectionné pendant l'encodage du signal à large bande et appliqué à un  
 vecteur de code de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande; et  
 un index de code innovant calculé pendant l'encodage du signal à large bande.

79. Sous-système de communication sans fil bidirectionnel selon la revendication 75, dans lequel :

ledit au moins un quatrième paramètre d'encodage de signal comprend des coefficients d'un filtre de prédiction  
 linéaire calculé pendant l'encodage du signal à large bande.

80. Sous-système de communication sans fil bidirectionnel selon la revendication 75, dans lequel

les moyens pour la découverte d'un vecteur de code et d'un gain comprennent des moyens pour la découverte d'un  
 vecteur de code innovant dans un code innovant en relation avec un index k dudit code innovant, ledit index k  
 formant ledit au moins un premier paramètre d'encodage de signal; et  
 les moyens pour le calcul d'un premier facteur comprennent des moyens pour le calcul d'un facteur de voisement  
 $r_v$  au moyen de la relation suivante :

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

où :

- $E_v$  est l'énergie d'un vecteur de code d'adaptation à réduction d'échelle  $bv_T$ ;
- $E_c$  est l'énergie d'un vecteur de code innovant à réduction d'échelle  $gc_k$ ;
- $b$  est un gain de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande;
- $T$  est un retard de hauteur calculé pendant l'encodage du signal à large bande;
- $v_T$  est un vecteur de code d'adaptation au retard de hauteur  $T$ ;
- $g$  est un gain de code innovant calculé pendant l'encodage du signal à large bande;
- $k$  est un index du code innovant calculé pendant l'encodage du signal à large bande; et

**EP 1 232 494 B1**

-  $c_k$  est le vecteur de code innovant dudit code innovant à l'index k.

5 **81.** Sous-système de communication sans fil bidirectionnel selon la revendication 80, dans lequel le facteur de voisement  $r_v$  a une valeur comprise entre -1 et 1 dans lequel la valeur 1 correspond à un signal voisé pur et la valeur -1 correspond à des signaux non voisés purs.

**82.** Sous-système de communication sans fil bidirectionnel selon la revendication 80, dans lequel les moyens pour le calcul d'un gain lissé comprennent des moyens pour le calcul d'un facteur  $\lambda$  utilisant la relation suivante :

10

$$\lambda = 0.5 (1 - r_v).$$

15 **83.** Sous-système de communication sans fil bidirectionnel selon la revendication 82, dans lequel un facteur  $\lambda=0$  indique un signal voisé pur et un facteur  $\lambda=1$  indique un facteur non voisé pur.

20 **84.** Sous-système de communication sans fil bidirectionnel selon la revendication 75, dans lequel les moyens pour le calcul d'un deuxième facteur comprennent des moyens pour la détermination de la mesure de la distance donnant une similitude entre des filtres de prédiction linéaire successifs adjacents calculés pendant l'encodage du signal à large bande.

**85.** Sous-système de communication sans fil bidirectionnel de la 84, dans lequel :

25 le signal à large bande est échantillonné avant l'encodage et est traité par des trames pendant l'encodage et le décodage; et

les moyens pour la détermination d'une mesure de la distance comprennent des moyens pour le calcul d'une mesure de la distance à paire spectrale d'immitance entre les paires spectrales d'immitance dans une trame actuelle n du signal à large bande et les paires spectrales d'immitance d'une trame passée n-1 du signal à large bande par le biais de la relation suivante :

30

$$D_i = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUBi^{(n-1)})^2$$

35

où p est l'ordre des filtres de prédiction linéaire.

40 **86.** Sous-système de communication sans fil bidirectionnel selon la revendication 85, dans lequel les moyens pour le calcul d'un deuxième facteur comprennent des moyens pour cartographier la mesure de la distance à paire spectrale d'immitance par rapport audit deuxième facteur  $\theta$  par le biais de la relation suivante :

45

$$\theta = 1.25 - D_i / 400000.0$$

limitée par  $0 \leq \theta \leq 1$ .

50 **87.** Sous-système de communication sans fil bidirectionnel selon la revendication 75, dans lequel les moyens pour le calcul d'un gain lissé comprennent le calcul d'un facteur de lissage de gain  $S_m$  sur la base, à la fois des premier et deuxième facteurs  $\lambda$  et  $\theta$  par le biais de la relation suivante :

55

$$S_m = \lambda \theta$$

**88.** Sous-système de communication sans fil bidirectionnel selon la revendication 87, dans lequel le facteur  $S_m$  a une valeur qui se rapproche de 1 pour un signal à large bande non voisé et stable et une valeur qui se rapproche de 0



pour un signal voisé pur à large bande ou un signal instable à large bande.

89. Sous-système de communication sans fil bidirectionnel selon la revendication 75, dans lequel :

5 les moyens pour la découverte d'un vecteur de code et d'un gain comprennent des moyens pour la découverte d'un vecteur de code innovant dans un code innovant en relation avec ledit au moins un premier paramètre d'encodage de signal;  
 le signal à large bande est échantillonné avant l'encodage et traité par des trames et des sous-trames pendant l'encodage et le décodage; et  
 10 les moyens pour le calcul d'un gain lissé comprennent des moyens pour le calcul d'un gain modifié initial  $g_0$ , ledit gain modifié initial calculant des moyens comprenant des moyens pour comparer le gain obtenu  $g$  calculé pendant l'encodage du signal à large bande à un seuil donné par le gain modifié initial à partir de la sous-trame passée  $g-1$  comme suit :

15

si $g < g-1$ , dans ce cas	$g_0 = g \times 1,19$	limité par $g_0 \leq g-1$
----------------------------	-----------------------	---------------------------

20 et

si $g \geq g-1$ dans ce cas	$g_0 = g/1,19$	limité par $g_0 \geq g-1$ .
-----------------------------	----------------	-----------------------------

25 90. Sous-système de communication sans fil bidirectionnel selon la revendication 75, dans lequel les moyens pour le calcul d'un gain lissé comprennent le calcul d'un gain initial modifié  $g_0$  par comparaison du gain découvert  $g$  avec un seuil.

30 91. Sous-système de communication sans fil bidirectionnel selon la revendication 90, dans lequel les moyens pour le calcul d'un gain lissé comprennent des moyens pour le calcul d'un facteur de lissage de gain  $S_m$  sur la base, à la fois des premier et deuxième facteurs  $\lambda$  et  $\theta$  par le biais de la relation suivante :

35 
$$S_m = \lambda \theta$$

et des moyens pour la détermination dudit gain lissé  $g_s$  par le biais de la relation suivante :

40 
$$g_s = S_m * g_t + (1 - S_m) * g$$

45 92. Téléphone mobile, y compris un dispositif conformément à la revendication 21.

50

55

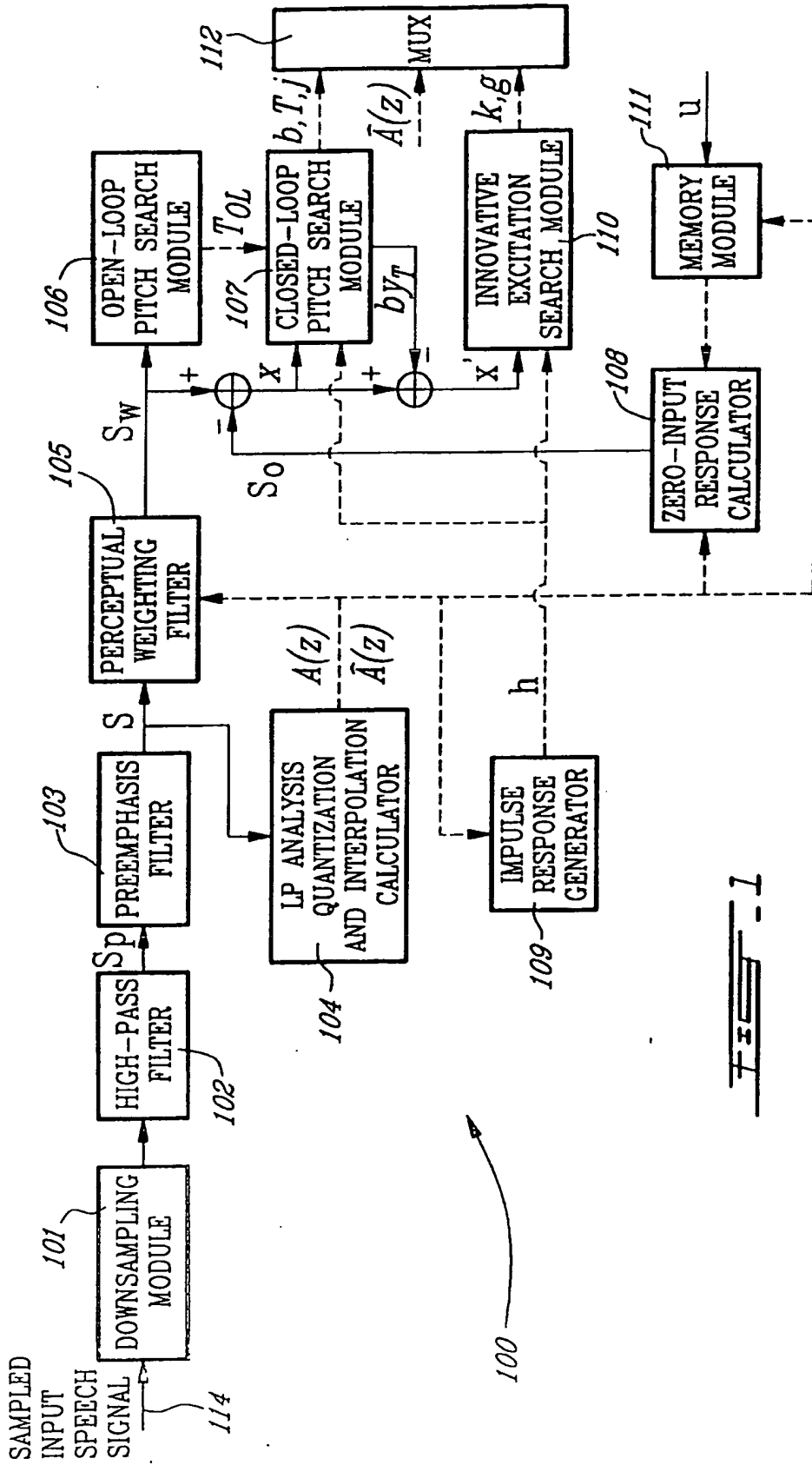


FIG. 1

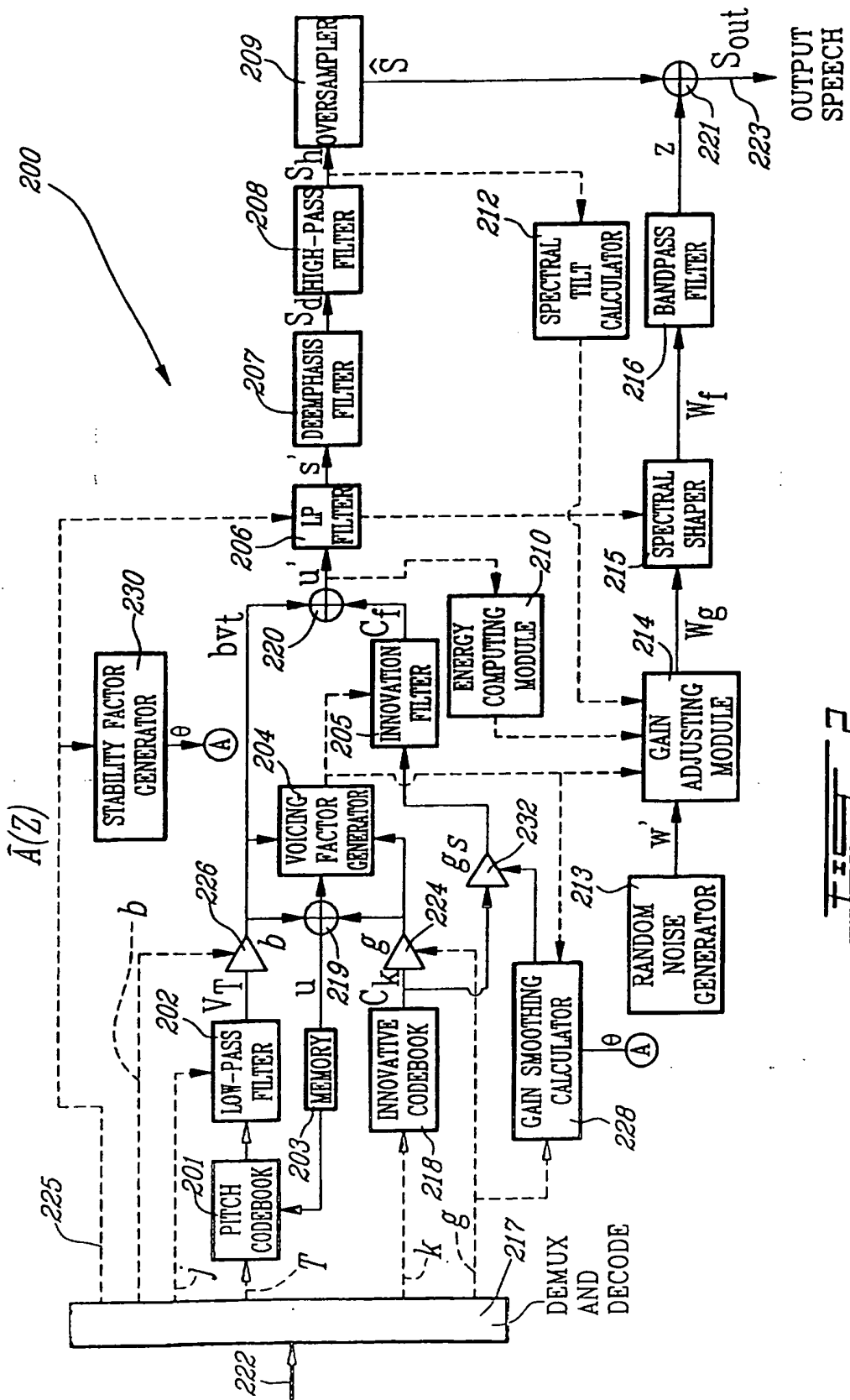
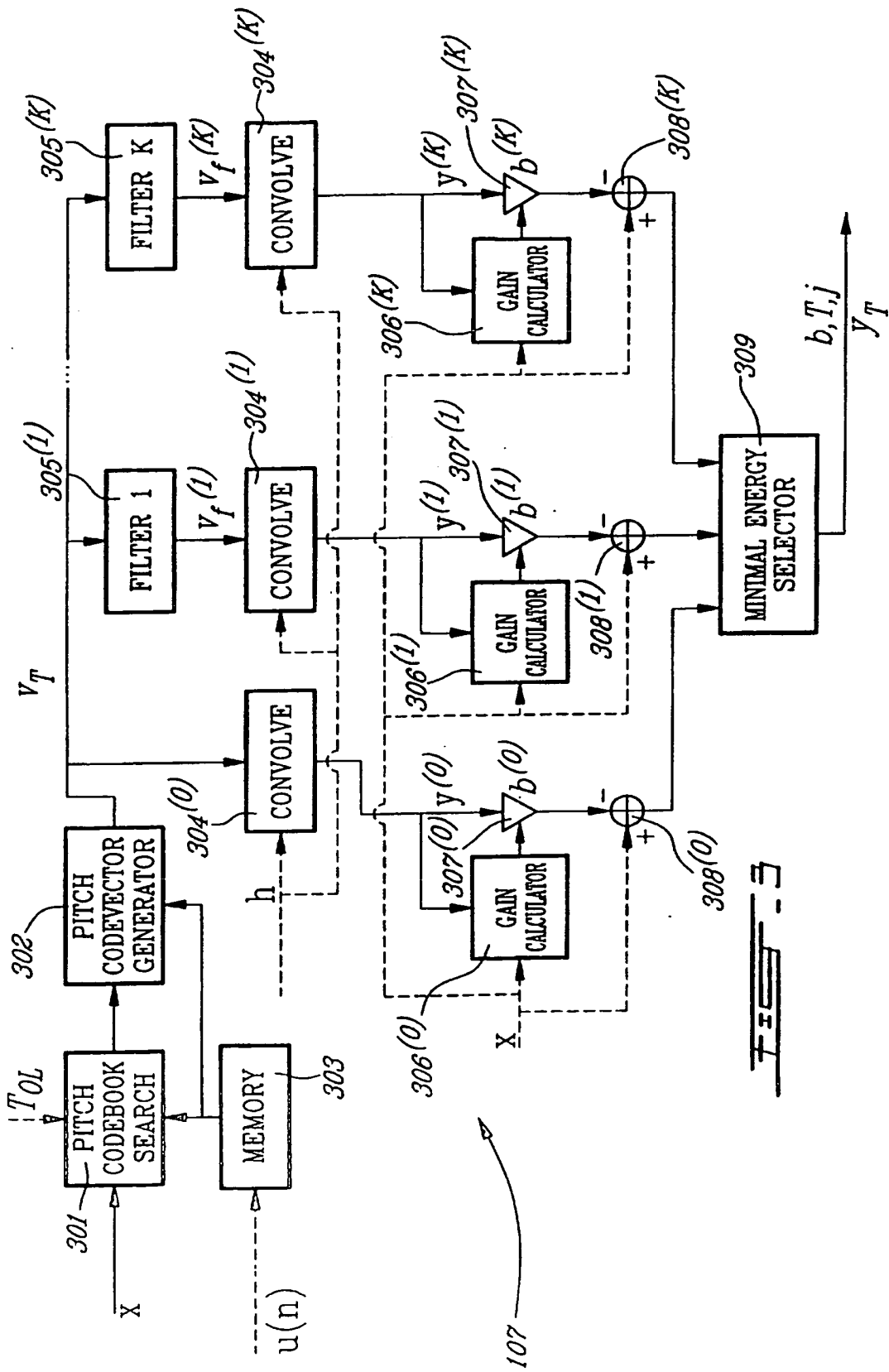


FIG. 2



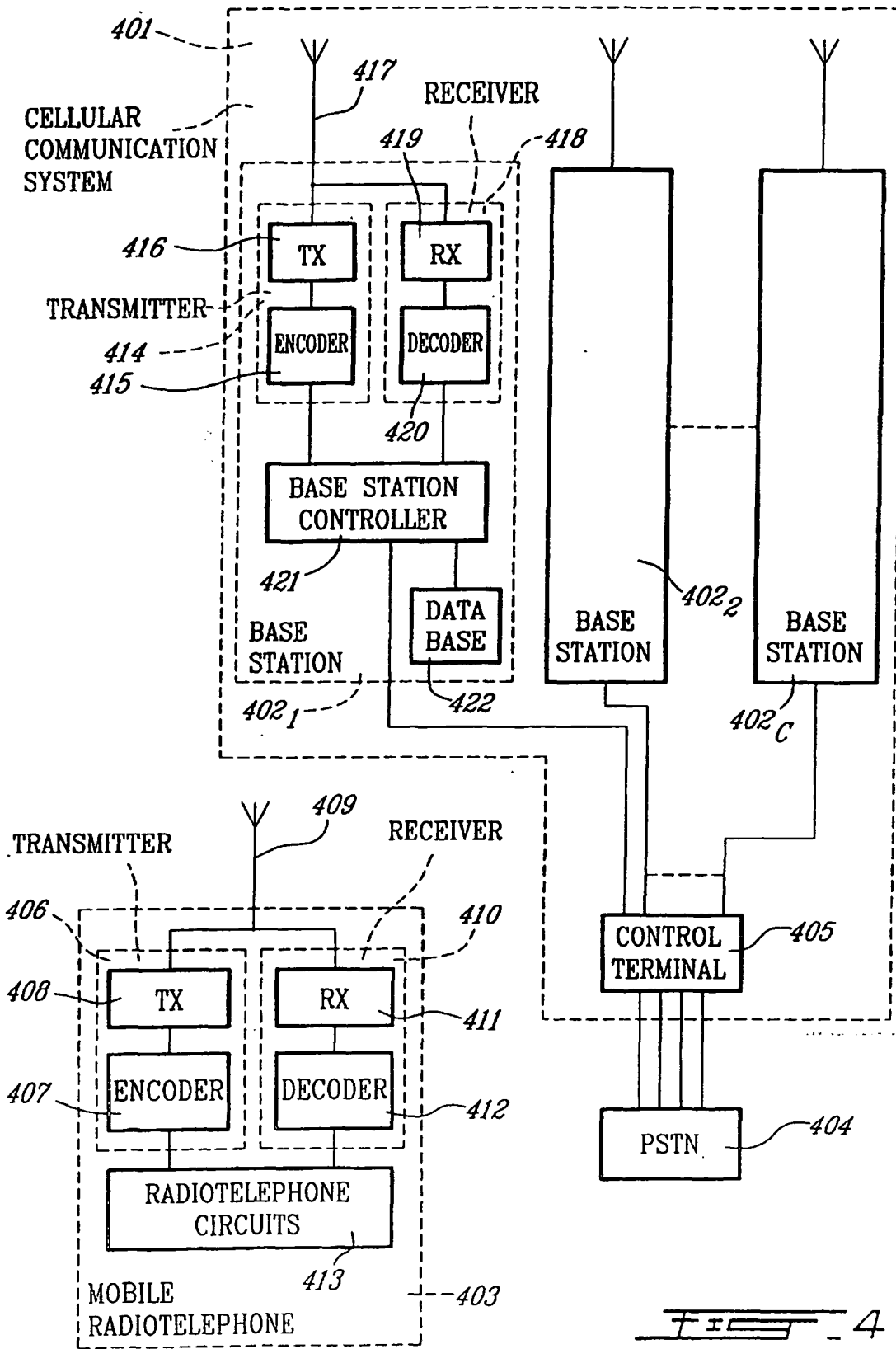


FIG. 4

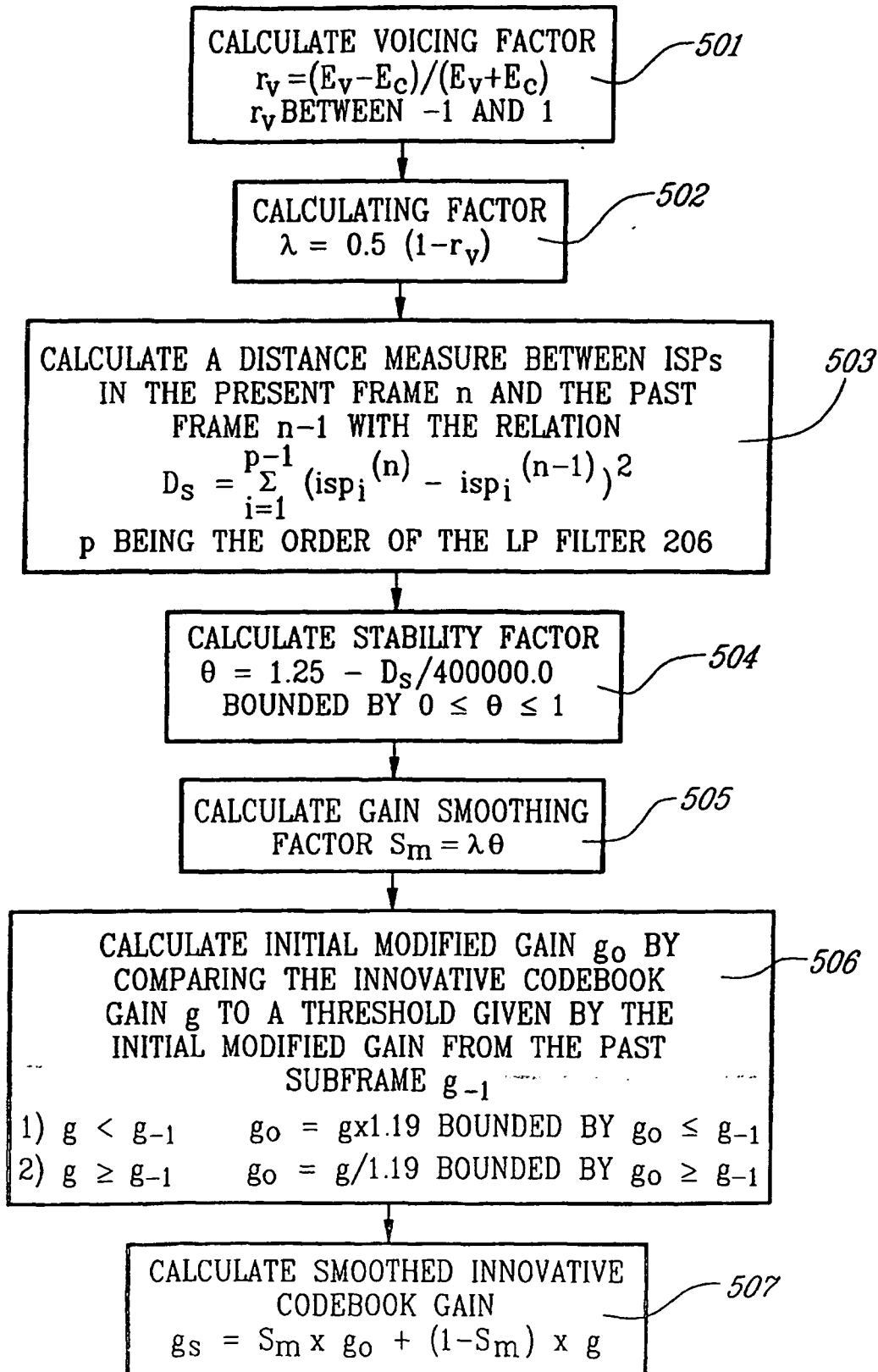


FIG. 5